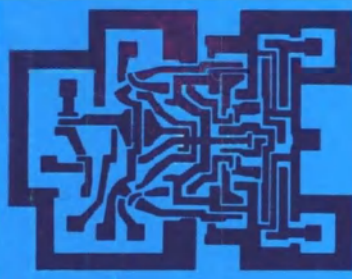
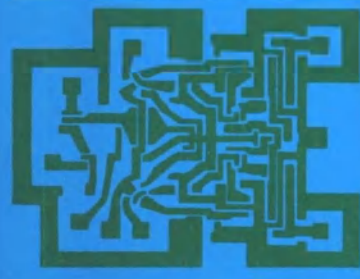


Nuclear Electronics

Conference Proceedings,
Bombay, 22-26 November 1965



INTERNATIONAL ATOMIC ENERGY AGENCY, VIENNA, 1966

NUCLEAR ELECTRONICS

The following States are Members of the International Atomic Energy Agency:

AFGHANISTAN	FEDERAL REPUBLIC OF	NICARAGUA
ALBANIA	GERMANY	NIGERIA
ALGERIA	GABON	NORWAY
ARGENTINA	GHANA	PAKISTAN
AUSTRALIA	GREECE	PANAMA
AUSTRIA	GUATEMALA	PARAGUAY
BELGIUM	HAITI	PERU
BOLIVIA	HOLY SEE	PHILIPPINES
BRAZIL	HONDURAS	POLAND
BULGARIA	HUNGARY	PORTUGAL
BURMA	ICELAND	ROMANIA
BYELORUSSIAN SOVIET	INDIA	SAUDI ARABIA
SOCIALIST REPUBLIC	INDONESIA	SENEGAL
CAMBODIA	IRAN	SOUTH AFRICA
CAMEROON	IRAQ	SPAIN
CANADA	ISRAEL	SUDAN
CEYLON	ITALY	SWEDEN
CHILE	IVORY COAST	SWITZERLAND
CHINA	JAMAICA	SYRIA
COLOMBIA	JAPAN	THAILAND
CÓNGO, DEMOCRATIC	KENYA	TUNISIA
REPUBLIC OF	REPUBLIC OF KOREA	TURKEY
COSTA RICA	KUWAIT	UKRAINIAN SOVIET SOCIALIST
CUBA	LEBANON	REPUBLIC
CYPRUS	LIBERIA	UNION OF SOVIET SOCIALIST
CZECHOSLOVAK SOCIALIST	LIBYA	REPUBLICS
REPUBLIC	LUXEMBOURG	UNITED ARAB REPUBLIC
DENMARK	MADAGASCAR	UNITED KINGDOM OF GREAT
DOMINICAN REPUBLIC	MALI	BRITAIN AND NORTHERN
ECUADOR	MEXICO	IRELAND
EL SALVADOR	MONACO	UNITED STATES OF AMERICA
ETHIOPIA	MOROCCO	URUGUAY
FINLAND	NETHERLANDS	VENEZUELA
FRANCE	NEW ZEALAND	VIET-NAM
		YUGOSLAVIA

The Agency's Statute was approved on 23 October 1956 by the Conference on the Statute of the IAEA held at United Nations Headquarters, New York; it entered into force on 29 July 1957. The Headquarters of the Agency are situated in Vienna. Its principal objective is "to accelerate and enlarge the contribution of atomic energy to peace, health and prosperity throughout the world".

Printed by the IAEA in Austria

June 1966

PROCEEDINGS SERIES

NUCLEAR ELECTRONICS

PROCEEDINGS OF A CONFERENCE ON
NUCLEAR ELECTRONICS
HELD BY THE
INTERNATIONAL ATOMIC ENERGY AGENCY
IN BOMBAY, 22-26 NOVEMBER 1965

INTERNATIONAL ATOMIC ENERGY AGENCY
VIENNA, 1966

Conference on Nuclear Electronics, Bombay,
22-26 November 1965.

Nuclear electronics. Proceedings ... held
by the International Atomic Energy Agency ...
Vienna, the Agency, 1966.

662 p. (IAEA, Proceedings series)

539.1.074

FOREWORD

The science of electronics, which is playing a decisive role in the modern world, is particularly important in the development of the nuclear sciences, both in fundamental research on the structure of matter and in the production of power from fission. It is impractical, however, to deal with this vast and varied subject at one time.

The Agency's first conference on the subject, at Belgrade in May 1961, was restricted to just a few aspects of nuclear electronics.

The second conference, organized by the Agency in co-operation with the Indian Atomic Energy Commission and held at Bombay from 22 to 26 November 1965, was limited, for all practical purposes, to the use of nuclear electronics in reactor control and safety. The importance of this subject is self-evident, for the number of power reactors throughout the world is increasing every year and the economics of their operation depends just as much on optimum functioning as on improved safety.

The Bombay conference, at which 48 papers were presented, was attended by a large number of participants, representing 12 countries and two international organizations. The main topics were power and neutron-flux measurements, reactor control, safety devices, and data processing to ensure optimum operation. The Proceedings, which contain both the texts and discussions of the papers presented, are of immediate interest to specialists in these fields and should form a valuable source of information.

Gratitude is expressed to all those who participated, and to the Government of India and the Indian Atomic Energy Commission for their part in making the meeting a success.

EDITORIAL NOTE

The papers and discussions incorporated in the proceedings published by the International Atomic Energy Agency are edited by the Agency's editorial staff to the extent considered necessary for the reader's assistance. The views expressed and the general style adopted remain, however, the responsibility of the named authors or participants.

For the sake of speed of publication the present Proceedings have been printed by composition typing and photo-offset lithography. Within the limitations imposed by this method, every effort has been made to maintain a high editorial standard; in particular, the units and symbols employed are to the fullest practicable extent those standardized or recommended by the competent international scientific bodies.

The affiliations of authors are those given at the time of nomination. The use in these Proceedings of particular designations of countries or territories does not imply any judgement by the Agency as to the legal status of such countries or territories, of their authorities and institutions or of the delimitation of their boundaries.

The mention of specific companies or of their products or brand-names does not imply any endorsement or recommendation on the part of the International Atomic Energy Agency.

CONTENTS

I. NEUTRON FLUX AND POWER MEASUREMENTS	1
Parallel-plate multisection ionization chambers for high-performance reactors (CN-22/53)	3
<i>D. Roux</i>	
Discussion	17
Chambre d'ionisation alimentée en basse tension (CN-22/9)	19
<i>J. C. Decuyper et R. Gariod</i>	
Discussion	30
Ionization chambers for reactor control (CN-22/39)	33
<i>L. Satyanarayana and E. V. R. Rao</i>	
Discussion	38
Détecteurs de rayonnements nucléaires pour le contrôle des réacteurs (CN-22/12)	39
<i>J. Duchêne et A. Roguin</i>	
Discussion	44
Nouvelles possibilités offertes par les détecteurs à bore et à uranium (CN-22/20)	45
<i>R. Allemand et V. Delcroix</i>	
Discussion	55
Using neutron flux detectors in-pile (CN-22/26)	57
<i>R. J. Cox, D. Harrison and A. Goodings</i>	
Discussion	70
Microwave determination of neutron fluxes in reactors (CN-22/54)	73
<i>D. P. Brown</i>	
Discussion	87
An automated digital apparatus for measuring the basic parameters of nuclear detectors (CN-22/3)	89
<i>A. Csákány, A. Jávör and F. Vajda</i>	
Discussion	98
The neutron flux monitoring system and flux distribution in the Tarapur reactors (CN-22/37)	99
<i>R. D. Jain and U. Venkateswarlu</i>	
Discussion	104
Etat actuel du développement des études d'instrumentation de contrôle des réacteurs en France (CN-22/16)	107
<i>J. Furet et J. Weill</i>	
Discussion	120
Some design aspects of the control and safety instrumentation of the zero-energy reactor ZERLINA (CN-22/36)	121
<i>U. Venkateswarlu, L. Viswanathan, M. G. Pansare and A. K. Nagle</i>	
Transistorized instruments for reactor control and flux measurement (CN-22/38)	133
<i>U. Venkateswarlu, S. N. Chakravarti, B. Majundar and A. K. Nagle</i>	
Discussion	139

Solid-state neutron flux monitoring instruments for neutron reactors (CN-22/48)	141
<i>T. Furukawa and N. Wakayama</i>	
Discussion	154
Reducing the effects of electrical interference on nuclear instruments (CN-22/27)	157
<i>D. Harrison, I. Wilson and R. J. Cox</i>	
Discussion	169
A low-drift solid-state d.c. amplifier (CN-22/49)	171
<i>N. Wakayama and T. Furukawa</i>	
Discussion	183
TD-mètre rapide à circuits intégrés (CN-22/24)	185
<i>V. Delcroix, M. Henry, J. Lacour, Y. Pinon, A. Rochet et A. Tattegrain</i>	
Appareil de mesure des temps de doublement rapide du réacteur CABRI (CN-22/8)	201
<i>D. Da Costa Vieira, G. Griedling, B. Mélite et A. Tattegrain</i>	
Discussion	223
Grid-controlled photomultipliers as elements of fast coincidence circuits (CN-22/44)	225
<i>S. V. Muchin, S. V. Richvitsky, I. N. Semenyushkin, I. Foltin, M. Vysočanský, E. Lehotay, L. Nagy, L. Ondric, P. Göhrlich and H. -J. Pohl</i>	
Enregistrement d'excursions de réacteurs pulsés au moyen de détecteurs à gain modulé et d'une mémoire digitale (CN-22/14)	231
<i>M. Launois</i>	
 II. THERMODYNAMIC MEASUREMENTS	 245
Capacitance type void meter (CN-22/6)	247
<i>Y. Sakurai, K. Mori, K. Isozumi and K. Kakizawa</i>	
Discussion	260
 III. COOLANT MEASUREMENTS	 261
L'anhydride carbonique, gaz de refroidissement des réacteurs G2/G3: Fuites, analyse et activité (CN-22/18)	263
<i>J. Meiffren et F. Dupay</i>	
Discussion	295
 IV. BURST SLUG DETECTION	 297
Ruptured fuel location with high-resolution gamma-ray spectrometers (CN-22/31)	299
<i>J. J. Lipsett</i>	
Discussion	320

Développement des détecteurs de produits de fission pour la surveillance des ruptures de gaines (CN-22/13)	323
<i>J. Graftieux et A. Roguin</i>	
Discussion	331
A multichannel analysis system for low levels of fission products in reactor coolants (CN-22/42)	333
<i>S. Ragupathy and K. G. Vohra</i>	
A new design of ratio-circuit for fission-fragment studies (CN-22/32) ..	341
<i>P. K. Patwardhan and V. S. Indurkar</i>	
 V. REACTOR OPERATIONS	 351
Description d'un type d'appareil de mesure de la réactivité (CN-22/11)	353
<i>M. Deiss et J. Uberschlag</i>	
Discussion	363
Réactimètre (CN-22/22)	365
<i>G. Chauvet, R. Gariod et E. Tournier</i>	
Discussion	378
Procédure de démarrages rapides - Analyse sur ordinateur analogique et comparaison avec des essais réels (CN-22/21)	379
<i>C. Caillet, M. Deat, J. Furet et J. Weill</i>	
Discussion	393
Neutron dynamics of Brookhaven's High Flux Beam Reactor (CN-22/52)	395
<i>J. Chernick</i>	
Discussion	411
Système de pilotage automatique du réacteur PEGGY (CN-22/23)	413
<i>J. Bertrand, D. Desandre Navarre, G. Friedling et R. Mourchou</i>	
General discussion	427
Special contribution	429
<i>P. Kovanic</i>	
Discussion	432
Ensemble de pilotage et de sécurité pour un réacteur à haut flux (CN-22/15)	435
<i>P. Jover, J. Uberschlag et J. Furet</i>	
Synthesis of an optimal control system for nuclear reactors with generalized temperature feedback (CN-22/55)	443
<i>I. Kliger</i>	
Discussion	460
Power measurements and automatic power control by gamma- or Cerenkov-radiation (CN-22/2)	461
<i>H. Weiss</i>	
Discussion	474
Réacteurs G2 et G3; mesures de puissance et chaîne de sécurité (CN-22/19)	475
<i>J. Meiffren et F. Decool</i>	

VI. REVIEW OF REACTOR SAFETY 495

Pulse coding techniques for reactor safety logic systems (CN-22/28).....	497
<i>I. Wilson, R.E. Whyard and A.B. Keats</i>	
Discussion	504
Evolution de la sécurité dans le contrôle des réacteurs au Commissariat à l'énergie atomique (CN-22/17)	505
<i>J. Furet</i>	
Discussion	516
Solid-state logic for reactor safety systems (CN-22/40)	517
<i>S.V. Kasargod</i>	
Improvement of reactor safety-system reliability by means of redundancy (CN-22/51)	527
<i>P. Timmermann</i>	
Discussion	543
Conception des circuits de sécurité d'un réacteur expérimental comportant un traitement numérique des informations (CN-22/10) ..	545
<i>C. di Giacomo</i>	
Discussion	556

VII. DATA PROCESSING AND OPTIMIZATION 557

Static programming of data handling (CN-22/56).....	559
<i>P. Kovanic</i>	
Discussion	574
The need for sophistication in multiparameter analysis and real-time data processing (CN-22/33).....	575
<i>P. K. Patwardhan</i>	
Discussion	593
An automatic data-logging system for meteorological studies in reactor environments (CN-22/43)	595
<i>C.W. Joshi, N.A. Ingle and N.B. Jathar</i>	
Discussion	602
Special contribution	603
<i>P.E. Blomberg</i>	

VIII. SERVO MECHANISMS, VARIOUS ELECTRONIC CIRCUITS AND MISCELLANEOUS 605

Determination of the optimum number of simultaneously measurable parameters (CN-22/4)	607
<i>Z. Náray</i>	
Stepping motors and associated electronic circuits for reactor control (CN-22/30)	613
<i>E.S.F. King</i>	
Discussion	622

Resolving times of binary scalars: an analytical study (CN-22/34)	623
<i>S. Chowdhury and B.M. Banerjee</i>	
Harmonic generation by pulse drive (CN-22/35)	637
<i>K.S. Patel and B.M. Banerjee</i>	
A simple, reliable precision time analyser (CN-22/41)	645
<i>B.V. Joshi, V.R. Nargundkar, K. Subbarao, M.S. Kamath and</i>	
<i>S.K. Eligar</i>	
Discussion	653
Chairmen and Secretariat of the Conference	655
List of Participants	656
Author Index	661

I. NEUTRON FLUX AND POWER MEASUREMENTS
(Sessions I - IV)

PARALLEL-PLATE MULTISECTION IONIZATION CHAMBERS FOR HIGH-PERFORMANCE REACTORS*

D. ROUX
OAK RIDGE NATIONAL LABORATORY
OAK RIDGE, TENN.,
UNITED STATES OF AMERICA

Abstract

PARALLEL-PLATE MULTISECTION IONIZATION CHAMBERS FOR HIGH-PERFORMANCE REACTORS. A new model of parallel-plate multisection ionization chambers for reactor control applications in high-performance reactors has been developed. This chamber model has several improved performance features required by such reactors. In addition, the arrangement allows the combination of different active sections in a single reactor penetration.

Each active section is composed of parallel plate electrodes each 4.6 cm in diameter and 0.012 cm thick. Ceramic discs are used to anchor the electrode tie rods and to insulate adjacent active sections. The maximum electrical interaction between two adjacent sections is less than 1%. The electrodes are spaced 0.1 cm apart to obtain superior saturation characteristics. The electrodes may be coated with boron-10 for use as neutron-sensitive chambers, with uranium-235 for use as fission chambers, or left uncoated for use as gamma-sensitive chambers. Also, the use of boron-coated and uncoated electrodes appropriately coated and connected will give a gamma-compensated neutron-sensitive chamber. Active sections may be combined to assemble multi-purpose detectors for different reactor control applications. To date, two ORNL reactors are fully equipped with this chamber model. Over a period of 20 months, no failure has occurred.

A new electrode configuration is used to achieve an electrically adjustable gamma compensation. The signal electrodes are smaller in diameter than the positive and negative high-voltage electrodes. If the two polarizing potentials are not equal, the electrical field is slightly distorted near the outside edge of the signal electrodes. By varying the ratio of the two potentials, the positive and negative collection volumes of the chamber are changed accordingly. This technique has the advantage over methods previously used in that both the neutron- and gamma-section currents are well saturated at all polarizing voltages ordinarily used, so that electrical compensation is not obtained at the expense of saturation. The compensation change is 2% per 100-V change of the negative polarizing voltage, with the positive voltage equal to 300 V.

Experimental results show the insensitivity of the gamma compensation to wide variations in intensity, energy, and geometry of the gamma background. For example, the deviation of compensation did not change more than 0.3% for the interval between 10 minutes and one week after a reactor scram.

1. INTRODUCTION

A new model of parallel-plate multisection ionization chambers for reactor control was developed to meet the requirements of high-performance research and power reactors. The parallel-plate configuration was chosen to allow the combination of different electrically independent active sections in a single reactor penetration. Also, the use of parallel-plates has led to a new electrode arrangement to achieve an electrically adjustable gamma compensation. The insensitivity of this configuration to wide variations in intensity, energy, and geometry of the gamma background permits a

* Research sponsored by the US Atomic Energy Commission under contract with the Union Carbide Corporation.

control of the compensation within few tenths of a per cent. The stability of the compensation eliminates the need of frequent adjustments.

The penalty of a shut-down of a high-performance research or power reactor is so high that an ionization chamber failure can hardly be tolerated. Accordingly, during the design of this chamber model, much emphasis was put on reliability performance. For underwater operation, the chamber and connecting cables are contained in a hermetically sealed and welded metallic housing assembly. Furthermore, provisions were taken so that the chamber and connecting cables can be used for a minimum of five years without failure caused by radiation damage.

2. CHAMBER DESIGN AND CONSTRUCTION

2.1. Sensitive volume

The sensitive volume is composed of titanium parallel-plate electrodes, each 0.012-cm thick, spaced 0.1 cm apart. The electrodes have two different kinds of shapes, as shown on the bottom part of Fig. 1. "Triangular" plates are used as signal-electrodes, and "circular" plates are used as high-voltage electrodes. These electrodes may be coated with boron-10 for use as neutron sensitive chambers, with uranium-235 for use as fission chambers, or left uncoated for use as gamma-sensitive chambers. Also, the use of boron-coated and uncoated electrodes, appropriately coated and connected (see section 3.2), will give a gamma-compensated neutron sensitive chamber. Electrically independent active sections are combined to assemble multi-purpose radiation detectors as required for the different reactor applications.

The middle part of the Fig. 1 is a view of a typical sensitive volume composed of two neutron-sensitive active sections. The active sections are separated and supported by alumina ceramic discs used to anchor the electrode tie rods. The electrical connections are fed through the aluminium base of the sensitive volume to a multipin header. The overall maximum electrical interaction between two adjacent sections is less than 1%. The interactions are primarily caused by the passage of lead connections from the front active section in close proximity to the rear section.

The sensitive volume is contained in the aluminium can shown on the upper part of Fig. 1. If required, the can can be welded to the sensitive volume base so that the sensitive volume can be filled with its own gas filling. However, in the majority of the applications, the sensitive volume shares the same gas filling with the rest of the chamber housing volume. Depending on the different active section combinations, the gas and its filling pressure are selected to obtain the best compromise.

2.2. Chamber assembly

The chamber assembly (see Fig. 2) consists of four main parts: a sensitive volume described above, a core assembly, a cable assembly, and a nickel chamber housing. The purpose of the core assembly is to provide a highly radiation resistant multicoaxial cable extension of 70 cm between the

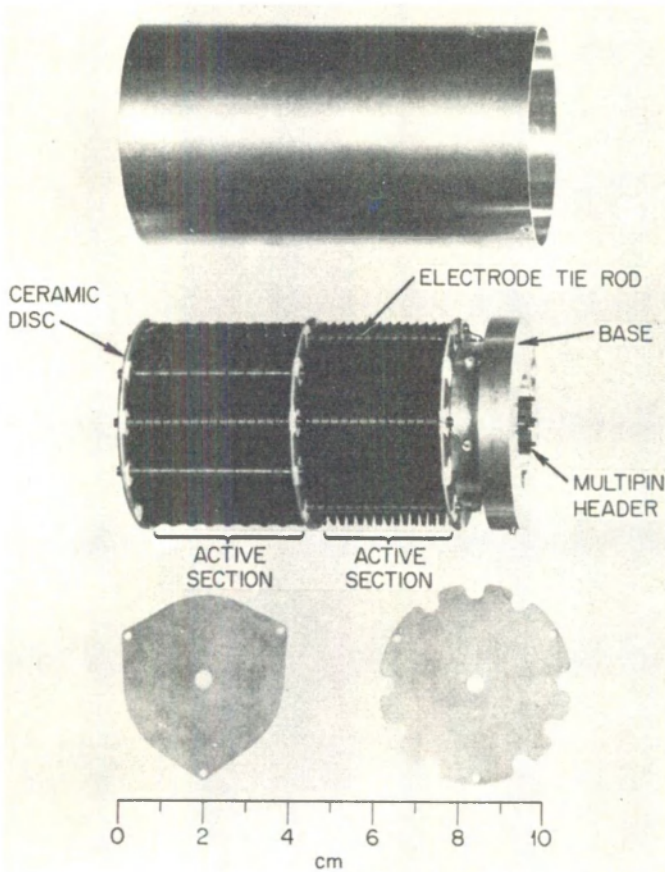


FIG. 1. View of a two-active section sensitive volume; the sensitive-volume can is shown at the top, and the two types of electrodes used in the assembly are shown at the bottom

sensitive volume and the cable assembly. The core assembly, after completion, is a plug-in unit to which the sensitive volume multipin header and the cable assembly are plugged. This core assembly has an aluminium body 5.5 cm in diameter and 68 cm long which surrounds a 1.9-cm diameter alumina multihole insulator. The multihole insulator is perforated by seven axial holes. Four holes contain coaxial assemblies of nickel wires inserted in alumina insulator tubings which are coated with Aquadag¹ on their outside surface. The three other holes are provided for unshielded nickel wire connections. A multicoaxial plug is mounted on the rear end of the aluminium body. From the multihole insulator to the multicoaxial plug, the connection insulations are made of preirradiated polyethylene, and the shields are made with copper braids.

¹ Aquadag is a suspension of high purity graphite powder in water.

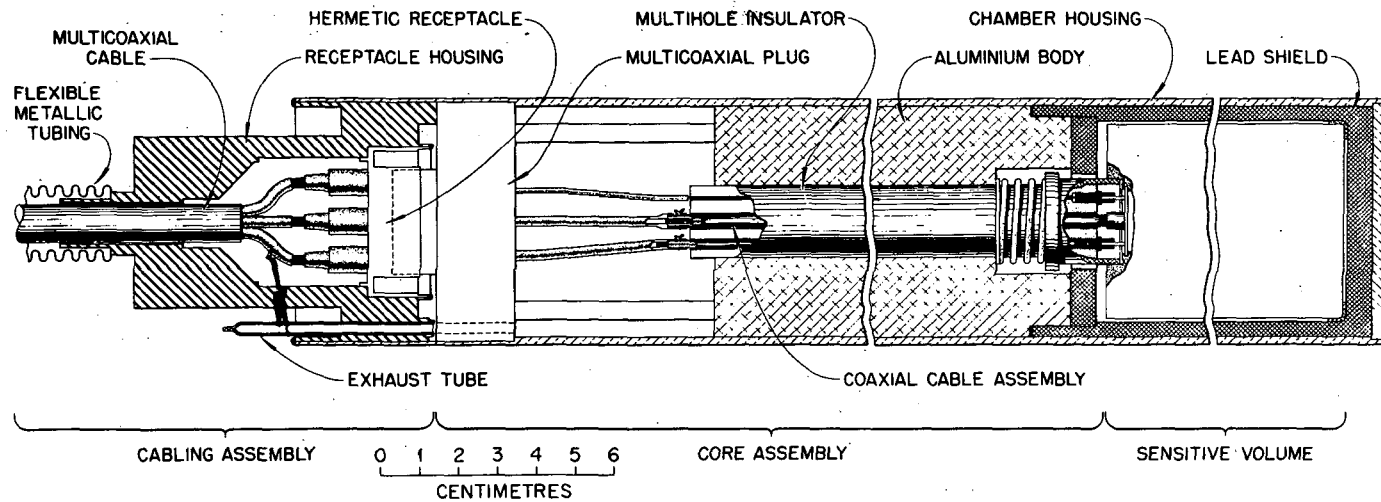


FIG. 2. Ionization chamber assembly

The cable connecting the ionization chamber to electronic instruments consists of seven individual coaxial cables shielded and jacketed together. The insulation is preirradiated polyethylene. This cable is connected to a multicoaxial hermetic ceramic receptacle that mates to the plug of the core assembly. The cable and the receptacle are inserted in a flexible annular metallic tubing welded at the chamber end to a receptacle housing. The external shell of the receptacle is welded to the receptacle housing to provide a hermetic seal. The cable assembly is also sealed at its other end.

When the chamber assembly is completed, the chamber housing is welded to the receptacle housing, and the degassing and gas filling operations are made through the exhaust tube mounted to the receptacle housing.

After accelerated irradiation of the chamber assembly in gamma-ray fluxes corresponding to a period of 5 to 10 years of normal operation in reactor installations, there has been no noticeable damage to the cables and seal or degradation in the performance of the ionization chamber.

3. IONIZATION CHAMBER PERFORMANCES

3.1. Boron coated ionization chambers

In the majority of boron-coated neutron-sensitive ionization chamber applications, the current output range is limited by lack of saturation at high currents and by the gamma radiation background. Thus, this chamber design was oriented toward good saturation characteristics and optimization of the neutron-to-gamma sensitivity ratio.

Good saturation characteristics, even at high current outputs, was obtained by selecting a close electrode spacing of 0.1 cm and a low gas-filling pressure. These two choices are required to minimize ion recombination. Typically, for a saturation current of $150\text{ }\mu\text{A}$, the collection is more than 99% complete at an applied voltage of 150 V. In this example, the boron-coated active section is filled with nitrogen at a pressure of 1.05 atm and the current density is $0.5\text{ }\mu\text{A}/\text{cm}^2$.

The optimization of the neutron-to-gamma sensitivity ratio is accomplished by the selection of the sensitive volume materials and of the filling gas and pressure. Also, since in many reactor control applications, ionization chambers are located in light-water media, it is advantageous to use a short-length sensitive volume having a relatively low sensitivity to neutrons and gamma rays. Because the relaxation length for thermal neutrons is much shorter than that for reactor leakage gamma rays, for a given neutron output current a low-sensitivity chamber must be located near to the core surface where the ratio of thermal neutron to gamma-ray fluxes is favourable. Table I illustrates this point. The neutron and gamma flux data are taken from Maienschein et al. [1]. In this example it is assumed that both ionization chambers have the same neutron-to-gamma sensitivity ratio.

For the reason previously discussed, the neutron sensitivities of the individual boron-coated active sections used in the different chamber configurations are between 3×10^{-15} and $6 \times 10^{-15}\text{ A}/(\text{n cm}^{-2}\text{ s}^{-1})$.

TABLE I

GAMMA CURRENT OUTPUTS FOR TWO DIFFERENT CHAMBERS
LOCATED IN A REACTOR LIGHT-WATER SHIELD

	Sensitivities		Swimming pool 1 MW, H ₂ O shield, 50- μ A neutron current	
	Neutron (A/(n cm ⁻² s ⁻¹))	Gamma (A R ⁻¹ h)	Gamma flux (R/h)	Gamma current (μ A)
High-sensitivity chamber	3×10^{-14}	1×10^{-11}	1×10^6	10
Low-sensitivity chamber	3×10^{-15}	1×10^{-12}	2.7×10^6	2.7

For activation consideration, the materials used in the sensitive volumes are titanium, aluminium, and high-purity alumina ceramic. To achieve low gamma-sensitivity performances, low-density materials are used and the amount of material is kept to the minimum necessary for the ruggedness of the assembly. Titanium is preferred to aluminium as electrode material for that reason. Also, the boron-10 coating adheres better to titanium when applied with the boron deposit technique².

Several tests were performed to measure the neutron and gamma sensitivities of the active sections as a function of gas-filling pressure for five gases. The results are summarized in Table II. An active section consisting of seven signal electrodes and eight high-voltage electrodes was used. The boron coating was 0.35 mg/cm². For each gas, the pressure was adjusted to obtain a neutron sensitivity of 6.0×10^{-15} A/(n cm⁻² s⁻¹).

It is interesting to notice that the figures of merit indicated in the Table II vary very slowly as a function of the atomic number Z. Hydrogen has not been considered, because a pressure of approximately 13 atm would have been necessary to obtain a neutron sensitivity of 6×10^{-15} A/(n cm⁻² s⁻¹). As a consequence, the increased thickness of the sensitive-volume can required to withstand such pressure would make the chamber more sensitive to the gamma radiation, and the net gain by using hydrogen would be cancelled.

Nitrogen is the gas used as filling gas for boron-coated neutron-sensitive chambers. It is the most stable gas recommended for close electrode spacings, and it represents a good compromise between different requirements.

The ratio of the neutron-to-gamma sensitivities for the nitrogen-filled chamber presented in the Table II is higher than any presently commercially available boron-coated ionization chamber of sensitivities between 5×10^{-14} and 2×10^{-15} A/(n cm⁻² s⁻¹).

² Boron-10 in colloidal suspension in mineral oil is sprayed on the electrodes, then the oil is baked out at 340°C.

3.2. Gamma-compensated ionization chambers

The use of parallel plates has led to a new electrode configuration to achieve an electrically adjustable gamma compensation. This configuration is shown schematically in Fig. 3. The signal electrodes have a smaller surface area than the high-voltage electrodes. For equal positive and negative polarizing potentials, the zero-equipotential surface (Fig. 3a) is an extension of the signal electrode, and as a consequence, the electrical field lines are straight. For unequal polarizing potentials (Fig. 3b), the field lines are distorted and the effective collection volumes, which are determined by the field lines drawn heavily in the figures, are changed accordingly. The saturation characteristics of the two situations are essentially the same; thus, adjustment of compensation by this method does not affect the saturation.

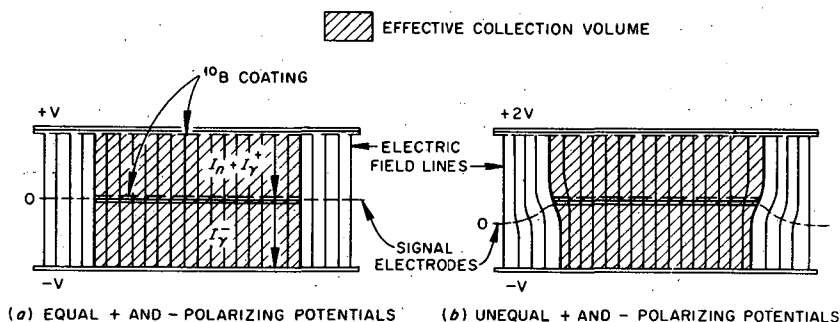


FIG. 3. Diagram of adjustable electrical gamma compensation

The gamma-compensated active section contains 16 signal electrodes, 9 positive high-voltage electrodes, and 8 negative high-voltage electrodes. Figure 4 illustrates the electrode sequence. To reduce the influence of geometrical effects on the gamma compensation, the length of the electrode stacking is nearly equal to the electrode diameters. For the same reason, the eight ion-chamber units indicated in Fig. 4 are symmetrical relative to the negative high-voltage electrodes. The active section is filled with nitrogen at 1.05 atm. Without gamma compensation, the chamber sensitivities are $6.0 \times 10^{-15} \text{ A}/(\text{n cm}^2 \text{ s}^{-1})$ and $1.4 \times 10^{-12} \text{ A R}^{-1} \text{ h}$.

Manufacturing tolerances are such that initially the gamma currents cancel within 1.5%. Figure 5 shows the gamma compensation as a function of electrode voltages. The slope of the curve corresponds to 1-3% compensation change per 100-V change in negative polarizing voltage, with the positive voltage equal to +300 V. These measurements were made in a hot cell with a ^{60}Co source.

Experimental results show the insensitivity of the gamma compensation to wide variations in intensity, energy, and geometry of the gamma source. Typical gamma compensation results obtained with the same ionization chamber are given in Table III.

TABLE II

RATIO OF NEUTRON-TO-GAMMA SENSITIVITIES FOR DIFFERENT CHAMBER GAS FILLINGS

Gas	Atomic number Z	Gas pressure (atm)	Sensitivity		Figure of merit ^a
			Neutron (A/(n cm ⁻² s ⁻¹))	Gamma (AR ⁻¹ h)	
He	2	4.80	6×10^{-15}	1.25×10^{-12}	1.15
N ₂	14	1.10	6×10^{-15}	1.45×10^{-12}	1.0
Ar	18	0.76	6×10^{-15}	1.57×10^{-12}	0.90
Kr	36	0.53	6×10^{-15}	2.4×10^{-12}	0.60
Xe	54	0.34	6×10^{-15}	2.6×10^{-12}	0.55

^a Ratio of neutron to gamma sensitivities, normalized to 1 for N₂.

TABLE III

GAMMA COMPENSATION OBTAINED FOR VARIOUS GAMMA SOURCES WITH
FIXED ELECTRODE VOLTAGES
(+300 V, -200 V)

Gamma source facility	Source condition	Shield and geometry	Deviation from total compensation ^a (%)
Hot cell, ⁶⁰ Co	2000 Ci	10 cm air, source at front of chamber	+ 0.8
Hot cell, ⁶⁰ Co	2000 Ci	10 cm air, source at side of chamber	+ 1.3
BSR, ^b fission products	10 min after reactor scram	20 cm of water	+ 0.9
BSR, ^b fission products	90 min after reactor scram	20 cm of water	+ 0.9
BSR, ^b fission products	1 week after reactor scram	20 cm of water	+ 0.6
BSR, ^b fission products	1 week after reactor scram	40 cm of water	+ 0.5

^a The sign + means undercompensation; that is, $I_{\gamma}^+ > I_{\gamma}^-$.

^b Bulk Shielding Reactor.

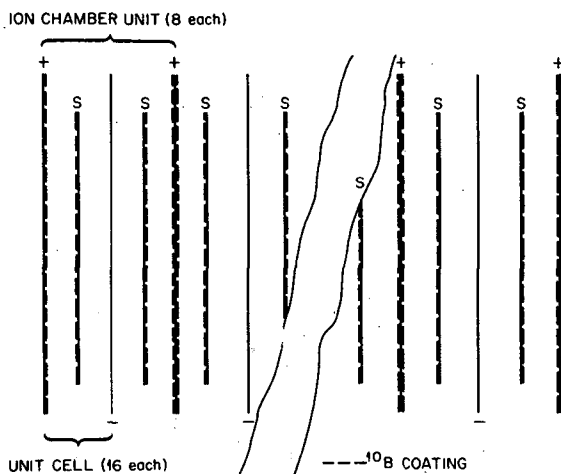


FIG. 4. Electrode sequence of gamma-compensated ionization chamber

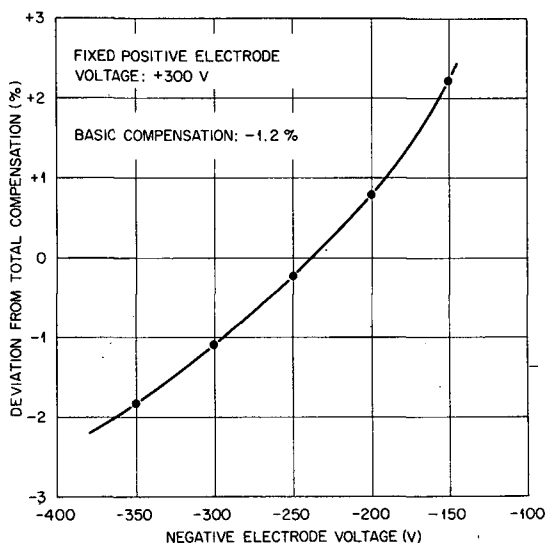


FIG. 5. Gamma compensation as a function of electrode voltages; measurements were made in a hot cell with a ^{60}Co source

The gamma compensation as a function of the chamber current was also measured in a hot cell with a ^{60}Co source. The experimental results are shown in Fig. 6. The gamma compensation values for fixed electrode voltages (+300 V, -250 V) are plotted as a function of the chamber uncompensated current. Over a range of three decades of chamber uncompensated current, the deviation of the compensation stays within $\pm 0.1\%$. This range of three decades, expressed as gamma flux, is from 2×10^6 to 2×10^9 R/h.

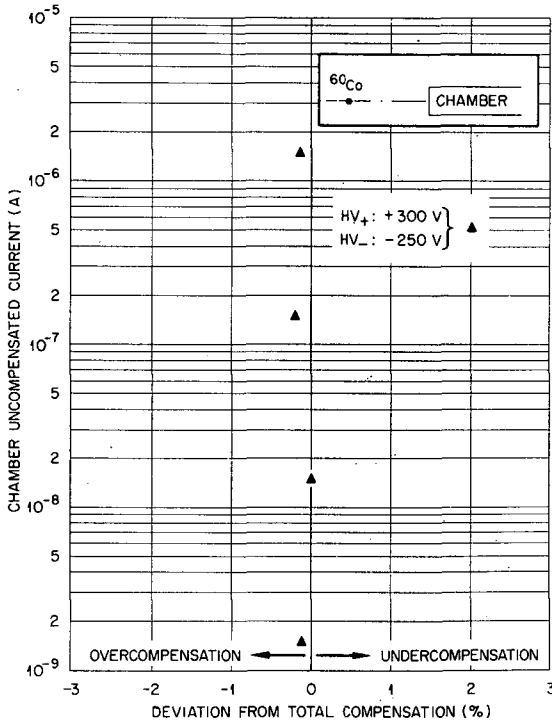


FIG. 6. Gamma compensation as a function of chamber current

The experience in reactor application indicates that this method of gamma compensation is stable. For a given reactor gamma background condition, a variation of less than 0.4% in compensation has been measured over a one-year period.

3.3. Fission chambers

A fission chamber with this type of parallel-plate arrangement was built and tested. The active section consists of 15 signal electrodes and 16 high-voltage electrodes coated with 1.0 mg/cm^2 of $> 99\% \text{ }^{235}\text{U}$. The total coating surface is 1000 cm^2 . The electrode spacing is 0.2 cm, rather than the standard 0.1 cm, to increase the gas volume required for the fission fragment energy collection.

When used as pulse fission chamber, the active section has a sensitivity of 0.55 count per neutron per cm^2 . Figure 7 shows the neutron plateau and the alpha and gamma pile-up characteristics of the detector filled with a mixture of 97% argon and 3% CO_2 at a pressure of 3 atm. Discrimination against gamma pile-up pulses in a flux of $3 \times 10^5 \text{ R/h}$ can readily be achieved.

For application as an average-current ionization chamber, the active section was filled with a gas mixture of 99% argon and 1% nitrogen at 0.79 atm. The corresponding sensitivities are $7.2 \times 10^{-14} \text{ A/(n cm}^2 \text{ s}^{-1})$ and $9 \times 10^{-12} \text{ A R}^{-1} \text{ h}$;

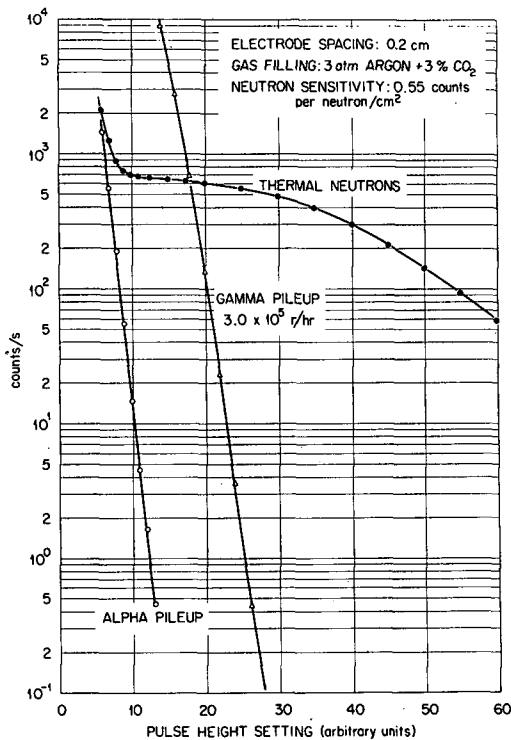


FIG. 7. Integral curve of the parallel-plate fission chamber

the alpha residual current is 1.1×10^{-10} A. At a saturation current of 1×10^{-3} A, the collection is more than 95% complete at an applied voltage of 200 V.

In a fission chamber used as an average-current ionization chamber, the chamber current arises from two sources. The first source is ionization produced by the particles emitted at the time of the fission: the fission fragments, and the prompt beta and gamma rays. The second source, which is undesirable, is the ionization produced by the beta and gamma rays emitted by the radioactive fission products. This current, which can be called residual current, is related to the "neutron history" of the chamber; thermal neutron flux, chamber irradiation time, and time after irradiation.

To evaluate this residual current, an experiment was performed with the fission chamber previously described for application as an average-current ionization chamber. For this experiment, the chamber was irradiated for 5 min in a constant thermal neutron flux that was between 10^3 and 10^4 higher than any other previous irradiation of this chamber, in order to override the effect of prior residual currents and the alpha current. The current I_0 was 1×10^{-3} A. After irradiation, the chamber was removed from the reactor flux, and the residual current I was recorded for 3 h. Figure 8 shows the ratio of I versus I_0 as a function of the time after irradiation. Figure 8 also shows a family of curves of I/I_0 for different times

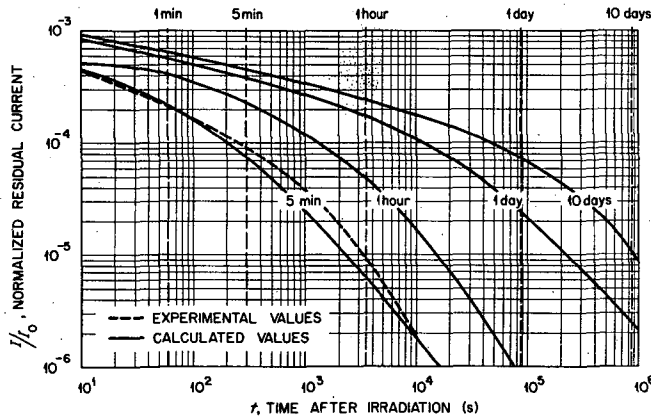


FIG. 8. Calculated and experimental fission-chamber residual currents due to fission-product activity as a function of the time after irradiation: parametric curves for different irradiation times

of irradiation, calculated using the empirical formula of Untermeyer and Weills [2] for afterheat from beta and gamma rays of irradiated ^{235}U . Fitting of the calculated currents with the measured current was made at 10 s after irradiation.

Considering the estimated accuracy of $\pm 50\%$ of the Untermeyer and Weills formula, the experimental and calculated curves fit satisfactorily for an irradiation time of 5 min. From these curves, fission chamber range limitations for average-current application can be determined for other configurations.

3.4. Gamma-sensitive ionization chambers

Although neutron flux is used universally as a parameter for reactor control and safety, the use of gamma radiation from the core can be advantageous, especially in a light-water shield which attenuates neutrons much more strongly than gamma rays. In high-performance research reactors, the many beam holes and experiments can result in flooding, by mistake or accident, a part of the region between the core and the detector. Thus, safety gamma chambers are recommended, because in this type of accident the gamma flux is much less reduced than the neutron flux and a better safety action against core meltdown is obtained.

On the other hand, gamma chambers have a well-known limitation: the radioactive decay of the fission products gives rise to a signal that is not proportional to the reactor power. Experiments have been performed with a gamma chamber, to be described later in this section, to evaluate the fission-product component of the chamber current. Results show that as little as 50 cm of light water is enough to absorb the low-energy fission-product gamma rays; however, the high-energy fission-product component cannot be significantly reduced by additional lead as a shield.

In the ORR (Oak Ridge Reactor), for a gamma chamber at 50 cm from the core surface, 13% of the total current at steady power was attributed to the fission-product gamma rays. Other measurements show that 85% of the

fission-product gamma component build-up occurs within 10 min after the fission. As a result, 10 min after an hypothetical step increase from zero to full reactor power, this gamma chamber would reach 98% of its total current at steady power³. Also, 10 min after a scram of the ORR, after an operating period of two weeks, the measured residual current was 2%. This behaviour is perfectly acceptable for safety applications at near reactor rated power if one compares errors of several hundred per cent experienced when using a neutron sensitive chamber located behind a flooded beam hole.

Different gamma-sensitive active sections have been built and tested using the parallel-plate configuration. The two major factors which affect the sensitivity of a gamma chamber are the electrode material and the gas filling. For maximum output of gamma current, the electrodes should be thick and made of a high-density material. Nickel appears to be the most practical material if one considers density, activation cross-section and radioactive life, and availability. Calculations and experiments have shown that optimized gamma sensitivity per unit of active section volume is obtained with nickel electrodes 0.025-cm thick, spaced 0.1 cm apart. By comparison, for a given filling gas and gas pressure, this configuration is two times more sensitive than 0.012-cm thick titanium electrodes also spaced 0.1 cm apart.

Gamma sensitivities as function of different filling gases are given in Table IV for an active section consisting of 37 signal and 38 high-voltage nickel electrodes 0.025 cm thick each spaced 0.1 cm apart. In each case the gas pressure is 1.32 atm. Experimentally, the chamber sensitivity was found to vary linearly with the gas pressure up to 5 atm. Also, the sensitivity is almost proportional to the gas atomic number Z .

4. CONCLUSIONS

To date, eight different models of ionization chambers have been designed according to this concept and used in various reactor applications. One particular model is a combination of four individual active sections in the same sensitive volume. Two chamber models are commercially available.

More than twenty chambers have been fabricated and installed in different ORNL reactors. Over a period of 20 months of reactor operation no failure has occurred.

ACKNOWLEDGEMENTS

The author acknowledges the important contribution of J. C. Gundlach in the early stage of this project. Also the author wishes to express his gratitude to S. H. Hanauer for his many helpful suggestions and to G. C. Guerrant and C. B. Stokes for their devoted assistance.

³ $0.87 + (0.85 \times 0.13) = 0.98$.

TABLE IV

CHAMBER GAMMA SENSITIVITY AS FUNCTION OF
DIFFERENT FILLING GASES. GAS PRESSURE: 1.32 atm.

	Gas				
	He	N ₂	Ar	Kr	Xe
Gamma sensitivity (A R ⁻¹ h) × 10 ⁻¹¹	0.25	1.23	1.87	3.8	6.9
Gas atomic number (Z)	2	14	18	36	54
$\frac{\text{Gamma sensitivity}^a}{Z}$	1.42	1.0	1.18	1.20	1.45

^a Normalized to 1 for N₂.

REFERENCES

- [1] MAIENSCHIN, F.C. et al., USAEC Rep. ORNL-2518.
- [2] UNTERMYER, S., WEILLS, J.T., Heat generated in irradiated uranium, USAEC Rep. ANL-4790.

DISCUSSION

J. WEILL: Have you tried to coat the walls of the gamma chambers with graphite?

D. ROUX: No, we have not. Experiments with this chamber design indicate that such an additional coating is not required.

J. WEILL: Have you observed compensation variations as a function of the neutron flux?

D. ROUX: No.

E.V.R. RAO: Have you provided guard ring connections for signal leads?

D. ROUX: Yes, guard ring connections are provided for four signal leads.

E.V.R. RAO: Have you noticed any peeling of the boron coating after irradiation?

D. ROUX: The boron coating described in the paper still shows excellent adherence to the titanium electrodes after irradiation tests over a period of more than two years.

V. DELCROIX: What has been the effect of neutron and gamma doses and of temperature on the operation of the chambers?

D. ROUX: After two years of operation the chambers are still functioning very well and are not affected by the accumulated neutron and gamma doses. The chambers are designed for continuous operation at 125°C, and one chamber has operated for 27 months at 100°C without failure.

R. GARIOD: When there are high neutron fluxes the neutron current is usually strong and the gamma current weak — especially with the arrangement you propose, which permits operation in a favourable region. What is your opinion concerning possible limits in the case of high gamma and low neutron fluxes (after a scram, for example)?

D. ROUX: The practical compensation is 99% and has been tested in several cases.

R.J. COX: In your compensated chamber design there appears to be a considerable number of boron layers (16 or more, I believe), each of about 0.35 mg/cm². This seems to be a lot of boron. What would be the transmission of neutrons for a beam directed along the axis? Surely very few would reach the remote end; in other words, the last sections must have very few neutrons to detect.

D. ROUX: If the chamber were located with a neutron beam directed along its axis, it is true that the last electrodes would produce only a small current. But, in a neutron-attenuating medium such as water, the neutron diffusion is sufficient to reduce this problem; many thermal neutrons reach the chamber laterally.

CHAMBRE D'IONISATION ALIMENTEE EN BASSE TENSION

J. C. DECUYPER ET R. GARIOD
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE GRENOBLE, FRANCE

Abstract — Résumé

LOW VOLTAGE IONIZATION CHAMBER. The object of the paper is to study the properties of low voltage ionization chambers operating in the recombination condition. Calculations show that the current collected $I = 2I_0 / \{1 + [1 + (SI_0/v^n)]^{\frac{1}{2}}\}$, where I_0 is the current which the chamber would supply in the saturated condition, S is a factor governed by the chamber, v is the supply voltage of the chamber. If $SI_0/v^n < 1$, the chamber is in the saturated condition and $I = I_0 \sim \phi$ (measured flux). If $SI_0/v^n > 1$, the chamber is in the recombination condition and $I \sim 2 \sqrt{I_0} \sqrt{vn/S}$

$$I \sim \sqrt{\phi}$$

Characteristics of low-voltage ionization chambers are:

- (a) a simple linear amplifier which can be used over two decades thus yields measurements over four flux decades, since the condition $SI_0/v^n > 1$ giving $I \sim \sqrt{\phi}$ obtains.
- (b) At high fluxes the measurement is not distorted by non-saturation, since this is the property used to obtain $I \sim \sqrt{\phi}$, hence all the more applicable to high fluxes.
- (c) The energy response is not changed with respect to saturated chambers.
- (d) The low voltage (a few volts) calls for a stability which is easy to obtain directly from the supply voltages of the amplifier.

With pulsed flux operation the charges collected obey exactly the same law of collection, which is of importance for intense fluxes of short duration.

CHAMBRE D'IONISATION ALIMENTEE EN BASSE TENSION. Cette étude a pour but de rechercher les propriétés des chambres d'ionisation alimentées en basse tension et travaillant en régime de recombinaison.

Le calcul montre que le courant collecté, $I = 2I_0 / \{1 + [1 + (SI_0/v^n)]^{\frac{1}{2}}\}$, où I_0 est le courant que fournirait la chambre en saturé; S le facteur qui dépend de la chambre et v la tension d'alimentation de la chambre. Si $SI_0/v^n > 1$, la chambre est en régime saturé, et $I = I_0 \sim \phi$ (flux mesuré). Si $SI_0/v^n < 1$, la chambre est en régime de recombinaison et $I \sim 2 \sqrt{I_0} \sqrt{vn/S}$

$$I \sim \sqrt{\phi}$$

Les propriétés des chambres alimentées en B.T. sont les suivantes:

- a) Un simple amplificateur linéaire utilisable sur deux décades permet des mesures sur quatre décades de flux, puisqu'on a la condition $SI_0/v^n > 1$ qui donne $I \sim \sqrt{\phi}$.
- b) A fort flux, la mesure n'est pas faussée par une non saturation, puisque c'est la propriété utilisée pour obtenir $I \sim \sqrt{\phi}$ a fortiori valable aux flux élevés.
- c) La réponse en énergie n'est pas modifiée par rapport aux chambres saturées.
- d) La basse tension (quelques volts) nécessite une stabilité facile à obtenir directement à partir des tensions d'alimentation de l'amplificateur.

En régime de flux pulsé, les charges collectées ont une loi identique de collection, ce qui est intéressant pour les flux intenses de courte durée.

BUT DE L'ETUDE

Nous avons cherché à utiliser les propriétés des chambres alimentées en basse tension et travaillant en régime de recombinaison. Après une étude théorique du fonctionnement, diverses applications sont envisagées.

1. ASPECT THEORIQUE

1.1. Introduction

L'étude approfondie de la collection des charges créées par un flux de rayonnement dans une chambre d'ionisation fait apparaître l'influence de différentes grandeurs physiques.

La grandeur prédominante est évidemment le champ électrique qui régit la densité des charges, le phénomène de recombinaison et, indirectement, la diffusion des particules. L'étude qui suit se limitera à l'influence, sur la collection des charges, de la tension appliquée. La tension est pratiquement représentative du champ E .

1.2. Rappel des équations fondamentales en régime établi, ionisation uniforme

Grandeurs électriques

$$\text{div} (j^+ + j^-) = 0$$

avec $j^+ = e(n^+ \mu^+ E - D^+ \text{grad } n^+)$ et $j^- = e(n^- \mu^- E + D^- \text{grad } n^-)$.

$$\text{div } E = e(n^+ - n^-)$$

où $j^+ + j^-$ représente la densité de courant total,

E le champ électrique,

n_0 le nombre de paires d'ions produits par $\text{cm}^3 \cdot \text{s}$ par le flux,

n^+ , n^- la densité des charges en un point,

D^+ , D^- le coefficient de diffusion des particules en cm^2/s .

Conservation des charges

$$\text{div } j^+ = e(n_0 - \beta(E) n^+ n^-)$$

$$\text{div } j^- = -e(n_0 - \beta(E) n^+ n^-)$$

où $\beta(E) n^+ n^-$ est le nombre de paires d'ions recombines.

1.3. Hypothèses de calcul

En vue de dégager l'essentiel et de ne pas alourdir les calculs nous supposons que la diffusion est négligeable, le champ de la charge d'espace est faible, les charges négatives sont toutes d'un seul type, soit électron libre, soit ion négatif (attachement), $\beta(E)$ est relativement constant. En résumé nous ne tiendrons compte que de la recombinaison.

1.4. Calcul théorique

Nous prendrons le cas le plus courant d'une chambre d'ionisation cylindrique de rayons r_1 et r_2 , avec $r_2 > r_1$ et, par exemple, $V(r_1) - V(r_2) = V_0 > 0$ (électrode de collection de rayon r_1).

Les équations de conservation des charges sont

$$\operatorname{div} (n^+ \mu^+ E) = \frac{1}{r} \frac{d}{dr} (n^+ \mu^+ r E) = n_0 - \beta(E) n^+ n^- \quad (1)$$

$$\operatorname{div} (n^- \mu^- E) = \frac{1}{r} \frac{d}{dr} (n^- \mu^- r E) = -n_0 + \beta(E) n^+ n^- \quad (2)$$

avec $E = \frac{V_0}{rL r_2/r_1} = \frac{c}{r}$ en l'absence de charge d'espace.

Cas du régime saturé $\beta(E) n^+ n^- = 0$

L'équation (1) donne

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} (n^+ \mu^+ r E) = 2 \frac{d}{dr^2} (n^+ \mu^+ r E) = n_0$$

d'où
$$n^+ = \frac{n_0(r^2 - r_1^2)}{2 \mu^+ r E}$$

de même
$$n^- = \frac{n_0(r^2 - r_2^2)}{2 \mu^- r E}$$

Le courant collecté en r_1 s'écrit $I_0 = j.S$, soit, pour une longueur 1,

$$I_0 = 2n r_1 l e (n^- \mu^- E)_{r_1} = 1 \pi e (2 n^- \mu^- r E)_{r_1} = -1 \pi e n_0 (r_1^2 - r_2^2)$$

Cas du régime de recombinaison

En première approximation nous supposons que

$$2 n^+ \mu^+ r E = K n_0 (r^2 - r_1^2)$$

et

$$2 n^- \mu^- r E = -K n_0 (r^2 - r_2^2)$$

Nous déterminerons K (facteur d'atténuation du courant collecté) que nous posons indépendant de r .

Le terme $\beta(E) n^+ n^-$ devient alors

$$\beta(E) n^+ n^- = - \frac{\beta(E)}{4\mu^+ \mu^- (rE)^2} K^2 n_0^2 [(r^2 - a^2)^2 - d^4]$$

avec $a^2 = (r_2^2 + r_1^2)/2$ et $d^2 = (r_2^2 - r_1^2)/2$.

Dans cette hypothèse le produit $n^+ n^-$ en fonction de r^2 a l'allure de la courbe de la figure 1; la recombinaison est maximale en $r = a$.

D'après la forme de $\beta(E) n^+ n^-$, il est évident que le terme K ne peut être supposé constant entre r_1 et r_2 , mais considérant l'effet global, c'est-à-dire le courant I collecté, nous obtiendrons une valeur de K indépendante de r comme nous le désirons en remplaçant le terme $\beta(E) n^+ n^-$ par sa valeur moyenne spatiale. L'effet global de la recombinaison restera ainsi le même.

$$\begin{aligned} \overline{\beta(E) n^+ n^-} &= \frac{1}{n(r_2^2 - r_1^2)} \int_{r_1}^{r_2} \beta(E) n^+ n^- 2\pi r dr \\ &\neq \frac{1}{(r_2^2 - r_1^2)} \frac{K^2 n_0^2}{4\mu^+ \mu^-} \frac{\overline{\beta(E)}}{(rE)^2} \frac{(r_2^2 - r_1^2)^3}{6} \end{aligned}$$

En supposant $\beta(E)$ peu variable avec E et $(rE) \neq C$ relativement constant entre r_1 et r_2

$$\overline{\beta(E) n^+ n^-} = \frac{K^2 n_0^2}{4\mu^+ \mu^- (C)^2} \overline{\beta(E)} \frac{4}{6} d^4$$

L'équation (1) devient alors

$$K n_0 = n_0 - \beta(E) n^+ n^-$$

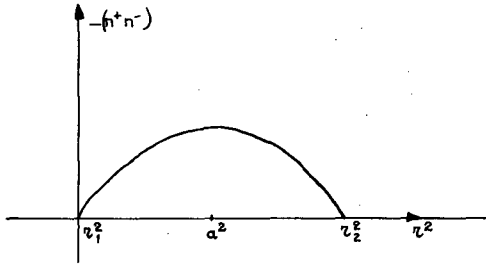
que nous remplaçons par sa valeur moyenne spatiale

$$K n_0 = n_0 - \frac{K^2 n_0^2 \overline{\beta(E)}}{4\mu^+ \mu^- (C)^2} \frac{4}{6} d^4$$

d'où

$$K = \frac{2}{1 + \left[1 + \frac{n_0 \overline{\beta(E)} 4 d^4}{6\mu^+ \mu^- (C)^2} \right]^{1/2}}$$

L'autre valeur de $K < 0$ est inacceptable.

FIG. 1. Courbe du produit $n^+ n^-$ en fonction de r^2

La valeur du courant collecté en r_1 s'écrit $I = KI_0$, avec $I_0 = \pi n_0(r_2^2 - r_1^2)l = 2\pi n_0 e d^2 l$.

$$K = \frac{2}{1 + \left[1 + \frac{I_0 \overline{\beta(E)} d^2}{3\pi e \mu^+ \mu^- l (C)^2} \right]^{1/2}}$$

1.5. Conclusions

Le courant I collecté s'écrit

$$I = \frac{2 I_0}{1 + \left[1 + \frac{I_0 \overline{\beta(E)} d^2}{3\pi e \mu^+ \mu^- l (C)^2} \right]^{1/2}} = \frac{2 I_0}{1 + \left[1 + \frac{I_0 \delta}{V_0^2} \right]^{1/2}}$$

avec $\delta = \frac{\overline{\beta(E)} d^2}{3\pi e \mu^+ \mu^- l} (L^{r_2/r_1})^2$ car $C = \frac{V_0}{L^{r_2/r_1}}$

Lorsque le terme $\delta I_0 / V_0^2 < 1$, le régime est saturé, la recombinaison est négligeable, et $I = I_0$, proportionnel au flux ϕ incident.

Lorsque $I_0 / V_0^2 > 1$, nous avons un régime de recombinaison.

$$I \sim 2 I_0^{1/2} \sim \phi^{1/2}$$

Ce calcul de I permet de schématiser le fonctionnement d'une chambre réelle comme le montre la figure 2.

Remarques

La forme littérale de K est indépendante de la géométrie de la chambre.

Un calcul plus compliqué tenant compte des autres phénomènes agissant sur les charges a été fait. Nous retrouvons le facteur K plus élaboré. La vérification expérimentale est en cours.

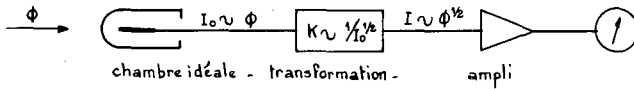


FIG. 2. Schéma équivalent

2. RESULTATS EXPERIMENTAUX - APPLICATIONS

2.1. Vérifications de la loi de collection en flux γ statique

Résultats des mesures

Le réseau de courbes de la figure 3 représente le courant collecté en fonction de la tension de la chambre pour différentes valeurs du flux γ . Le flux γ est produit par le bombardement d'une cible en tungstène placée dans le faisceau d'électrons d'un accélérateur de 500 keV. Le flux est proportionnel au courant de cible; le réseau de courbes vérifie la loi théorique.

$$I = \frac{2 I_0}{1 + \left[1 + \frac{\delta I_0}{(v - a)^\alpha} \right]^{1/2}}$$

v est la tension d'alimentation et a , un potentiel parasite observé que l'on peut expliquer par la diffusion, avec un coefficient $\alpha \neq 3/2$ différent du coefficient 2 de la théorie ne tenant compte que des variations de β , μ^+ et μ^- avec le champ électrique interne.

En effet nous avons vu précédemment que

$$\frac{\delta I_0}{(v - a)^\alpha} = \frac{I_0 \bar{\beta} d^2}{3\pi e l \mu^+ \mu^- C^2}$$

δ est de l'ordre de 10^{12} (volt)² / A.

Ces vérifications ont été faites sur des chambres de radioprotection de 4,4 et de 20 litres.

Conclusions pratiques

Lorsque le terme $\delta I_0 / (v - a)^\alpha$ est très grand devant l'unité, c'est-à-dire lorsque la tension est faible relativement à la valeur en régime saturé normal, le courant I collecté est de la forme

$$I = 2 I_0^{1/2} \sqrt{\frac{(v - a)^\alpha}{\delta}}$$

Le courant collecté est donc proportionnel à la racine carrée du flux.

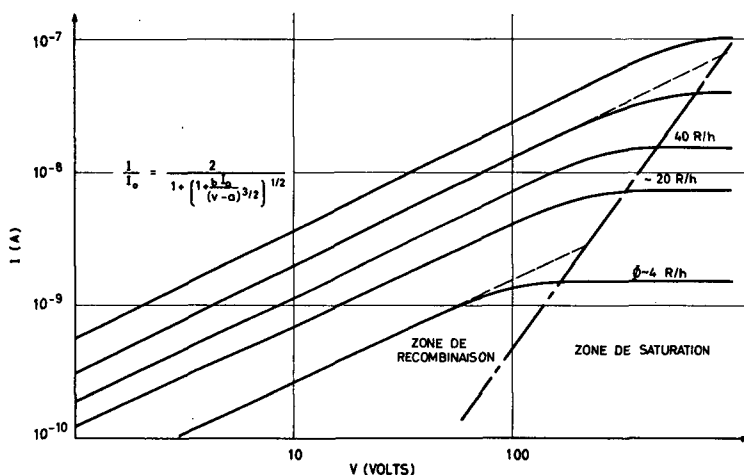
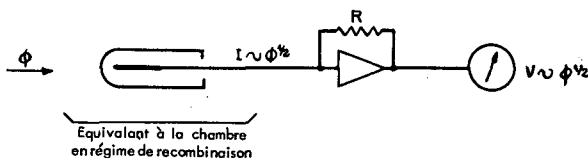


FIG. 3. Réseau de courbes I(V) à flux constant--chambre de 4, 4 litres

FIG. 4. Schéma d'une chaîne de mesure - $V \sim \phi^{1/2}$

Dans une chaîne de mesure du flux, l'alimentation en basse tension permet de doubler le nombre de décades de flux mesuré. Un simple amplificateur linéaire utilisable sur deux décades permet donc des mesures sur quatre décades de flux (fig. 4).

Si le terme $\delta I_0 / (v - a)^\alpha$ est supérieur à l'unité aux faibles valeurs du flux, il le sera à fortiori aux fortes valeurs du flux. La relation entre le courant collecté et le flux ne se trouve pas modifiée comme elle pouvait l'être par la non-saturation dans le mode d'emploi normal en régime saturé.

Des mesures faites au service de radioprotection du Centre d'études nucléaires de Grenoble ont montré que la réponse en énergie reste identique à celle des chambres d'ionisation utilisées en régime saturé (fig. 5).

L'intérêt majeur du travail en régime de recombinaison est l'extension de l'étendue de mesure procurée par la chambre seule, intérêt d'autant plus grand que le flux est élevé.

Du point de vue technologique, un autre intérêt réside dans le fait qu'il est possible de s'affranchir de hautes tensions dont l'emploi est toujours délicat et d'utiliser les tensions stabilisées d'alimentation de l'amplificateur de mesure.

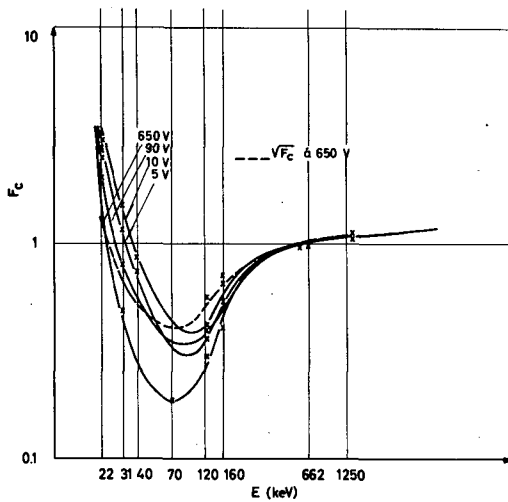


FIG. 5. Facteur de correction en fonction de l'énergie pour une chambre de bakélite de 3,5 litres à différentes hautes tensions

En vertu de la relation

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{1}{2} \frac{\Delta \phi}{\phi} + \frac{1}{2} \alpha \frac{\Delta V}{V}$$

une variation relative de tension de $\Delta V/V \approx 10^{-4}$ a le même effet qu'une variation relative de flux de $\Delta \phi/\phi = \alpha \cdot 10^{-4} = (3/2) \cdot 10^{-4}$.

2.2. Application à une chaîne de mesure de flux à double échelle

Le montage de la figure 6 permet d'avoir une graduation linéaire du flux mesuré en début d'échelle, puis compressée sur un grand nombre, théoriquement illimité, de décades du flux en fin d'échelle. Le seul choix de la valeur de V_0 permet de choisir la zone de travail linéaire.

Principe

L'observation des réseaux de fonctionnement et la tension effective de la chambre $V_0 - RI$ permettent de tracer facilement l'échelle (fig. 7).

Ce montage a été réalisé avec une chambre de radioprotection de 20 litres et un amplificateur électrométrique classique de tension de sortie de 50 V pour toute l'échelle.

La courbe d'étalonnage (fig. 8) montre la valeur de la tension $V_s = RI$ mesurée en fonction du flux γ .

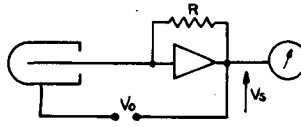


FIG. 6a. Schéma de principe d'une chaîne de mesure à double échelle

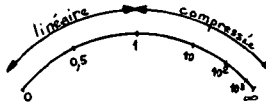


FIG. 6b. Aspect de la graduation

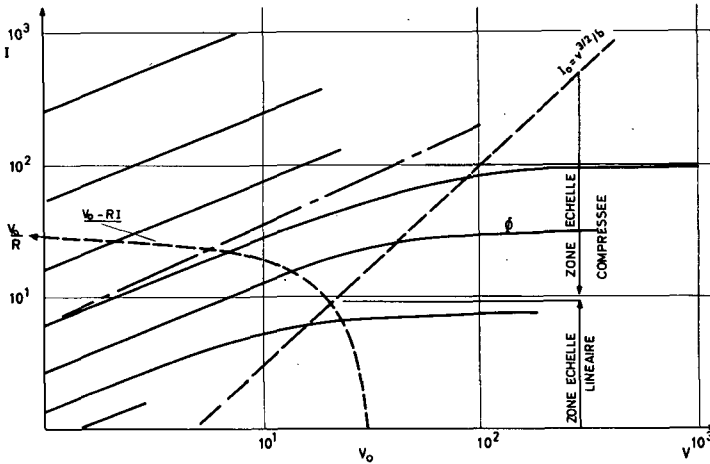


FIG. 7. Principe de fonctionnement (échelle double)

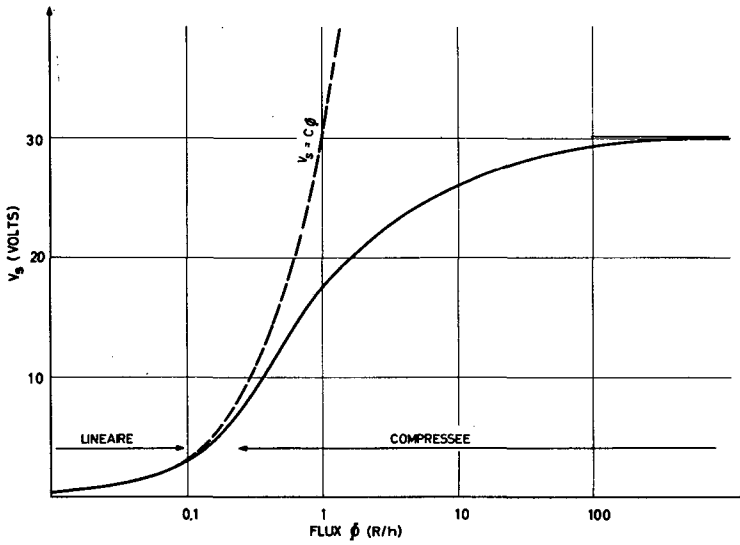
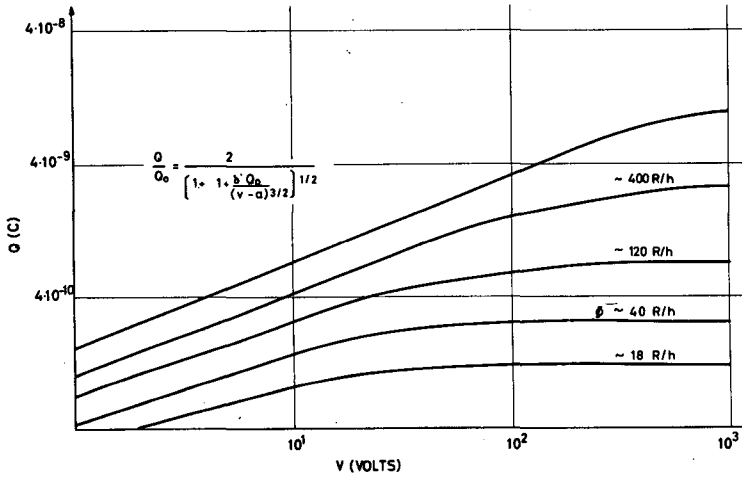
2.3. Vérifications de la loi de collection en flux γ pulsé

Résultats de mesures

Nous avons voulu vérifier que la loi était encore valable pour la quantité de charges recueillies en flux pulsé.

L'impulsion de flux est donnée par un accélérateur d'électrons de 500 keV dont le faisceau d'électrons est pulsé. La durée de l'impulsion peut varier de plusieurs dizaines de microsecondes à une seconde. Les paramètres qui définissent l'impulsion sont les suivants: ϕ , intensité du flux; τ , sa durée.

Les mesures ont été faites en commandant une seule impulsion de flux et en mesurant la charge collectée. La figure 9 montre la valeur de la charge collectée en fonction de la tension pour différentes valeurs de ϕ avec τ constant.

FIG. 8. Courbe de la tension V_s en fonction du flux (double échelle linéaire compressée)FIG. 9. Réseau de courbes $Q(V)$ - durée des impulsions de flux constante (10 ms)

Nous retrouvons la loi générale

$$Q = \frac{2 Q_0}{1 + \left[1 + \frac{\delta' Q_0}{(v-a)^\alpha} \right]^{1/2}}$$

avec α de l'ordre de $3/2$. δ' est différent du δ précédent du fait que la densité des charges dans l'espace de la chambre est répartie différemment, le temps de collection intervenant.

Conclusions pratiques

La relation entre le flux intégré et la charge mesurée dépend de la valeur du terme $\delta' Q_0 / (v - a)^\alpha$ où Q_0 représente les charges totales créées, sans recombinaisons, δ' le coefficient numérique, v la tension de la chambre et a le potentiel parasite.

Si $\delta' Q_0 / (v - a)^\alpha$ est inférieur à l'unité, on a $Q \neq Q_0$, et la charge est proportionnelle au flux sans que pour autant le courant instantané le soit, à cause du temps de réponse.

Si $\delta' Q_0 / (v - a)^\alpha$ est beaucoup plus grand que l'unité, la charge Q est proportionnelle à $[\phi \tau]^{1/2}$.

Il apparaît donc qu'une impulsion très intense mais de courte durée peut avoir le même effet qu'une impulsion faible et longue, pour un même produit $\phi \tau$.

Pour la mesure du flux intégré en régime pulsé, l'intérêt de la chambre alimentée en basse tension est évident: en se plaçant dans la condition $\delta' Q_0 / (v - a)^\alpha > 1$, et ceci pour une valeur minimale donnée de Q_0 c'est-à-dire du flux intégré, la loi pour les flux intégrés supérieurs se conservera à fortiori (voir la droite D_1 de la figure 10).

La présente étude ne porte pas sur les temps de collection, mais il est bien connu que ces temps sont sensiblement en $1/V$ et que les faibles tensions entraînent de forts temps de collection.

En régime pulsé, la loi exposée précédemment n'est évidemment valable que pour des intervalles de temps entre impulsions suffisants, sinon le coefficient δ' est modifié en conséquence.

La figure 11 montre l'allure du courant observé.

3. CONCLUSIONS

L'absence de haute tension et la structure des amplificateurs linéaires, la fiabilité et la simplicité des circuits sont recommandées. Nous pensons qu'en radioprotection ces principes devraient être utilisables, les mesures en échelle double notamment.

L'intérêt des chambres d'ionisation travaillant en régime de recombinaison est avant tout de permettre une extension de l'étendue de mesure procurée par la chambre seule en ne perdant pratiquement pas de sensibilité aux faibles valeurs de flux. De plus, la loi de collection se conserve sur toute l'étendue de mesure (y compris à très fort flux) et la réponse en énergie est la même qu'en régime saturé.

Enfin l'absence de haute tension et la simplicité des circuits de mesures linéaires utilisés sont d'un intérêt technologique évident.

Les performances actuelles des composants permettent de réaliser des mesures linéaires entièrement à semi-conducteurs, notamment en utilisant des transistors du type MOST, avec une limite de mesure à 10^{-14} A.

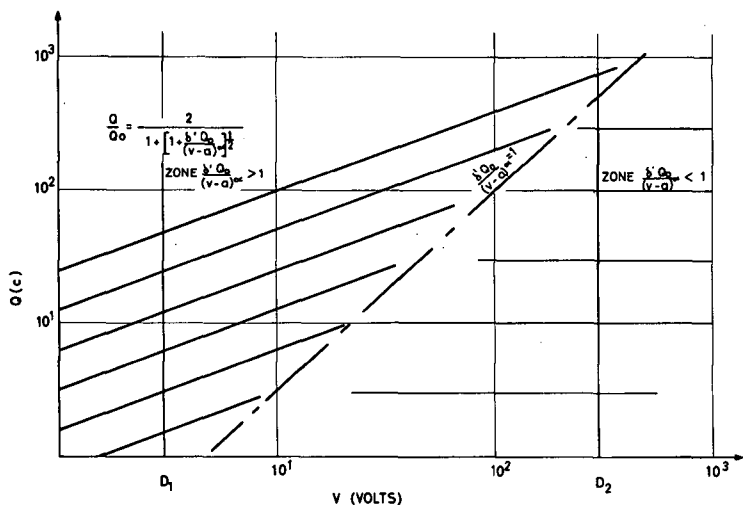
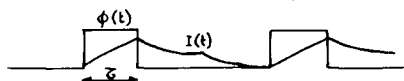


FIG. 10. Courbes idéalisées du régime saturé ou de recombinaison

FIG. 11. Allure du courant observé (temps de collection $> \tau$)

Par contre, les caractéristiques logarithmiques obtenues avec des tubes à vide ne peuvent pas l'être avec les semi-conducteurs actuels, qui ne peuvent dans ce cas assurer une stabilité suffisante du courant de diode à mieux que 10^{-12} A.

L'augmentation de la dynamique de mesure peut donc être faite, par la méthode proposée, pour des appareils entièrement à semi-conducteurs.

DISCUSSION

D. ROUX: How do you deal with problems relating to contact potential differences?

R. GARIOD: The contact potential difference can be used as the high voltage of an ionization chamber. We have paid particular attention to possible variations with temperature and humidity in this potential difference in the chambers which interest us (i.e. radioprotection chambers of 24 and 4.4 litre) and have found no such variations. The contact potential difference can be large — some 10 V in boron chambers. In our case it is 1-2 V, and we have verified that it is constant. We allow for it in our choice of voltage.

R.J. COX: You have just mentioned the effect of temperature on electrode contact potentials; but surely the effect of temperature on the recombination process would be much more important?

R. GARIOD: We did think that temperature would have a disturbing effect on the recombination process, but we have not observed in our experimental work any effect on the 24- and 4.4-litre chambers designed for radiation protection between 25 and 55°C.

R. J. COX: What chamber electrode materials and gases have you been using?

R. GARIOD: For radiation protection we prefer free-air chambers for safety reasons. The mobility of positive ions in normal air is almost equal to that of negative ions, which suits us perfectly.

IONIZATION CHAMBERS FOR REACTOR CONTROL

L. SATYANARAYANA AND E.V.R. RAO
ELECTRONICS DIVISION, ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,
BOMBAY, INDIA

Abstract

IONIZATION CHAMBERS FOR REACTOR CONTROL. Keeping the need of ion-chambers for our reactors in mind, development work was initiated in this laboratory to design suitable uncompensated and compensated ion-chambers for reactor control purposes. To simplify the construction, concentric cylinder type was chosen. The essential difference between our design and the other commercial designs is that our chamber electrodes are supported on both sides, which gives it both a rigid construction and the flexibility of varying the sensitivity by varying the length of the electrodes. In the case of chambers supported on one side only, the length of the chamber cannot be increased without increasing the diameter for mechanical reasons.

It has been possible to achieve good performance even with relatively simple techniques of coating enriched boron, as indicated by the performance of six chambers tested in our swimming-pool reactor. The saturation characteristics and sensitivities observed on these six chambers are remarkably close and reproducible. Earlier chambers were made with stainless steel casings and 2s aluminium electrodes. Later some all-aluminium chambers have also been made, and their performance compared with the former. High purity alumina and ceramic insulators have been used in the construction.

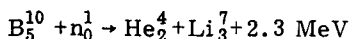
It is found that the compensation ratio is sensitive to the value of the polarizing voltages and is constant when the n- γ and γ volumes are connected to equal and opposite voltages. The influence of the polarizing voltages on the compensation ratio is studied in detail. The polarizing voltage for 90% saturation at 100 μ A is approximately 125 V for both types of chamber. No provision is made for adjustment of compensation after manufacture. The performance of these chambers is comparable to other commercial designs.

1. INTRODUCTION

The measurement of neutron flux for reactor control can be done by two basic types of detectors; one of these utilizes the direct current output of an ion chamber and the other counts the pulses from a fission counter or boron-coated or BF_3 gas-filled proportional counter. To cover the entire range from full load to shut-down adequately, both these types of detectors are used; the former being used in the power range and latter during start-up. It is the purpose of this paper to describe the former type of detector in detail.

2. PRINCIPLES OF DESIGN AND CONSTRUCTION OF THE ION CHAMBER

The ion chamber essentially consists of two electrodes of which both or one is coated with boron and filled with a suitable gas. The d.c. voltage is applied to one of the electrodes. If the chamber is placed in a neutron flux, the neutrons react with the boron-10 isotope to produce alpha particles and lithium ions following the reaction:



in which about 2.3 MeV of energy are released. These particles in turn cause ionization of the chamber gas. Under the influence of the electric field existing between the electrodes, the positive and negative ions move towards the appropriate electrodes and are collected, resulting in a d.c. current. This current is proportional to the neutron flux and is linear over the operating flux range. A sufficient voltage should be applied to collect all the ions produced within the chamber. After this saturation potential is applied, the output current is independent of the voltage. The required saturation voltage increases with increase in flux. Characteristic curves of output current versus applied voltage over a range of flux levels should be provided for the chamber.

3. DESIGN DETAILS

Both parallel-plate and concentric cylinder geometries are used for the design of these chambers, the former in current French [1] and Russian [2] designs and the latter in the USA [3] and UK [4]. Because of its simpler construction, the concentric cylinder type is preferred in this country. The electrode system in this case consists of two coaxial cylinders for the uncompensated chamber and three coaxial cylinders for the compensated chamber, with the neutron-sensitive volume being that between the outer pair of electrodes.

The inner and outer electrodes are made of 2s (AA 1100) aluminium and the electrodes are supported on either side by aluminium base plates with alumina and steatite ceramic insulators. One of the important features in this design is that the chamber is supported on both the sides giving it both a rigid construction and the flexibility of varying the sensitivity by varying the length of the electrodes. In the case of chambers supported on one side only, the length cannot be increased indefinitely to increase the sensitivity because of the mechanical limitation that the length should be roughly twice the diameter [5]. A spacing of 2.5 mm between the electrodes is chosen so that there is minimum loss of ionization and at the same time the neutron-to-gamma sensitivity ratio of the ion chamber is reasonable. The spacing between the electrodes is kept uniform throughout by visual observation and adjustment. Enriched (90% enrichment) boron suspended in white spirit is painted by means of a brush on the inside of the outer cylinder and the outside of the inner cylinder. The coating thickness is roughly 1 mg/cm^2 and the total sensitive area is approximately 450 cm^2 . A cross-section of this version of the chamber is shown in Fig. 1.

To tackle the problem of extending the range of d.c. channels to lower levels, attention has been directed to the development of gamma-compensated ion chambers. In this type of chamber there are two volumes, one of which is sensitive to neutrons and gammas while the other is sensitive only to gammas, the collector electrode being common to both the volumes. Application of opposite polarity voltages to the high-voltage electrodes causes the currents from the two volumes to be in opposition and consequently only the 'difference' current which is equal to the neutron current flows in the signal lead.

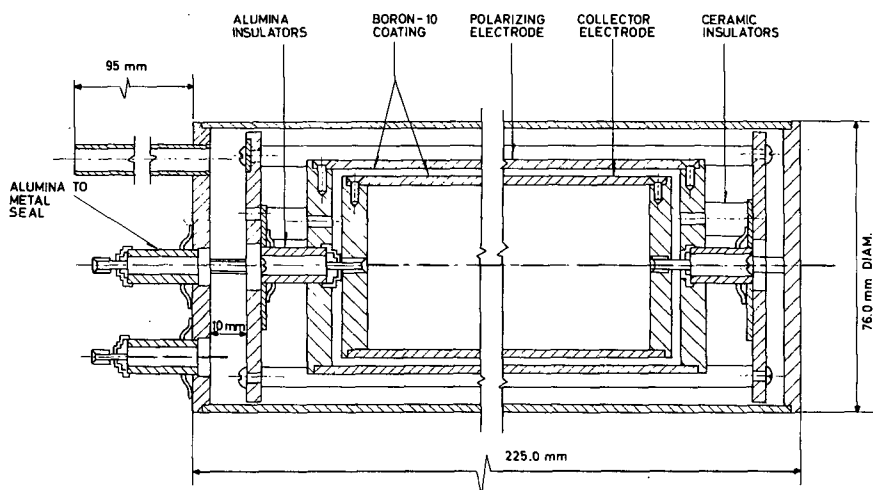


FIG. 1. Neutron-sensitive ionization chamber type ND-1

The degree of compensation is defined in different ways by various authors. One way of defining the compensation ratio is as the ratio of the output current obtained in a gamma flux from the neutron-gamma volume only to that obtained with neutron-gamma sensitive volume connected in opposition with the gamma sensitive volume. Thus a compensation ratio of 20 means compensation to 5%, or 95% compensation.

By employing a fixed compensation in our chambers, the need for adjustment together with its added complexities and the possibility of an inadvertent error in the adjustment are avoided. Owing to the symmetry of the collecting volumes there is very little change in the compensation ratio with flux gradient. In fact this point has been verified by placing the source both axially and radially to the chamber. The desired compensation is achieved by altering the diameter of the innermost cylinder or replacing it by a cylinder of required dimensions.

After assembly, the chamber is encased in either stainless steel or aluminium and connecting leads are taken through alumina to metal seals which are brazed or soldered to the casing. These insulators are silicone coated and baked to prevent moisture absorption. As far as possible all the joints are arc welded to withstand high temperatures and to eliminate any fluxes that might be introduced if soldering or brazing were used. After welding, all the joints are tested for both pressure and vacuum tightness by means of a helium leak detector. The chamber is baked and outgassed for several hours at a pressure of $0.1 \mu\text{mHg}$ before filling with 99% pure nitrogen.

4. TEST PROCEDURE AND RESULTS

The chamber with the housing is placed near the core of the 'Apsara' reactor and the voltage versus current characteristics are taken at different

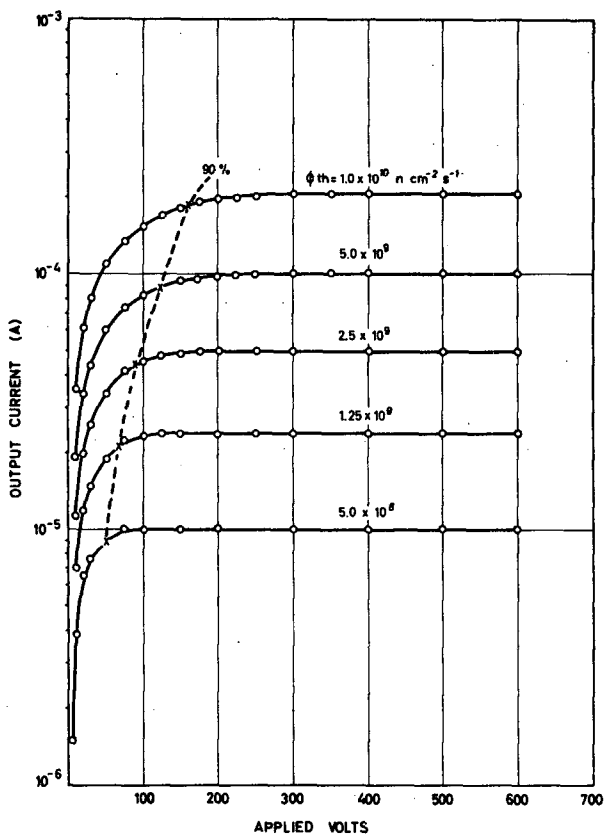


FIG. 2. Typical saturation characteristics of ion chamber type ND-1

power levels. Typical saturation characteristic curves are shown in Fig. 2. The voltage required for 90% saturation, $V_{0.9}$, is also noted on the curves. The operating voltage should be at least three times $V_{0.9}$ to ensure the collection of all the ions formed inside. The chambers have been tested for currents up to $200 \mu\text{A}$ which is the normal operating current in most of the reactors. The linearity of the chamber current with the reactor power (or flux) is evident from the graph (Fig. 2).

Tests made in a batch of six chambers indicated a uniform sensitivity of $2 \times 10^{-14} \text{ A}/(\text{n cm}^{-2} \text{ s}^{-1})$ (computed from the gold foil irradiation method). It is found that in all the chambers $V_{0.9}$ at $100 \mu\text{A}$ saturation current is nearly 125 V. The gamma sensitivity measured by means of a cobalt-60 source is found to be $6 \times 10^{-12} \text{ A R}^{-1} \text{ h}$. The chambers have been satisfactorily operated at an ambient temperature of 60°C and are expected to work up to 100°C equally well. Compensated chambers are first tested with a cobalt-60 source and after achieving suitable compensation the chamber is finally assembled.

The chambers are irradiated in a flux of $10^{10} \text{ n cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ and the residual activity I_r is observed half an hour after removal from the radiation field.

TABLE I

THE EFFECT OF POLARIZING POTENTIAL
ON COMPENSATION RATIO

Neutron volume (V)	Compensating volume $V\gamma$ (V)				
	-500	-400	-300	-200	-100
500	17	14	11.5	9	9
400	30	17	14	10	9
300	33	25	18	14	10
200	300	27	23	19	12.5
100	-300	60	43	25	19

The ratio I_r/I_n (I_n is the current obtained at the irradiation level) is found to be 10^{-7} for the compensated chamber with aluminium casing as against 10^{-5} for the stainless steel casing. In the case of uncompensated chambers I_r/I_n is one decade more.

It should be observed that careful attention has to be paid to the stability of polarizing supplies in the case of compensated chambers. It has been found that the compensation in our chambers remains substantially unaffected, provided that the two potentials are equal, but varies considerably if either changes alone due to competition between the two collecting fields. Table I gives the typical results obtained.

Similar effects were reported in the case of chambers made by Plessey Nucleonics [6].

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors are thankful to A.S. Rao and G.H. Vaze for their interest in this work. They are also grateful to S.V. Kasargod and U. Venkateswarlu for their encouragement throughout the progress of the work.

REFERENCES

- [1] WEILL, J., French reactor instrumentation, *Nucleonics* 15 8 (1957) 45-49.
- [2] DMITRIEV, A.B., "Boron ionization chambers for work in nuclear reactors", Proc. 2nd UN Int. Conf. PUAE 11 (1958) 509-11.
- [3] McCREARY, H.S., BAYARD, R.T., A neutron sensitive ionization chamber with electrically adjusted gamma compensation, *Rev. sci. Instrum.* 25 2 (1954) 161-64; General Electric Co., USA, Data Sheets.
- [4] ABSON, W. et al., "A review of reactor neutron flux instrumentation", Proc. 2nd UN Int. Conf. PUAE 11 (1958) 498-508.

- [5] GRAY, A.L., "A review of recent developments in the design of neutron sensitive detectors for use in power reactors", Proc. Fifth Int. Instruments and measurements Conf. II (1960) 1076-86.
- [6] GRAY, A.L., *Gamma compensated ionization chambers for reactor control*, Nucl. Power (1959) 112-16.

DISCUSSION

R.J. COX: You may be interested in the low-manganese stainless steel that is now available in the United Kingdom. This gives an improvement by almost an order of magnitude in irradiation residual currents.

D. ROUX: What gas pressure did you use in your chambers?

E.V.R. RAO: We used nitrogen (99% pure) at atmospheric pressure.

P.K. PATWARDHAN: You have not stated why you use nitrogen in your chamber.

E.V.R. RAO: In fact, argon or hydrogen can also be used, since they have low electron attachment coefficients. However, argon becomes activated at high fluxes and, if hydrogen is used, higher pressures may be required. Moreover, since hydrogen is inflammable, it needs special handling. Nitrogen has been used by several manufacturers and is quite satisfactory.

U. VENKATESWARLU: When measuring the ratio I_r/I_n , for how long are the chambers with stainless steel or aluminium casing irradiated in the reactor?

E.V.R. RAO: The chambers were irradiated for several months in a radiation field $10^{10} \text{ n cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ and the observations of residual activity then carried out.

DETECTEURS DE RAYONNEMENTS NUCLEAIRES POUR LE CONTROLE DES REACTEURS

J. DUCHENE ET A. ROGUIN
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE SACLAY,
FRANCE

Abstract — Résumé

NUCLEAR RADIATION DETECTORS FOR REACTOR CONTROL. Neutron and gamma flux detectors for reactor control, together with equipment for connecting the detectors to the measuring units, are described in the paper. These detectors have been developed with a view to their adaptation to the various conditions of use encountered in reactors. They comprise, inter alia:

- Compensated or non-compensated boron ionization chambers produced for high-flux technology and intended for operating temperatures up to 250 °C
- Aluminium high-flux fission chambers for operating temperatures not exceeding 250°C and stainless steel chambers for operation at temperatures up to 400°C
- Ionization chambers for intense gamma fluxes
- Rapid response, high-flux technology fission chambers, operating at temperatures up to 400°C
- Boron-coated proportional counters.

All these types of detector can, in addition, be provided with cables, extensions and containers to adapt them for use in the conditions for which they are intended.

DETECTEURS DE RAYONNEMENTS NUCLEAIRES POUR LE CONTROLE DES REACTEURS. Des détecteurs de flux neutronique et gamma pour le contrôle des réacteurs nucléaires, ainsi que du matériel de raccordement de ces détecteurs aux ensembles de mesure sont présentés. Ces appareils ont été développés dans la perspective d'une adaptation aux diverses conditions d'utilisations rencontrées dans les réacteurs. Ils comprennent entre autres:

- Des chambres d'ionisation à bore compensées ou non compensées réalisées avec une technologie haut flux et pour des températures de fonctionnement allant jusqu'à 250°C.
- Des chambres à fission à haut flux en aluminium pour des températures de fonctionnement ne dépassant pas 250°C, en acier inoxydable pour fonctionnement jusqu'à 400°C.
- Des chambres d'ionisation pour flux gamma intenses.
- Des chambres à fission à réponse rapide, à technologie haut flux et fonctionnement jusqu'à 400°C.
- Des compteurs proportionnels à dépôt de bore.

Tous ces types de détecteurs peuvent, en outre, être pourvus de câbles, prolongateurs, containers, permettant leur utilisation dans l'ambiance pour laquelle ils sont prévus.

1. INTRODUCTION

Les détecteurs de flux utilisés dans le contrôle des réacteurs se développent dans le sens d'une adaptation des différents types de détecteurs aux conditions diverses d'utilisation, adaptation visant à accroître le domaine d'emploi, la précision des mesures, la sûreté de fonctionnement, la commodité de manipulation et la durée de vie.

Nous présentons ici quelques-unes de nos réalisations qui ont déjà été développées sur le plan industriel ou sont sur le point de l'être.

Les réalisations décrites concernent des détecteurs pour les mesures de flux neutronique ou gamma et du matériel pour le raccordement de ces

détecteurs aux appareils de mesure. Elles répondent partiellement aux besoins suivants:

- Mesure de flux neutronique à température moyenne avec activation relativement faible, par chambre à fission, chambre à bore compensée et compteur proportionnel;
- Mesure de flux gamma intense à température moyenne en présence de flux de neutrons importants;
- Mesure de flux neutronique à température élevée et dans une ambiance gamma importante, par chambre à fission;
- Mesure impulsionnelle rapide de flux neutronique, par chambre à fission assurant un taux de comptage important avec une bonne précision et permettant la digitalisation des dispositifs de mesure;
- Raccordement des détecteurs à haut flux et haute température au sous-ensemble de mesure.

2. MESURE DE FLUX NEUTRONIQUE A TEMPERATURE MOYENNE

Les détecteurs prévus pour cet usage sont réalisés pour l'essentiel en aluminium et en céramique. Ils sont caractérisés par une faible activation et une tenue aux rayonnements assez élevée. Leur limite de fonctionnement (température) est de 250°C.

2.1. Chambres à fission

Il existe deux types de chambres à fission dans cette catégorie, CFUA 1 et CFUA 2, de même diamètre (48 mm), de structure très voisine, dont la différence essentielle concerne la sensibilité aux neutrons: 0,15 et 0,5 coup/s par flux unitaire.

Elles délivrent une charge moyenne par fission de 10^{-13} C. Le temps de collection des électrons est de 150 ns. Elles peuvent supporter une irradiation de 10^{19} n/cm² et une dose gamma supérieure à 10^{10} R.

Ces deux types de détecteurs peuvent fonctionner aussi en courant. Ils permettent un contrôle de présence à l'extrémité de l'ensemble de mesure par retour de haute tension.

2.2. Chambre à bore compensée (CC5)

Cette chambre, de diamètre $\varnothing = 48$ mm, présente une sensibilité moyenne aux neutrons de $2 \cdot 10^{-14}$ A par flux unitaire. Avec une haute tension de 800 V, on peut mesurer un courant de 10^{-3} A avec une précision de 1%.

Elle est compensée au rayonnement gamma: la compensation est électrique et se fait par variation de la tension de polarisation de l'électrode négative de 10 à 250 V. Sa technologie lui permet de supporter de très hauts flux de rayonnement.

2.3. Compteur proportionnel à dépôt de bore (CP1)

Ce compteur proportionnel à dépôt de bore solide a une sensibilité aux neutrons de l'ordre de 4 à 6 coups/s par flux unitaire. Rempli d'un mélange

argon-méthane, il possède un temps de collection compris entre 100 et 150 ns. La tension de fonctionnement est de 900 V.

3. MESURE DE RAYONNEMENT GAMMA A TEMPERATURE MOYENNE

3.1. Chambre d'ionisation CG5

Construite en aluminium avec des isolants en céramique, cette chambre d'ionisation peut être utilisée jusqu'à 250°C. Son diamètre est de 48 mm. Le gaz de remplissage est de l'azote à la pression atmosphérique.

Avec une sensibilité au rayonnement gamma de $1,5 \cdot 10^{-11}$ A pour 1 R/h, elle permet de mesurer des intensités allant jusqu'à $5 \cdot 10^7$ R/h.

3.2. Chambre d'ionisation CGHF

Réalisée en graphite et aluminium avec des isolants en quartz et céramique, elle peut être utilisée jusqu'à 150°C. Elle est remplie au CO₂. Pour un volume utile de 1 cm³, elle possède une sensibilité de 10^{-13} A par R/h.

Très peu activée dans les flux de neutrons, elle permet de mesurer des intensités de rayonnement gamma de l'ordre de 10^8 R/h dans un flux neutronique supérieur à 10^{12} n/cm².s.

4. MESURE DE FLUX NEUTRONIQUE A TEMPERATURE ELEVEE

Cette catégorie de détecteurs est essentiellement représentée par des chambres à fission. Réalisées en acier inoxydable et isolées à l'alumine frittée, elles peuvent fonctionner en permanence à 400°C.

4.1. Chambre à fission CFU6

Cette chambre à fission, destinée à fonctionner en impulsions, a une structure coaxiale. Son diamètre est de 36 mm. L'électrode collectrice est munie à ses extrémités de soufflets thermostatiques permettant de compenser les dilatations. La sensibilité aux neutrons est de 0,15 coup/s par flux unitaire. La charge développée par fission est 10^{-13} C et le temps de collection des électrons de 150 ns.

En ce qui concerne sa tenue aux rayonnements, elle peut intégrer 10^{19} n/cm² et plus de 10^{10} R de rayonnement gamma.

4.2. Chambre à fission CFU3

De structure triaxiale, elle peut être utilisée, soit en impulsions, soit en courant. Son diamètre est de 48 mm.

Ses caractéristiques impulsionnelles sont les mêmes que celles de la chambre CFU6. En courant, elle a une sensibilité aux neutrons de l'ordre de $3,5 \cdot 10^{-14}$ A par flux unitaire, avec un bruit de fond dû aux particules α de $2,5 \cdot 10^{-9}$ A.

Avec une haute tension de 1000 V, elle peut débiter environ 400 μ A.

5. MESURE IMPULSIONNELLE RAPIDE DE FLUX NEUTRONIQUE AVEC CHAMBRE A FISSION CFU7

Les temps de réponse courts sont intéressants à divers titres, en particulier pour permettre un très fort taux de comptage ou pour limiter l'importance des « empilements » dus aux gamma dans les chambres à fission.

La rapidité de réponse est en particulier souhaitable dans les détecteurs à impulsions qui permettent un contrôle numérique.

Le temps de collection des électrons dans une chambre à fission dépend de la mobilité des électrons dans le gaz, donc de sa nature, du rapport E/p du champ électrique à la pression, et de la distance des électrodes.

Le gaz de remplissage utilisé est un mélange d'argon à 20% de méthane, à la pression de 3 atm; la distance des électrodes est de 1,5 mm et la haute tension appliquée de 600 V, en général. Dans ces conditions, le temps de collection obtenu est de l'ordre de 25 à 30 ns.

5.1. Structure

Le diamètre est de 32 mm et la longueur de 150 mm. La plus grande partie des pièces métalliques est en acier inoxydable, le reste en nickel et kovar. La partie utile se compose de deux cylindres concentriques, l'électrode collectrice au centre est munie de soufflets de dilatation. Les dépôts d'uranium sont sur les surfaces en regard des deux électrodes. Le volume gazeux utile est de 2,6 cm³. Le diamètre de la partie utile est de 20 mm et sa longueur de 60 mm. L'ensemble étanche des deux électrodes est placé dans une enveloppe extérieure, isolé de cette enveloppe par des bagues en alumine. L'enveloppe extérieure est munie d'un serre-câble.

5.2. Conditions d'utilisation et performances

Caractéristiques électriques

Capacité :	: 20 pF
Charge développée par fission :	: $5 \cdot 10^{-14}$ C
Plateau haute tension :	: 500 - 1000 V
Temps de collection :	: 25 à 30 ns.

Caractéristiques nucléaires

Dépôt fissile :	: U à 92% de ²³⁵ U
Surface :	: 35 cm ²
Masse superficielle :	: 1 mg/cm ²
Sensibilité aux neutrons :	: 0,02 coup/s pour 1 n/cm ² · s
Tenue aux rayonnements :	: 10 ¹⁹ n/cm ² , supérieur à 10 ¹⁰ R.

5.3. Utilisation

Avec une électronique appropriée (amplificateur fondé sur le principe de l'impulsion de courant), cette chambre à fission a permis un taux de comptage statistique linéaire jusqu'à plus de 10^6 coups/s.

D'autre part, grâce au temps de collection, les empilements gamma sont moins nombreux et avec la même électronique on n'a pas constaté d'augmentation appréciable du bruit de fond jusqu'à 10^6 R/h.

6. RACCORDEMENT DES DETECTEURS A HAUT FLUX ET HAUTE TEMPERATURE AU SOUS-ENSEMBLE DE MESURE

6.1. Prolongateurs rigides pour détecteurs à haut flux et haute température

Pour chaque type de détecteur destiné à supporter à la fois ou séparément de hauts flux et de hautes températures, nous avons développé des prolongateurs rigides, qui peuvent supporter les mêmes conditions de fonctionnement que les détecteurs correspondants.

En aluminium ou en acier inoxydable suivant le cas, ils sont constitués par une ligne coaxiale à isolement d'alumine ayant une capacité de l'ordre de 45 pF par mètre et une résistance d'isolement supérieure à $10^{13} \Omega$ par mètre à la température ordinaire, et, suivant le type, par une ou deux lignes haute-tension à isolement en alumine ou stéatite.

Il est possible de disposer derrière le détecteur un ou plusieurs prolongateurs de façon à sortir de la zone « chaude » et à pouvoir ensuite utiliser les câbles classiques.

6.2. Câble souple pour haute température et haut flux

Il est souvent nécessaire, dans les installations nucléaires, de pouvoir disposer d'un câble souple qui puisse travailler dans la même ambiance que le détecteur. Le câble actuellement réalisé est un coaxial dont les caractéristiques sont les suivantes:

Caractéristiques technologiques

Le câble est formé d'une gaine en Inconel tressée à partir de fils de 0,15 mm, dont le diamètre extérieur est de 12 mm environ. L'isolant est constitué par des perles en alumine frittée de 10 mm de diamètre; l'âme est un fil de nickel de 0,5 mm.

Caractéristiques électriques

Isolement : $10^{13} \Omega$ au mètre à 20°C environ
Capacité : 48 pF au mètre
Impédance : 140 Ω à 1 MHz.

DISCUSSION

E. V. R. RAO: What method are you using for coating uranium on to the stainless-steel and aluminium electrodes?

A. ROGUIN: An electrolytic method is used for depositing uranium and it is equally good for aluminium and stainless steel. Very great care must be taken with respect to the pH and temperature of the electrolysis bath.

R. J. COX: I notice that you are using an argon-methane mixture for your fast-pulse counting detector. We have been using such a mixture for a few years but recently we have discovered that methane is rather sensitive to radiation damage. Have you any experience of this?

A. ROGUIN: We have some experience of irradiation of the fast chambers, but not enough to know whether there is any deterioration of the argon-methane mixture.

I. KLIGER: What is the discrimination ratio against gamma radiation with the d. c. chamber at low flux levels?

A. ROGUIN: With the CC-5 boron chamber the sensitivity to gammas is 10^{-11} A per R/h and the sensitivity to neutrons is 2×10^{-14} A for unit flux.

U. VENKATESWARLU: What is the signal-to-noise ratio, i.e. the ratio between neutron-induced and gamma-induced pulse rates in your CFU-7 fission counter?

A. ROGUIN: Up to 10^6 R/h the count due to gammas was a few per cent of the neutron count, which was of the order of 1000 counts/s for a given discrimination.

U. VENKATESWARLU: You have used a long Al tube to connect the fission counter to the cable. Does this not increase the counter capacitance and hence decrease the pulse height?

A. ROGUIN: The capacitance of the cable or of the extension has a very small effect: we measure the pulses with current amplifiers so that the stray capacitance only slightly modifies the pulse shape. With these amplifiers it is possible to use cables 100 metres in length.

NOUVELLES POSSIBILITES OFFERTES PAR LES DETECTEURS A BORE ET A URANIUM

R. ALLEMAND ET V. DELCROIX
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE GRENOBLE, FRANCE

Abstract — Résumé

NEW POSSIBILITIES OFFERED BY BORON AND URANIUM DETECTORS. At present three types of detector come under consideration for use in reactor control: fission chambers, boron and BF_3 proportional counters, and ionization chambers. All three detectors employ two nuclear reactions of the type (n, f) and (n, α) , the first of which is less probable than the second but provides pulses of greater amplitude. It follows that for a given flux the fission chamber is less accurate than the boron chamber but facilitates the use of pulse techniques, ensuring under certain conditions excellent discrimination of the parasitic gamma flux of the reactor.

In order to cover the total power range of a reactor (10 decades) it is therefore necessary to make a suitable choice of both the type of detector and the type of electronic equipment to be used (continuous current or pulse techniques). The idea, which has already been put forward, of covering the total power range by means of a single fission chamber operating first as a pulse chamber and then as a continuous current chamber is justified by the development of pulse systems possessing a large range and enabling one to solve the problem of gamma flux compensation by means of a fixed compensation. In the same way, the replacement of the fission chamber by a non-proportional boron counter having the advantage of greater sensitivity would represent a further step forward.

This will become possible with the development of boron chambers with very short collection times (20-40 ns) and of wide-band amplifiers with low background.

NOUVELLES POSSIBILITES OFFERTES PAR LES DETECTEURS A BORE ET A URANIUM. On considère couramment trois types de détecteurs en contrôle de réacteurs: les chambres à fission, les compteurs proportionnels à bore ou à BF_3 et les chambres d'ionisation. En fait, ces trois détecteurs utilisent deux réactions nucléaires du type (n, f) et (n, α) , la première étant moins probable que la seconde mais fournissant des impulsions de plus grande amplitude. Il s'ensuit qu'à flux mesuré égal la chambre à fission a une précision moins bonne que la chambre à bore, mais elle permet un fonctionnement plus facile en impulsions en assurant, sous certaines conditions, une excellente discrimination du flux γ parasite du réacteur.

Pour couvrir toute la dynamique de puissance d'un réacteur (10 décades), il est donc nécessaire d'effectuer un double choix, celui du type de détecteur d'une part, et celui du type d'électronique d'autre part (voie continue ou voie impulsionnelle). Une idée déjà exprimée, consistant à couvrir toute la dynamique de puissance avec une seule chambre à fission fonctionnant successivement en impulsions puis en courant continu, retrouve toute sa raison d'être avec l'apparition de chaînes impulsionnelles à grande dynamique permettant de résoudre le problème de la compensation du flux γ par l'utilisation d'une compensation fixe. Dans le même esprit, une étape nouvelle consisterait à remplacer la chambre à fission par un compteur à bore en régime non proportionnel, qui offrirait l'avantage d'une meilleure sensibilité.

Cela sera rendu possible avec le développement de chambres à bore à très faibles temps de collection (20 à 40 ns) et d'amplificateurs large bande à faible bruit.

1. UTILISATIONS CLASSIQUES DES DETECTEURS

Jusqu'à ces dernières années, le contrôle des réacteurs s'est effectué par deux méthodes, encore que l'une soit beaucoup plus couramment employée que l'autre. Mais dans les deux cas la grandeur exploitée reste le courant moyen ou le nombre moyen d'impulsions [1].

1.1. Détecteurs fixes

La première méthode consiste en l'utilisation de détecteurs fixes, disposés autour du réacteur de façon à estimer le flux moyen qui règne dans celui-ci. Ces détecteurs sont généralement de deux types et il est habituel d'utiliser les informations de détecteurs «à impulsions» dans la partie inférieure de la gamme de mesure et de détecteurs «à courant» dans la partie haute de la dynamique.

1.2. Détecteurs mobiles

La seconde méthode consiste en l'utilisation d'un détecteur mobile généralement du type à impulsions. Le détecteur se déplace selon un mouvement uniforme dans l'écran biologique du réacteur. L'atténuation quasi exponentielle de la densité de neutrons dans l'écran biologique compense, pour une vitesse judicieusement choisie, la variation exponentielle de la puissance du réacteur. On peut alors faire fonctionner le détecteur à un taux de comptage constant, ce qui simplifie les circuits électroniques et peut assurer la montée automatique en puissance du réacteur à temps de doublement constant et la stabilisation à un niveau de puissance donné.

Un grand nombre de réacteurs sont équipés de détecteurs fixes: tous les réacteurs de puissance et beaucoup de réacteurs de recherche. Les détecteurs mobiles ne sont jusqu'à présent montés que sur les réacteurs de recherche. Les avantages et les inconvénients de ces deux méthodes sont clairs. La première solution ne nécessite aucune partie mécanique souvent fragile et coûteuse, surtout si les conditions de pression ou de température sont sévères. La place n'est pas limitée auprès des gros réacteurs, donc le problème de la multiplicité des détecteurs ne se pose pas. Par contre, il est souvent difficile d'assurer un recouvrement des gammes satisfaisant et même de trouver un emplacement où le flux au démarrage soit suffisant.

Cette solution nécessite quant à elle un système mécanique qui assure une vitesse constante au détecteur; une régulation est souvent indispensable. Elle est inutilisable ou serait trop dispendieuse à utiliser dans des réacteurs où les conditions de température et de pression sont sévères et où le débatement est limité. Par contre, cette solution convient bien aux réacteurs de recherche ou d'irradiation du type piscine. En effet, la place autour du réacteur est généralement limitée. Les dispositifs expérimentaux, serrés sur les faces du cœur, souvent très petits, laissent peu de place aux dispositifs de contrôle. Par contre, le débatement vertical est possible.

D'autre part, la loi d'atténuation du flux neutronique dans les écrans biologiques est une loi simple. Cette solution permet enfin une automatisation simple de la montée en puissance.

2. METHODE DE LA VARIANCE [2, 3]

Une nouvelle méthode de mesure est étudiée qui exploite un paramètre différent: alors que l'on ne s'intéressait jusqu'ici qu'au courant moyen ou au nombre moyen d'impulsions fournies par seconde, le nouveau procédé exploite la variance du courant ou du nombre d'impulsions.

Cette méthode présente un gros avantage: elle permet, en utilisant une chambre à fission, une discrimination facile neutrons - gamma. Malheureusement, elle présente les inconvénients suivants:

- L'information de sortie est proportionnelle, non pas au flux neutronique, mais à sa racine carrée. Cette grandeur n'est pas directement exploitable: en particulier, un filtrage et un redressement, donc une amplification préalable, sont indispensables.
- De plus, le flux minimal mesurable par ce procédé est assez élevé, il est de l'ordre de 10^3 neutrons/cm²·s; en effet, pour des valeurs plus faibles, la contribution des charges créées par les particules alpha n'est plus négligeable. Cette méthode ne convient donc pas pour le démarrage d'un réacteur où les flux peuvent être de 10 neutrons/cm²·s.

3. METHODES PERMETTANT DE COUVRIR TOUTE LA GAMME DE FLUX

3.1. Introduction

L'intérêt demeure cependant de couvrir la gamme de puissance d'un réacteur (soit environ 10 décades) avec un seul ensemble de mesure, à condition de s'affranchir des inconvénients signalés (robustesse mécanique, recouvrement de gamme facile).

Les qualités requises sont donc: une bonne discrimination neutrons-gamma dans la partie inférieure de la gamme de mesure, une sensibilité suffisante, l'élaboration simple des tensions représentatives de la puissance et du temps de doublement.

Le choix du détecteur, chambre à fission ou compteur, résulte d'un compromis entre les exigences suivantes: discrimination neutrons - gamma, sensibilité, tenue sous rayonnements, bruit de fond.

La chambre à fission présente l'inconvénient d'un bruit de fond dû aux particules alpha du dépôt d'uranium: nous verrons que celui-ci est tolérable et ne compromet pas la mesure.

Sa sensibilité est beaucoup moins grande que celle des compteurs à bore ou à BF₃.

Son pouvoir de discrimination est bien meilleur.

Sa tenue sous rayonnements est très supérieure à celle des compteurs à bore ou à BF₃. Toutefois, nous verrons (paragraphe 4) que l'alimentation de ceux-ci avec une haute tension faible repousse les limitations que ce phénomène impose parfois à leur emploi.

Compte tenu des impératifs énumérés, le détecteur choisi est donc la chambre à fission.

3.2. Méthode utilisant la variance

Une méthode déjà explorée par DuBridge [4] utilise ce détecteur qui fournit ses informations d'abord à une chaîne de comptage d'impulsions d'un type classique - taux de comptage maximal limité à quelque 10^4 coups/s - puis à une chaîne de mesure fondée sur l'utilisation des fluctuations du courant fourni par la chambre à fission. Cette chaîne de mesure doit en principe

couvrir dix décades et demie de flux neutronique réparties comme suit, compte tenu de la sensibilité du détecteur:

De 10^3 n/cm² · s à 10^7 n/cm² · s: comptage d'impulsions

De 10^7 n/cm² · s à 10^{13} n/cm² · s: mesure de variance.

Les problèmes posés sont les suivants: commutation de la chambre d'un dispositif à l'autre; amplification du signal de variance pour donner le signal de puissance logarithmique; commutation des signaux de période ou temps de doublement d'un dispositif à l'autre.

3.3. Méthode nouvelle

La voie que nous suivrons consistera en l'utilisation d'une chambre à fission qui, comme précédemment, fournit ses informations à un ensemble de comptage de grande dynamique (10^6 coups/s au maximum), puis à une chaîne de mesure du courant moyen. Le détecteur que nous utilisons est une chambre à fission CFU 2 fabriquée par Radiotechnique. Ses caractéristiques sont données au tableau I (fig. 1).

3.3.1. Partie basse de la dynamique [5]

Dans la partie basse de la gamme de mesure du flux, la chambre à fission délivre ses signaux à une électronique de comptage qui assure une discrimination très bonne des neutrons (fig. 2). On peut mesurer correctement avec cette chaîne des flux neutroniques variant de 7 n/cm² · s environ à $7 \cdot 10^6$ n/cm² · s.

3.3.2. Partie haute de la dynamique

Au-delà d'un taux de comptage de $7 \cdot 10^6$ n/cm² · s, nous mesurons le courant neutronique (cela se révèle possible, en effet).

A 10^6 n/cm² · s, le courant neutronique sera de $2,1 \cdot 10^{-14} \cdot 10^6 = 2 \cdot 10^{-8}$ A.

Les courants parasites alpha valent $1,6 \cdot 10^{-9}$ A, valeur constante et égale à moins de 10% de la valeur du courant utile.

Les flux parasites gamma sont très variables, mais restent généralement compris entre 100 et 1000 R/h sans protection de plomb dans le cas d'un réacteur piscine fonctionnant depuis longtemps. Une protection de 5 cm de plomb réduit d'ailleurs ces flux, d'un facteur 10 environ [6]. Les courants qu'ils créent dans ce cas sont donc de l'ordre de $2 \cdot 10^{-8}$ A au maximum sans écran de plomb, et descendent à $2 \cdot 10^{-9}$ A au maximum avec une protection de 5 cm de plomb.

L'erreur commise sur la mesure du flux neutronique s'élève donc, pour un flux de 10^6 n/cm² · s, à 18% environ. Elle peut d'ailleurs être diminuée si l'on utilise une méthode d'opposition destinée à compenser le courant dû aux particules alpha.

Le courant maximal que peut fournir la chambre à fission est supérieur au milliampère pour une tension d'alimentation de 1000 V. Le flux neutronique correspondant à 1 mA est de $5 \cdot 10^{10}$ n/cm² · s. Le flux gamma correspondant pour un réacteur fonctionnant à 10 MW est de 10^7 R/h environ [7]. Le courant résultant, en supposant la présence 5 cm de plomb, est de $2 \cdot 10^{-5}$ A, donc négligeable.

TABLEAU I

CARACTERISTIQUES DE LA CHAMBRE CFU2

Sensibilité aux neutrons

Charge élémentaire libérée (C)	$q_f = 1,5 \cdot 10^{-13} \text{ C}$
Nombre d'événements par unité de flux (sensibilité)	$n_f = 0,14$
Sensibilité exprimée en ampères par unité de flux	$i_f = 2,1 \cdot 10^{-14} \text{ A/n/cm}^2 \cdot \text{s}$

Sensibilité aux γ

Charge élémentaire	$q_\gamma = 1,6 \cdot 10^{-17} \text{ C}^a$
Sensibilité exprimée en A/R·h	$i_\gamma = 2 \cdot 10^{-11} \text{ A/R} \cdot \text{h}$
Nombre d'événements par unité de flux γ et par seconde	$n_\gamma = 1,2 \cdot 10^6 \text{ }^a$

Sensibilité aux α

Charge élémentaire	$q_\alpha = 8 \cdot 10^{-15} \text{ C}$
Nombre d'événements par seconde	$n_\alpha = 2 \cdot 10^5$
Courant dû aux α	$i_\alpha = 1,6 \cdot 10^{-9} \text{ A}$
Temps de collection de la charge électrique	150 s environ

^a Les valeurs de q_γ et n_γ correspondent à des valeurs calculées et non mesurées.

3.3.3. Réalisation

Les problèmes technologiques sont simples à résoudre; il existe à l'heure actuelle de nombreux types de câbles qui supportent bien le rayonnement. En fait, les caractéristiques du câble n'ont pas besoin d'être poussées: quand on utilise la chaîne impulsioneille, les résistances de fuite et les capacités sont sans grande importance. D'autre part, la mesure des courants supérieurs à $2 \cdot 10^{-8} \text{ A}$ ne pose pas non plus de problème grave.

Les problèmes posés par les circuits électroniques sont: la réalisation d'une chaîne de mesure à grande dynamique (ceci est réalisé à l'heure actuelle de plusieurs façons), la commutation de la chambre d'abord sur la chaîne impulsioneille à grande dynamique, puis sur la chaîne logarithmique de mesure du courant, l'affichage permanent de la puissance du réacteur et l'élaboration simple du signal de temps de doublement.

3.3.4. Conclusion

En conclusion, on peut donc dire que cette solution est tout à fait utilisable dans toute la dynamique de flux du réacteur. On couvre aisément une

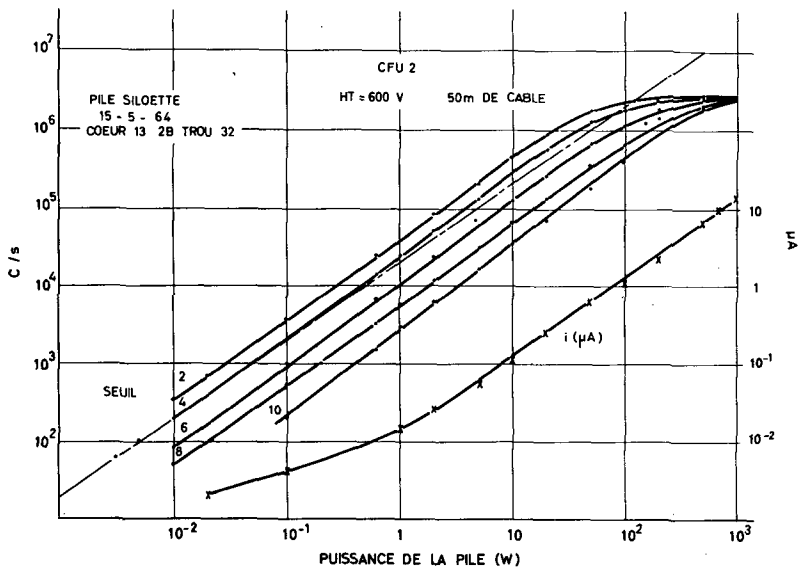


FIG. 1. Courbes de linéarité de l'ensemble de comptage

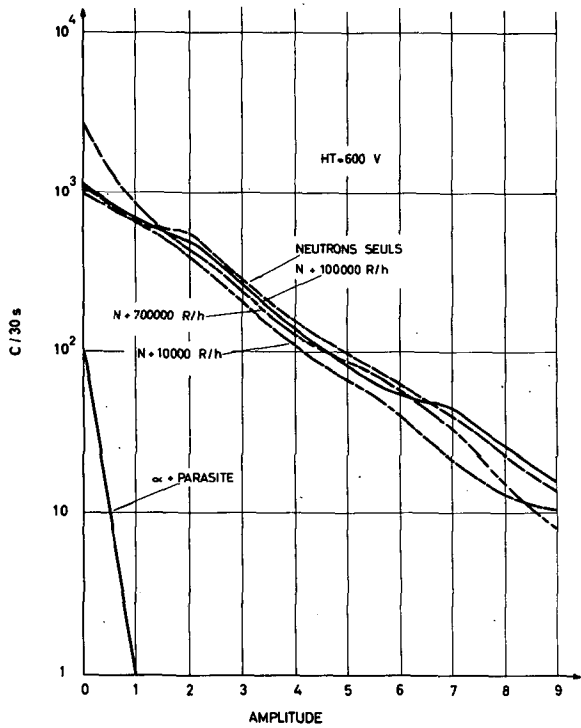


FIG. 2. Courbes de discrimination - Chambre à fission CFU2

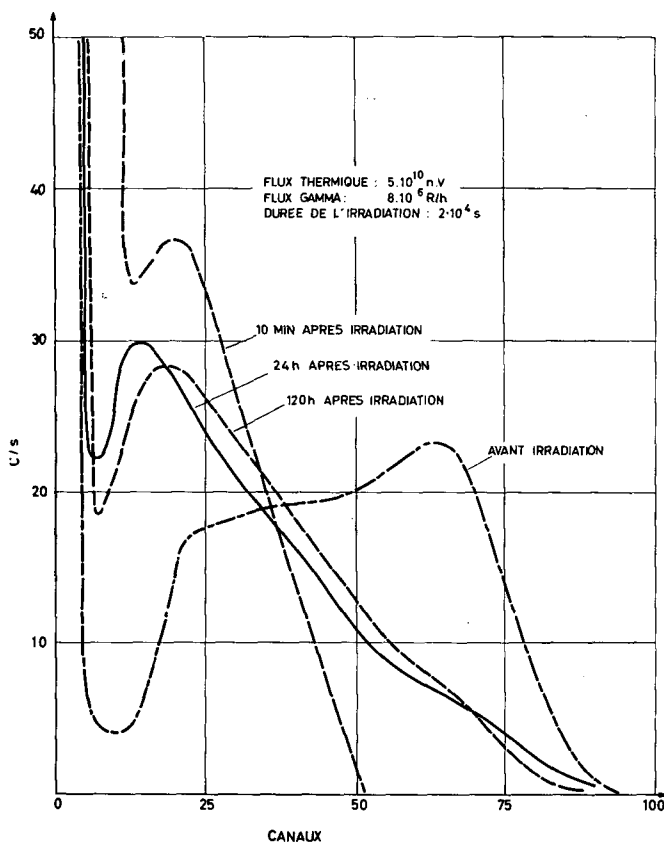


FIG. 3. Spectre des impulsions d'un compteur à BF_3 type WL 6307

gamme de 5 à $5 \cdot 10^{10} \text{ n/cm}^2 \cdot \text{s}$ avec une erreur maximale de 20%. Cette erreur peut être réduite comme nous l'avons vu par une compensation simple.

4. COMPORTEMENT DES COMPTEURS PROPORTIONNELS SOUS TENSION REDUITE

Nous allons examiner maintenant les expériences que nous menons à Grenoble sur le comportement sous tension réduite des compteurs à BF_3 .

Nous avons vu que le choix entre la chambre à fission et les compteurs à bore ou à BF_3 était gouverné par la sensibilité et par la tenue sous rayonnements (fig. 3 et 4).

Dans certains cas (réacteurs pressurisés par exemple), la sensibilité et la tenue sous rayonnements sont également fondamentales. Or le compteur à bore, qui possède la sensibilité suffisante, a une mauvaise tenue sous rayonnements ($10^{15} \text{ n/cm}^2 \cdot \text{s}$) [8]. Certaines expériences faites dans le courant de l'année 1964 avaient laissé supposer que cette mauvaise tenue

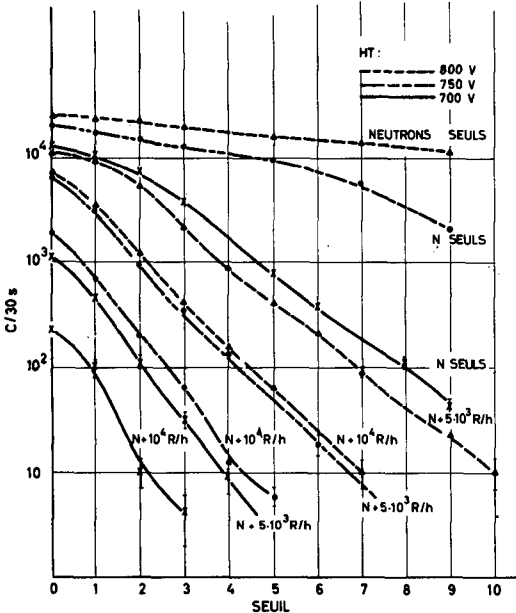


FIG. 4. Courbes de discrimination - Compteur à dépôt de bore GE

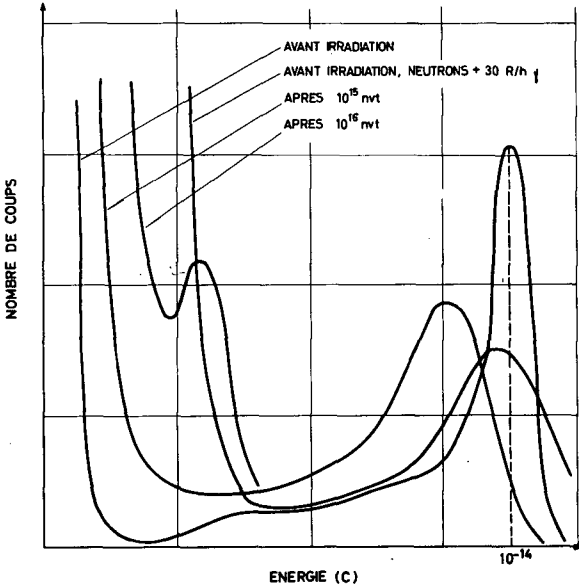


FIG. 5. Courbes de sélection d'un compteur à BF_3 sous 1400 V - Préamplificateur de charges à faible bruit (bruit RMS = $2 \cdot 10^{-16}$ C)

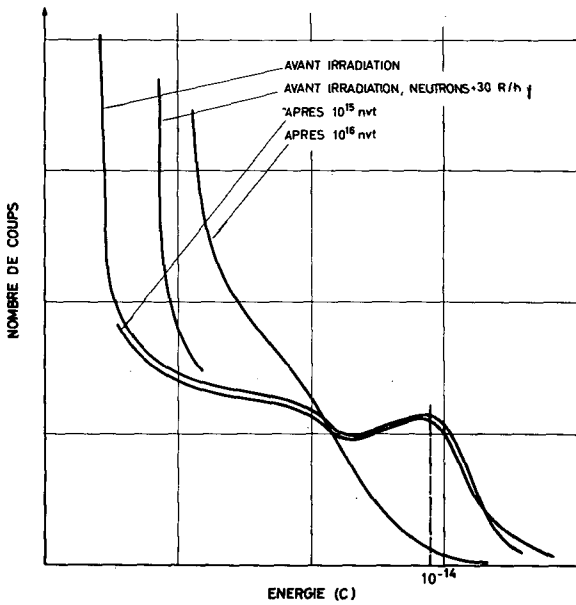


FIG. 6. Courbes de sélection d'un compteur à dépôt de bore sous 300 V - Préamplificateur de charges à faible bruit (bruit RMS = $2 \cdot 10^{-16}$ C)

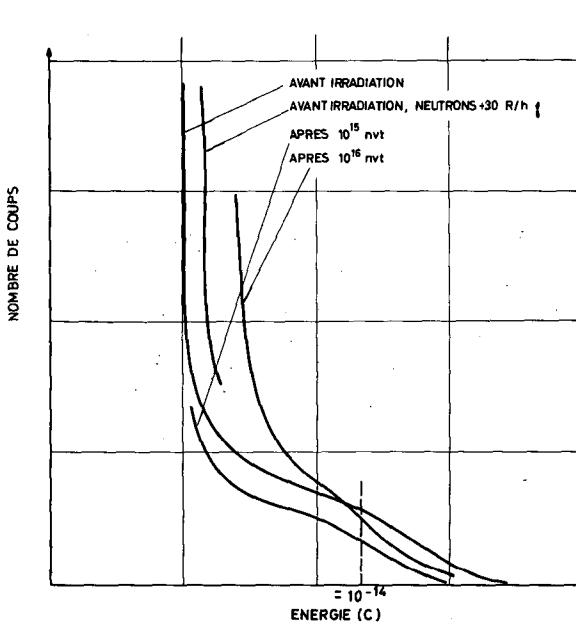


FIG. 7. Courbes de sélection d'un compteur à BF_3 sous 100 V - Préamplificateur de charges à faible bruit (bruit RMS = $2 \cdot 10^{-16}$ C)

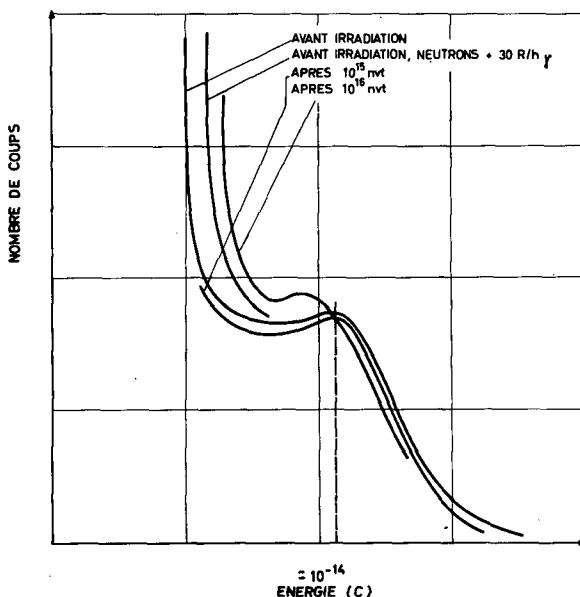


FIG. 8. Courbes de sélection d'un compteur à bore sous 20 V - Préamplificateur de charges à faible bruit (bruit RMS = $2 \cdot 10^{-16}$ C)

sous rayonnements était directement liée au facteur de multiplication du compteur proportionnel. Aussi avons-nous fait travailler ces compteurs sous des tensions très faibles. La figure 5 montre les spectres d'impulsion d'un compteur à BF_3 sous 1400 V (au lieu de 2300 V). Le mauvais fonctionnement apparaît vers 10^{16} n/cm²·s. La figure 6 montre les spectres d'un compteur à dépôt de bore sous 300 V (au lieu de 900 V). Les figures 7 et 8 montrent les spectres d'impulsion d'un compteur proportionnel à BF_3 sous 100 V et d'un compteur proportionnel à bore sous 20 V seulement. On constate que les spectres ne sont pas modifiés à une exposition de 10^{16} n/cm²·s.

Nous pouvons dire en conclusion que ces expériences semblent conformes à l'idée que nous avons de la tenue sous rayonnements des compteurs proportionnels et du facteur de multiplication. La mise au point d'amplificateurs à faible bruit de fond nécessaires pour exploiter les informations données par ces compteurs sous faible tension se révèle indispensable puisque l'on ne pourra plus bénéficier de l'amplification « bon marché » réalisée dans le compteur proportionnel.

REFERENCES

- [1] SCHULTZ, M.A., Control of Nuclear Reactors and Power Plants, McGraw-Hill Publishing Co., New York (1961) 341-64.
- [2] GWINN, D.A., TRENHOLME, W.M., A log N and period amplifier utilizing statistical fluctuation, IRE Trans. nucl. Sci. NS10, 2 (1963) 1-9.
- [3] FARAGUET, C., QUENEE, R., Projet d'études à partir de fluctuations statistiques, Rapport SER 1910/1189 (1965).
- [4] DuBRIDGE, R.A., The feasibility of using in core ion chambers, Rpt. GEAP 4386 (1963).

- [5] MAI, V.Q., Etude de détecteurs à gaz pour neutrons thermiques fonctionnant en collection de courant, Thèse d'ingénieur docteur soutenue le 24 septembre 1965 à la Faculté des Sciences de Grenoble (à paraître).
- [6] FRENCH, R.L., Calculating gamma spectrum from reactors, *Nucleonics* 18 3 (1960) 114-17.
- [7] USAEC, Reactor physics constants, Rpt ANL 5800 (1958) 463.
- [8] TRENHOLME, W.M., Effects of reactor exposure on boron lined and BF_3 proportional counters, IRE Trans. nucl. Sci. NS6, 4 (1959).

DISCUSSION

D. ROUX: A fission chamber used in direct current application has a range of only 3-4 decades because of the fission products produced in the detector after irradiation in high neutron fluxes (see Fig. 8 of paper CN-22/53). This would be a drawback with the 10-decade neutron detection system proposed in your paper, i.e. pulse mode for low fluxes and d.c. mode for high fluxes.

V. DELCROIX: Thank you for these valuable comments.

E.V.R. RAO: Have you made any studies on the recovery properties of these proportional counters after being subjected to radiation?

V. DELCROIX: Figure 3 shows that the spectrum is strongly affected after irradiation — so much so that it is difficult to make a proper count.

E.V.R. RAO: Is the damage the same with and without voltage on the counter while under radiation?

V. DELCROIX: We have carried out tests with a $10\text{-M}\Omega$ resistor across the terminals of the counter without high tension. We do not know what happens if the counter is fed normally.

R. J. COX: I think your paper suggests that the statistical fluctuations or "Campbell technique" instrument is difficult to use because of its square-root law. Surely, if you are using a logarithmic presentation, you can deal with the square root by calibration, e.g. a 10^3 range of signal is presented on a meter scaled over a range of 10^6 . Correspondingly, the period signal, which is just the differential of the logarithm, can be accommodated merely by a factor of 2 in calibration. A linear power indication can be provided by using a thermal instrument which gives a deflection proportional to the square of the signal. Do you agree?

V. DELCROIX: I agree entirely, but I just wanted to say that more complicated circuitry is required to deal with the variance (rectification, amplification).

USING NEUTRON FLUX DETECTORS IN-PILE

R.J. COX, D. HARRISON AND A. GOODINGS
CONTROL AND INSTRUMENTATION DIVISION,
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT, WINFRITH, DORCHESTER, DORSET,
UNITED KINGDOM

Abstract

USING NEUTRON FLUX DETECTORS IN-PILE. Neutron flux detectors have developed to the stage where they can be used with confidence in-pile in most types of power reactor. The use of such detectors can result in a reduction in cost of measuring power level for control purposes or can be used for localized flux measurements to improve the power distribution throughout the reactor.

Information is given on the types of detectors that have recently been developed in the United Kingdom, including performance data and some indication of the uses for which they are suitable. The detectors include a 1-in. diam. pulse counting fission chamber intended for use during start-up, a high-temperature mean-current chamber using titanium for reactor control use with logarithmic d.c. amplifiers and period meters and two small mean current fission chambers, one of which is only 1/8-in diam. intended for flux scanning purposes.

Considerable problems arise in conveying the electrical signals to the outside environment. An account is given of some studies of mineral insulated cables which have adequate electrical and mechanical performance at reactor temperatures. The use is discussed of pulse transformers used in-pile with pulse counting detectors to improve signal-to-noise ratio and reduce the effects of electrical interference.

1. INTRODUCTION

For more than 8 years the United Kingdom Atomic Energy Authority has been producing neutron detectors that can be used at high temperatures. Initially these were not necessarily concerned with controlling reactors but for making physics measurements within the core of heated zero-energy reactors. ZENITH, the zero-energy reactor at Winfrith which was the physics model of the DRAGON reactor, was electrically heated to temperatures up to 800°C and used fission chambers that could withstand the 600°C experienced at the core-reflector boundary. The radiation detectors in HERO – the zero-energy version of the Advanced Gas-Cooled Reactors (AGR) – can be used up to 550°C. More recently techniques have been developed that produce boron coatings that can withstand temperatures up to about 550°C. Now a wide range of radiation detectors are available. These have been described in a number of papers [1-4] and this paper deals more with the problems of using radiation detectors in-pile.

1.1. Why use neutron flux detectors in pile?

Reference has already been made to using neutron flux detectors in heated zero-energy experiments. They are almost invariably pulse coating fission chambers of small size – some as small as 1 mm diameter – often used in bundles with different neutron sensitive coatings to provide neutron flux and energy distribution data.

For a large number of different types of power reactor, the existence of high-temperature radiation detectors has allowed much cheaper reactor designs to be evolved.

The British Magnox power reactors and the AGR designs are now being built inside concrete pressure vessels. These preclude the measurement of neutron flux outside the concrete because of its inherent neutron absorption. The inner surface of the concrete must be protected from steep thermal gradients, which usually infers local water cooling. This might, at first sight, appear to provide a region where radiation detectors could be located which is relatively cool but still at reactor pressure. Unfortunately it is found that the neutron flux in this vicinity is very sensitive to the composition of the concrete which changes considerably in water content during the curing and drying out process. In addition the concrete normally needs some shielding from neutrons which makes the neutron to gamma ratio impossibly small. Penetrations that would allow a tube to extract a beam of neutrons or allow detectors to be placed in an internal, cooled, thermal column are ruled out because of the enormous cost of meeting the structural engineering requirements.

Many designs of water reactor in steel pressure vessels now employ boron or other soluble neutron poisons for reactivity control. The neutron flux outside the pressure vessel can change by up to 1000 to 1 due to neutron absorption from the boron content of the water reflector.

The recent increase in size of most power reactor types gives them a tendency towards spatial variations of power distribution. This demands in-pile measurements in order to optimize power output as well as to allow the suppression of any possible instability of power distribution.

It is interesting to note that the heavy-water moderated pressure-tube reactors such as the Canadian CANDU or the British SGHWR are examples of the few types that allow in-pile measurements at near room temperatures and pressures.

In many reactors of the high flux materials testing type where equipment or materials are irradiated at high temperatures, the neutron flux levels often change considerably during the experiment because of changes in fuel composition and loading of nearby experimental facilities. The experiments often demand local continuous measurements of neutron flux.

For most of these examples the use of high temperature in-pile radiation detectors can provide the most attractive solution to the measurement problem.

1.2. In-pile conditions

In-pile conditions are usually extreme in one or more of the following ways:

(a) High temperatures. Although in some cases moderate or ambient conditions can be achieved, either by cooling or by making measurements in cool moderator (such as might be found in a pressure tube reactor, for example), many measurements have to be made at about the temperature of the reactor coolant. In water systems temperatures may reach 350 °C and in gas or sodium cooled systems temperatures in excess of 600°C may be involved.

(b) High pressures. In water systems pressures may exceed 1000 lb/in² and in gas cooled systems may reach 600 lb/in². It is not always possible to protect the detector and cable system by means of pressure thimbles.

(c) High radiation levels. In-pile sites for normal control measurements may experience full power neutron flux levels beyond 10^{11} n cm⁻² s⁻¹ and at flux scanning positions these may go beyond 10^{13} n cm⁻² s⁻¹. Gamma levels at full power may fall in the range 10^5 - 10^8 R/h. A feature of many in-pile measurements is the difficult γ /neutron ratio as compared with what can be achieved in conventional thermal columns.

(d) Chemical compatibility. The high temperatures and radiation levels tend to encourage undesirable chemical reactions between the detector and its environment and also within the detector itself. Such reactions can be damaging to the detector and may lead to unacceptable contamination of the reactor coolant or moderator.

2. DETECTOR TYPES

For the conditions given above suitable detectors are limited at the present time to gas ionization types, although self-powered neutron detectors [5] can be used for certain narrow range measurements at moderate temperatures.

2.1. Pulse counting detectors

These are used in reactors that do not have a high photoneutron background, to control the initial part of the start-up operation. The problems involved in transmitting the pulses from within the pressure vessel to the outside would demand large fast pulses. At the present time these can be provided only by fission chambers. Boron trifluoride proportional counters are ruled out because of damage at temperatures in excess of about 100°C and because boron coated proportional counters cannot at the moment give fast enough pulses to provide an adequate signal-to-noise ratio with the long cables involved.

A typical fission chamber for reactor control purposes is the so-called One-Inch General Purpose Fission Chamber [4] shown in Fig. 1. It is manufactured from 18/8/1 stainless steel with very high purity alumina for all the insulators and is normally coated with 1 mg/cm² of ²³⁵U on the cathode. It is designed with an integral mineral insulated (Magnesia) cable and can be manufactured in different lengths (up to 12 in.) to provide neutron sensitivities from 0.01 to 0.1 counts/s per n cm⁻² s⁻¹. It can withstand external pressures of 450 lb/in² at temperatures up to 550°C.

The results of recent tests on one of these chambers filled with a fast collecting gas connected to a fast pulse counting channel are shown in Fig. 2. It will be noticed that the plateau length is about 9 dB but is limited on the small pulse side by the alpha pulses from the fissile coating. Circuit noise at this counting rate is about 5 dB lower than alpha noise. This can be compared with measurements made with normal $\frac{1}{2}$ μ s resolving time equipment. Then the plateau was about 8 dB but was limited by circuit noise instead of alpha pulses. Combining the recent measurements with other measurements

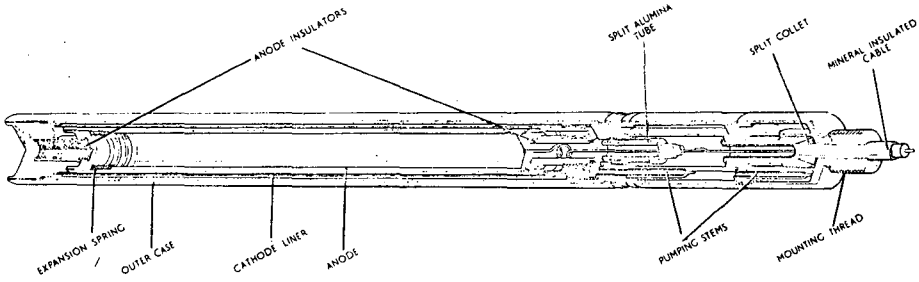


FIG. 1. The One-Inch General Purpose Chamber

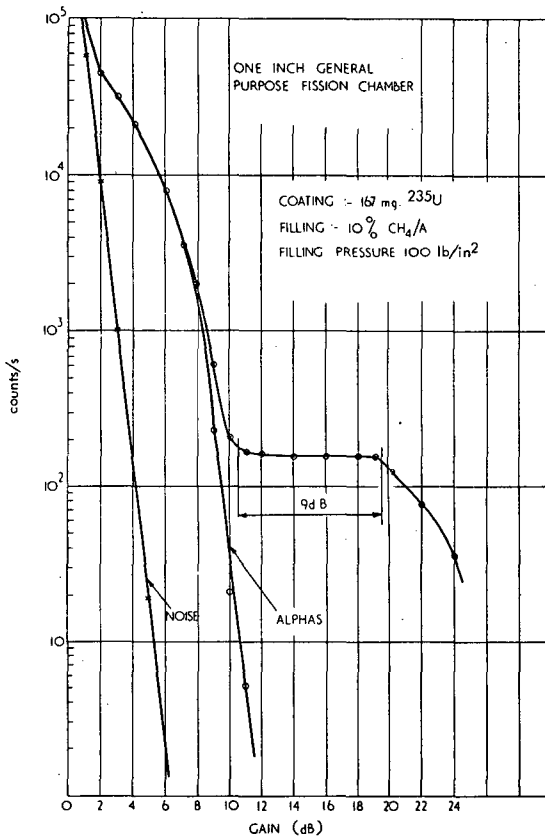


FIG. 2. Counting characteristics using fast counting techniques

would suggest that the 0.1 counts per $\text{n cm}^{-2} \text{s}^{-1}$ version of this fission chamber can be used in gamma fluxes of 10^6 R/h and can be used almost immediately after irradiation in a neutron flux of about $10^{12} \text{ n cm}^{-2} \text{s}^{-1}$. These figures could be more than an order higher on lower sensitivity versions of the chamber.

2.2. Mean current chambers

A typical high-temperature mean current chamber for reactor control applications is the RC10 which has been described previously [3]. This is about $2\frac{1}{2}$ in. in diameter with the outer envelope of stainless steel and the electrodes of aluminium. It can withstand 450 lb/in² at 400°C. It has an enriched boron coating on the electrodes of about 500 cm² giving a neutron sensitivity of about 10^{-14} A/(n cm⁻² s⁻¹) and a neutron to gamma ratio of a few hundred n/cm² per R/h. The stainless steel used is a special low manganese steel which attains a much lower level of activation than conventional materials, also the electrode thickness has been chosen to give a measure of screening to the β 's from the outside wall reaching the sensitive volume. Tests on the chamber show that the ratio of activation current/neutron current is 10^{-5} after 5 minutes decay (compared with 5×10^{-6} for a similar but all aluminium detector) and 2.5×10^{-7} after one hour (10^{-7} for the all aluminium detector).

A similar design (RC11) using titanium for the electrodes and outer envelope will withstand 450 lb/in² at 600°C. This has an activation/neutron current ratio of 5×10^{-7} and 3×10^{-8} after 5 minutes and one hour respectively. In all the practical applications considered to date for the use of such detectors in-pile the neutron-to-gamma ratio in any feasible detector site in-pile has been very poor. In fact none of them could exploit the improved activation characteristics provided by the titanium because of the local gamma levels. Also, titanium is not an easy material to use for pressure envelopes because of the sparse data on creep strength and the difficult manufacturing techniques. This raises the possibility that a chamber using titanium electrodes and the low manganese steel envelope could be designed to withstand 600 lb/in² at 600°C and have about the same activation characteristics as the RC10 quoted above. In addition a gamma-compensated version should provide a 10 times reduction in both activation and external gamma effects.

A pair of much smaller chambers also are available. One of these is $\frac{1}{4}$ -in. outside diameter and, using a guard-ringed construction, needs a pair of 1/16-in. mineral insulated cables for connection to the electronics. The other is only 1/8-in. in diameter and is not guard-ringed and therefore needs only a single 1/16-in. cable. Naturally the latter chamber is more affected by the falling insulation resistance of the insulators and cables at increasing temperature. In fact, in most applications the range of neutron flux levels at high temperature is almost always limited by the cable properties. For the $\frac{1}{4}$ -in. design with a 2.5-cm length of fissile material coating on the electrode and helium gas filling, recent tests showed the neutron sensitivity to be $3.5 (\pm 0.5) \times 10^{-17}$ A/(n cm⁻² s⁻¹), gamma sensitivity $2.3 (\pm 0.2) \times 10^{-15}$ A R⁻¹ h with a maximum current output of 6×10^{-5} A. For the 1/8-in. design with 3 cm² of fissile coating, the neutron sensitivity is calculated to be 1.2×10^{-16} A/(n cm⁻² s⁻¹), gamma sensitivity 9×10^{-15} A R⁻¹ h with a maximum current output of 2.5×10^{-5} A. The neutron sensitivities quoted for the $\frac{1}{4}$ -in. chamber can easily be changed by a factor of about 10 either way by changes in the fissile coating weight, together with the use of a breeder type coating which will also improve the burn-up life. It is, however, interesting to compare these neutron sensitivities with the figures of about 2×10^{-20} A/(n cm⁻² s⁻¹) quoted for the self-powered detectors. The

cable leakage and spurious current effects are the same in principle for both types of detectors, so that they must be about 1000 times more troublesome with self-powered detectors.

3. USING PULSE-COUNTING DETECTORS IN-PILE

3.1. The requirements of the electronics

Pulse-counting detectors used in-pile in high-temperature environments must be connected to the electronic amplifier by means of mineral insulated cables (usually magnesia or possibly alumina). The length of cable rarely is less than 30 ft and often exceeds 150 ft, implying a cable capacitance of at least 1000 pF. With a high impedance input amplifier using valves or transistors, so that the charge from the counter appears across this capacity as a voltage pulse, the signal-to-noise ratio is quite unacceptably poor, and fast counting is impaired by pulse reflections in the cable. If, however, the cable is terminated in its characteristic impedance, the amplifier can be arranged to measure the current from the counter flowing through this resistance. The input impedance of the amplifier can now be low and transistors can provide an entirely adequate signal-to-noise ratio. Also the signal-to-noise ratio improves as the equipment is made faster. For instance, if the charge from the counter is collected, say, ten times faster, the current (i.e. the signal) is 10 times bigger. The amplifier needs to have 10 times the bandwidth and, therefore, has $\sqrt{10}$ times the noise level. This 10 times increase in speed has produced a $\sqrt{10}$ times improvement in signal-to-noise ratio. With the high-input impedance amplifier system the increase in speed does not alter the voltage pulse but involves the same $\sqrt{10}$ increase in noise level - resulting in a $\sqrt{10}$ times worsening of signal-to-noise ratio.

The curves in Fig. 3 illustrate the effect of cable length and bandwidth on the two types of amplifier. These measurements also show the effect of cable resonances and the attenuation of signal due to cable losses. They clearly demonstrate the advantages of the matched input configuration and the higher bandwidth. It is notable that in the nuclear physics research field, there have been considerable advances in semiconductor detectors, which can benefit from the use of "charge-input" amplifiers. In fact, it is now the fashion to use charge-input amplifiers almost as a routine and some manufacturers do not market any other type. These amplifiers are not at all suitable for reactor control purposes and their use is not to be recommended.

3.2. Use of pulse transformers

The simple terminated line input system described in section 3.1 above is perfectly satisfactory with fast counters (collection time < 150 ns) but when slower counters are used a worthwhile improvement in signal-to-noise ratio can be obtained by using a step-down pulse transformer between the detector and cable. This is because it provides a better transfer of energy from the high impedance counter to the low impedance cable. The optimum turns ratio, n , is given, approximately, by

$$n = \frac{t}{2C Z_0}$$

where t is the required resolving time, C is the total capacity on the counter side of the transformer, and Z_0 is the cable characteristic impedance. This demonstrates the importance of a low value of C and, therefore, the necessity for the transformer to be in-pile very near to the counter. For any improvement in performance the transformer must be very carefully designed for each application. The electrical design requirements have been studied in detail by Fowler [6], and his paper provides a very full description of them and the ways in which they can be realized.

The enhanced signal in the cable also reduces electrical interference susceptibility although, unfortunately, it is not usually possible in in-pile applications to achieve the electrical configurations which would give balanced signal working. It has not been possible to obtain high-temperature winding insulation of sufficient quality to withstand the EHT stresses if the transformer core is grounded. This problem has been solved by mounting the transformer and core directly on the metal ceramic seal at the end of the chamber, see Fig. 4. With this arrangement anodized aluminium wires are used with a silicon iron core to give a transformer working up to 550°C and with a signal gain of up to 12 dB. Ultrasonic welding has been found to be the best method of making reliable connections between the aluminium windings and the copper cable conductors. It will be noticed that a balanced twin cable has been used.

3.3. Cables

As has been mentioned, the only practical flexible cable for use in-pile is the mineral insulated type using either magnesia or alumina as the dielectric. In some cases, particularly in zero-energy reactors, it is possible to use rigid coaxial extensions, usually stainless steel tubes with copper wire as the centre conductor. But mechanical handling and radiation streaming problems usually rule out this technique for power reactors.

In pulse systems, the pulse transmission properties of the cable or rigid extension are of considerable importance. A study of high temperature cables has been made [7] in which it has been established that dielectric losses are not important, at least for transmission of pulses down to 10-ns duration, compared with conductor losses. Since losses exceeding a few dB cannot be tolerated, low resistivity conductors are essential for most in-pile applications where counter/amplifier cable lengths exceed some tens of feet. For coaxial systems copper is an obvious choice, in which case an additional outer sheath of material compatible with the reactor environment is usually required. Titanium has been used but there is some doubt as to whether its fatigue strength is adequate for it to withstand the degree of fluxing that it will receive in practice. Stainless steel has been swaged on to a copper sheathed cable, but this results in an unusually stiff cable and there is a suspicion that the process changes the state of the magnesia causing pulse breakdown problems. A chromized mild steel cable has been used with success.

Where a twin conductor system can be used, such as when pulse transformers are used at the detector, it can be shown that only a small pro-

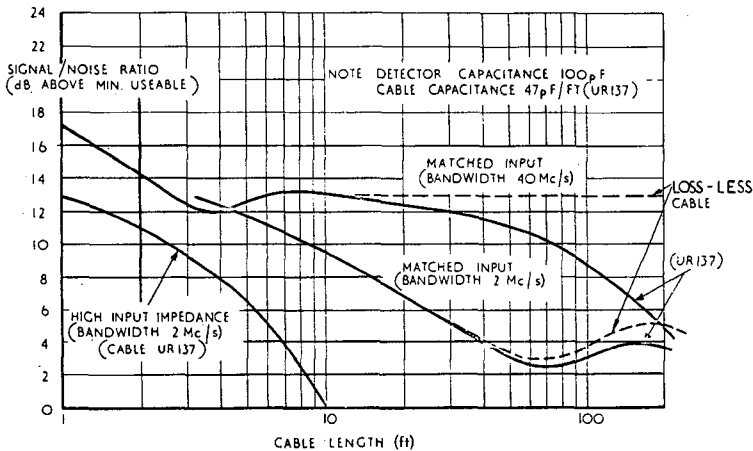


FIG. 3. Effect of cable length on signal/noise ratio in pulse counting channels

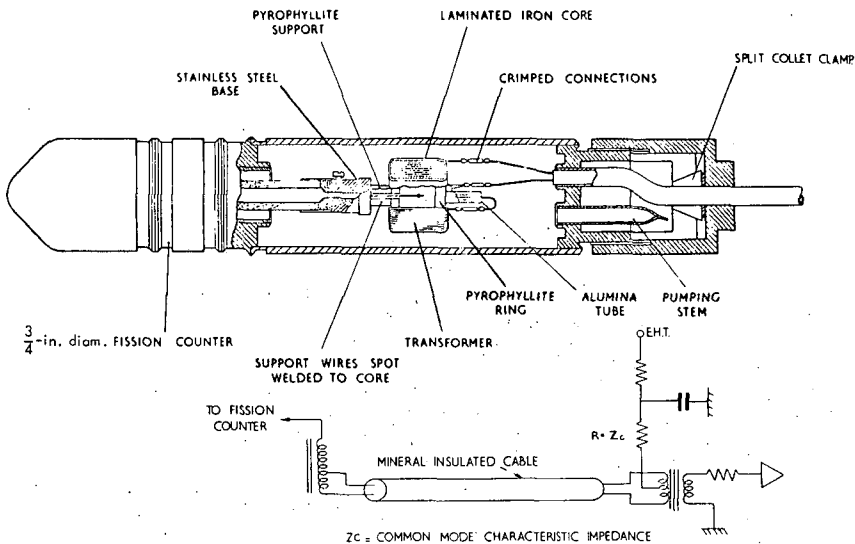


FIG. 4. High-temperature pulse transformer fitted to $\frac{3}{4}$ -in. fission counter

portion of the signal energy makes use of the screen conductor and this can be made of stainless steel, if electrical interference conditions permit.

Electrical interference has recently been extensively studied in the U.K.A.E.A. [8]. From the point of view of in-pile detectors, probably the two most important results of this work have been the ability to specify the cable design for a given degree of interference rejection and the demonstration that detector systems should be electrically isolated from the reactor structure. This requirement applies between the detector and the cable in-pile entry point

if high levels of interference in the range 50 c/s to 500 kc/s are to be avoided. It can be shown that the quality of this insulation can be low; leakage resistance as low as a few thousand ohms being quite adequate. This conclusion has led to the development of triaxial cables with twin sheaths, the outer sheath merely providing a container for the insulant and presenting a chemically compatible face to the reactor environment. Work still needs to be done on the methods of insulating the detectors themselves and for providing a satisfactory mechanical form to the in-pile end of the outer sheath.

The cables used in-pile with pulse counters do not demand a high level of insulation resistance; however, they and the counter insulators are subject to what has been called pulse breakdown. This is observable as fast pulses of charge, of magnitude normally greater than 10^{-13} C. The onset of these pulses occurs at a usually well-defined applied potential and the pulse frequency increases rapidly with applied potential, as does the apparent pulse size, although this could be due to pulse "pile-up". Further increase in potential results in gross breakdown. In typical installations, the effect occurs well above 1 kV when cold but often reduces to a few hundred volts at about 600°C. This is uncomfortably close to the normal polarizing voltages in high-temperature detectors. The causes are not properly understood. With the type of insulators used in the detectors, it is easy to demonstrate that a surface phenomenon is involved, but in properly processed and sealed cables the phenomenon must also involve a bulk effect.

A study has started with the object of determining the mechanism of this breakdown in mono-crystalline alumina, magnesia and in powdered magnesia. It is proposed to attempt to isolate bulk and surface effects and to study the pulse shapes and their amplitude distribution. Recent experiments to determine the vacuum pumping speed of typical mineral insulated cables have been used to assess density and void sizes in the insulant. The results suggest a mean void diameter of 5×10^{-6} cm and this might offer a clue as to the cause of pulse breakdown in terms of discharge across the voids. However, the pulse breakdown studies have already demonstrated the extreme difficulties of measuring the basic data on insulators of this class, and throws considerable doubt on the published data.

3.4. Overloading characteristics of pulse counting instruments

In most high-temperature applications it becomes extremely expensive to withdraw the detector into a region of lower neutron flux while the reactor is near full power. It frequently eases the design of the safety system if the pulse counting channel can still indicate "beyond full-scale deflection" right up to reactor full-power, and then to work correctly immediately the power falls down to its normal counting range. Also, while the reactor is at full power, it would be useful to be able to check that the pulse counting instrument will work satisfactorily when the reactor returns to the shut-down state. Both these aspects are being studied at Winfrith. The former is basically an electronic circuit problem in trying to arrange that the pulses are sufficiently big to allow the counting circuits to operate on the fluctuations, resulting from pulse build-up at the high pulse rates. One obvious requirement, frequently ignored, is to ensure that the current drain from the EHT supply does not cause the polarizing voltage to drop to a low level. The

use of a fast pulse counting system accurate up to 3×10^6 counts/s gives an immediate ten-fold improvement in dynamic range over instruments of more normal speed and therefore reduces the range of neutron flux between its upper limit and full power condition. In addition it will give a further improvement against the pile-up effect of fission product beta and gamma pulses and other forms of activation by neutrons.

The tests on the One-Inch General Purpose Fission Chamber previously described suggest that with a fast pulse counting channel, a suitable version can be left in fluxes of about 10^{12} n cm⁻² s⁻¹ without retraction, but it must be remembered that this corresponds to about 2% per annum burn-up of ²³⁵U and, therefore, probably represents the practical upper limit.

4. MEAN CURRENT IONIZATION CHAMBER INSTRUMENTS

The electronics requirements for mean current ionization chamber instruments used with in-pile detectors differ little from those with detectors in cool locations. The main problems are those concerned with finding an accessible site within the reactor where the neutron to gamma flux ratio is not too low and, of course, the cable problems.

4.1. Cables

The insulation resistance of a mineral insulated cable drops very quickly with temperature (Fig. 5). Commercially available cables are not ideal for the application but if suitably processed and properly sealed, they can provide figures of about $10^7 \Omega$ for a foot length at 550°C. The work of Goodings, part of which is given in Ref. [9], indicates that resistances exceeding $10^{11} \Omega/\text{ft}$ at 550°C should be achievable. In fact, a British manufacturer has recently produced a few samples of cable which give about $4 \times 10^{10} \Omega/\text{ft}$. Goodings' work has shown the phenomena of current conduction in the ceramics at high temperature are very complex and, as yet, poorly understood. In addition to steady-state conditions there are a variety of transient effects, some with time constants of many days which are so long-lived as to demand being included in any measurements involving d.c. amplifiers. It is clear that some of these phenomena involve the appearance of spurious EMF's within the magnesia, of magnitude at least a few tens of millivolts. This means that, for example, if we assume a leakage resistance of $10^9 \Omega$ at 550°C, a voltage across the instrument of 1 V will produce a spurious current of 10^{-9} A; but it does not mean if we reduce the instrument resistance so that the potential is only 1 mV we will have a spurious current of 10^{-12} A. In practice, the spurious current may be as high as 10^{-10} A. In other words, the leakage current may be determined by these spurious internal voltages rather than by the potential measured between the two cable conductors. This point is, of course, equally applicable to the self-powered detectors. The data on these phenomena are still extremely sparse but experience to date suggests that a spurious potential of about 100 mV should be used for design purposes.

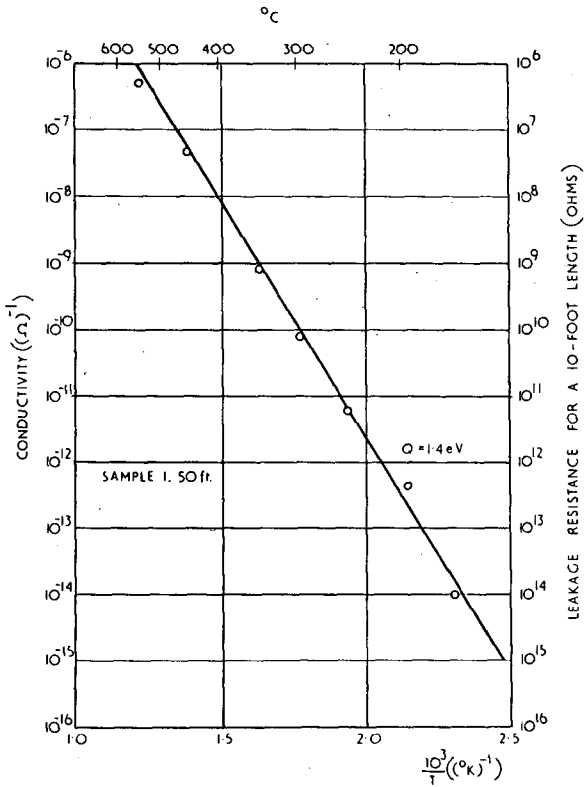


FIG. 5. Typical cable leakage plotted against temperature characteristics

The above information concerns purely thermal effects in cables. In addition, there are the effects due to neutron and gamma irradiation which include the principle of the self-powered detectors. Although these effects may be small in comparison with the thermal effects in cables above 500°C , they will have increasing importance as the cable quality is improved.

The processing of mineral insulated cable involves vacuum pumping at high temperatures to remove water and other unwanted gases. This means that the cables must be supplied by the chamber manufacturer and cannot, under any circumstances, be cut on site without an enormous reduction in performance at temperature – although it may appear satisfactory when cold.

5. THE STATISTICAL FLUCTUATION METHOD

An unusual method of measuring neutron flux levels is under development in the United States of America [10, 11] and at Winfrith [12]. This depends upon the random nature of the neutrons detected in an ion chamber. The British system, which differs in its modus operandi from the American system, uses the ion chamber and its connecting leads to form the capacitance

of a high Q circuit tuned to about 1 kc/s. The rms voltage appearing across this tuned circuit is proportional to the square root of the neutron flux. Thus an instrument to measure a neutron flux range of 10^8 needs to measure a voltage range of only 10^4 . In addition the effect of spurious radiations (e.g. gammas) is proportional to the square of their charge contribution as compared to a mean d.c. system in which the effect is directly proportional to charge. It can in practice have a discrimination against gamma effects of between 10^3 and 10^4 better than the mean d.c. system, and, therefore, has immediate attractions for in-pile applications.

When using boron detectors, the lower limit of measurement may be set by circuit noise. Calculations indicate the enormous advantages of using a tuned circuit at the input. With fission chambers, the effects of fission products normally exceed the effects of circuit noise.

5.1. The signal to variance ratio

One interesting problem with this technique is concerned with the variance of the output. This has been analysed by both the Americans and ourselves by different methods with similar final equations, which may be approximated as

$$\frac{(\text{d.c. output})^2}{\text{variance of output}} = \frac{B^2}{\omega_k(2B - \omega_k)}$$

where B is the bandwidth (in ω , not f) that is used in the a.c. part of the instrument, and ω_k is the bandwidth of low pass filter used in the d.c. output of the instrument, and is $\ll$ than both B and the centre frequency of B .

This indicates that the signal to variance ratio is independent of signal level, which has been confirmed by experiment. Unfortunately, this equation suggests a much higher level of variance than is observed experimentally. The reasons for this discrepancy are not immediately obvious but may be due to the fact that the analysis assumes a 'squaring' process in signal detection whereas the experimental model used a rectification technique.

5.2. The chamber dynamic impedance

The upper limit of neutron flux that can be measured by the British configuration is set by the damping of the tuned circuit caused by the dynamic impedance of the ion chamber. This property of ion chambers is currently being studied for the U.K.A.E.A. by Dr. G. Thomas at Southampton University. He has shown [13] that for a parallel plate chamber in a uniform ionization field and with two charge carriers (say, positive ions and electrons) carrying equal currents, then the impedance falls from very high levels at d.c. to a value equal to $\frac{1}{2}(V/I_s)$, where V is the applied potential and I_s is the saturated total current, with a break frequency corresponding to a time constant of one third of the transit time for the positive ions (usually a few kc/s); and then to V/I_s with a time constant of one third of the electron transit time (usually corresponding to a few Mc/s). The detailed theory, demanding digital and analog computers for its solution, is somewhat more

complicated, but the above simplification is usually adequate for design purposes and has been confirmed by recent measurements. This study has been limited to the case where the ionization produced in the ion chamber is completely collected, i.e. the chamber is fully saturated. It will be interesting to see how this relationship changes when the ionization density is so high that saturation is not achieved.

6. CONCLUSIONS

It has been shown that methods and techniques are now available to allow neutron flux to be measured in-pile over the entire range from shut-down to full power in most types of gas-cooled and water-cooled power reactors being designed today. The wider range of power levels between shut-down and full power for sodium-cooled fast reactors makes the problems considerably more difficult, but solutions may be possible by extensions of the methods described.

It is possible, in most circumstances, to provide pulse counting channels that do not need retraction of the radiation detector to lower flux levels when at full-power by employing fast counting fission chambers and fast electronics.

The current fluctuation method provides an interesting technique that has obvious attractions for in-pile use but a number of problems need solution before a practical system can be completely predicted in performance.

The characteristics of mineral insulated cables still give cause for a certain degree of uneasiness but current developments look very promising. The future of self-powered detectors in-pile at high temperatures is clearly dependent upon very considerable improvements in cable properties.

ACKNOWLEDGEMENTS

The work described in this paper has been largely performed by members of the Techniques Group of the Control and Instrumentation Division, Winfrith. The authors would like to express their appreciation to all the people involved, particularly Messrs. E. P. Fowler and R. W. Levell, and Dr. G. C. Thomas of the Department of Electronics, Southampton University.

REFERENCES

- [1] ABSON, W., LOOSEMORE, W. R., SALMON, P. G., "New developments in fission chamber detectors for neutron flux measurements," *Instruments and Measurements II*, Academic Press Ltd., New York and London (1961) 1085.
- [2] GOODINGS, A., ROBERTS, D. L., "Some recent developments in high-temperature neutron detectors", *Neutron Dosimetry I*, IAEA, Vienna (1963) 631.
- [3] GOODINGS, A., *Developments in high temperature neutron detectors*, U. K. A. E. A. Rep. AEEW-R.383 (1964).
- [4] GOODINGS, A., *A note on the irradiation testing of a pulse fission chamber*, U. K. A. E. A. Rep. AEEW-M493 (1964).
- [5] HILBORN, J. W., *Self-powered neutron detectors for reactor flux monitoring*, *Nucleonics* 22 (1964) 69.

- [6] FOWLER, E.P., Design criteria for pulse transformers used in neutron detector pulse counting channels, U.K.A.E.A. Rep. AEEW-R306 (1963).
- [7] LEVELL, R.W., A preliminary study of the characteristics of mineral insulated cables for reactor control pulse counting channels, U.K.A.E.A. Rep. AEEW-M369.
- [8] HARRISON, D., The mechanism of interference pick-up in cables and electronic equipment with special reference to nuclear power stations, J.I.E.R.E. 29 (1965).
- [9] GOODINGS, A., Some electrical phenomena which occur in magnesia insulated cables, U.K.A.E.A. Rep. AEEW-R205.
- [10] GWINN, D.A., TRENHOLME, M.W., A log N. and period amplifier utilising statistical fluctuation signals from a neutron detector, I.E.E. Trans. nucl. Sci. 10 (1963).
- [11] NEISSEL, J.P., Theory of the Campbell system of reactor instrumentation, USAEC Rep. GEAP-4747 (1964).
- [12] FOWLER, E.P., LEVELL, R.W., The use of the current fluctuations from a neutron detector as a measure of neutron flux levels, U.K.A.E.A. Rep. AEEW-R375.
- [13] THOMAS, G.C., The A.C. response of a saturated ionisation chamber, to be published.

DISCUSSION

J. FURET: Using transformers with detectors is a good way of eliminating interference, but how do they behave as far as total radiation (neutron and gamma) is concerned?

R.J. COX: Initially, we experienced some chemical corrosion problems at 550°C out-of-pile and these took some time to overcome. Since the transformers have been in-pile we have had no difficulties, but they have been used only in zero-energy reactors, for periods of about a year. This means a relatively low total dose, so perhaps we should not expect radiation damage yet.

J. FURET: What measuring accuracy do you obtain experimentally with a 40 Mc/s band-width amplifier and the detector whose characteristics are given in Fig. 2?

R.J. COX: With our fast-pulse counting instruments we have not found any inaccuracies greater than one would expect from the normal statistics of counting.

D. ROUX: What gas mixture is used in your fission chambers to ensure short collection times and low radiation damage?

R.J. COX: Most of our work has been done with argon-methane mixtures, but we do not favour this now because of radiation damage to the methane. It is possible to use a variety of gas mixtures, e.g. argon-neon, which is relatively fast, and we would not expect radiation damage problems. Although we have explored a number of possible mixtures, we have not yet made a firm decision on which one to use.

U. VENKATESWARLU: Have you tried to use the complete length of a high-temperature cable as a chamber? In this way the sensitivity of the chamber could be increased perhaps a hundredfold and the leakage resistance thereby reduced a hundred times. The chamber need be nothing but an ordinary sealed co-axial cable with alumina spacers, as used at present for high temperatures. The problem of generating more than 3×10^{-3} A in the chamber does not arise with this method as the detector could be shifted to a low flux region.

R.J. COX: We have not tried such a scheme, but I would feel somewhat uncertain in regard to the practical problems of manufacturing. On your

second point, concerning the position of the device, our experience on power reactors has shown that from the engineering point of view only a few locations are feasible - often they are in regions of flux much higher than we would like.

P.K. PATWARDHAN: How do your detectors compare with Hillborn detectors?

R.J. COX: The main problem with the Hillborn detectors at high temperature is due to the cable leakage. Our recent work has shown that cable leakage currents appear to be non-ohmic, in fact the cable acts as if it has a built-in potential of up to 100 mV associated with the leakage current. The sensitivity of the Hillborn detector is inherently 100-1000 times lower than that of normal ion-chambers. These two factors make us sceptical about the use of such detectors at high temperatures with the cables that are available to-day. As cables improve, the problem will lessen.

P.K. PATWARDHAN: Is it not true that in sheer simplicity the Hillborn detectors are still superior to the other types - apart from the problem of temperature dependence?

R.J. COX: Yes, they are extremely attractive from the installation engineering point of view.

MICROWAVE DETERMINATION OF NEUTRON FLUXES IN REACTORS

D. P. BROWN
BATTELLE MEMORIAL INSTITUTE,
RICHLAND, WASH.,
UNITED STATES OF AMERICA

Abstract

MICROWAVE DETERMINATION OF NEUTRON FLUXES IN REACTORS. Methods presently used for determining neutron flux distributions have characteristic limitations in providing an indication of the flux density at the measuring point. In certain types of reactors, measurement of coolant temperature rise and flow rate provides an averaged value along the entire fuel tube row and this is not indicative of a specific core region. In reactors not employing tubes, this method is not applicable. The ion chamber method can provide a reasonable local indication, but the associated connecting cables deteriorate under the severe environmental conditions. The retrievable foil technique requires after-the-fact determination and provides average values over the time of exposure, and no transient response information can be obtained using this method.

Of interest, then, is an in-core detector that has the ability to measure neutron flux density at a specific location within the reactor, has good transient response to provide immediate indication of flux density, and evidences no deterioration under environmental conditions encountered within reactor cores. In view of these requirements, a technique was investigated for determining in-core neutron flux densities through the use of microwaves.

The microwave technique is based on the change in resonant frequency of a microwave cavity that contains a plasma produced by the impinging neutrons. Neutrons, interacting in an (n,p) reaction with ^3He contained within the cavity, produce particles which subsequently ionize the gas. Equilibrium is established between free electron production and various dissipative processes. The dielectric constant changes as a function of the average electron density, thus changing the resonant frequency and the cavity Q. Experiments conducted in a Hanford production reactor demonstrated good correlation between the measured frequency shift and the actual flux density in the reactor. Response of the microwave detector is essentially immediate and transient flux changes were readily apparent.

1. INTRODUCTION

To achieve better operational control over a nuclear reactor, it is necessary to know the neutron flux distribution within the reactor core. Areas of above-normal flux density can cause overheating and possible cladding failure of fuel elements. An uneven distribution can also result in inefficient utilization of fuel. Knowledge of the flux distribution can be used by the reactor operator in using control elements to obtain more uniform operation of the reactor.

Methods used for determining neutron flux distributions include: computing the average power dissipation by measuring the coolant temperature rise and flow rate, measuring the current from special in-core ion chambers sensitive to thermal neutrons, and placing retrievable metal foils at appropriate in-core locations to determine activation.

Each of the stated flux measurement methods has characteristic limitations in providing an indication of the flux density at the measuring point. In certain reactor types, measurement of coolant temperature rise and

flow rate provides an averaged value along the entire fuel tube row and this is not indicative of a specific core region. Some reactors are not tube reactors and this method does not apply at all. The ion chamber method can provide a reasonable local indication, but the associated connecting cables tend to deteriorate under the severe environment. The retrievable foil technique requires after-the-fact determination and provides average values over the time of exposure. No transient response information can be obtained using this method.

Of interest, then, is a detector with the following characteristics: ability to measure neutron flux density at a specific location within the reactor, good transient response to provide immediate indication of flux density, and no deterioration under environmental conditions encountered within reactor cores. It is the purpose of this report to investigate the use of microwave techniques to obtain these desired results. In particular, the shift in frequency of a microwave cavity which contains a plasma created by the reaction of thermal neutrons with a gas of suitable cross-section will be studied.

2. EFFECT OF PLASMA ON CAVITY FREQUENCY

The resonant frequency of a cylindrical cavity can be expressed by the following equation [1]:

$$(fD)^2 = \frac{1}{\mu \epsilon} \left[\left(\frac{X_{mn}}{\pi} \right)^2 + \left(\frac{P}{2} \right)^2 \left(\frac{D}{L} \right)^2 \right] \quad (1)$$

where f = resonant frequency, D = diameter of cavity, L = length of cavity, X_{mn} refers to the roots of the equations $J_m(X) = 0$ for TM modes, and $J_m'(X) = 0$ for TE modes, P = number of half wavelengths in length L , μ = permeability, and ϵ = dielectric constant.

The resonant frequency can be seen to depend on the dielectric constant ϵ . Thus,

$$f^2 = \frac{K}{\epsilon} \quad (2)$$

where

$$K = \frac{1}{\mu} \left[\left(\frac{X_{mn}}{\pi D} \right)^2 + \left(\frac{P}{2} \right)^2 \left(\frac{1}{L} \right)^2 \right]$$

When charged particles are acted on by an electric field of the form $E = E_0 \exp(j\omega t)$ in the absence of a magnetic field in a gas in which collisions act as a continuous damping force, Newton's second law of motion may be written as [2]

$$m \frac{dv}{dt} + m\nu v = -eE_0 \exp j\omega t \quad (3)$$

where v = velocity, m = particle mass, ν = collision frequency for momentum transfer, and e = electron charge. Solving Eq. (3) for the velocity gives

$$v = - \frac{\frac{e}{m} E_0 \exp j\omega t}{\nu + j\omega} \quad (4)$$

Assuming light ionization, the plasma contains mostly neutral atoms, free electrons, and positive ions. It can be seen from Eq. (4) that the velocity of the charged particles is inversely proportional to the mass; therefore, only movement of the much lighter electrons is considered to have an effect. The total current density, $\bar{J}$, is expressed by the following equation:

$$\bar{J}_{\text{total}} = \bar{J}_{\text{true}} + \frac{\partial \bar{P}}{\partial t} + \epsilon_0 \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (5)$$

where $\bar{J}_{\text{true}}$ = current density from moving charges = $\sigma \bar{E}$, $\partial \bar{P} / \partial t$ = polarization current density, $\epsilon_0 (\partial \bar{E} / \partial t)$ = displacement current density, $\bar{P} = \epsilon_0 \chi \bar{E}$, and χ = electric susceptibility. Therefore,

$$\bar{J}_{\text{total}} = \sigma \bar{E} + \epsilon_0 \chi \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + \epsilon_0 \frac{\partial \bar{E}}{\partial t}$$

From this expression, and for $\bar{E} = \bar{E}_0 \exp(j\omega t)$, the following expression for conductivity can be derived:

$$\frac{\bar{J}}{\bar{E}} = \sigma + j\omega\epsilon_0 [1 + \chi] \quad (6)$$

Since $\bar{D} = \epsilon_0 (1 + \chi) \bar{E}$, and $\bar{D} / \bar{E} = \epsilon$, then $\epsilon = (1 + \chi) \epsilon_0$. Thus, from Eq. (6), it can be seen that the effective dielectric constant, ϵ , is the imaginary part of $\bar{J} / \omega \bar{E}$ as expressed in Eq. (7).

$$\epsilon = \text{Imag} \left(\frac{\bar{J}}{\omega \bar{E}} \right) \quad (7)$$

For a medium containing n electrons per unit volume free to move with drift velocity $\bar{v}$, the current density can be expressed as

$$\bar{J} = ne\bar{v} + \epsilon_0 \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (8)$$

where n is the electron density. Combining Eqs (4) and (8) gives for the current density

$$\bar{J} = \frac{\frac{ne^2}{m} \bar{E}_0 \exp j\omega t}{\nu + j\omega} + j\omega\epsilon_0 \bar{E}_0 \exp j\omega t \quad (9)$$

and the conductivity becomes

$$\frac{\bar{J}}{\bar{E}} = \frac{ne^2}{m} \left[\frac{\nu}{\nu^2 + \omega^2} - \frac{j\omega}{\nu^2 + \omega^2} \right] + j\omega\epsilon_0 \quad (10)$$

If $ne^2/m\epsilon_0$ is defined as the plasma frequency ω_p^2 , then

$$\frac{\bar{J}}{\bar{E}} = \frac{\omega_p^2}{\nu^2 + \omega^2} + j\omega\epsilon_0 \left[1 - \frac{\omega_p^2}{\nu^2 + \omega^2} \right] = \sigma + j\omega\epsilon \quad (11)$$

From this expression and Eq. (7) the equivalent dielectric constant of the plasma can be expressed as

$$\epsilon = \epsilon_0 \left[1 - \frac{\omega_p^2}{\nu^2 + \omega^2} \right] \quad (12)$$

The equivalent dielectric constant can now be seen to be a function of the electron density. Substituting this expression for the dielectric constant into Eq. (2) gives for the cavity resonant frequency

$$f^2 = \frac{K}{\epsilon_0 \left[1 - \frac{\omega_p^2}{\nu^2 + \omega^2} \right]} \quad (13)$$

From this relationship, we can obtain the following expression for the resonant frequency without and with plasma:

$$f_o^2 = \frac{K}{\epsilon_0} \quad (14)$$

$$f^2 = \frac{K}{\epsilon} = \frac{f_o^2}{1 - \frac{\omega_p^2}{\nu^2 + \omega^2}} \quad (15)$$

Expressing Eq. (15) in terms of radian frequency, expanding, and collecting terms gives the following expression:

$$\frac{(\omega - \omega_o)(\omega + \omega_o)}{\omega^2} + \frac{\nu^2}{\omega^2} \frac{(\omega - \omega_o)(\omega + \omega_o)}{\omega^2} = \frac{\omega_p^2}{\omega^2}$$

For small changes in frequency, $\omega \approx \omega_o$, and $\omega - \omega_o = \Delta\omega$; thus,

$$\frac{2\Delta\omega}{\omega} = \frac{\frac{\omega_p^2}{\omega^2}}{1 + \frac{v^2}{\omega^2}} \quad (16)$$

which agrees closely with the results obtained by Buchsbaum and Brown[3]. Assumptions made in obtaining this result are that the plasma causes only a small perturbation of the cavity fields and that the value for the electron density is the average density throughout the cavity. Equation (16) relates the relative change in frequency to the average electron density within the cavity.

3. PLASMA GENERATION

To observe a frequency shift due to incident neutron flux, it is necessary for the neutron flux to create a plasma within the cavity. To accomplish this, a gas with a high cross-section to thermal neutrons is required. ^3He was chosen as it has a cross-section of 5400 b and has both relative stability and a low electron attachment coefficient. An (n, p) reaction is obtained when a neutron and a ^3He nucleus combine and release a proton and a triton in the reaction $^3\text{He} + n \rightarrow ^3\text{H} + p + 762 \text{ keV}$ [4]. Since the mass of the triton is three times the mass of the proton, the solution of the conservation of momentum and energy equations shows that the proton carries 572 keV and the triton 190 keV. As these two charged particles pass through the ^3He gas, ionization occurs along their paths resulting in the production of free electrons and positive ions. The number of reactions per unit volume is a function of the number of ^3He nuclei per unit volume, the microscopic thermal neutron cross-section, and the neutron flux density. The number of ^3He nuclei per unit volume varies with fill-pressure such that $n_{\text{He}} = N_{\text{He}} \Psi$, where Ψ = ratio of fill-pressure to standard pressure, n_{He} = number of helium atoms per cm^3 , and N_{He} = Loschmidt number = 2.68×10^{19} atoms/ cm^3 . The reaction rate, r , is then

$$r = N_{\text{He}} \Psi \sigma \phi \quad (17)$$

where σ = cross-section, and ϕ = neutron flux density. For each reaction, a total energy of 762 keV is released and is divided between the two resulting particles as stated. A proton with 572 keV has a range in air at standard conditions of approximately 2 cm, and a triton with 190 keV has a range of about 0.5 cm. Since the average energy required to create an ion pair in air is 35.5 eV and the energy to create an ion pair in helium is 42.7 eV, the particle ranges in helium are slightly less. However, for reasons to be discussed later, the gas fill-pressure used in the experiments was approximately 0.7 atm. Therefore, since the range of a charged particle is inversely proportional to the gas pressure, the range in the reduced pressure will be slightly increased. The range of the particles under the given conditions and

corrected for gas pressure and composition can be found by the following equation:

$$R' = \frac{R \cdot 35.5}{42.7 \Psi}$$

where R' = range in helium, R = range in air at STP, and $\Psi = p/p_{\text{STD}}$. Thus, the proton range is approximately 2.4 cm and the triton range is about 0.6 cm. The cavity dimensions are 0.7 cm in radius and 0.895 cm in length.

To obtain an approximation for the average energy loss within it, the capsule was considered to be a sphere of equal volume to the cylinder. This sphere would have a radius of 0.69 cm. It can be shown that the average distance to the wall from any point inside the sphere is about 0.9 times the radius, thereby giving an average distance to the wall of 0.62 cm which is less than the range of the ionizing particles. Therefore, these particles will give up only a fraction of their energy to ionization as expressed in the following equation:

$$E' = \frac{0.62}{R} E$$

where E' = energy dissipated, and E = particle energy. Thus, the proton will dissipate an average energy of 148 keV and the triton will dissipate an average energy of 168 keV before being captured by the walls of the capsule. Since 42.7 eV is required to create an ion pair in helium, the total energy dissipated, divided by 42.7 eV per ion pair, will give the total number of ion pairs and thus the number of electrons created per reaction. The number of ion pairs per reaction is expressed by the following relationships:

$$\begin{aligned} N_I &= N_{IP} + N_{IT} \\ &= \frac{E'_p}{42.7} + \frac{E'_T}{42.7} \\ &= \frac{0.62}{42.7} \left[\frac{E_p}{R'_p} + \frac{E_T}{R'_T} \right] \\ &= \frac{0.62 \Psi}{35.5} \left[\frac{572}{2} + \frac{190}{0.5} \right] \times 10^3 \\ &= 11.7 \Psi \times 10^3 \end{aligned}$$

where N_{IP} = ion pairs generated by proton, N_{IT} = ion pairs generated by triton, E'_p = energy dissipated by proton, E'_T = energy dissipated by triton, E_p = proton energy, E_T = triton energy, R_p = proton range in air at STP, R'_p = corrected range of proton, R_T = triton range in air at STP, and R'_T = corrected triton range. The product of the ion pairs per reaction and the reaction rate expressed in Eq. (17) gives the following expression for the production rate of free electrons in terms of the neutron flux density:

$$\begin{aligned}
 N &= rN_T \\
 &= N_{\text{He}} \Psi^2 \sigma \phi \times 11.7 \times 10^3 \\
 &= 1677 \Psi^2 \phi
 \end{aligned} \tag{18}$$

Under steady-state conditions, the electron production rate is balanced by electron dissipative processes including diffusion, molecular attachments, and recombination. The rate of change of the electron density is equal to the production rate minus the dissipation rate. The equilibrium of electron density can be expressed by the following equation [5]:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = N + D \nabla^2 n - \alpha_e n^2 - h \nu_c n \tag{19}$$

where D = ambipolar diffusion coefficient, α_e = volume recombination coefficient, h = probability of attachment per collision, and ν_c = collision frequency with contaminating particles. The collision frequency term, ν_c , is expressed in terms of the fraction of contaminating particles to which attachment can take place by Eq. (20):

$$\nu_c = c \Psi \nu_{\text{co}} \tag{20}$$

where ν_{co} = collision frequency at 1 mm (Hg), and c = fraction of contaminating particles.

Equation (19) is a non-linear differential equation which can only be evaluated by numerical methods. However, an approximate solution can be found by assuming that the non-linear term $n^2 = \beta n$. For a properly chosen β , the value for n^2 can be approximated over a small range. With this substitution, Eq. (19) has a steady-state solution of [6]

$$n = \frac{N}{\alpha_e \beta + h \nu_c} \left[1 - \frac{\cosh \sqrt{a} \left(\frac{L}{2} - Z \right)}{\cosh \sqrt{a} \frac{L}{2}} - \frac{4}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\sin \left(\frac{(2i+1)\pi}{L} Z \right) I_0(\lambda_i r)}{I_0(\lambda_i \rho) (2i+1) \left(1 + \frac{(2i+1)^2 \pi^2}{L^2 a} \right)} \right] \tag{21}$$

where $a = (\alpha_e \beta + h \nu_c) / D > 10^3$, $\lambda_i = \{ a + [(2i+1)\pi/L]^2 \}^{1/2}$, $N = 1677 \Psi^2 \phi$, $\alpha_e = 6.8 \times 10^{-9} \text{ cm}^3/\text{s}$, $h = 3.5 \times 10^{-4} \text{ max. for oxygen}$, and $c = 0.002\%$. This equation relates the steady-state electron density to the neutron flux density in $\text{n cm}^{-2} \text{s}^{-1}$. It also shows the effects of the recombination coefficient, α_e , and the attachment coefficient, $h\nu$. For very high n , such that $\alpha_e \beta$ is larger than $h\nu_c$, the recombination dominates. If, however, the impurity concentration in the fill-gas is large, the attachment term dominates.

The transient solution to Eq. (19) is a double infinite series with exponents

$$\exp - \frac{\left[\frac{\lambda_j^2}{\rho^2} + \frac{k^2 \pi^2}{L^2} + a \right] t}{D}$$

where λ_j = roots of $J_0(\lambda) = 0$, ρ = radius of cylinder, k = odd integers, L = length, and D = diffusion constant = 1.01. Since the value of a is larger than 10^3 , the other terms in the exponents are insignificant until λ_j and k become large. The longest decay terms are approximately $\exp(-1000t)$ or less. Therefore, the transient terms will disappear after a few milliseconds, and the cavity response to a change in neutron flux is essentially immediate.

4. OTHER FACTORS AFFECTING CAVITY RESONANT FREQUENCY

4.1. Gamma effects

The effect of reactor in-core gamma radiation must be considered since gamma rays also cause ionization. To estimate the effect, use is made of the approximation [7] that the gamma radiation in röntgens per hour, (R/h), is approximately the same order of magnitude as the neutron flux density in $\text{n cm}^{-2} \text{s}^{-1}$ times 10^{-6} . Thus,

$$I_\gamma = \phi \times 10^{-6}$$

From the relationship that 1 R of gamma radiation releases 1 esu of charge of one polarity per cubic centimetre and by assuming the walls of the gas capsule do not increase the number of ionizing particles released to the cavity due to secondary emission, the number of electrons formed from gamma radiation can be expressed as

$$N_\gamma = \frac{I_\gamma}{(3600)(4.8 \times 10^{-10})} = 5.78 \times 10^{-1} \phi \frac{\text{elect}}{\text{cm}^3 \text{s}}$$

and the ratio of N_γ to N is

$$\frac{N_\gamma}{N} = \frac{0.6 \phi}{822 \phi} < 0.1\%$$

This is a somewhat pessimistic value since the production rate of electrons by gamma irradiation was not corrected for the reduced pressure of the capsule. Even so, it can be seen that the contribution to the total electron density production rate within the cavity caused by gamma radiation is quite small compared to that expected from neutrons. This conclusion also substantiates the need for using a reaction gas with a high thermal neutron cross-section.

4.2. Temperature effects

Generation of heat in the cavity from the bombardment by neutrons and gamma radiation cannot be avoided, and a method of dissipation must be provided. A cavity design was made to obtain heat conduction from the wall to the reactor coolant to minimize any temperature rise. A rise in cavity temperature would cause its dimensions to expand and thereby shift the resonant frequency. Equation (1) can be written as

$$f_o^2 = \frac{c^2 x_{mn}^2}{D^2 \pi^2} + \frac{c^2 P^2}{4L^2}$$

After an increase in temperature, this becomes

$$f^2 = \frac{c^2 x_{mn}^2}{D'^2 \pi^2} + \frac{c^2 P^2}{4L'^2}$$

where $D' = D(1 + T'K)$, $L' = L(1 + T'K)$, T' = temperature increase ($^{\circ}\text{C}$), and $K = 19 \times 10^{-6}$. Thus,

$$f = \frac{f_o}{1 + T'K} \quad (22)$$

This correction factor must be applied to correct for the lowering of the resonant frequency due to the temperature rise. Verification of this fact was made by heating the test cavity and observing the resulting frequency shift. A comparison of computed frequency changes and measured frequency changes as a function of temperature is shown in Fig. 1.

5. EXPERIMENTAL PROCEDURE

5.1. Cavity design

For simplicity of fabrication, a cylindrical cavity was chosen. The cavity was mounted at the end of a waveguide with energy coupled into it through a small hole. Through another small hole, energy was coupled out and propagated down a second waveguide to a crystal detector. The waveguides and the cavity were contained in a long aluminium tube, sealed to keep the reactor coolant from entering. This aluminium tube also served as the push rod which was inserted into the reactor test hole. The cavity was designed to fit tightly in the push rod for good heat transfer. The other end of the push rod was also sealed and provisions were made to evacuate air from the tube and waveguides during the irradiation.

The original cavity design provided resonance at approximately 31 Gc/s in the TE_{011} mode. However, the introduction of a quartz gas capsule into the cavity detuned it over a wide range such that it was not possible to use the TE_{011} mode. The insertion of this dielectric resulted in resonance

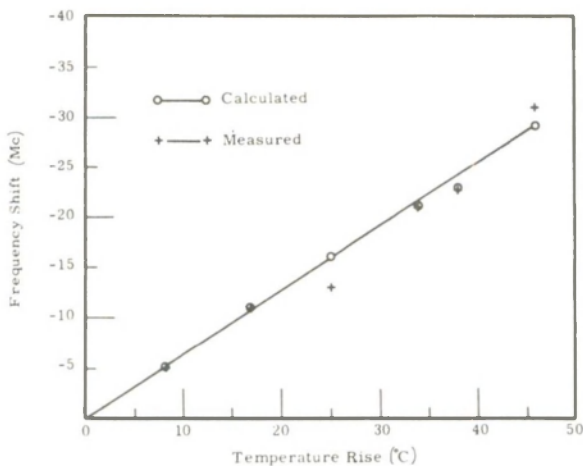


FIG. 1. Frequency shift plotted against temperature rise

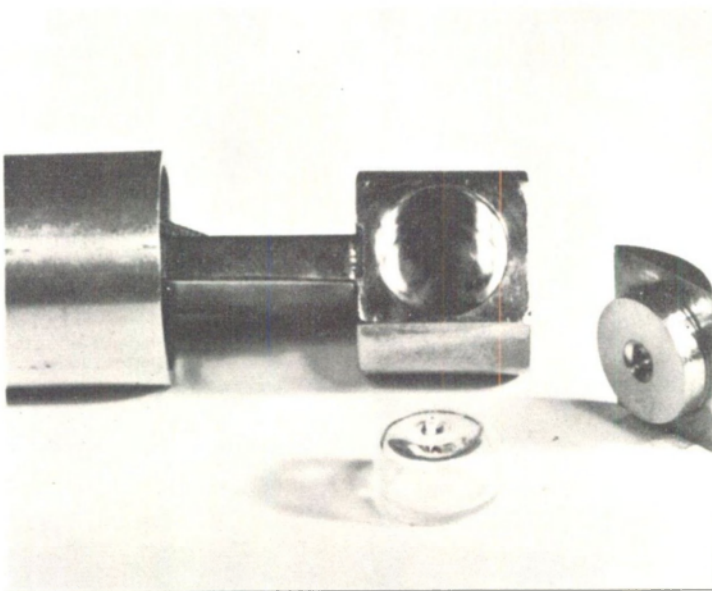


FIG. 2. Typical cavity and gas capsule

in an unknown mode at 31.986 Gc/s. Figure 2 shows the construction of the cavity and the gas capsule.

The fill-pressure was chosen to be approximately 0.7 atm based on the experience of Ostwald and Wickersham [8] who observed no effect on attenuation of microwaves in a waveguide due to electrons produced by neutrons until a pressure of 0.7 atm was reached.

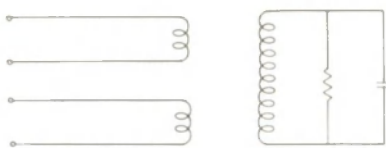


FIG. 3. Cavity equivalent circuit

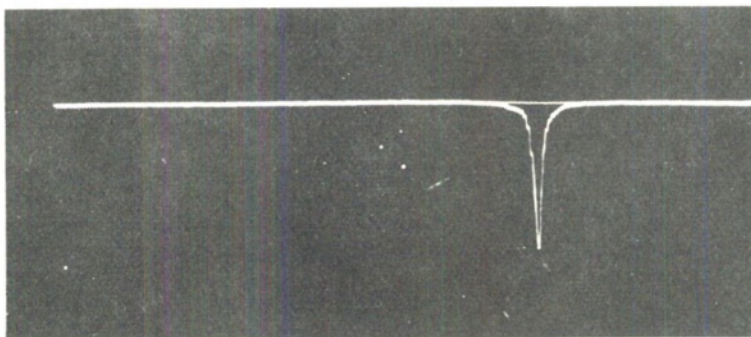


FIG. 4. Output plotted against frequency

5.2. Measurement techniques

The cavity, with its input and output waveguides, has the approximate equivalent circuit shown in Fig. 3. At resonance, energy is coupled into the cavity from the input and some of this energy is coupled into the output waveguide. By sweeping the input frequency through the resonant frequency of the cavity, a peak is displayed at the output on a frequency versus output plot as illustrated in Fig. 4.

The resonant frequency of the cavity is determined by placing a wavemeter¹ between it and the signal generator. A small "pip", caused by the wavemeter cavity, appears on the output display. This pip is moved across the display by tuning the wavemeter and can be superimposed on the large pip from the cavity. Since the Q of the wavemeter is much higher than the Q of the cavity, the small pip can be used to determine where the centre of the cavity pip is on the frequency scale. In the laboratory, the resonant frequency of the cavity could be determined reliably to within ± 1 Mc/s. The resonant frequency of the cavity without plasma was 31.986 ± 0.001 Gc/s. Cavity Q is significant in using a resonant cavity to measure the neutron flux. The higher the Q , the more sharply defined is the centre of resonant frequency. The measured Q of the cavity used in the test is approximately 800. This gives a bandwidth of 20 Mc/s. In the equivalent circuit of the cavity, if the capacitor is replaced by the lossy capacitor caused by the plasma, in

¹ Hewlett-Packard Model R532A.

accordance with Eq. (11) it can be shown that the change in Q of the cavity can be expressed as

$$\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0} = \frac{\frac{\nu}{\omega} \omega_p^2}{\nu^2 + \omega^2} \quad (23)$$

for $\omega_p/\omega < 1$.

From this expression, it is seen that as the electron density increases, the Q decreases. Hence, it becomes increasingly difficult to determine the resonant frequency accurately. Figure 5 illustrates the shift in resonant frequency and decrease of Q for the decaying plasma of a glow discharge tube. The small pip observed on the trace is the wavemeter pip.

Figure 6 shows the experimental assembly. The aluminium-tube push rod and waveguides were evacuated and the entire assembly was inserted through the reactor test entry into the core. At predesignated distances, measurements were made of the temperature rise of the cavity and the frequency shift. The importance of waveguide evacuation was made evident when vacuum was lost momentarily during the first run. When the vacuum was lost, the signal on the oscilloscope gradually faded and then disappeared. Restoration of the vacuum caused the signal to slowly return to normal. The attenuation due to the ionized air within the waveguide was enough to completely absorb the small signal available.

6. TEST RESULTS

For each data point, the resonant frequency of the cavity without plasma was corrected for temperature rise in accordance with Eq. (21). These values were then subtracted from the measured resonant frequency of the cavity at each data point, normalized to the maximum frequency shift observed, and plotted versus data position in Fig. 7. Also plotted in Fig. 7 is a curve of the neutron flux density normalized to the value of the neutron flux density at the last frequency measuring point. There appears to be agreement of frequency shift with neutron flux density although the "hump" in the frequency shift curve is displaced from the position of the expected "hump" in the flux density curve. However, the curve of neutron flux density was based on measurements of tube powers and is only an approximate indication of the flux density. Actual flux density distribution at the points where the measurements were made is unknown.

Figure 8 is a picture of the oscilloscope trace during the experiment for several positions of the probe within the reactor. The two widely separated peaks are different cavity modes. It is possible by careful observation to observe the frequency shift and decrease of Q on the right peak for three different probe positions.

The electron density, obtained from the measured frequency shift and Eq. (16), was considerably less than that predicted by Eq. (21). The difference amounted to about three orders of magnitude. This could be

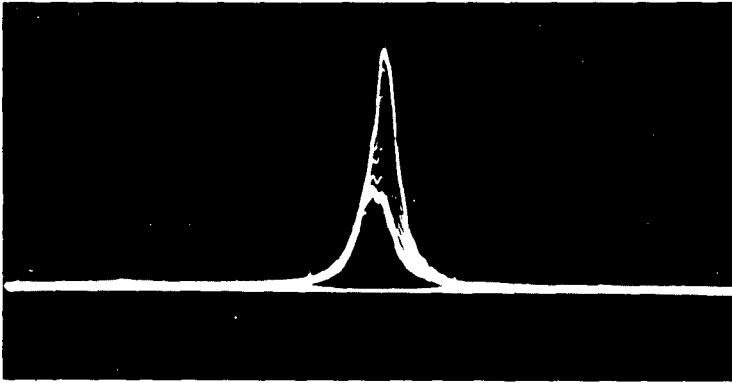


FIG. 5. Frequency shift and Q reduction for decaying plasma

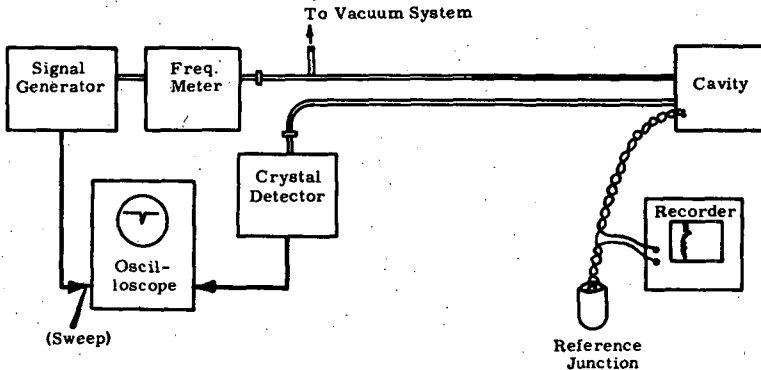


FIG. 6. Experimental assembly

partly due to considerably more contaminating particles in the fill gas than was expected. The measured amount of oxygen in the fill gas was only 0.002%; however, during evacuation of the capsule and subsequent back-filling with ^3He , various contaminating substances could possibly enter from the vacuum apparatus and from the capsule walls. To minimize these problems, various cold traps and outgassing techniques were employed. It is also possible that the approximation used in linearizing the non-linear term in Eq. (19) is inadequate. Depending on the value selected for β , it is possible to account for about one order of magnitude in the predicted electron density².

As stated, the frequency shift does follow the neutron flux density; therefore, it is possible to monitor the flux density using the frequency shift of microwave cavities. To obtain meaningful information, however,

² Subsequent testing has shown that a considerable portion of the field energy is in the plasma container and smaller frequency shifts than expected are obtained.

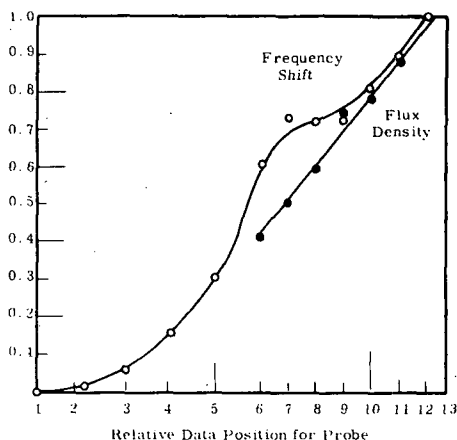


FIG. 7. Relative flux density and frequency shift plotted against data position

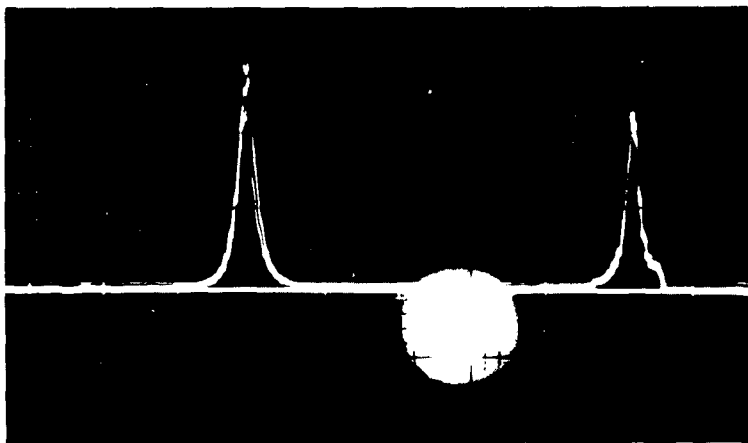


FIG. 8. Oscilloscope trace during experiment for different flux densities

it is necessary to calibrate such a device to obtain accurate information on neutron flux density.

Since the measured electron density was much less than expected, it appears this method of measurement is limited to reactors with relatively high flux densities unless the causes of the low values of electron density can be eliminated. The use of helium containing no contaminating particles and careful attention to detail in the capsule-filling procedure would probably help alleviate the difficulty.

ACKNOWLEDGEMENTS

The author gratefully acknowledges the advice and guidance provided by Dr. R. W. Albrecht of the University of Washington, and Dr. G. F. Garlick,

W.L. Bunch, R.L. Richardson, and W.G. Spear of Pacific Northwest Laboratory of Battelle Memorial Institute, Richland, Washington. The author also wishes to acknowledge the co-operative efforts of N.S. Porter, also of the Pacific Northwest Laboratory of Battelle Memorial Institute.

REFERENCES

- [1] GINZTON, E.L., Microwave Measurements, McGraw-Hill, Inc., New York (1957) 354-55.
- [2] BROWN, S.C., Basic Data of Plasma Physics, John Wiley and Sons, New York (1959) 17.
- [3] BUCHSBAUM, S.J., BROWN, S.C., Microwave measurements of high electron densities, Phys.Rev. 106 2(1957)196.
- [4] LAPP, R.E., ANDREWS, H.L., Nuclear Radiation Physics, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.Y.(1959) 365.
- [5] BROWN, S.C., Basic Data of Plasma Physics, John Wiley and Sons, New York (1959) 48, 169, 188.
- [6] CARSLAW, H.S., JAIGER, J.C., Conduction of Heat in Solids, Clarendon Press, Oxford (1959) 224.
- [7] BUNCH, W.L., private communication (1964).
- [8] OSTWALD, L.T., WICKERSHAM, P.D., Thermal neutron detection using electromagnetic waveguides, Final Report, USAEC Rep. TID- 6296 (1960).

DISCUSSION

J. CHERNICK: Can you say something about the relative importance of the diffusion term and the recombination terms in your transient equation?

D.P. BROWN: The diffusion term does not appear in the expression for the solution for n — except in the terms describing the distribution — but the recombination term does. However, the diffusion term does show up in the exponents of the transient terms of the solution affecting the time for transients to decay away.

AN AUTOMATED DIGITAL APPARATUS FOR MEASURING THE BASIC PARAMETERS OF NUCLEAR DETECTORS

A. CSÁKÁNY, A. JÁVOR AND F. VAJDA
CENTRAL RESEARCH INSTITUTE FOR PHYSICS,
BUDAPEST, HUNGARY

Abstract

AN AUTOMATED DIGITAL APPARATUS FOR MEASURING THE BASIC PARAMETERS OF NUCLEAR DETECTORS. The measurement of the basic parameters of energy-sensitive nuclear detectors (resolution, stability, noise) is simple and well known in principle, but is tedious work in practice. This fact makes the supervision of serially manufactured nuclear probes (photomultipliers, scintillation crystals, semiconductor detectors) especially difficult.

The paper discusses the solution of this problem by means of a digital measuring apparatus. The digital operation is obtained by using the proper circuitry of a multichannel pulse height analyser. The stability measuring process is achieved essentially with a peak-position stabilizer and an added pilot-signal generator. The resolving power measurement - for measuring time reduction - is based on a novel principle: two counters are used and the address pulse train plays an important role. The noise measurement is arranged conventionally. A time multiplexing and control unit is added, making it possible to measure six detectors at the same time. The results are in digital form, and displayed on indicator tubes. Print-out facilities and analog outputs are also included.

The apparatus measures automatically the resolving power (5 - 15%), stability (0.1 - 10%) and noise (1-15 keV) of scintillation probes, using a standard ^{137}Cs source. It is also possible to measure semiconductor detectors, but in that case good-quality charge-sensitive, and window amplifiers are needed.

1. INTRODUCTION

Information from energy-sensitive detectors is generally available in the form of energy spectra. The definitions of the most important parameters are accepted internationally. These definitions refer to definite characteristics of a specially selected energy spectrum [1]. The basic parameters of scintillation detectors and their definitions are as follows:

- (a) Energy resolution is generally characterized by the relative FWHM (full width half maximum) of the 661-keV photopeak of ^{137}Cs [1]
- (b) Stability may be defined as the relative deviation of a photopeak due to external parameter variations (time, temperature, etc.). This definition refers to the particle energy to pulse height conversion factor of a detector.
- (c) Equivalent noise is the pulse rate measured above a given energy level. The energy scale is obtained with the use of a known gamma radiation.

The measurement of these parameters is a very important phase of production. This measurement is sometimes very tedious because of the statistical nature of the processes taking place in the detector and, consequently, the importance of automation and control in this field is obvious. The solution requires equipment which performs highly accurate measurements in a very short time and prints out the results automatically. An apparatus

which meets these requirements has been developed at the Central Research Institute for Physics.

2. SOME POINTS ON THE PRINCIPLES INVOLVED

The exact evaluation of the position and relative half width of the peak is rather tedious, because some points have to be located on a differential distribution curve. Essentially there are two ways of plotting the curves: either with a very narrow channel and consequently with high statistical error, or else with only a moderate possibility of locating the points of interest. Since, however, for the final results the determination of three points is sufficient, it is not necessary to plot the whole curve.

Distorted asymmetric curves suggest their characterization by means of their median, and their moment of first, second, etc. order. This method of measurement produces far more accurate values for the characteristics of the resolution curve than any other, for here the full area of the curve is considered. This implies a measurement with less information loss. Naturally, for known and simple amplitude distribution curves the data measured by using different methods may easily be compared.

During measurement the shapes of the photo-peaks are considered to be Gaussian. For semiconductor detectors this is a satisfactorily true condition; however, for a scintillation crystal, owing to the photopeak distorting influence of the Compton effect, this is not so. It is known, however, that the photopeaks of scintillation crystals, even of the worst resolving power, are practically symmetrical up to a value of $\pm\sigma$ (where σ is the standard deviation). This means that for finding the median, a value of about $\pm\sigma$ may be selected for the channel widths. It can be assumed that the slope, not in the vicinity of the Compton edge, may be considered with good approximation Gaussian. These statements are applicable, however, only to high quality crystals. In the course of crystal production highly asymmetrical curves, or even with a double peak, may occur (owing, e.g., to the inhomogeneity of the thallium distribution).

Investigating the Gaussian curve a large number of more or less ingenious measuring methods may be derived from

$$dn = \frac{N}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-(x - x_n)^2 / 2\sigma^2 \right] dx$$

where N is the number of counts forming the full curve, σ is the standard deviation, and x_k is the position of the peak centre.

The following possibilities may be considered:

- (a) x_k and N may be evaluated from measurements performed at three optionally chosen points
- (b) σ may be calculated from the number of counts at the peak and from the total number of counts forming the whole curve
- (c) σ may be calculated from the number of counts at the peak and from the data measured at any optionally chosen known point
- (d) σ may be calculated from the area under the whole curve and from the measurement of a properly chosen partial area.

Because of the great number of possible measuring methods [2] the choice should be decided as follows:

- (1) The permissible number of counts during the measurement should be limited because higher pulse rates, i.e. higher currents, may cause non-linearity in the operation of the multiplier. The obtainable measuring accuracy decreases for other reasons too: e.g. the probability of the pile-up effect increases. Another objection to using higher pulse rates is the radiation hazard. Moreover, according to international standards, the pulse rate of the whole photopeak cannot exceed 10^3 counts/s for control measurements. This calls for a method utilizing the maximum information of the measured pulse train, thus achieving minimum measuring time.
- (2) The instrument has been designed for checking the final products of a manufacturing process. The parameters of these products have to be known to a high degree of accuracy to permit the evaluation of the effects of minor modifications during manufacture.
- (3) The equipment should be an automatic device, measuring and evaluating complex parameters even when operated by unskilled persons.
- (4) Photomultipliers give the best results only after a period during which the high voltage is switched on. This onset of steady operational parameters considerably lengthens the time needed for a measurement, therefore a time multiplexing operation is inevitable.
- (5) The circuitry of such a complex automatic device is not a simple problem. Precisely working, highly reliable circuits are essential. Therefore we have chosen the logic and circuit modules of the NTA 256/512 transistorized pulse height analyser¹ and this has saved quite a lot of work.

3. MEASURING PRINCIPLES OF THE AUTOMATIC DEVICE

Figure 1 shows that the photopeak position is determined in a well-known popular manner: two equal neighbouring channels are shifted until both obtain the same pulse rate. This is a proper method in the case of symmetrical distribution curves for finding the maximum of the photopeak. Varying the channel width and measuring the difference in pulse rates may give useful information about the symmetry conditions. On decreasing the channel width, the pulse rate difference may grow: this indicates asymmetry of the distribution curve. Thus the complete system contains a peak-position stabilizer control loop [3, 4] whose error signal may be used for the indication of the "stability" of the measured crystal or multiplier.

The measurement of the resolving power is based on a novel principle which requires two scalers, S_1 and S . The scaler S gets a pulse whenever the incoming pulse has higher amplitude than that of the peak maximum. In that case S_1 gets the address series generated by the difference between the pulse height and the peak maximum (Fig. 2.). Assuming a Gaussian distribution, this can be given as

$$N' = \frac{N}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} x \exp(-x^2/2\sigma^2) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sigma N$$

¹ Developed at the Central Research Institute for Physics, Budapest.

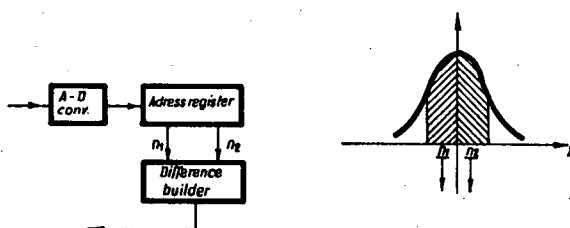


FIG. 1. Block scheme for the determination of peak position

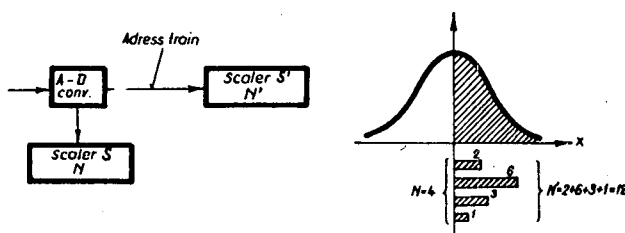


FIG. 2. Block scheme for the determination of resolution

This equation suggests presetting N (in scaler S) and measuring N' (in S_1) which is a linear function of σ .

With a proper value of N , N' may give directly the half width (if the peak position is stabilized and in the same channels for every measurement N' represents the relative half width).

The information utilization in this process is higher than in the single channel method and considerably shortens the measuring time. In the method described half of the pulses of a distribution curve are made use of in the determination of the half width.

The noise measurement is "classical": the position of the 661-keV line of ^{137}Cs is fixed and this determines a scale which is supposed to be linear.

4. FUNCTIONAL OPERATION AND BLOCK DIAGRAM

The functional operation of the automatic device may be understood from Fig. 3. which presents a simplified block scheme. The detectors are connected to the inputs of controlled linear gates, and the selected channel signals go to the input of the amplifier. To allow time multiplexing, there are six independent inputs. A definite measuring channel can be selected by a selector unit of the gate system, or the channels may be scanned automatically one by one.

First, the process of stability measurement will be investigated. The detector signals, statistically distributed in time and amplitude, go through the amplifier to the analog-digital converter which supplies an address series of 4-Mc/s frequency proportional to the incoming pulse amplitude,

via an OR gate, to an address register of a capacity of 9 bits. This register stores the information and makes it available for the address selecting logic as a response to a read pulse T. Before each address series the address register is reset. In the analog-digital converter a level bias subtraction of 872 channels has been realized, so that the address series of 128 pulses corresponds to one thousand channels. The position of the photopeak is assumed to be adjusted (manually) with an accuracy of about 5%. At the output K_{64} of the address selecting logic a pulse will be obtained as a response to each detector signal when the corresponding address n satisfies the inequality $64 < n < 128$, whereas at its output N_{64} a pulse will be obtained whenever the condition $128 < n < 192$ is satisfied. Accordingly, two channels each of a width of 64 times the conversion factor will be obtained symmetrically to the 128th channel. If the photopeak is in a symmetrical position to the 128th channel, the pulse rate in channels K_{64} and N_{64} will be the same, whereas when the position of the photopeak is shifted above the 128th channel, the pulse rate will be higher in channel N_{64} and, for a shift in the opposite direction, in channel K_{64} . For the reduction of the statistical fluctuation in the number of pulses, the channel pulses are led through a digital integrator, and then through a gate opening for the duration of the measuring period. Thus the control loop is closed. The pulses of the two channels then cause the bi-directional register to count, so that the direction and magnitude of the shift will be stored. The bi-directional controlled register is connected to the analog-digital converter which generates a d.c. voltage proportional to the position of the register. By means of this voltage the channel width of the analog-digital converter is varied in a way that when initially the pulse rate in channel N_{64} exceeds that in channel K_{64} , the channel width is increased, and reduced for the opposite case. Thus essentially the regulating system controls the measuring unit of the amplitude of the detector signals, i.e. the voltage value corresponding to a single channel. The median of the photopeak will always be held at the 1000th channel. Naturally the channel width and level bias have to be varied proportionally. The changes in the position of the peak are indicated by the pilot signal generator. This is a pulse generator with highly stable amplitude [5], calibrated before the measurement in such a way that before the start of regulation with fixed channel width and level bias, the pilot signal should be in the 128th channel. Here the pilot signal generator is operated periodically by the gate system control unit via the calibrating channel. During calibration the direction of the regulation required is indicated by the address-selecting logic. In the case of stability measurement the pilot signal generator gives a single pulse at the end of the period available for the regulating process determined by a timer. This pulse is stored in the address register, and the read-out generator delivers a pulse train to the address register until a "Full" signal is obtained at the state 256. The same pulse train is fed simultaneously into the displayed scaler, which is the 256th complementary of the address assigned to the pilot signal. This number is the characteristic value of the peak position. The number stored in the displayed scaler can be printed by decades and can be displayed at an analog output too.

Let us now recall that before the measurement the position of the peak has been adjusted approximately. This adjustment is done with the gain

regulator helipot and the position of the peak may be checked on the oscilloscope unit of the equipment. The detector signals are stretched and coupled to the Y-direction deflector plate of the cathode-ray tube similarly to the well-known grey wedge method [6]. Thus a horizontal set of lines will appear on the screen where the maximum density, i.e., brightness, indicates the position of the peak. The Z modulation controlling the illumination of the oscilloscope is driven by the address-selecting logic. This logic permits the illumination of the mid-section of the X deflection only for pulses with an address satisfying the conditions $n > 64$ or $n < 192$. The photopeak has to be adjusted to the middle of the channel where $64 < n < 192$ is valid.

Let us now discuss the measurement of the resolving power. At the beginning of the measurement the equipment sets and stabilizes the position of the peak as described above. Then the control unit applies a logical YES level starting the measurement to the AND gates on the inputs of the preset count scaler and the binary scaler. The preset count scaler receives a pulse from the output N of the address-selecting logic in response to every detector signal with an address greater than 128, whereas the AND gate on the input of the binary scaler receives a logical YES from the output n as soon as the address series reaches the 128th pulse. The address series itself is also coupled to this AND gate. In this way the binary scaler and, through it, the displayed scaler will receive the portion of the address series above 128 of the detector signals. When the preset count scaler is full, it stops both counting processes by means of the input gates. Thus, the number of pulses stored in the displayed scaler will be proportional to the value of the resolving power. The preset count has been selected such that the scaler displays the resolving power as a percentage. As with the stability data, this value can be printed out directly.

To provide an energy scale for the measurement of the equivalent noise, similar to the above process, the equipment will first set the position of the 661-keV photopeak to the 1000th channel, when - at the end of regulation - the board "Take off scintillator" lights up and the state adjusted by the control loop is fixed. After removal of the scintillator, the level bias is set by the level-bias selector to the energy value above which the noise should be measured. Then the number of pulses is measured during a given time determined by the timer. The pulses are supplied by the storage pulse output T of the analog-digital converter. The detector efficiency can be measured in the same set-up.

For asymmetry measurement the equipment, as for the stability measurement, adjusts the position of the photopeak, and the outputs N_{32} and K_{32} of the address selecting logic are led to a differential ratemeter. These channels will supply an output signal only when the address assigned to the detector signal satisfies the conditions $96 < n < 128$ or $128 < n < 160$. In these two channels, symmetrical to the 128th channel, corresponding to 32 channel widths, the same pulse rate will be obtained for a symmetrical photopeak. In the case of asymmetry the differential ratemeter indicates its value and polarity.

The equipment can operate as a single-channel pulse height analyser too. The channel position is adjusted by an external bias, whereas the channel width is controlled by the address selecting logic in steps of 64, 32, 16 or 8 channels.

5. MAIN CHARACTERISTICS OF THE AUTOMATIC DEVICE [7]

In addition to measuring the peak position stability, resolving power, multiplier equivalent noise, and relative light output (detector efficiency), the device is able to check the peak intensity and the peak symmetry. The range of the characteristics are as follows: peak position stability: 0.2-10% ($\pm 0.1\%$); resolving power: 5 to 15%, with a maximum error of 0.5% absolute deviation (for the measurement of semi-conductor detectors using window-amplifier this limit may be improved by an order of magnitude). The equivalent noise may be measured between 1 and 15 keV, the relative light output between 0.01 and 1 with a maximum error of 0.01, the peak intensity between 0 and 3 kc/s and 0 and 10 kc/s, with an accuracy of 10%, the asymmetry is two ranges (with symmetry-asymmetry indication) selected as required by the user. For a peak intensity of 1000 pulses/s the position of the peak can be determined within 20 s, the measuring period of the resolving power is 30 s and that of noise measurement 10 s. The instrument processes information from one to six independent channels in a time-multiplex method. The measuring channels may be selected by external control signals. The device may also be used as a hand-operated single-channel amplitude analyser. The measured quantities are displayed on the indicator tubes on the front panel and may also be printed out. The stability data may be represented in analog form too. Other characteristics (peak intensity, asymmetry) are displayed on a meter. A built-in oscilloscope helps to find the approximate peak position.

The equipment includes six independent high voltage supplies of high-stability ($\pm 5 \times 10^{-5}$). Helipots are used for setting the supply voltages.

The variation of the critically important relative peak position value is about ± 0.001 per 8 h. This value was measured with the amplitude spectrum kept constant by placing the detector in a thermostat. Similar results were obtained also by use of an artificial photopeak simulator (Gauss generator). The outlay of the complete automatic device is shown in Fig. 4.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors are indebted to Zsolt Náray, Scientific Deputy Director, and to Bence Adorján, Deputy Chief of Department, for suggesting the problem and wish to express their thanks to all those who participated in the design and building of the device.

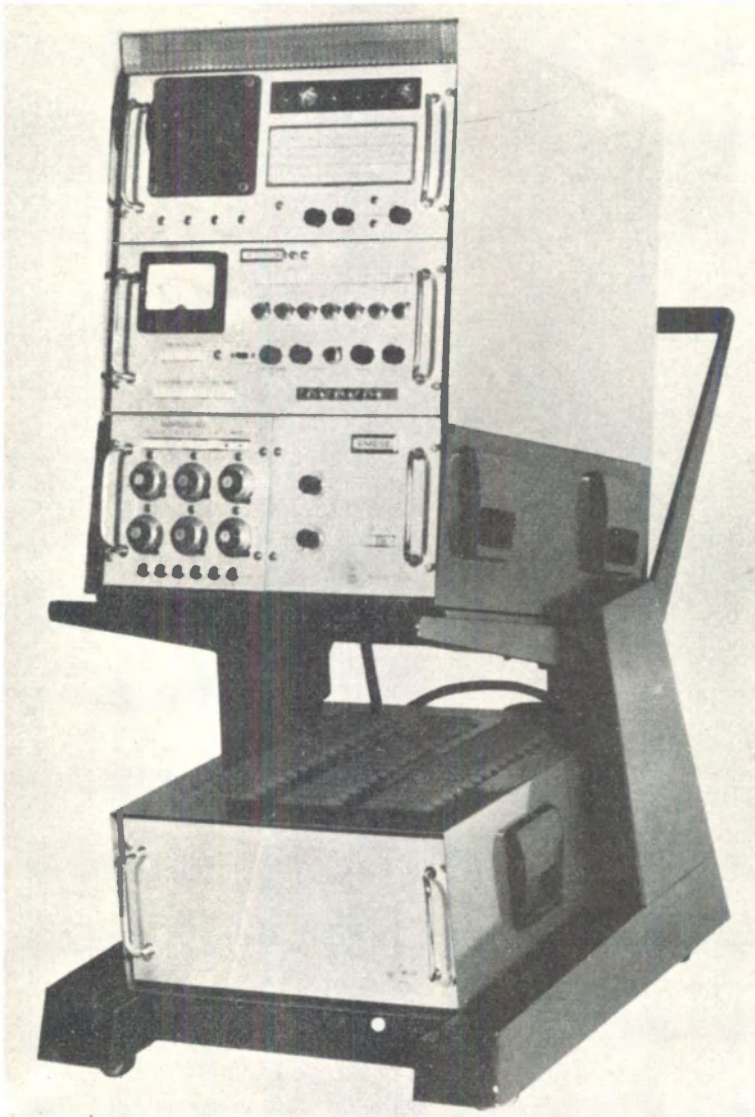


FIG. 4. General view of the automatic device

REFERENCES

- [1] PRICE, W.J., Nuclear Radiation Detection, McGraw Hill, Inc., New York (1958) 184-86, 201-204.
- [2] BÁBA, M., CSÁKÁNY, A., VAJDA, F., Kernenergie 7 (1964) 218-26.
- [3] NAKAMURA, N., La PIERRE, R.L., Nucl. Instrum. Meth. 32 (1965) 277-82.
- [4] PATWARDHAN, P.K., Nucl. Instrum. Meth. 31 (1964) 196-72.
- [5] CSÁKÁNY, A., Rep. Central Research Institute for Physics 10 (1962) 383-90.

- [6] CHASE, R. L., Nuclear Pulse Spectrometry, McGraw Hill, Inc., New York (1961) 142-45.
[7] CSÁKÁNY, A., JÁVOR, A., VAJDA, F., Proc. Industrial Electronic Measurement and Control Symp., MATE, Budapest (1965) 309-27.

DISCUSSION

P.K. PATWARDHAN: What type of device do you use for generating your standard pulses?

A. CSÁKÁNY: We use a mercury-wetted switching relay for producing standard pilot pulses. The d.c. voltage stability is about $10^{-4}/d$.

P.K. PATWARDHAN: What order of broadening, in per cent, do you get through using this stabilizing system? It seems similar to the Ladd type of stabilizing system, so it might be expected to cause broadening of the peak.

A. CSÁKÁNY: If the stabilizing loop is closed during a resolution measurement, there is about 1/10% curve broadening; this is less than the maximum permissible error of 0.5%. The stabilizer system can be switched out just after finding the peak position, and we then find no measurable curve broadening.

N.A. INGLE: What is the noise level of the amplifier used in the equipment?

A. CSÁKÁNY: The noise referred to the input of the amplifier is only a few tens of microvolts, which is good enough for the given measuring accuracy.

N.A. INGLE: What type of analogue-to-digital converter was used?

A. CSÁKÁNY: The analogue-to-digital converter is a transistorized device, working in the well-known voltage-time-pulse manner. The clock frequency is 4 Mc/s, and the differential non-linearity is better than 0.5%.

THE NEUTRON FLUX MONITORING SYSTEM AND FLUX DISTRIBUTION IN THE TARAPUR REACTORS

R. D. JAIN AND U. VENKATESWARLU
TARAPUR ATOMIC POWER PROJECT,
DEPARTMENT OF ATOMIC ENERGY, BOMBAY, INDIA

Abstract

THE NEUTRON FLUX MONITORING SYSTEM AND FLUX DISTRIBUTION IN THE TARAPUR REACTORS. Because of excessive thickness of water reflectors (~ 60 cm) in the Tarapur reactors required by engineering design considerations, the feasibility of the use of out-of-core neutron flux detecting system was in doubt. A scheme proposing complete in-core detecting system was found quite inadequate from the point of view of safe operation of the station. A new scheme utilizing a mixed in-core and out-of-core detecting system based on the calculations of neutron and γ -ray flux distributions has been evolved. This paper contains the calculations of the neutron and γ -ray flux distributions and the description of the latest scheme of neutron detecting system to be installed in the Tarapur reactors.

1. INTRODUCTION

This paper embodies the calculations of thermal neutron and γ -ray flux distributions in the Tarapur reactors. The calculations have been done for the core, reflector, pressure vessel and shielding regions of the reactors. The aim of these calculations is to study the utility of the neutron monitoring system proposed for the Tarapur reactors.

Tarapur Atomic Power Station, which is being designed and constructed by General Electric Company, USA, consists of two BWR-type reactors with a net output of 380 MW(e). The core in each reactor has an equivalent diameter of 241.6 cm contained in a 15-cm thick steel pressure vessel with a 62.1-cm thick reflector. The concrete biological shield is about 179 cm thick. There is a gap of 16 cm between the pressure vessel and the shield.

The neutron flux monitoring system proposed recently is different from the one designed earlier, which was similar to those being used for other boiling-water reactors already operating or under construction. In these reactors, the start-up range, intermediate range and power range monitors are kept outside the pressure vessel, about 10 to 20 cm deep inside the shield. In the new proposal for Tarapur, the start-up range and the intermediate range flux monitors are located inside the core, while the full-power range detectors are kept outside the pressure vessel.

The calculations of the thermal flux and the γ -ray flux distributions, which form the basis for studies on the feasibility of the flux monitoring systems described above, are given in the following sections.

2. THERMAL FLUX CALCULATIONS

Using the thermal and fast neutron cross-sections given by Amster [1] and Ombrellaro [2], the neutron flux distributions have been calculated using 4-group diffusion theory. FOG and other similar codes have been used to solve the differential equations in various regions of the reactor. Calculations have been done on a CDC-3600 computer. We have generally followed the method given by Deutsch [3] and Hicks [4] for calculating the thermal flux fine structure and other nuclear parameters for the core. The cores of the Tarapur reactors consist of 2.23% ^{235}U enriched UO_2 rods 1.37 cm in outer diameter. The rods are clad with 0.71-mm thick Zircaloy sheath, 36 fuel rods form an assembly contained in a Zircaloy channel. There are 284 such assemblies in each core. The effective height of the fuel rods is 365.8 cm. Water to fuel volume ratio is 2.4¹. The results of the calculations are given in Table I and shown graphically in Fig. 1. The calculated core radius given in Fig. 1 is slightly greater than the actual core radius.

Under actual operating conditions, the core will have steam voids and removable poison curtains to absorb the excess reactivity allowed for burn-up. The presence of these will have a marked effect on the local neutron flux distributions inside the core but will not have any significant effect on the overall flux distributions. Therefore we have not taken these effects into account in the present calculations. The effects of the changes in fuel due to burn-up and reshuffle also have been neglected for the same reason. In fact, the Tarapur reactors have each been provided with an additional set of 52-in. core flux monitors to measure the local flux variations.

We have studied another case where the gap between the pressure vessel and concrete was filled with lead. The calculations show that the presence of lead increases the thermal flux by a factor of 1.5 inside the concrete, whereas as we shall see later, it reduces the γ -ray flux significantly.

3. GAMMA-RAY FLUX CALCULATIONS

Gamma-ray flux distributions at various locations in the reactor have been calculated using the simple formulism given by Glasstone [5]. The values of attenuation coefficients for various materials have been taken from ANL-5800 [6]. The results of calculations are given in Table II. Use of lead between the pressure vessel and concrete reduced the gamma flux in the concrete by a factor of about 10^3 .

4. NEUTRON MONITORING SYSTEM

In the Tarapur reactors the neutron flux monitoring has to be done over 9 to 10 decades. There is no single monitoring system yet which can cover all the decades and perform the required function satisfactorily. So a three-

¹ According to the latest revised core specifications, the average enrichment is 2.242% ^{235}U , and the water to fuel ratio is 2.3.

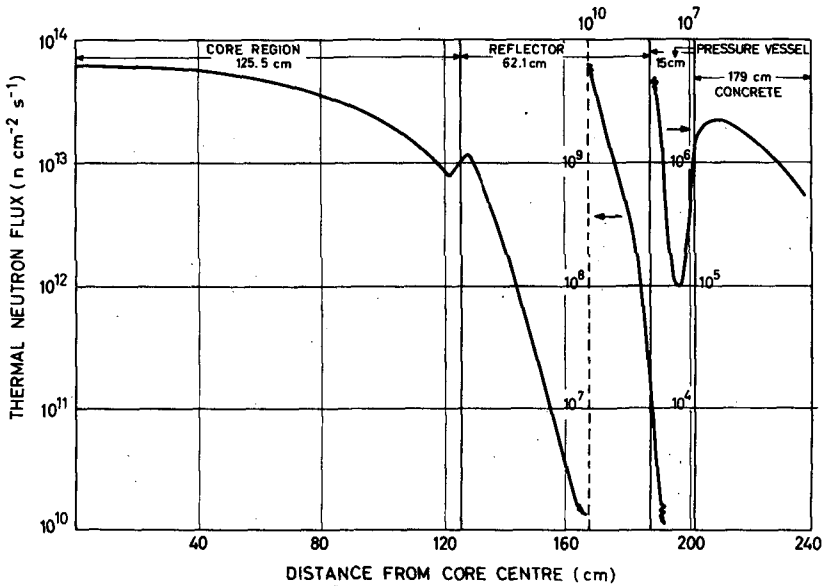


FIG. 1. Thermal neutron flux distribution in the Tarapur reactors at full power

TABLE I
THERMAL NEUTRON FLUX DISTRIBUTION

S. No.	Location	Neutron flux ($\text{n cm}^{-2} \text{s}^{-1}$)
1.	Core centre	6.2×10^{13}
2.	Core reflector interface	0.9×10^{13}
3.	Reflector pressure vessel interface	2.7×10^7
4.	Pressure vessel concrete interface	1.1×10^6
5.	10 cm inside concrete	2.0×10^6

Note: Average flux in the core is $2.0 \times 10^{13} \text{ n cm}^{-2} \text{s}^{-1}$.

range (source, intermediate, and power range) monitoring system is used to cover the entire range. In addition, as stated earlier in section 2, there is a set of 52 in-core flux monitors in the initial core for flux mapping.

4.1. Source range monitoring system (SRM)

Table I shows that there are about seven decades of attenuation of the thermal flux from inside of the core to the out-of-core locations of detectors

TABLE II

GAMMA-RAY FLUX DISTRIBUTION

S. No.	Location	γ -ray flux (R/h)
1.	Core centre	2.0×10^8
2.	Core reflector interface	1.0×10^8
3.	Reflector pressure vessel interface	0.3×10^8
4.	Outside pressure vessel	1.9×10^6

Note: 20-cm of lead outside the pressure vessel will reduce γ -ray flux by a factor of 10^3 .

inside the concrete. In spite of using strong neutron sources of the order of a few thousand curies (eight sources of antimony - beryllium each having 300 Ci strength at the time of loading) evenly distributed inside the core, the shut-down neutron flux level inside the core is of the order of 10^5 n cm⁻² s⁻¹ with subcritical core of $k_{eff} = 0.95$. This will give very low fluxes ($\sim 10^{-2}$ n cm⁻² s⁻¹) outside the core, so the source range detectors must obviously be located inside. Fission counters, for their high degree of neutron to gamma discrimination sensitivity of 10^{-4} counts/s per unit flux in a background of 6×10^6 R/h gamma level, have been chosen for source range counters. Three channels each consisting of fission counter followed by a 6-decade log-rate meter and period meter cover the flux range from 10^5 to 10^{10} n cm⁻² s⁻¹ and with retraction to low flux regions, up to 10^{12} n cm⁻² s⁻¹. After criticality and reaching power of about 1%, all the three source range detectors are withdrawn to a very low flux region in the core.

4.2. Intermediate range monitoring system (IRM)

Intermediate range monitors are provided to cover the power range from 10^{-4} to 10% of full power, overlapping source range monitors by about three decades and power range monitors by about two decades. In this power range the neutron flux inside the core varies from about 2×10^7 to 2×10^{12} n cm⁻² s⁻¹. Correspondingly, the out-of-core fluxes will range from about 2 to 2×10^5 n cm⁻² s⁻¹. Measurement of this complete range of fluxes outside the core will not be possible by the gamma-compensated ion chambers. Therefore, in the intermediate range too the detectors have to be located inside the core. Once it had been decided to keep the IRM detectors inside, it was found that fission counters using Campbell's method [7] were more suitable than gamma-compensated ion chambers. Four channels of IRM provide reliable and accurate measurements of power level on a linear scale (two ranges in each decade of power). This system is

equipped with trigger-type trip circuits to provide as interlocks for rod withdrawal and high flux alarm/scram on each range. The main features of the present IRM system are: (1) the use of fission counters instead of compensated ion chambers, (2) dispensing with period trip by 'on scale' interlock of rod withdrawal, and (3) the use of the Campbell or voltage variance method which gives high neutron to gamma discrimination compared to compensated ion chambers, allowing a simpler type of detector and faster response.

The detectors are provided with retraction mechanism to move them to low flux regions at higher power. This serves to prolong the life of the detectors.

4.3. Power range monitoring system (PRM)

According to GE's proposal, the power range monitoring system also was kept inside the core. The PRM is designed to cover a power range from 0.1 to 125% of rated power. This corresponds to an in-core flux range of about 2×10^{10} to 2.5×10^{13} n cm⁻² s⁻¹. The out-of-vessel neutron flux, therefore, has a range from about 2×10^3 to 2.5×10^6 n cm⁻² s⁻¹. This range is measurable by a gamma-compensated ion chamber which has a measurement limit of about 5×10^2 n cm⁻² s⁻¹. But, because the ion chambers have no more than about 95% gamma compensation, the gamma current could be quite comparable to the neutron current. This is a disadvantage to the use of a power range monitoring system outside the pressure vessel. From the results discussed earlier in section 3 we can see that, by keeping the ion chambers inside lead shells of 15 to 20 cm thickness, the γ -ray flux at the location of the ion chambers can be reduced by a factor of about 1000. Therefore, the entire power range is measurable by ion chambers outside the pressure vessel.

The out-of-vessel power range monitoring system is preferred to the in-core type for the following reasons:

(a) As the flux monitoring and safety are incorporated into the same system, in the event of an accident or possible damage in the core some monitoring system should be functioning,

(b) In-core detectors are subject to frequent changes in calibration due to depletion (about 5% change in one month for ²³⁵U chambers when they are operating in a flux region of 2×10^{13} n cm⁻² s⁻¹) and the movement of control rods adjacent to the detectors [8],

(c) The detectors can be serviced without reactor shut-down.

For these reasons, the design, as finalized now, used six channels of out-of-vessel gamma-compensated ion chambers.

5. CONCLUSIONS

From the above study, we find that the three-range monitoring system, with source range and intermediate range located in-core and power range located out of vessel, is most suitable for the Tarapur reactors.

REFERENCES

- [1] AMSTER, H. A., A compendium of thermal neutron cross sections averaged over the spectrum of Wigner and Wilkins, USAEC Rep. WAPD-185 (1958).
- [2] OMBRELLARO, P. A., Effective fast group cross sections in four group theory, USAEC Rep. WAPD-TM-63 (1957).
- [3] DEUTCH, R. W., Method for analysing low enrichment light water cores, USAEC Rep. GNEC-133 (1960).
- [4] HICKS, D., Nuclear calculation methods for light water moderated reactors, U.K.A.E.A. Rep. AEEW-R-64 (1961).
- [5] GLASSTONE, S., Principles of Nuclear Reactor Engineering, D. Van Nostrand Co., Inc. (1958).
- [6] ARGONNE NATIONAL LABORATORY, Reactor physics constants, USAEC Rep. ANL-5800 (1963).
- [7] NEISSEL, J. P., Theory of the Campbell system of reactor instrumentation, USAEC Rep. GEAP-4747 (1964).
- [8] FORSTER, J., Ion-chamber systems, *Nucleonics* 20 2 (1962) 50.

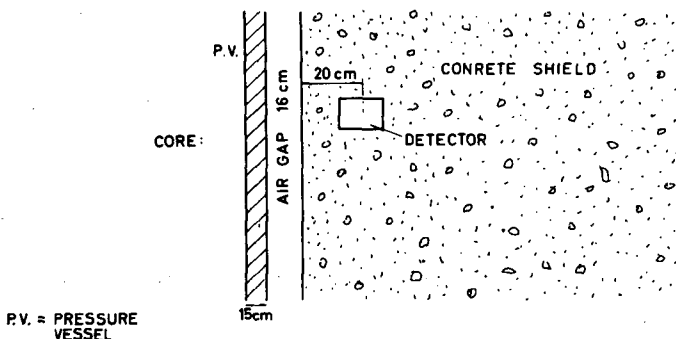
DISCUSSION

J. FURET: Is a period meter used with the Intermediate Range Monitoring System employing the Campbell technique and, if so, what is its time constant?

R.D. JAIN: The Intermediate Range System employing the Campbell technique serves as a linear flux-measuring channel and covers about five decades, with two ranges in each decade; there is no period on this channel. The source range period itself covers up to 1% of full power (with retraction). The IRM period is not essential for safety since the 'on-scale' interlock with rod withdrawal gives enough protection, according to General Electric, and period trip is therefore superfluous.

R.J. COX: Your paper mentions the intention of using thick lead shields to attenuate gamma rays by a factor of 1000 or more. I was wondering whether you have considered the difficulty of obtaining lead of adequate chemical purity. In the United Kingdom we have been using thick lead shields, but we have found that over the years the gamma flux at shut-down has been rising progressively. This is obviously due to the build-up of long-lived activities, indicating that our lead is not as pure as it should be.

R.D. JAIN: In our present calculations we have not studied the effect of impurities in lead, but your remarks are important. We shall consider this problem in our future work on designing lead shields for detectors.



J. MEIFFREN: Could you draw a diagram indicating the position of the measuring chamber in relation to the reactor core?

R.D. JAIN: The power-range monitors are located 10 cm inside concrete (see diagram).

D. ROUX: According to my information, the same fission chamber cannot be used as fission counter and as Campbell detector — different gas pressures are required for satisfactory operation in the two modes.

ETAT ACTUEL DU DEVELOPPEMENT DES ETUDES D'INSTRUMENTATION DE CONTROLE DES REACTEURS EN FRANCE

J. FURET ET J. WEILL
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE SACLAY, FRANCE

Abstract — Résumé

PRESENT STATE OF DEVELOPMENT IN REACTOR CONTROL INSTRUMENTATION DESIGN IN FRANCE. The authors deal only with the instrumentation for neutron detectors. From the point of view of basic design, development is concentrated on the following:

(a) Doing away with pre-amplifiers, or at least increasing the distance between the electronic instrumentation and the detectors (to permit operation under environmental conditions which are normal from the point of view of temperature and radiation);

(b) Increasing the measuring range of the pulse assemblies, with improvement in neutron/gamma discrimination;

(c) Examining the possibility of using the same detector both for digital techniques and current techniques with a view to increasing the measuring range of neutron detectors;

(d) Developing digital measuring techniques.

On the technological side the authors describe modular electronic systems which are being developed by industry and which possess the following essential characteristics: avoidance of electronic tubes, systematic use of semiconductors, simplification of maintenance with standardization of functions, adaptation to power reactor control through increased automation and greater centralization of controls and measuring operations.

The authors present the results of reactor trials with such systems and of material tests.

ETAT ACTUEL DU DEVELOPPEMENT DES ETUDES D'INSTRUMENTATION DE CONTROLE DES REACTEURS EN FRANCE. Les études d'instrumentation pour détecteurs de neutrons sont seules envisagées ici. L'effort du développement au point de vue conception porte:

a) Sur la suppression des préamplificateurs ou tout au moins la possibilité d'éloigner les électroniques des détecteurs (de façon à les faire fonctionner dans des conditions d'ambiance normales au point de vue température et rayonnement).

b) L'augmentation de la dynamique de mesure des ensembles à impulsions avec amélioration de la discrimination neutrons/gamma.

c) La possibilité d'utiliser le même détecteur en technique numérique et en technique courant pour pouvoir améliorer la dynamique de mesure des détecteurs de neutrons.

d) Le développement pour les mesures des techniques numériques.

Du point de vue technologie, une description de l'électronique du type modulaire, en cours de développement industriel, est faite et dont les caractéristiques essentielles sont: la suppression de tubes électroniques, l'utilisation systématique de semi-conducteurs, la simplification des opérations de maintenance avec standardisation des fonctions, l'adaptation au contrôle des piles de puissance qui se caractérise de plus en plus par le développement de l'automatisme et une centralisation de plus en plus marquée des commandes et des mesures.

Les résultats d'essais de cette électronique effectués sur pile sont indiqués ainsi que certains résultats de test du matériel.

1. INTRODUCTION

L'état actuel des études d'instrumentation du contrôle du flux neutronique est lié bien entendu au développement des réacteurs de puissance et des réacteurs expérimentaux à haut flux. Aussi l'instrumentation doit-elle évoluer avec le développement de nouveaux réacteurs où de nouveaux problèmes se posent.

2. OBJECTIFS FIXES DES ETUDES D'INSTRUMENTATION

Les exigences nouvelles imposées par le développement des réacteurs de puissance ou des réacteurs expérimentaux à haut flux sont essentiellement une température de fonctionnement élevée, des flux neutroniques et des rayonnements gamma importants, et, pour les réacteurs expérimentaux, une plus grande précision dans la mesure des flux de neutrons dans des champs de rayonnement mixte (neutrons et gamma).

Aussi les objectifs fixés aux études d'instrumentation sont-ils: une augmentation de la dynamique de mesure des ensembles à impulsions, la suppression des préamplificateurs ou tout au moins la possibilité d'éloigner les électroniques des détecteurs (de façon à les faire fonctionner dans des conditions d'ambiance normales au point de vue de la température et du rayonnement), un périodemètre dérivé du système différentiateur classique mais offrant le meilleur compromis entre le bruit et le temps de réponse; du point de vue de la technologie et de la conception: la suppression définitive de tout tube électronique, l'utilisation systématique de semi-conducteurs du type silicium, la simplification des opérations de maintenance avec standardisation des fonctions. Le contrôle des réacteurs de puissance se caractérise de plus en plus par l'interconnexion des mesures neutroniques avec les mesures thermodynamiques, le développement de l'automatisme et une centralisation de plus en plus poussée des commandes et des mesures.

3. ELECTRONIQUE EN BLOCS MODULAIRES [1,2]

Il semble que les objectifs fixés soient atteints avec l'électronique en blocs modulaires. Le développement de cette technique s'impose de plus en plus en électronique nucléaire. En effet, l'amplitude des signaux en provenance des détecteurs est en général très faible (niveau en amplitude des impulsions en provenance des détecteurs du type chambres à fissions de l'ordre de 200 à 300 μV , courant continu fourni par les chambres d'ionisation à courant en général inférieur à 10^{-6} A, souvent de l'ordre de 10^{-10} A à 10^{-11} A). Il est alors nécessaire de disposer autour des amplificateurs des blindages très efficaces contre les perturbations antérieures du type induction ou, d'une façon générale, liées aux champs électromagnétiques ambiants. Les préamplificateurs montés dans un boîtier constituent sans aucun doute le premier module réalisé en électronique nucléaire, la suppression des préamplificateurs reporte le problème de blindage sur les amplificateurs. Le blindage s'impose aussi du point de vue de la protection des opérateurs pendant la maintenance ou la période des tests des alimentations. Aussi, dans les appareillages, la plaquette enfichable est-elle remplacée par le bloc modulaire, c'est-à-dire un boîtier métallique contenant les plaquettes et organes divers, en particulier ceux nécessaires aux réglages.

Le bloc modulaire, qui utilise comme matière de structure, soit du laiton, soit un alliage d'aluminium, peut efficacement jouer le rôle de radiateur, en particulier pour les transistors de moyenne puissance qui constituent les étages de sorties des amplificateurs. Il peut bien entendu servir de

support aux éléments lourds tels que transformateur d'alimentation, pots à ferrite, potentiomètres, relais, selfs, etc.

Un ensemble ou un sous-ensemble électronique est défini par la juxtaposition de plusieurs modules. Les interconnexions entre modules sont réalisées au moyen de soudures. En effet, la fiabilité des semi-conducteurs conduit logiquement, pour des ensembles qui comportent relativement peu d'éléments, à ne pas envisager l'utilisation d'éléments enfichables munis de connecteurs qui, comme l'expérience l'a prouvé, peuvent être une source de pannes. Aussi quelques soudures bien faites peuvent-elles avantageusement remplacer les connecteurs actuels.

Un exemple de sous-ensemble est donné à la figure 1. Plusieurs sous-ensembles ou «voies» peuvent se trouver dans le même châssis (fig. 2). Une ou plusieurs voies peuvent être retirées du châssis et être remplacées sans perturber le fonctionnement de celles qui sont en place. Cette possibilité est très intéressante dans les cas d'utilisation de circuits de coïncidence, en particulier pour les sécurités neutroniques.

Les 12 premiers blocs modulaires énumérés dans l'annexe I sont en cours de développement industriel. Les deux derniers, étudiés et réalisés sous forme de prototype, sont en cours d'essais.

Les caractéristiques les plus intéressantes sont indiquées dans l'annexe II.

L'assemblage de ces différents blocs modulaires permet de réaliser les différents sous-ensembles nécessaires aux mesures neutroniques. Les organisations possibles les plus courantes sont indiquées à l'annexe III.

La suppression des préamplificateurs ne présente pas de difficultés particulières pour les ensembles de mesure associés aux détecteurs du type chambres d'ionisation fonctionnant en courant, à condition de limiter la borne inférieure de la dynamique de mesure à 10^{-11} A. Cette limite est par ailleurs imposée par les performances de l'élément d'entrée de l'amplificateur à courant continu, qui est un amplificateur à modulation de fréquence par diode à capacité variable. L'élément d'entrée est une diode à capacité variable dont les courants de fuite sont de l'ordre de 10^{-12} A. Mais dès maintenant, des amplificateurs de conception plus simple (couplage direct), utilisant comme élément d'entrée des transistors à effet de champ du type MOS, permettent de mesurer des courants de l'ordre de 10^{-12} A.

4. ELECTRONIQUES ASSOCIEES AUX DETECTEURS FONCTIONNANT EN IMPULSIONS [3 à 6]

La suppression des préamplificateurs associés aux détecteurs fonctionnant en impulsions, ou tout au moins la possibilité de lever la restriction de longueur de câble entre détecteur et électronique, n'est possible qu'en adaptant l'impédance d'entrée de l'amplificateur à l'impédance caractéristique du câble de liaison entre détecteur et électronique.

Le schéma du principe du détecteur du type chambre à fission est présenté sur la figure 3.

C'est la capacité interélectrodes à laquelle il faut associer la capacité du câble lorsque la résistance de charge R est nettement plus grande que l'impédance caractéristique de ce dernier.

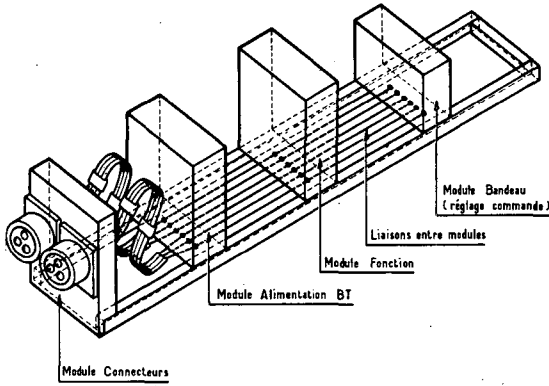


FIG. 1. Principe de l'organisation des blocs modulaires dans la voie

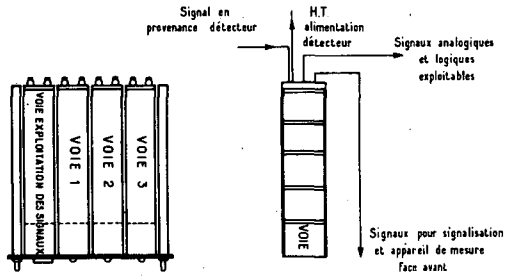


FIG. 2. Organisation des voies à blocs modulaires dans un châssis

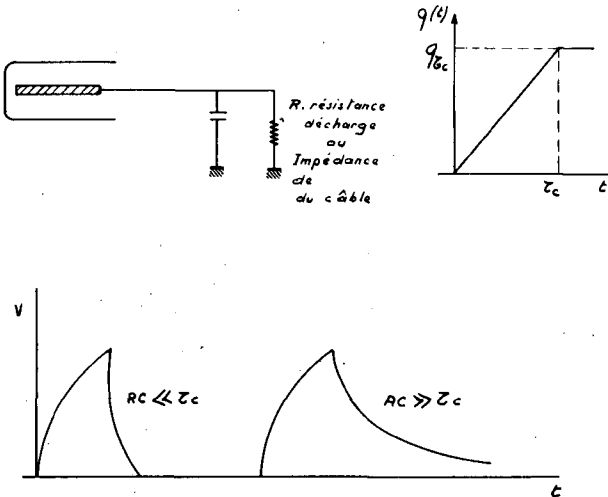


FIG. 3. Forme de l'impulsion de tension aux bornes de R dans le cas du régime de fonctionnement de l'électronique associée au détecteur en collection de charge et collection de courant

Pour calculer la variation de la tension aux bornes de R ou la forme de l'impulsion associée à chaque événement neutron se produisant dans le détecteur, on suppose pour simplifier que, pendant la durée du temps de collection, la loi d'apparition de charge q_{τ_c} en fonction du temps est linéaire.

On a donc

$$\text{pour } t \leq \tau_c \quad q(t) = \frac{q_{\tau_c}}{\tau_c} t \quad V(t) = R \left(\frac{dq}{dt} - \frac{CdV}{dt} \right)$$

$$\text{pour } t \geq \tau_c \quad q(t) = q_{\tau_c} \quad V + RC \frac{dV}{dt} = 0$$

On en déduit

$$\text{pour } t \leq \tau_c \quad V(t) = \frac{Rq_{\tau_c}}{\tau_c} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right]$$

$$\text{pour } t \geq \tau_c \quad V(t) = \frac{Rq_{\tau_c}}{\tau_c} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \left[\exp\left(\frac{\tau_c}{RC}\right) - 1 \right]$$

La valeur maximale de V caractérise la hauteur de l'impulsion aux bornes de R. Ce maximum est

$$V(\tau_c) = R \frac{q_{\tau_c}}{\tau_c} \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_c}{RC}\right) \right]$$

Dans le cas où l'impédance d'entrée de l'amplificateur est égale à l'impédance caractéristique du câble de liaison, $RC \ll \tau_c$, $V(\tau_c) \approx Rq_{\tau_c}/\tau_c$, la durée de l'impulsion n'est fonction que du temps de collection τ_c , il est d'usage de dire que l'électronique associée au détecteur fonctionne en collection de courant.

Dans le cas où la résistance de charge du détecteur est nettement supérieure à l'impédance caractéristique du câble de liaison, $RC > \tau_c$, $V(\tau_c) = Rq_{\tau_c}/\tau_c (1 - 1 + \tau_c/RC) \approx q_{\tau_c}/C$. C représente ici la capacité inter-électrodes du détecteur augmentée de la capacité du câble de liaison. La durée de l'impulsion n'est plus fonction du temps de collection τ_c , elle est fonction de la constante de temps RC. Il est d'usage de dire que l'électronique associée au détecteur fonctionne en collection de charge. L'amplitude maximale de l'impulsion est fonction de C, qui limite la longueur de câble susceptible d'être utilisée entre détecteur et électronique.

Le régime de fonctionnement des électroniques en collection de courant offre les avantages suivants: augmentation de la dynamique de mesure, suppression de la restriction de longueur de câble entre détecteur et électronique, meilleure discrimination neutrons-gamma. Cette discrimination avec une chambre à fissions est d'autant plus aisée que le temps de résolution de l'électronique associée est plus faible, car elle ne peut se faire que si les types d'impulsions associés aux événements neutrons et au rayonnement gamma apparaissent individuellement et séparément avant l'étage discriminateur.

Aussi l'électronique développée pour les détecteurs fonctionnant en impulsions est-elle du type à collection de courant. Les essais effectués avec des électroniques de temps de résolution de $50 \cdot 10^{-9}$ s associées à des détecteurs du type chambre à fissions de temps de collection de 100 à $150 \cdot 10^{-9}$ s montrent la possibilité de discriminer des flux de neutrons dans des rayonnements gamma très importants de l'ordre de 10^6 R/h. A cet égard, les performances annoncées par les constructeurs de chambres à fissions semblent modestes. Pour ces détecteurs, la dynamique de mesure est limitée par la durée du temps de collection.

Pour les chambres à fissions du type CFU7, de temps de collection de l'ordre de $40 \cdot 10^{-9}$ s, une dynamique de mesure de l'ordre de 10^7 coups/s est possible avec une électronique associée de temps de résolution de quelques ns. La sensibilité de ce détecteur fonctionnant en impulsions étant de 0,02 coups/s par $n/cm^2 \cdot s$ et de $1,7 \cdot 10^{-14}$ A par $n/cm^2 \cdot s$ lorsqu'il fonctionne en courant, le recouvrement fonctionnement en impulsions - fonctionnement en courant est très bon puisqu'un flux de neutrons de $2 \cdot 10^6$ $n/cm^2 \cdot s$ entraîne l'apparition d'un courant de $3,4 \cdot 10^{-8}$ A, le courant résiduel alpha n'intervenant que pour une fraction de l'ordre de 1% ($3 \cdot 10^{-10}$ A).

Des essais avec ce détecteur et l'électronique associée ont permis de vérifier une dynamique de mesure en impulsions de quelques coups à $6 \cdot 10^6$ coups/s (fig. 4). Il est intéressant de remarquer que la diminution du temps de collection, à charge développée constante, permet d'améliorer le rapport signal sur bruit. En effet, le bruit ramené à l'entrée de l'amplificateur associé au détecteur à température constante est de la forme $B = RV\Delta f$ (Δf est la bande passante de l'amplificateur), donc $B = k/\sqrt{\tau_c}$; par contre le signal étant de la forme $S = Rq\tau_c/\tau_c$, on a $S/B = (R/k)(q\tau_c/\sqrt{\tau_c})$.

5. DEVELOPPEMENT DES TECHNIQUES NUMERIQUES [1]

Il est normal de voir apparaître de plus en plus souvent ces techniques dans les ensembles qui utilisent les détecteurs fonctionnant en impulsions. Ces derniers ne posent pas de problèmes difficiles du point de vue des circuits logiques à mettre en œuvre. Néanmoins, il est possible de simplifier certains schémas en faisant appel à des technologies particulières ou en étant raisonnablement exigeant en ce qui concerne les performances.

En général, les fonctions demandées sont: la fonction intégrateur, la fonction comparaison à un seuil, la fonction calcul de la vitesse d'évolution et de la grandeur mesurée.

La fonction intégrateur est toujours réalisée par comptage; il est quelquefois nécessaire de lui associer la fonction décomptage. La fonction comparaison à un seuil est une opération logique simple qui consiste à comparer l'état de deux mémoires ou bascules. La fonction calcul de la vitesse de la grandeur mesurée suppose toujours que la loi de variation est de la forme $n = n_0(\exp t/T)$, le calcul de T étant fondé, soit sur la propriété d'intégration de n en fonction du temps, soit sur le calcul du logarithme de n.

Trois types de petits calculateurs spécialisés, dérivés de ces principes, ont été étudiés. Ils réalisent facilement la fonction périodemètres à constantes de temps variables nécessaires pendant les opérations de démarrage (fig. 5).

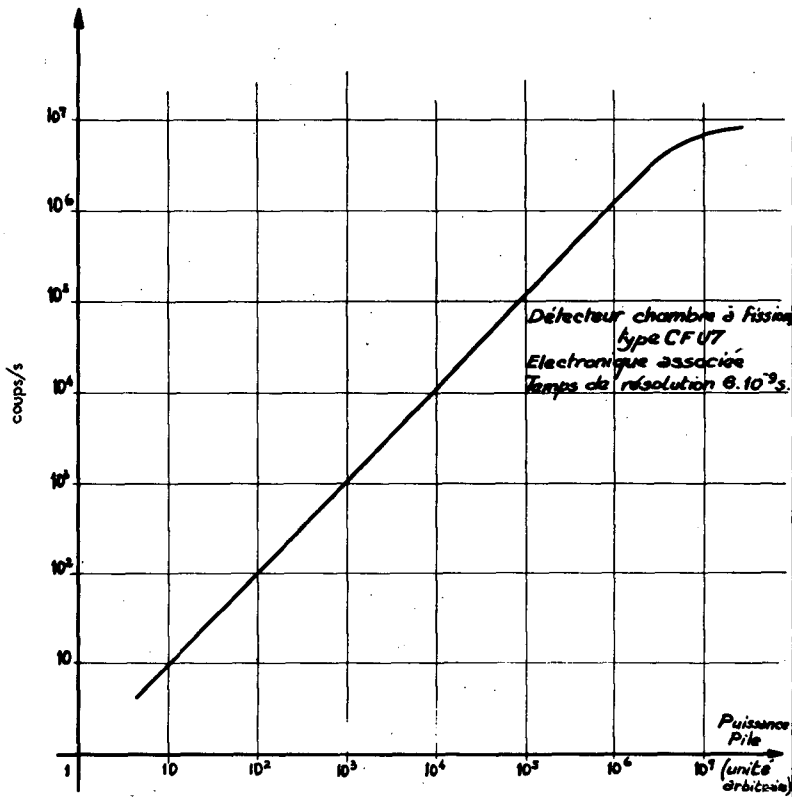


FIG. 4. Dynamique de mesure de l'ensemble électronique associé à un détecteur (temps de collection: $30 \cdot 10^{-9}$ s)

Un ensemble assurant le contrôle neutronique du réacteur conformément au programme prévu à partir du principe de démarrage par déplacement de détecteur du type chambre à fissions a été réalisé à partir des fonctions de base décrites. La partie calcul est très réduite, elle utilise le principe du calculateur à base logarithmique qui permet de faire des économies (élément) et d'augmenter les vitesses de calcul.

Il est indispensable de déterminer si l'utilisation de programmeurs séquentiels de processus n'est pas possible pour un problème de ce type, afin de se rendre compte si les études entreprises sont justifiées. L'expérience que nous avons acquise montre que l'utilisation de tels programmeurs nécessite systématiquement l'emploi d'organes intermédiaires entre détecteurs amplificateurs et calculateurs, et qu'il y a lieu d'être très prudent sur les possibilités de programmation et de calcul. Actuellement nous préférons continuer à essayer de développer de petits ensembles de calcul ou de logique très spécialisés pour assurer les fonctions demandées. Du point de vue de la technologie, l'utilisation de logiques du type circuits intégrés s'impose de plus en plus. Pour les compteurs réversibles, l'utilisation de tores magnétiques semble intéressante.

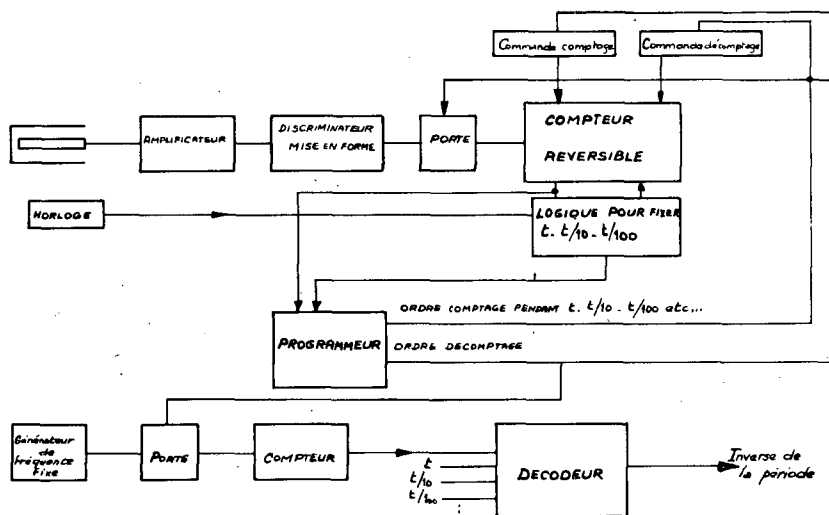


FIG. 5. Schéma de principe du périodemètre numérique à constantes de temps variables

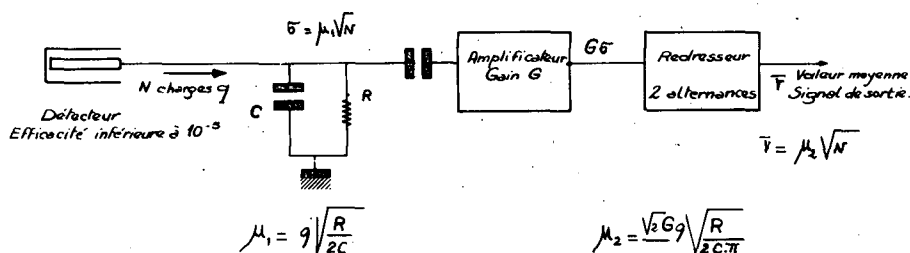


FIG. 6. Principe de la méthode de mesure utilisant les fluctuations du signal électrique par rapport à la valeur moyenne dans le cas de détecteurs fonctionnant en courant

6. UTILISATION DE PRINCIPES DE MESURES NOUVEAUX [7 à 9]

Lichtenstein a proposé dès 1959, pour la mesure du flux neutronique, l'utilisation des fluctuations du signal électrique par rapport à la valeur moyenne dans le cas de détecteurs de neutrons fonctionnant en courant. Ce nouveau principe de mesure ne semble avoir été utilisé que très récemment. Il est schématisé sur la figure 6. En régime établi, si le flux de neutrons et de rayonnement gamma sur le détecteur est constant et si l'efficacité du détecteur est faible, la théorie montre que la répartition statistique des charges q obéit à la loi de Poisson. Dans ces conditions, la valeur moyenne du signal à la sortie du redresseur est proportionnelle à la racine carrée du nombre de charges q par unité de temps. Cette méthode de mesure est surtout intéressante pour améliorer la discrimination neutrons-rayonnement gamma lorsqu'on utilise des détecteurs fonctionnant en courant, étant donné la loi qui lie la valeur de l'écart type σ aux charges q_n liées aux N_n événements

neutrons, q_γ liées aux N_γ événements rayonnement gamma et q_α liées aux N_α événements rayonnement alpha qui peuvent être émis simultanément.

$$\sigma = \left[\frac{R}{2C} \left(N_n q_n^2 + N_\gamma q_\gamma^2 + N_\alpha q_\alpha^2 \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

Pour réaliser un ensemble de mesure fondé sur ce principe et fonctionnant sur une dynamique de mesure de plusieurs puissances de 10, deux difficultés apparaissent: le bruit parasite à l'entrée d'origine perturbations électromagnétiques extérieures - bruit électronique - et le fonctionnement correct du redresseur à deux alternances pour une amplitude du signal de sortie d'une dynamique supérieure à deux puissances de 10.

L'ensemble étudié utilise, pour pallier ces difficultés, un étage d'entrée à tube et une boucle d'asservissement qui fait fonctionner le système redresseur à signal de sortie constant. Le schéma de principe est donné sur la figure 7.

V est la tension appliquée au point H pour polariser les diodes de l'atténuateur logarithmique, $V = \text{Log BI}$ (I courant de polarisation des diodes). Le facteur d'atténuation est alors $A/\rho I$. Le signal en sortie du système redresseur étant maintenu constant, on a $\mu_1 G_1 G_2 A \sqrt{N}/\rho I = k_0$, d'où l'on déduit

$$V = A \text{Log} \frac{B \mu_1 G_1 G_2 A \sqrt{N}}{\rho k_0}$$

ou encore

$$V = \frac{A}{2} \text{Log} \left[\left(\frac{B \mu_1 G_1 G_2 A}{\rho k_0} \right)^2 N \right]$$

Le signal utile de l'appareil est donc V, qui est proportionnel au logarithme de N. Pour avoir une dynamique de mesure de six puissances de 10, il suffit de disposer d'un atténuateur logarithmique fonctionnant sur une dynamique de trois puissances de 10.

Des essais en pile ont pu être faits pour des variations de σ comprises entre 50 μV et 5 mV.

L'utilisation de cet ensemble permet d'obtenir les mêmes résultats de discriminations neutrons-gamma avec une chambre d'ionisation non compensée qu'avec une chambre d'ionisation d'un facteur de compensation de l'ordre de 1%.

L'isolement du câble entre détecteur et électronique ne doit pas nécessairement être très élevé (contrairement au cas des détecteurs fonctionnant en courant).

7. CONCLUSION

Cet examen du développement des études d'instrumentation montre une évolution que les exploitants de réacteurs qualifient souvent de trop rapide.

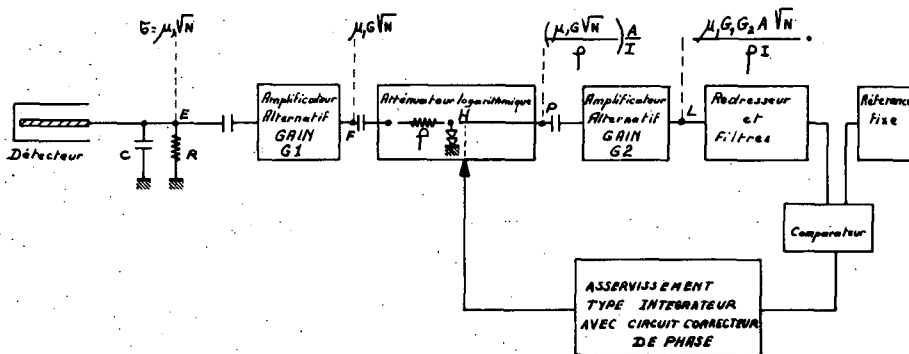


FIG. 7. Schéma de principe de l'ensemble de mesure à fluctuations

Il faut souligner qu'il existe des impératifs qui rendent de nouvelles études nécessaires. Le contrôle des réacteurs nucléaires n'est pas statique et le reflet de cet état de chose est très net dans le domaine de l'instrumentation.

La conception électronique en blocs modulaires va permettre sans doute cette évolution sans entraîner une modification complète des ensembles de mesure pendant un certain nombre d'années, ce qui est avantageux du point de vue économique. De toute façon les équipes qui s'occupent du développement d'instrumentations de contrôle des réacteurs sont de plus en plus conscientes des impératifs suivants: développement de l'automatisme, fiabilité plus grande, sûreté de fonctionnement accrue, prix de revient plus faible.

ANNEXE I

TABLEAU DES BLOCS MODULAIRES
POUR LES ENSEMBLES DE MESURE NEUTRONIQUES
DESTINÉS AU CONTRÔLE DES RÉACTEURS

1 BLOC BBT1	Alimentation basse tension
2 BLOC BHT1	Alimentation haute tension pour détecteur
3 BLOC BAC1	Amplificateur pour courant continu
4 BLOC BFP1	Filtrage pour périodemètre
5 BLOC BC3V1	Logiques
6 BLOC BCRLO1	Contre-réaction pour amplificateur à courant continu du type logarithmique
7 BLOC BCRP1	Contre-réaction pour périodemètre
8 BLOC BDS1	Déclencheurs à seuils
9 BLOC BRM1	Relais

10 BLOC BTR1	Transformateur
11 BLOC BCRLI1	Contre-réaction pour amplificateur à courant continu du type linéaire
12 BLOC BCRLIM1	Contre-réaction pour amplificateur linéaire de moyenne des signaux de mesure pour plusieurs voies
13 BLOC BTI1	Bloc traitement des impulsions: amplificateur, discriminateur, mise en forme
14 BLOC BTRTI1	Bloc test et réglage du bloc traitement des impulsions

ANNEXE II

PRINCIPALES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
DE CERTAINS BLOCS MODULAIRES
POUR LES MESURES NEUTRONIQUES
DESTINEES AU CONTROLE DES REACTEURS

Bloc alimentation ① - basse tension	{ Tension nominale: 18 V Intensité nominale: 400 mA Résistance interne: 0,05 Ω Tension résiduelle: 1 mV Facteur de régulation: $5 \cdot 10^{-3}$
Bloc alimentation ② - haute tension	{ Tensions disponibles: ± 1500 V, ± 800 V, ± 400 V, ± 250 V -250 V est ajustable d'une façon continue Intensité nominale: 1 mA Résistance interne: 10 kΩ à 80 kΩ Tension résiduelle maximale: 40 mV
Bloc amplificateur ③ - courant continu	{ Etendue de mesure: 10^{-11} A à 10^{-3} A Résistance maximale contre-réaction: 10^{12} Ω Tension de sortie: ± 10 V Courant de sortie: ± 5 mA Dérive thermique à 20°C: en courant 10^{-14} A/°C en tension 1 mV/°C
Bloc contre-réaction pour amplificateur de courant continu du type logarithmique ⑥ associé au bloc ③	{ Etendue de mesure: 10^{-11} A à 10^{-4} A Tension de sortie: 0 à 10 V Courant de sortie: 5 mA Dérive thermique à 20°C en courant: 10^{-14} A/°C en tension 1 mV/°C

Bloc filtrage pour période-
mètre ④ associé au bloc
③ et ⑦

{ Etendue d'échelle: 0 à 3 s en temps
de réponse variable de 10 s à 0,2 en
fonction de la valeur initiale du
signal à l'entrée

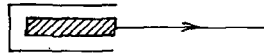
Bloc traitement des impul-
sions (amplificateur,
discriminateur, mise
en forme) ⑬

{ Gain: 1500
Bande passante: 20 MC
Temps de transit: 10 ns
Signaux de sortie, impulsions cali-
brées: 40 ns et 2 V, courant continu
proportionnel au nombre d'im-
pulsions

Bloc logiques ⑤

{ Signaux logiques: 10^{-12} V
2 circuits à 9 et 15 entrées
5 circuits permettent de réaliser les
coïncidences 3/3 - 2/3 - 2/2 - 1/2

EXEMPLES D'ORGANISATION DES BLOCS MODULAIRES POUR REALISER LES ENSEMBLES NECESSAIRES AUX MESURES NEUTRONIQUES



Détecteur du type
chambre d'ionisation
fonctionnant en courant

Sous-ensemble amplificateur linéaire de mesure

① + ② + ③ + ⑩ + ⑪

Sous-ensemble amplificateur linéaire de sécurité

① + ② + ③ + ⑧ + ⑨ + ⑩ + ⑪

Sous-ensemble amplificateur logarithmique de mesure

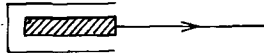
① + ② + ③ + ⑥ + ⑩

Sous-ensemble amplificateur logarithmique de sécurité

① + ② + ③ + ⑥ + ⑧ + ⑨ + ⑩

Sous-ensemble périodemètre

① + ② + ③ + ③ + ④ + ⑥ + ⑦ + ⑧ + ⑨ + ⑩



Détecteur du type
compteur ou chambre
à fissions fonctionnant
en impulsions

Sous-ensemble ictomètre linéaire de mesure

① + ② + ③ + ⑩ + ⑪ + ⑬ + ⑭

Sous-ensemble ictomètre linéaire de sécurité

① + ② + ③ + ⑧ + ⑨ + ⑩ + ⑪ + ⑬ + ⑭

Sous-ensemble ictomètre logarithmique de mesure

① + ② + ③ + ⑥ + ⑩ + ⑬ + ⑭

Sous-ensemble ictomètre logarithmique de sécurité

① + ② + ③ + ⑥ + ⑧ + ⑨ + ⑩ + ⑬ + ⑭

Sous-ensemble ictomètre logarithmique périodemètre

① + ② + ③ + ③ + ④ + ⑥ + ⑦ + ⑧ + ⑨ + ⑩ + ⑬ + ⑭

Pour le traitement
des signaux analo-
giques ou numériques
fournis par plusieurs
sous-ensembles il est
possible d'associer à
2 ou 3 ensembles les
blocs modulaires

⑤ , ③ + ⑫

REFERENCES

- [1] Revue mensuelle de la Société française des électroniciens et des radioélectriciens, éditions Chiron, Paris (juillet-août 1964).
- [2] FURET, J., Etat actuel des études d'instrumentation de contrôle des piles au SER de Saclay, Mesures régulation automatisme 30 (juin 1965) 89.
- [3] DuBRIDGE, R. A., Application of counting techniques to in-core ion chambers, Rapport GEAP-AEC 4604 (1964).
- [4] BAUM, J. J., Transmission of fission chamber pulses through long cables, TID 6644 (1960).
- [5] LAVAITTE, A., «Amplificateurs d'impulsions nanosecondes», C. r. Coll. int. d'électronique nucléaire, Paris, 25-27 nov. 1963, OCDE, Paris (1964) 761.
- [6] DUCHENE, J., FURET, J., "Some studies for in-core reactor measurements", Proc. Symposium on In-core Instruments for Power Reactors, Oslo, 15 June 1964, ENEA-HBWR.
- [7] LICHTENSTEIN, R. M., Radiation measuring instrument, US Pat. 2.903-591 (8 Sept 1959).
- [8] FRIEDLING, G., JOVER, P., Utilisation des fluctuations statiques des signaux électriques fournis par les détecteurs de neutrons pour la discrimination neutrons-gamma, Journées sur le contrôle et la commande des réacteurs nucléaires, Saclay, décembre 1964.
- [9] FARAGUET, C., QUENEE, R., Projet d'étude à partir des fluctuations statistiques des signaux analogiques fournis par les détecteurs neutroniques d'un amplificateur logarithmique et d'un réactimètre, Rapport d'étude (à paraître).

DISCUSSION

I. KLIGER: What is the advantage of using a logarithmic amplifier with feedback instead of a conventional power-measuring device giving a reading proportional to the power?

J. FURET: With the feedback loop employed the rectifier can be operated at constant level. We have actually experienced difficulties with regard to operation of the rectifier in ranges above two decades. The system proposed gives better precision and the electronics involved are simpler than for conventional systems.

SOME DESIGN ASPECTS OF THE CONTROL AND SAFETY INSTRUMENTATION OF THE ZERO-ENERGY REACTOR ZERLINA

U. VENKATESWARLU, L. VISWANATHAN, M.G. PANSARE AND A.K. NAGLE
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,
BOMBAY, INDIA

Abstract

SOME DESIGN ASPECTS OF THE CONTROL AND SAFETY INSTRUMENTATION OF THE ZERO-ENERGY REACTOR ZERLINA. Some special problems are encountered while designing safety and control instrumentation for zero-energy research reactors. This paper describes some of the special conditions (such as very low gamma background, low neutron flux levels, flexibility to change or by-pass set procedures for safety and operation in order to facilitate certain experiments, and hence the need for a most reliable safety system) that exist in ZERLINA (Zero Energy Reactor for Lattice Investigations and study of New Assemblies), India's third reactor, and how they influence the design of neutron flux instrumentation used for measurement, control and over-all safety of the reactor. In view of the potential dangers involved in the type of reactor and the type of experiments to be conducted, all high-level flux measuring instruments such as linear, log-period, and error channels in addition to a number of safety circuits, are connected into the reactor trip line.

Conventional BF_3 counter-type instrumentation is used for the start-up range. Two channels are used to save start-up time and to check the reliability and working condition of one channel against the other.

The flux measurement over a range of 6 decades from 10^2 to $10^8 \text{ n cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ is done by linear and logarithmic channels and thus about 4 decades overlapping is provided between start-up channel and high-flux channels.

All safety circuits are checked for their tripping capability by introducing scram-level signals right at the input and thus testing the whole channel.

The heart of all the linear, log-period channel is an operational amplifier capable of detecting currents down to 10^{-13} A and each instrument is provided with a built-in test facility to check the calibration and scram level. Another design feature worth noting is a diode-connected electrometer pentode (CK 5889), and by deriving the filament current from the output stage the log characteristics with good accuracy have been achieved from 10^{-7} to 10^{-13} A .

The error channel serves to indicate deviation from actual power from set power. Full scale deviation ranges corresponding to ± 100 , ± 10 , $\pm 1\%$ are provided. A chopper-stabilized operational amplifier with low input currents provides the necessary stability for various deviation ranges and fast response for tripping.

The safety amplifier incorporates all the essential features such as simplicity in design, minimum number of components, fail-to-safe condition against all possible failures of components and mal-operation by the personnel and threshold action above the set limit. Further, the amplifier is designed to provide absolute protection in case the set power is exceeded. 10 kc pulses are superimposed on the chamber HT in order to monitor the possible failures of the signal and HT cables and other components in the channel.

1. INTRODUCTION

Some special problems are encountered when designing neutron flux instrumentation for zero energy reactors. The potential dangers involved and the flexibility required in operational procedures for such reactors have to be kept in mind when working out the safety system and its philosophy. This last demands that all neutron measuring channels should be, if possible, connected into the scram line, in addition to other safety circuits, and all of them should pick up signals right from reactor start-up. Fortunately,

in this type of reactor, because of its low power and hence low gamma background, this can be almost completely achieved through careful design of the instrumentation. As the gamma background is very low, BF_3 counters for the start-up channel and uncompensated ion-chambers for the d.c. instrumentation channels have been used in ZERLINA.

For start-up conventional, high-sensitivity BF_3 -counter pulse channels have been used. Two pulse channels have been provided to save start-up time and to compare and check the performance of one against the other for reliability and working condition. As stated earlier, all neutron flux channels work right from start-up (subcritical level of $K_{\text{eff}} = 0.95$) but pulse channels back-up the d.c. channels and give more dependable and accurate measurements during start-up over four decades from $400 \mu\text{W}$ to 4 W (i.e. 10^2 to $10^6 \text{ n cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$).

All the d.c. instrumentation, linear, log, period, error and safety channels are connected into the trip line and any one of them giving a trip signal can scram the reactor. Operational experience over the last 4 years proves that this philosophy, rather than 'two out three' or some other such system, is best suited to this type of research reactor.

Some more notable design features of the d.c. instrumentation are: (a) provision of built-in test boxes in each channel for quick fault-finding and to check performance of each channel completely for its accuracy, calibration, scrambling capacity, etc.; and (b) scram check interlock before start-up which ensures tripping capability of each channel, by introducing scram level signal right at the input, in place of detectors (with d.c. instruments the scram level signal currents are introduced at the input of each instrument through very high resistances in series with highly insulated vacuum thermal relays).

2. LINEAR, LOG AND PERIOD CHANNELS

The linear, log and period channels all employ the basic three-stage electrometer operational amplifier shown in Fig.1. Input to the amplifier is from a neutron sensitive ion chamber which gives output current proportional to reactor power level or neutron flux. The low current filaments of the first two stages (CK 5886 and DF 96) are connected in series and fed from a stabilized power supply to minimize drift. High open loop gain (> 5000) and use of 100% negative feedback enables the amplifier to be located far away from ion chambers without slowing down the response time. The output stage is designed with a.c. current high enough to supply 1 mA or more to the loads and to be sufficient for the log diode filament.

2.1. Linear channels

The linear channel covers six decades of power from $400 \mu\text{W}$ to 400 W corresponding to 10^2 to $10^8 \text{ n cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$. The proper range is selected by changing the range resistances of the amplifier, which are located on the control console. The output of the amplifier is displayed on a meter and a recorder on the control console and is also connected to the trip circuit.

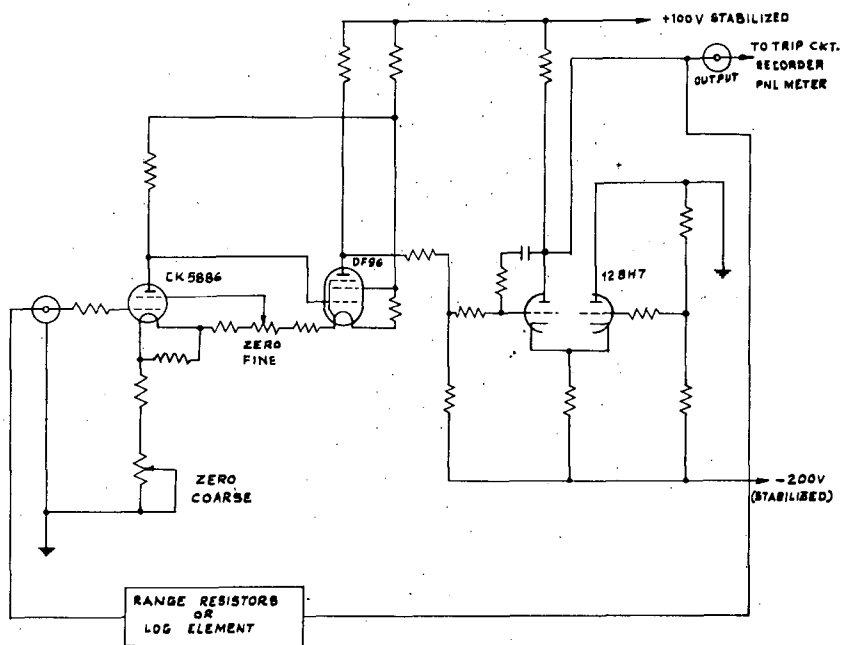


FIG. 1. Electrometer amplifier

Two limit switches, installed in the recorder, initiate a warning signal when the linear output is below 5% or above 95% of the selected power range. At 130% of full power, the trip circuit is initiated to cause total shut-down.

As the linear channel develops an output voltage of about 10 V for most of the ranges, zero drift of the amplifier, found to be within 10 mV/h, causes practically no error in measurement. The time constant of the amplifier is kept to 10 s to keep down statistical fluctuations at the most sensitive range (10^{-12} A) and reduced a decade for every higher step, to a minimum of 10 ms. A six-position test switch (see Fig. 4a) is incorporated in the instrument to check grid current, open loop gain, and zero adjustment. Two positions of the switch are used to calibrate full-scale range and simulate scram condition. These signals are in the form of currents generated by precision resistors and stable voltages.

2.2. Log channel

To indicate six decades of power on a single scale without changing the range switch and to derive a period, a logarithmic element (electrometer valve CK 5889 connected as diode) is used in the amplifier feedback path, as shown in Fig. 2. A vacuum diode is preferred to a silicon diode because of the low current level (10^{-12} to 10^{-6} A) at which the log characteristic is required; the characteristic obtained for this diode is given in Fig. 3. Note the connection of log diode in the feedback path; the quiescent current of the output stage (12BH7) connected as common cathode phase inverter

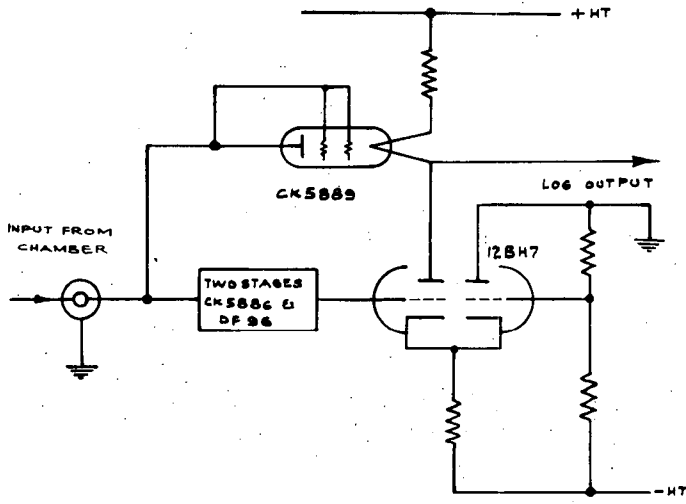


FIG. 2. Connection of log element

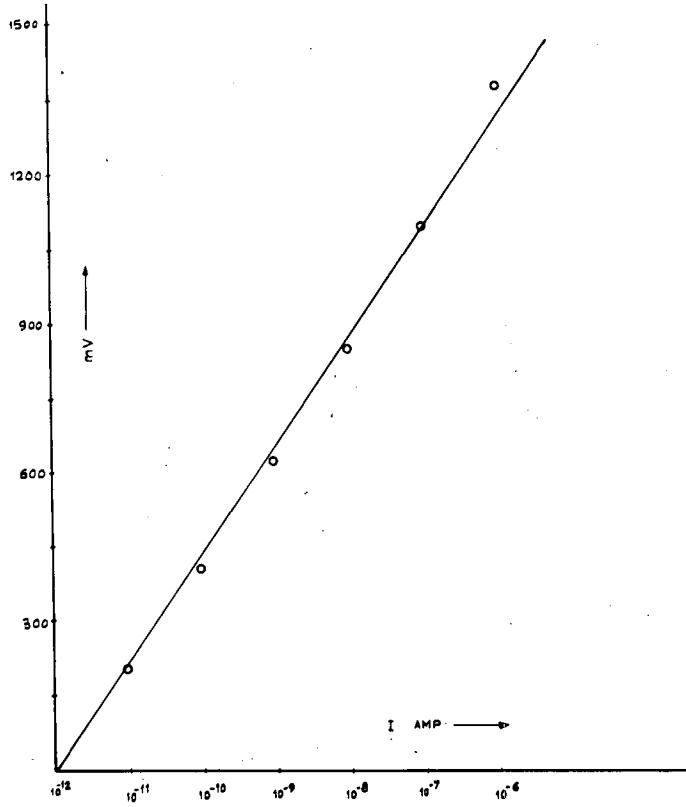


FIG. 3. Log characteristic of CK5889 diode connected

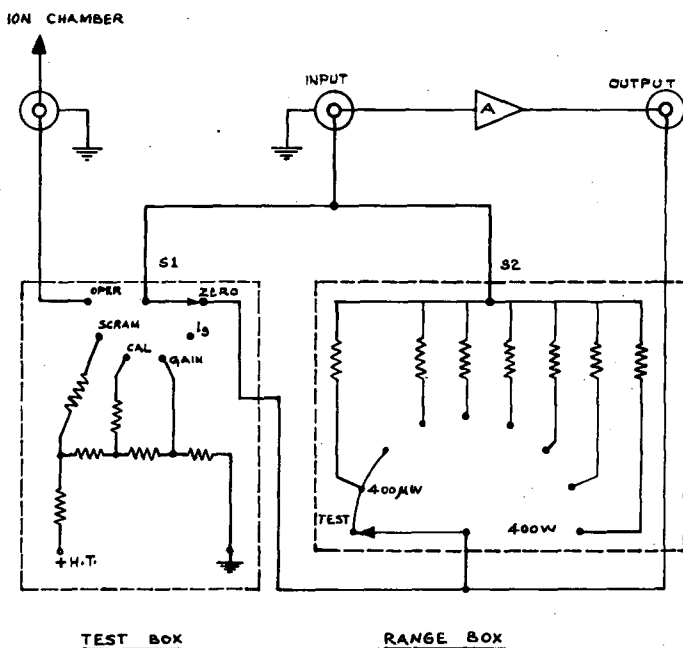


FIG. 4a. Linear amplifier test facility

supplies the heater current for the diode, at the same time facilitating the feedback connection (see Fig. 2). The use of such directly heated diodes minimizes the transient troubles commonly present with indirectly heated valves and eliminates the need for a separate and high-current capacity filament supply required for the other tubes used so far.

A built-in test switch (Fig. 4b) on the log amplifier panel checks the logarithmic characteristic of the amplifier by feeding a few decades of current in the range of 10^{-12} A to 10^{-6} A, the amplifier output being adjusted to zero at 10^{-12} A. The scram simulating signal is also introduced at one position of the test switch.

2.3. Period channel

To observe the dynamic behaviour of the reactor a third amplifier, a period meter, is employed. The reactor period measured by differentiating the output of log amplifier is displayed on both meter and recorder. The period output is also connected to a trip circuit which initiates total scram if the reactor period becomes shorter than 20 s. Since the log channel picks up signals at fluxes as low as $10^2 \text{ n cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$, period protection comes into action at a very low flux level. Period channel tests are carried out by feeding in ramp voltages proportional to three period values of 50, 25 and 20 s corresponding to check period, warning signal, and scram signal respectively. The simulating voltages are generated by RC combination (Fig. 4c) with an accuracy of approximately 2% over a period of 100 s. The

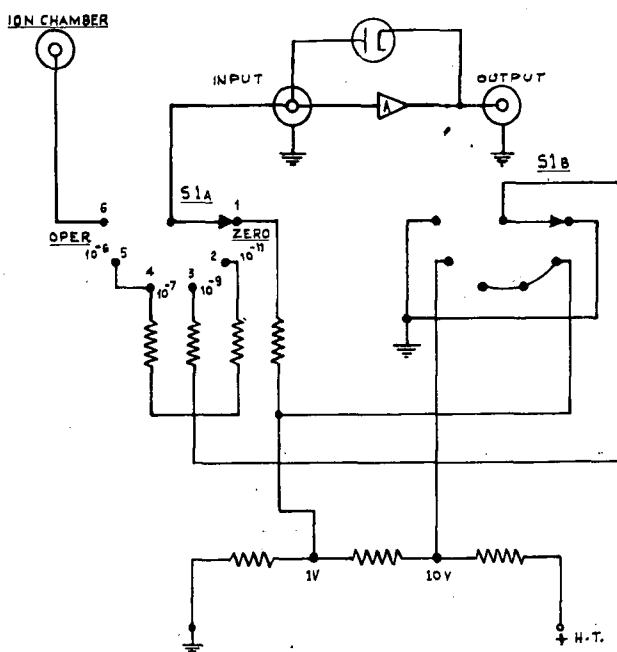


FIG. 4b. Log amplifier test facility

response time of the period amplifier is kept at 3 s to avoid unwanted shut-downs from spurious signals.

3. ERROR CHANNEL

The error channel serves to measure the deviation of the actual reactor power from the set value. Full-scale deviation ranges corresponding to ± 100 , ± 10 and $\pm 1\%$ are provided. The channel, shown schematically in Fig. 5, consists of an ion chamber connected to the amplifier through a test box, and a range/'set power' unit. The amplifier is a high-gain chopper-stabilized d.c. operational amplifier with very low zero drift. The high gain permits long lengths of cable to be used between the chamber and amplifier without seriously increasing the response time.

The range/'set power' unit allows step and continuous adjustment of set-power level. It contains three high-value input resistors of 100, 40 and 10 M Ω switched across the amplifier input and feedback terminals and covers power ranges of 0-40, 0-100 and 0-400 W respectively. The 'set power' control is a 10 k Ω , 10-turn helical potentiometer with the slider position deciding the feedback factor. The latter can, in general, be varied from 0.1 to 1, thus increasing the feedback gain and therefore the power sensitivity by a factor of 10. It may be observed that the operating full-scale power sensitivity will be directly given by the fraction, given by the helipot dial reading to its full value.

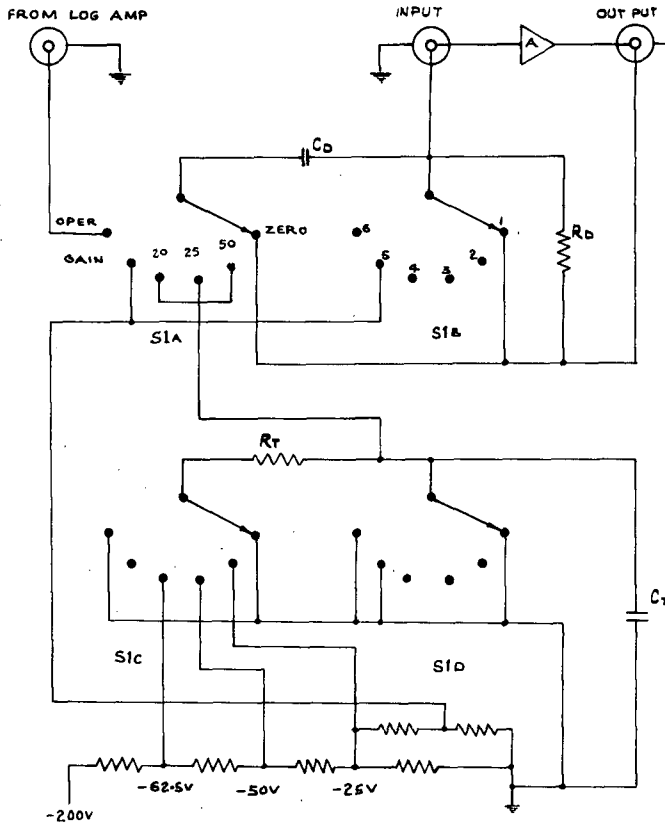
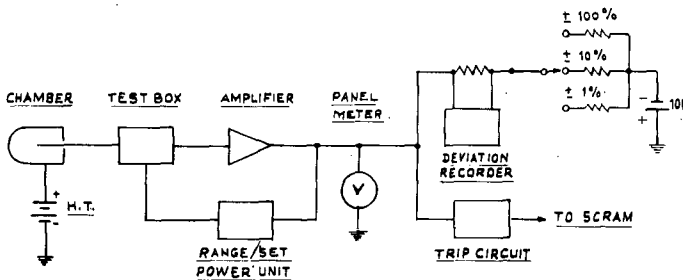
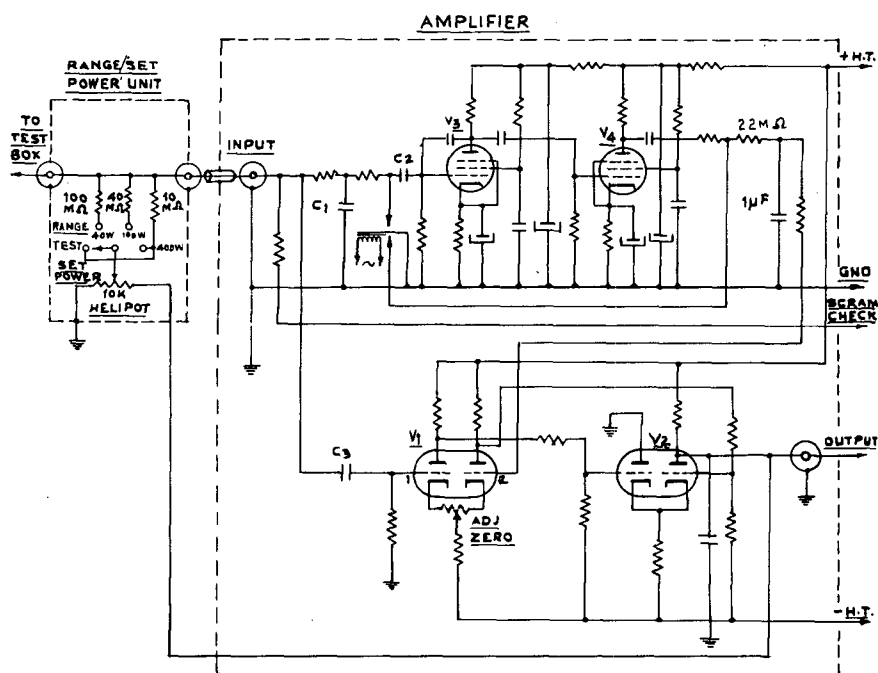


FIG. 4c. Period test facility

FIG. 5. Error (δN) channel schematic

The δN amplifier output is fed to three different circuits: (i) a panel meter calibrated from 0-10 V used for routine monitoring; (ii) a δN recorder in conjunction with a stable back off supply of -10 V, the recorder sensitivity variable to provide ± 100 , ± 10 and $\pm 1\%$ power deviation ranges; and (iii) a trip circuit to initiate scram.

FIG. 6. δN amplifier with range/'set power' unit

In the particular arrangement used in ZERLINA, since the output of the amplifier is always brought to -10 V by the 'set power' control, the recorder sensitivity need not be altered in any of the deviation ranges for any 'set power' value. This is a special feature as it reduces the number of controls for 'set power' adjustment to a minimum.

Corresponding to the smallest deviation of $\pm 1\%$, the δN amplifier output varies by ± 100 mV and therefore calls for a highly stable d.c. amplifier with low zero drift. This is the most important reason why a chopper-stabilized d.c. amplifier was chosen for the error channel, since the zero drift of such devices rarely exceeds a few hundred microvolts per day. Figure 6 gives the circuit diagram of the δN amplifier. V1 and V2 form a two-stage cascaded d.c. differential amplifier. Tube V1 has been carefully selected for matched sections, and aged and operated with reduced heater voltage to minimize grid current. V3 and V4 form the a.c. section of the chopper amplifier when the chopper is used both for conversion of d.c. signals to a.c. and synchronous detection of the a.c. output. A large smoothing time constant of 22 s used after detection restricts the effective bandwidth of the chopper amplifier section to 0.01 c/s. Whereas the first grid of V1 is a.c. coupled to the common input terminal, the second receives the smoothed d.c. output of the chopper amplifier. In this way the overall open loop d.c. gain of the system is made very high because the chopper amplifier is effectively thrown before the d.c. amplifier and the overall gain is a product of the gains of the two. Grid 1 of V1 is coupled to the common

input via a good-quality polystyrene condenser C_3 to prevent flow of grid current. For similar reasons C_1 and C_2 are also of polystyrene. The d.c. amplifier, with a gain of 300, falling off at about 50c/s, is quite adequate for fast tripping, and the chopper amplifier, with a gain of 1000, helps to attain better accuracy in normal operation and a zero stability of $\pm 200 \mu\text{V/d}$.

The amplifier has a built-in test box (Fig. 6) which facilitates quick checking of input leakage current, open loop gain, calibration of the entire system including output indicators and recorders, and the scram level.

4. SAFETY AMPLIFIER

When designing a safety amplifier, certain essential features must be kept in mind, such as (1) 'fail to safe' condition in the event of the failure of a component or of associated circuitry which may lead to unsafe operation, (2) protection against maloperation of the instrument either deliberately or by mistake, (3) simplicity of circuitry giving maximum reliability.

The trip amplifier shown in Fig. 7 derives its signal from an ion chamber located near the reactor core. A composite signal, consisting of d.c. and a.c. signals, is received from the chamber. Tube 12AT7 is chosen as it possesses reasonably high ' g_m ', a useful feature when it acts as a cathode-follower, and a medium amplification factor μ to obtain gain when it works as a differential amplifier. Above all when this tube is operated at a plate current of 1mA, the grid current does not exceed 10^{-9} A, thus providing the user with maximum freedom in the choice of tube. On the other hand, all circuits have been designed for use with the same tube, so it is possible to interchange them and large numbers of spare tubes need not be stocked.

Section V1a of tube V1 acts as a cathode follower below the trip level during normal operation and transfers the input signal at approximately unity gain. Trip level is set by selecting a proper value of input resistor. Variation in trip-level due to a change in grid current is negligible as the ion-chamber current at the trip-level is expected to be 10^{-6} A.

V1a is coupled to V1b through two high-conductance 1N300A diodes with low leakage current. Trip relay, incorporated in the plate circuit, of V1b has a resistance of 4k Ω . V1b acts as an amplifier with very high negative feedback as long as it is isolated from V1a. Enough current (6mA) to energize the relay is ensured by positive bias voltage obtained by the rectification of a.c. voltage, and this d.c. voltage is maintained constant by a zener diode (D_3). Grid is also returned to a negative voltage through a resistance of 1 M Ω so that the net effective positive bias at the grid remains at +4 V. Failure of the a.c. signal drives the grid to -7 V and this in turn brings the clamping diode into action. The two sections together now behave as a differential amplifier with reduction in trip relay current and thus safety is incorporated against failure of the a.c. signal which indicates that the cable is connected to the chamber.

Normally the two sections of V1, namely V1a and V1b, behave as two isolated stages since the two diodes D1 and D2 are reverse-biased to the extent of 4 V. V1a follows the input signal and when this exceeds 4 V, the two clamping-diodes D1 and D2 couple sections V1a and V1b; under these conditions V1 acts as a differential amplifier, the gain of which can be expressed

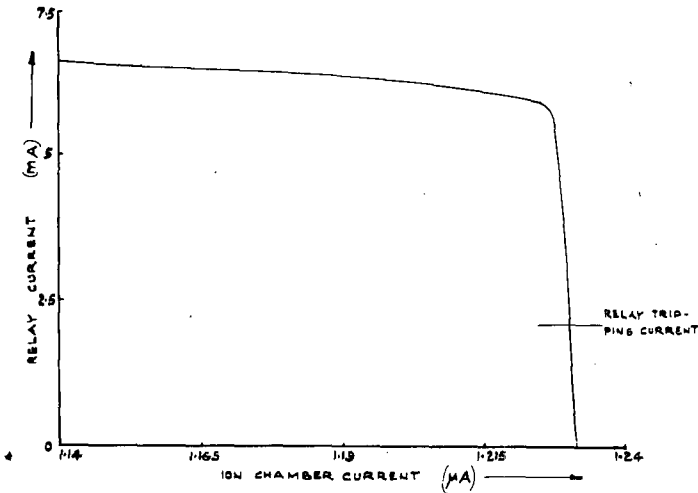
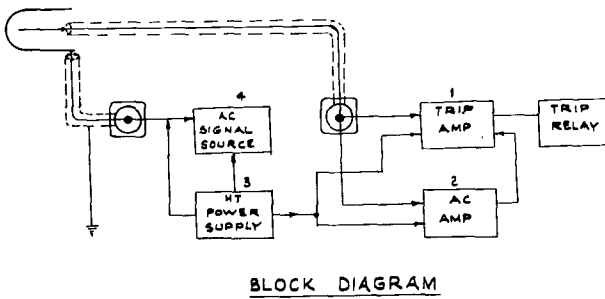


FIG. 7. Safety amplifier and trip characteristic

as $\mu R_L / (2r_p + R_L) \approx 16$, thus making the trip-level very sharp when the signal exceeds 4 V.

The amplifier is designed with a 'fail to safe' feature against all possible failures of components, with the apparent exception of loss of emission of V1. But V1 is operated with series connection of filament of V1a and V1b, so complete loss of emission due to open-circuited filament will obviously cause a trip; partial loss of emission of V1a could hardly be expected as it is operated at a very low current compared to the other section V1b and since both are in the same envelope, the probability of failure of V1a alone is negligible. The trip relay is kept energized during operation, consistent with the principle of 'fail to safe' operation. Two of its 'n-o' contacts connected in series are in trip line to overcome the possibility of unsafe operation in the event of one of them becoming welded. Carbon film resistors are used in the cathode circuit of V1a and V1b, as failure of these is associated with either increase in value or opening, and such a change in this case results in lower trip level. If the zener diode (D_3) becomes open- or short-circuited, the circuit arrangement is such that a negative bias increases at the grid, resulting in reduction of relay current. A similar result is noticed if diodes D4 and D5 either open or short the circuit. Suitable series or series-

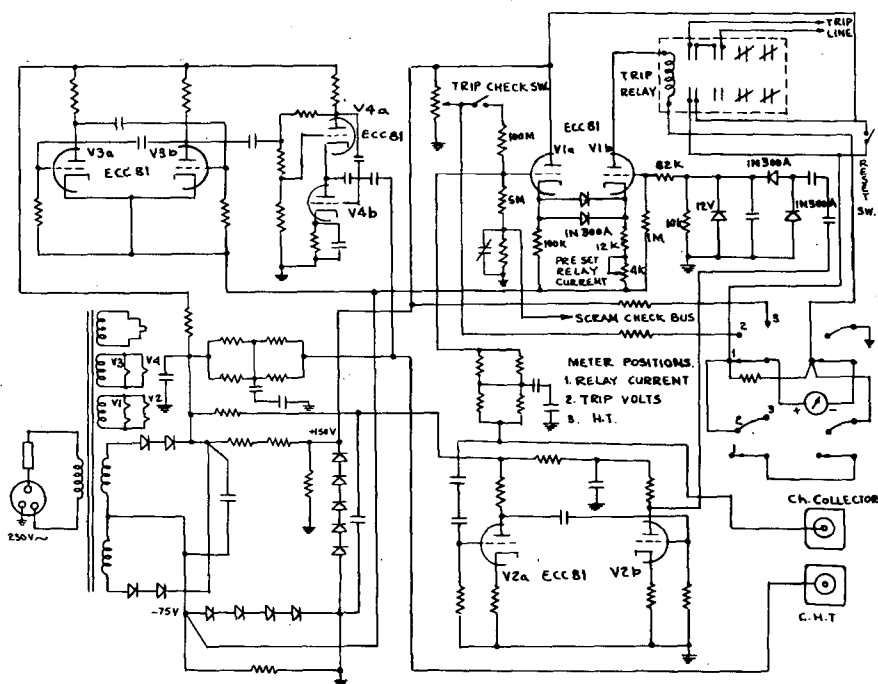


FIG. 8. Safety amplifier

parallel combinations of resistors and condensers have been used in the circuit where it has been found that such faulty components might raise the trip level.

The a.c. signal obtained from an ion-chamber is amplified in a two-stage amplifier. Gain of the amplifier has been stabilized by degeneration introduced in the cathode-circuit of each stage (gain is approximately 500). The possibility of oscillations in the amplifier has been avoided by careful design, as this might lead to unsafe operation. Because of the variation in gain of this amplifier, the d.c. voltage at the grid of V1b will never increase since it is stabilized by a zener. By careful control of the quality and number of components used in this circuit, the possibility of failure of this amplifier has been considerably decreased.

A multivibrator generates the a.c. signal superimposed on chamber H.T. Frequency of oscillation is kept at 4 kc/s so that sufficient signal amplitude can be obtained at the collector-electrode even after attenuation by the potential divider action of cable and chamber capacitances. Being a multivibrator, amplitude and frequency of oscillation may vary with the supply voltage variations but this in no way impairs the operation of the safety amplifier. The output of the multivibrator is coupled to a white-cathode follower. The transformation of impedance obtained with this circuit, enables the use of long coaxial cables.

This unit operates on 230 V a.c. supply, and silicon diodes have been used as rectifiers for maximum reliability and ruggedness. A stabilized d.c.

supply is obtained with the use of zeners. Use of zeners also eliminates the possibility of oscillations and sudden increase in d.c. voltage, which is very likely with cold-cathode tubes. The possibility of these getting open- or short-circuited is minimized with considerable derating.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors thank Mr. A.S. Rao, Director, Electronics Group, A.E.E.T., and Mr. G.H. Vaze, Head, Electronics Division, A.E.E.T., for permission to publish this paper and Mr. A.P. Shukla, Scientific Officer, Electronics Division, for his valuable suggestions in the design.

BIBLIOGRAPHY

- GILLESPIE, A.B. . The control and instrumentation of a nuclear reactor, Proc. Instn elect. Engng, B 103 (1956) 564.
COX, R.J. , SANDIFORD, K.R. , Reactor control and instrumentation, J. Brit. nucl. Energy Conf. 2 (1957) 205.
RAO, A.S. , PRABHAKAR, B.S. , VENKATESWARLU, U. , Zerlina-control and safety system, Nucl. Engng 7 (1962) 198.

TRANSISTORIZED INSTRUMENTS FOR REACTOR CONTROL AND FLUX MEASUREMENT

U. VENKATESWARLU, S. N. CHAKRAVARTI*, B. MAJUMDAR*

AND A. K. NAGLE

ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,
BOMBAY, INDIA

Abstract

TRANSISTORIZED INSTRUMENTS FOR REACTOR CONTROL AND FLUX MEASUREMENT. The necessity of employing semiconductor devices in nuclear reactor instrumentation and control has long been felt because of the basic advantages they offer over vacuum tube devices. Response to such an urge has been initiated with the introduction of the transistorized log-N and period amplifier and picoammeter in the series of nuclear instruments designed by A. E. E. T. These instruments are suitable for nuclear reactor power measurement and control.

- (a) Log-N period amplifier: in the intermediate range between start-up and full power operation;
- (b) Picoammeter: from intermediate range to full power operation.

The heart of these instruments is a current-sensitive operational d. c. amplifier with 100% negative feedback, which can measure ionization current in the range of 10^{-12} to 10^{-4} A. It has a high-gain, fast-response time with negligible drift and good linearity.

The over-all design of the instruments incorporates simplicity with stability and reliability of operation. Some salient design features of the instruments are given in the paper.

1. INTRODUCTION

Electron tubes have played their part admirably in the operation and control of nuclear reactors in the past two decades and many circuits have been designed for this purpose all over the world [1-4]. The advent of semiconductor devices, especially of the silicon type, in the past five years, has spurred the designers to change over to them because of a number of advantages they offer over electron tubes.

This has been done with the transistorized Log and Period Amplifier and Linear Amplifier in the series of nuclear instruments designed at the Atomic Energy Establishment Trombay (A. E. E. T.), mainly for nuclear reactor flux measurement and control.

The heart of these instruments is a current-sensitive operational transistorized d. c. amplifier with negative feedback (shown in Fig. 1) which is capable of measuring currents down to 10^{-12} A. This itself is a modified and improved version of an earlier amplifier developed in 1961 and in use in the Apsara (swimming pool reactor at Trombay) control system, and in industrial instruments, such as pH meters, megohm meters, electrometers, mass-produced by the Electronics Production Division of A. E. E. T. The earlier design is a hybrid circuit, using valves, transistors and zener diodes and exploiting the advantages of all these devices and producing an economical, simple, but reliable, d. c. amplifier for nuclear and other

* Tarapur Atomic Power Project, Department of Atomic Energy, Bombay.

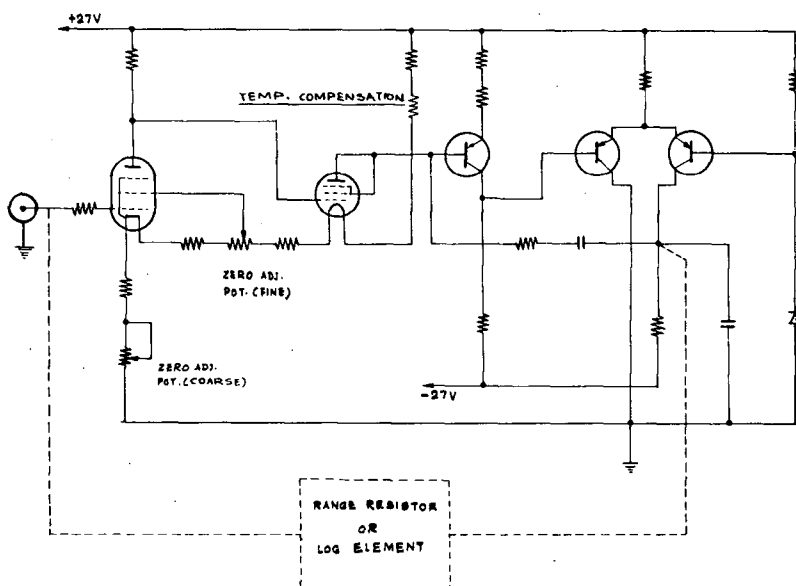


FIG. 1. Transistorised d.c. amplifier for linear, log and period amplifiers

applications. The high-input impedance electrometer tube in the first stage, the medium-gain low-voltage double triode (as used in car radios) as a buffer in the second stage, and silicon transistors in the output stage, were all specially selected to operate on low-voltages of ± 28 V but at the same time to give a ± 15 V output swing easily. Consequently the power supply was simplified by using a voltage-regulator tube followed by zener diodes, together giving a regulation factor of the order of 100 to 200, and thus considerably reducing power dissipation to 15 W. In the present design, the VR tube is replaced by three zener diodes with much lower dynamic resistance, hence the overall regulation factor has been improved to 300 to 400; the second stage double triode (with a.c. filament) is replaced by an electrometer (triode-connected) tube and a transistor, and operating temperature and humidity ranges are extended.

2. D.C. AMPLIFIER

The major design feature of the d.c. amplifier is its simplicity - which ensures reliability - in conjunction with a large open-loop gain (greater than 3000) achieved in four stages. The input stage, using a subminiature electrometer pentode, presents an input impedance of the order of $10^{15}\Omega$.

The second stage of the amplifier is also a vacuum tube (electrometer tube) operating as a triode under high g_m condition simplifying the problem of impedance matching to the next stage transistor and achieving higher stage gain with the minimum number of components. The design of a completely transistorized stage with a similar function would have necessitated the use of at least three more transistors. The filaments of both the tubes

are supplied by a bleeder from the highly stabilized power supply. Enough protection has been provided to the first- and second-stage electrometer tubes (which are very sensitive as regards their grid to cathode conduction and maximum cathode current should the grids be accidentally driven highly positive). The third stage is a conventional collector amplifier and the output stage is an emitter-coupled differential amplifier using a matched pair of silicon transistors to ensure better stability and polarity reversal.

The output impedance of the amplifier is sufficiently low for it to be capable of giving a ± 15 V swing with a 1-mA load current.

The stability of the amplifier with 100% negative feedback, against the possibility of oscillation, under the conditions of feedback resistance varying from 0 to $10^{12} \Omega$ and input capacitance changing from 10 to 2000 pF, has been considered, keeping in mind at the same time the response time of the amplifier. The open-loop high-frequency response of the amplifier has been deliberately cut down to about 0.5 c/s, to avoid the possibility of oscillation at higher frequencies under the conditions, mentioned above, encountered when it is used as a linear, log and period amplifier. The response times of the amplifier for given step input current in various ranges are given in Table I.

It is obvious that the authors have concentrated entirely on the stability of the amplifier against possible oscillation even at the expense of response time. It is no use improving response time any further, even at the lowest feedback resistance, because in this type of application other elements in the system, such as moving coil meters, recorders, relays, contactors, clutches, control rods, safety rods, and dump valves, have much larger time constants.

The linearity of the amplifier with unity gain is within 0.1% with input signal varying from 0 to ± 15 V with 1-mA load current at the output.

At the design centre of 30°C, 50% relative humidity and 230 V mains, the drift referred to input is about ± 1 mV/d (feedback resistance 1 M Ω) mainly due to contact potential change in the first stage.

The fluctuations in the mains (230 V) by +10% and -15% contribute about ± 2.5 mV at the input of the amplifier and this is made possible by using a simple but reliable two-stage zener diode regulator which gives a stabilization factor of 300 to 400, a figure normally obtained only by a more complicated stabilizing circuit.

The effect of temperature, changing by $\pm 15^\circ\text{C}$ around 30°C in tropical countries, is more pronounced on zener diodes, transistors, logarithmic silicon diodes and high megohm resistors in the amplifier. As the transistors are in the third and fourth stages of the amplifier, their drift contribution to the input is negligible. The temperature coefficient of zener diodes and its contribution in the drift (± 30 mV) is reduced to ± 2.5 mV by introducing a matching copper resistance in the bleeder circuit which keeps the grid and screen grid potentials of the first stage constant. The effect of high humidity above 75% is very severe, especially when the amplifier is operated in the most sensitive ranges, i.e. when measuring currents of the order of 10^{-12} A or so. High relative humidity, 75 to 95%, which is very common in coastal areas of tropical countries, causes leakage paths and leakage currents on the electrometer tube, high megohm resistors, log diodes,

TABLE I

RESPONSE TIME OF THE AMPLIFIER WITH 2000 pF CABLE
CAPACITY LOADING THE INPUT CIRCUIT

Range (A)	Response time (ms)
10^{-12}	< 700
10^{-11}	< 70
10^{-10}	< 40
10^{-9} to 10^{-8}	Could not be determined at the time of publishing of this paper due to non-availability of suit- able instrument, but expected to be as at 10^{-10} or less.

band switches and other high insulation parts and affects the performance considerably in the sensitive ranges (around 10^{-12} A). All these critical components in the log and linear amplifiers are kept in a sealed box (not hermetically) which is maintained at a constant temperature of $55 \pm 2^\circ\text{C}$ (which is 10°C above the highest ambient temperature and definitely above the surrounding temperature of the amplifier) by a small thermostat which keeps the relative humidity much below ambient and thus the two functions of eliminating the effect of high humidity and temperature changes are achieved. (Here one might suggest keeping the zener diodes and the transistors inside the thermostat as well, and the next design using MOS field effect transistors in place of tubes has been planned with this feature. But the d. c. amplifier under discussion in this paper has to be used for many other applications, such as pH meters, million-megohm meters, count-rate meters, and general-purpose low current measuring amplifiers etc. which is common practice at A. E. E. T., and so the authors wanted to keep the amplifier independent of its applications.)

Overall drift of the amplifier, when all the extreme conditions described above occur simultaneously, is found to be ± 10 mV, which is 0.1% of full scale of 10 V commonly used for reactor applications. However, in our opinion the probability of all the three conditions occurring simultaneously is very rare and hence the drift will always be around ± 5 mV or less.

3. LOG AMPLIFIER

The log amplifier has been designed to measure seven decades of reactor power level on one scale. Silicon diodes have been preferred to vacuum tubes as log elements for the following reasons [5, 6]:

(a) While, compared to a semiconductor diode, a vacuum diode, as a log element in the feedback loop of amplifier, apparently produces a larger voltage change per decade change in input current, a much larger change is obtained simply by cascading a number of semiconductor diodes. This is not possible with vacuum diodes since filament heating is involved. In the log amplifier discussed the authors have obtained a voltage change of 800 mV per decade change of input current by cascading ten selected silicon diodes in the feedback loop.

(b) Since the question of filament heating does not arise in silicon diodes, transient problems, commonly present in vacuum tubes, are eliminated [7].

(c) Since a much larger voltage per decade current change is obtainable with the use of silicon diodes, the error in indication in the logarithmic scale caused by the amplifier drift is minimized.

Some selected pieces of silicon diodes (IN300 A of Raytheon) exhibit excellent logarithmic characteristics over about six decades of current ranging from 10^{-10} to 10^{-4} A (see Fig. 2a). In their design the authors have used silicon diodes from a limited stock and have been able to obtain an overall deviation of $\pm 10\%$ from the true value in the current range mentioned above. The deviation in the lowermost decade (10^{-10} to 10^{-11} A) is of the order of 30 to 50% from the true value. But by selecting from a lot of 1000 pieces or more one may be able to get silicon diodes of better log characteristics. With gallium-arsenide diodes having an intrinsic current of 10^{-14} A and log characteristics from 10^{-12} to 10^{-2} A, as reported by Halpern and Redikar [8], one may be able to get more accurate and large number of log decades.

However, silicon diodes as log elements are very much susceptible to operating temperature as the slope of the characteristics vary considerably, causing an appreciable error in the logarithmic scale. The authors carried on experiments on a selected group of silicon diodes and found the change to be about 15 mV per degC per decade (see Fig. 2b). The temperature effect of the log elements has been eliminated in the log amplifier by housing the silicon diodes and other critical components in a constant temperature bath which maintains a temperature of 55°C with an accuracy of $\pm 2^\circ\text{C}$.

4. PERIOD AMPLIFIER

The period amplifier differentiates the voltage output of the log amplifier to obtain the reactor period, which is the time interval in which the reactor power level changes 'e' (2.718) times.

The same d.c. amplifier described above has been used as an operational amplifier with 100% negative feedback, the differentiating resistance being placed in the feedback loop. This reduces the delay of differentiating time

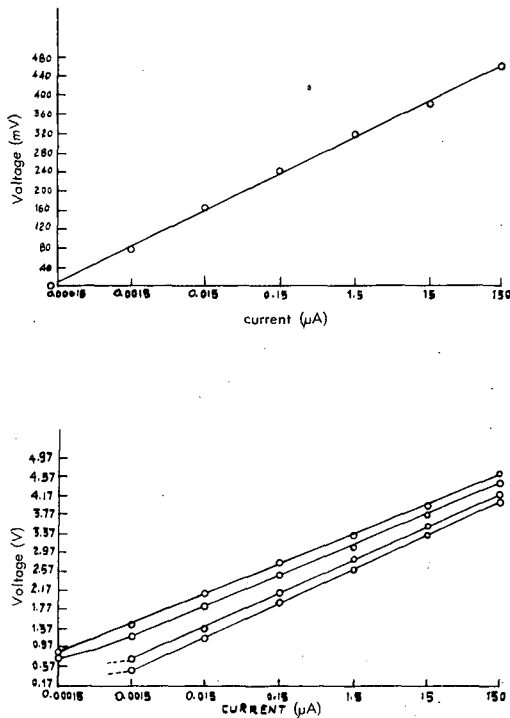


FIG. 2. Silicon log diode characteristics: (a) voltage plotted against current for a diode taken at random; (b) voltage plotted against current at different temperatures (for a selected group)

constant ($C_d R_d$) by a factor equal to the gain of the amplifier. Observation of short duration reactor transients is limited in this case only by the amplifier bandwidth. However, to eliminate the effects of spurious signals, the response of the period amplifier in question has deliberately been damped to about 5 s.

5. LINEAR AMPLIFIER

The linear amplifier covers nine decades of power monitoring and control in nine steps. This has also made use of the same transistorized d.c. amplifier mentioned above as an operational amplifier under 100% negative feedback condition. Selection of a particular range is done by means of the 'Range' switch on the panel of the instrument or on the control console. The overall accuracy of the amplifier excluding the accuracy of the indicating meter is about 2% in the current range of 10^{-11} to 10^{-9} A and 1% in the range of 10^{-8} to 10^{-3} A. The accuracy in the high-sensitivity ranges is mainly decided by the aging effect of high-megohm resistors over a number of years, and therefore they require calibration once per year or half year. The effect of temperature changes and humidity on high-megohm resistors is reduced to a large extent, as described earlier, by keeping all critical components in a temperature bath at $55 \pm 2^\circ\text{C}$.

6. CONCLUSIONS

In all the instruments, i. e. linear, log and period amplifiers, built-in test boxes have been provided for quick check of open loop gain, grid current, preset trip level, and calibration of various current ranges in the case of the linear and log amplifiers, and various periods (by generating ramps) in the period amplifier. This test box facilitates quick fault finding and servicing either on the instrument racks or service room.

An attempt has been made to transistorize fully the hybrid (of valves and semiconductors) electrometer amplifier developed and being used for various applications from 1961 in A. E. E. T., but unfortunately until 1964 when this design was completed no substitute was available to replace electrometer tubes. By the end of 1964 the authors learned that MOS field effect transistors, capable of giving input impedances of $10^{15} \Omega$, had been developed. It will be another six to nine months, however, before we can import such transistors and use them in our circuits.

ACKNOWLEDGEMENT

Authors would like to thank Mr. A. S. Rao, Director, Electronics Group, A. E. E. T., Mr. G. H. Vaze, Head, Electronics Division, A. E. E. T., Mr. M. N. Chakravarti, Project Administrator, Tarapur Atomic Power Project (T. A. P. P.) and Mr. M. Dayal, Senior Design Engineer, T. A. P. P., Department of Atomic Energy, for allowing them to publish this paper.

REFERENCES

- [1] GILLESPIE, A. B., The control and instrumentation of nuclear reactors, Proc. Inst. elect. Engrs 103 B (1956) 564.
- [2] COX, R. J., SANDIFORD, K. R., Reactor control and instrumentation, J. Brit. nucl. Energy Conf. 2 (1957) 205.
- [3] UNITED STATES ATOMIC ENERGY COMMISSION, Reactor Handbook 2, AECD-3646 (May 1955).
- [4] AEG Progress Report, Berlin (1951) 172-77.
- [5] BROOKSHIER, W. K., Silicon diode improves period meters, Nucleonics 16 (1958) 108.
- [6] SRINIVASAN, S., VENKATESWARLU, U., Transistorized log count rate meter, Symp. Instrumentation for Nuclear Physics, Indian Science Congress 1961.
- [7] BROOKSHIER, W. K., Installation and interference problems in reactor instrumentation systems, USAEC Rep. ANL-5901 (1958).
- [8] HALPERN, J., REDIKAR, R. H., Low reverse leakage gallium arsenide diodes, Proc. I. R. E. (Oct. 1960).

DISCUSSION

J. WEILL: The response time of your linear amplifier, as given in the paper, seems rather optimistic. How is your response time defined and what are the measuring conditions?

U. VENKATESWARLU: We used $10^{11} \Omega$, the highest hi-meg resistance, in the most sensitive range, i. e. 10^{-12} A. We define response time as the time taken for 0 to 90% rise for a given step function at the input. The step

function is produced by using a constant voltage of 0.1 V and a resistance of $10^{11} \Omega$. At lower sensitivities, lower hi-meg resistances are used for generating step functions. Even lower response times are reported by some authors.

J. MEIFFREN: Why do you use a mean transistor operating temperature of 50°C? It seems high for continuous amplifier operation.

U. VENKATESWARLU: Only the logarithmic silicon diodes, electrometer tubes, band switches for switching the hi-meg resistors, and the hi-meg resistors themselves are kept inside the constant temperature oven, not the transistors. The temperature of the constant temperature oven is 55°C and it is higher than the highest ambient temperature possible. A constant temperature oven is essential to eliminate or reduce the effects of temperature coefficients and humidity.

SOLID-STATE NEUTRON FLUX MONITORING INSTRUMENTS FOR NUCLEAR REACTORS

T. FURUKAWA AND N. WAKAYAMA
JAPAN ATOMIC ENERGY RESEARCH ESTABLISHMENT,
TOKAI-MURA, NAKA-GUN, IBARAKI-KEN, JAPAN

Abstract

SOLID-STATE NEUTRON FLUX MONITORING INSTRUMENTS FOR NUCLEAR REACTORS. This paper describes solid-state picoammeters, log-N amplifiers and period meters which have been developed for the flux monitoring and control system of the material testing reactor (JMTR). Recent developments and improvements of insulated-gate field-effect transistors (MOS FET's) have enabled us to realize a perfectly transistorized direct-coupled electrometer. The examination of the behaviour of the MOS FET for the ambient temperature variation shows that the voltage drift referred to the gate is higher than that of the ordinary FET, but low enough for picoammeter application. For log-N amplifier applications, selection of the first stage FET or adjustment of the drain current for the individual FET is necessary.

The paper also describes the method of compensating the temperature dependence of the log-diode. Balancing out the variation due to the temperature dependent saturation current with an identical diode and compensating the slope by the use of an amplifier having a temperature-dependent gain, a variation of less than 0.1 decades is attained in the range of 3×10^{-12} to 3×10^{-4} A for an ambient temperature variation of 25°C.

The authors discuss the non-linear representation of the period-indication to compromise requirements of the expanded scale for the convenience of operation and of compressed scale necessary for period trip.

Finally, a description is given of complete picoammeter circuits covering the ranges of 10^{-10} to 10^{-4} A, the 8-decade log-N amplifier covering 3×10^{-12} to 3×10^{-4} A, and the period meter.

1. INTRODUCTION

If designed correctly, solid-state instruments are more reliable and have longer life than vacuum-tube-type instruments. Increased reliability makes the maintenance period longer and increases serviceability. Lowered power dissipation and reduced sizes attained by transistorization are convenient for the triplicated instrumentation system.

In pulse counting channels of the neutron flux monitoring system of nuclear reactor, transistorized instruments have been available for several years. In measuring d. c. current, directly-coupled amplifiers using conventional field-effect transistors (FET), and modulation type electrometers using solid-state modulators have been developed. Conventional FET's are still unsatisfactory for low-level applications and cannot replace electrometer tubes.

Insulated-gate field effect transistors have been on the market since 1963, and their characteristics have been so improved that they can replace electrometer tubes and enable one to realize a completely transistorized, directly coupled electrometer which is simpler than the modulation type electrometer.

The authors discuss in this paper a transistorized picoammeter, a log-N amplifier and a period meter which have been developed for the triplicated neutron flux monitoring system of the material testing reactor (JMTR).

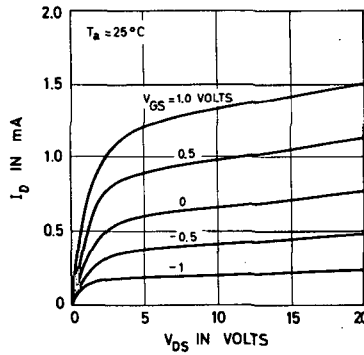


FIG. 1. Drain characteristics of HS624A

2. INSULATED-GATE FIELD-EFFECT TRANSISTOR

Insulated-gate field-effect transistors (MOS FET) differ from the conventional FET in the gate impedance. The gate of MOS FET is insulated from other parts of the device by a thin SiO_2 film. Leakage currents through the gate are less than 10^{-14} A with the devices available at present. As far as the gate leakage current is concerned, one can replace the electrometer tube by the MOS FET. The drain characteristics are the same as those of the conventional FET, except that forward gate bias is allowed in the MOS FET. Typical characteristics of a depletion type MOS FET HS624A are shown in Fig. 1. Typical values of the pinch-off voltage, the dynamic drain resistance and the transconductance are -2.5 V, 50 k Ω and 0.5 m Ω respectively.

A voltage drift of the field-effect transistor due to the temperature change can be expressed by

$$\Delta V_{gs} = - \left(\frac{\partial \phi}{\partial T} - \frac{1}{\mu g_m} \frac{\partial \mu}{\partial T} \right) \Delta T \quad (1)$$

where V_{gs} is the gate-to-source voltage, I_d is the drain current, g_m is the gate-to-drain transconductance, ϕ is the gate-to-channel contact potential, μ is the carrier mobility in the channel and T is the absolute temperature. As the conventional FET has $\partial \phi / \partial T$ of -2 mV per degC and $\mu^{-1} \partial \mu / \partial T$ of -5×10^{-3} per degC at room temperature, one can expect from Eq. (1) that the negligible voltage drift can be achieved at the drain current chosen.

With the MOS FET, one cannot estimate the amount of voltage drift, since $\partial \phi / \partial T$ and $\mu^{-1} \partial \mu / \partial T$ vary from transistor to transistor because of existences of the surface states and the surface scattering on the channel- SiO_2 boundary. Figure 2 shows an example of the measured voltage drifts of MOS FET's HS624A. They have fairly large temperature coefficient of contact potential, and zero drifts cannot be achieved within the maximum ratings of them. Their temperature coefficient of the voltage drift is 9 – 14 mV per degC at 0.5 -mA drain currents. These values vary from production batch to batch. They are from slightly negative to about 20 mV

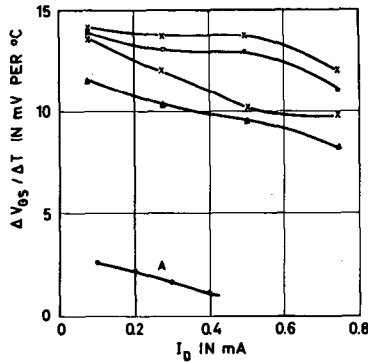


FIG. 2. Temperature coefficient of the voltage drift of HS624A

per degC. Curve A in Fig. 2 is an example of the coefficient of one from a different batch.

If the voltage drift of 1% of the full scale were allowed for $\pm 10^\circ\text{C}$ ambient temperature change, 10 V for full scale at the electrometer input would be necessary with the MOS FET having a voltage temperature coefficient of 5 mV per degC. It is quite easy to provide 10 V input for the electrometer in the picoammeter. In the log-N amplifier application, at least 20 diodes in series are required for 8 decades in full scale. They are too many for practical application. Then, the selection of MOS FET used for the first stage of the electrometer and the adjustment of the drain current for individual FET are necessary to the log-N amplifier application.

Further investigations on the behaviour of the MOS FET for temperature variation have indicated a possible way to reduce the temperature coefficient.

The substrate of MOS FET is usually tied with the source, but it is not always necessary to be tied with the source according to the principle of the operation. The substrate is an intrinsic semiconductor and forms a p-n junction with the channel, the drain and the source. This p-n junction controls a channel conductance as well as the gate. If a voltage applied between the substrate and the source is forwardly biased at the substrate-to-source junction, in spite of a part of the channel near the source being forwardly biased the remaining part of the channel and the drain are reversely biased. A length of the forwardly biased part of the channel is controlled by the applied voltage.

A forward voltage drop across the p-n junction has a negative temperature coefficient when the junction current is kept constant. Therefore, the voltage drift referred to the gate due to the substrate has a negative temperature coefficient if the substrate bias is supplied from a constant current source. Figure 3 shows the results obtained with HS624A. Here, I_{g2} is the current flowing into the substrate, V_{g2s} is the substrate-to-source voltage and V_{gs} is the gate-to-source voltage. This element has a voltage drift of +12 mV per degC when the substrate is tied with the source. Figure 3 shows that this is reduced to +2 mV per degC by applying a substrate bias current of $10\ \mu\text{A}$. Using an element with a smaller original voltage drift, the voltage drift may come to have a negative temperature coefficient in this way. Since

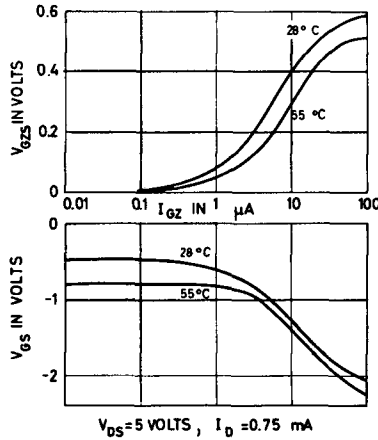


FIG. 3. Effects of the substrate bias

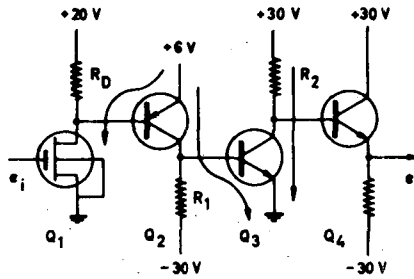


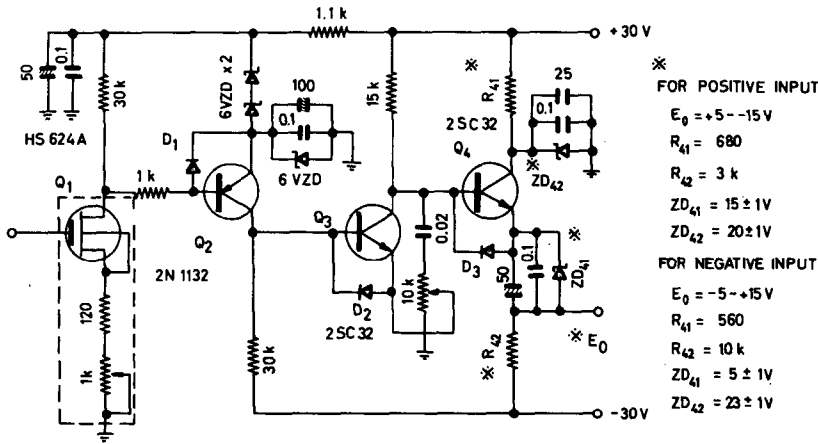
FIG. 4. Simplified diagram of the electrometer amplifier

the contribution of the substrate is controlled by the substrate current, the drain current can be decided when designing the circuit without considering the temperature coefficient of the voltage drift for the individual FET.

3. ELECTROMETER AMPLIFIER

To obtain higher reliability of the electrometer-amplifier, the number of transistors and associated components should be minimized and they should be operated under derated conditions. These requirements are satisfied with the amplifier shown in the simplified diagram of Fig. 4.

Since the conventional transistor is a current controlled device, the most efficient amplification is achieved by providing a low impedance path for output drain current i , which is equal to $g_m e_i$, through the base of Q_2 . As the input impedance of Q_3 is also considered to be short-circuited compared with the collector load R_1 , the transfer impedance from the base of Q_2 to the collector of Q_3 is $R_2 (h_{fe})^2$, where h_{fe} is forward transfer ratio of each transistor. Then the gain of the amplifier can be estimated by



$$\frac{e_0}{e_i} = g_m (h_{fe})^2 R_2 \quad (2)$$

A gain of about 3.7×10^4 could be attained with g_m of $500 \mu\text{U}$, h_{fe} of 70 and R_2 of $15 \text{ k}\Omega$.

The complete circuit is shown in Fig. 5. Q_1 operates at a 5-V drain-to-source voltage and a 0.5-mA drain current to provide a minimum expected voltage drift. Q_2 and Q_3 pass about 1-mA emitter currents to provide low input impedances, which are roughly estimated by $R_i = 0.025 h_{fe}/I_e$, where I_e is an emitter current, for the preceding stages.

Since the collector cut-off current I_{cbo} of Q_2 is small enough, only the temperature coefficient of the base-emitter junction voltage V_{be} need be considered. The equivalent voltage drift at the gate of Q_1 due to this effect can be estimated by

$$\Delta V_{gs} = \frac{\Delta V_{DD} - \Delta V_{EE} \left(1 + \frac{R_d}{r_d}\right) + \left(1 + \frac{R_d}{r_d}\right) \frac{dV_{eb}}{dT} \Delta T}{g_m R_d} \quad (3)$$

where ΔV_{gs} is the voltage drift referred to the input, ΔV_{DD} is the voltage change at the drain power supply, ΔV_{EE} is the voltage change at emitter power supply, R_d is the drain load resistance, r_d is the drain resistance of the MOS transistor and dV_{be}/dT is about -2 mV per degC at $I_e = 1$ mA.

As the effect of the power supply voltage variation is included in Eq.(3), it is evident that the effect of the junction voltage change can be compensated by making supply voltages V_{DD} and V_{EE} temperature sensitive. But the need for compensation depends upon g_m and r_d of Q_1 and R_d . The calculated value is only 0.15 mV per degC with g_m of 0.5 mS, r_d of 50 k Ω and R_d of 30 k Ω .

To prevent the excessive drain current through the base of Q_2 , a 1-k Ω resistor is inserted between the drain of Q_1 and the base of Q_2 . Diodes D_1 ,

D_2 and D_3 are also used for protecting Q_2 , Q_3 and Q_4 against excessive voltages which might occur at the moment of switching power on or off.

The electrometer amplifier can be used for positive or negative current input according to the circuit constants listed in Fig. 5, and can provide an output of +5 to -15 V, or -5 to +15 V into the external load of 3 k Ω .

4. LOGARITHMIC ELEMENTS

The voltage-current relationship of p-n junction can be expressed by

$$I_j = I_s [\exp(eV_j / nkT) - 1] \quad (4)$$

where I_s is the saturation current, I_j is the junction current, V_j is the junction voltage, e is the electronic charge, k is Boltzmann's constant, and n is a constant which varies from diode to diode depending on the contribution of the surface channel current and the generation-recombination current at the surface and the transition region. The saturation current I_s is temperature sensitive and is given for Si by

$$I_s = I_0 \exp(-12000/T) \quad (5)$$

where I_0 is a constant.

As far as $I_j \gg I_s$, Eq. (4) shows that the junction voltage is proportional to the logarithm of the junction current. But with the actual p-n junction, the logarithmic relationship is lost at higher current ranges by the body resistance of the semiconductor and at lower current ranges by the term I_s and the contribution of the surface generation-recombination current. Typical characteristics are shown in Fig. 6. Logarithmic characteristics consist of several regions where they have different values of n . Typically, they are divided into two regions, as shown in Fig. 6.

In the author's experience, the smallest I_s expected with the Si diode is around 10^{-10} A at room temperature. This value is higher than the lower limit of the log-N amplifier, but fortunately measurements on the emitter-base junction of Si planar transistor such as 2N2049 show that I_s is less than 10^{-13} A. n is less than 1.05 and the variation of n is so small that it is considered to have single value of n . A deviation from logarithmic characteristics due to the body resistance begins at around 10^{-3} A.

Neglecting the second term of Eq. (4), logarithmic characteristics are

$$V_j = (nkT/e) \{ \ln(I_j/I_c) - \ln[I_s(T)/I_c] \} \quad (6)$$

where I_c is an arbitrary constant. This equation can be written as

$$V_j = a(T) \ln(I_j/I_c) - b(T) \quad (7)$$

where a and b are temperature dependent constants. It is evident from Eq. (7) that the temperature sensitive V_j can be compensated by balancing out the $b(T)$ with the diode of the same characteristics and compensating the variation of $a(T)$ by an amplifier having a temperature dependent gain. Figure 7 shows

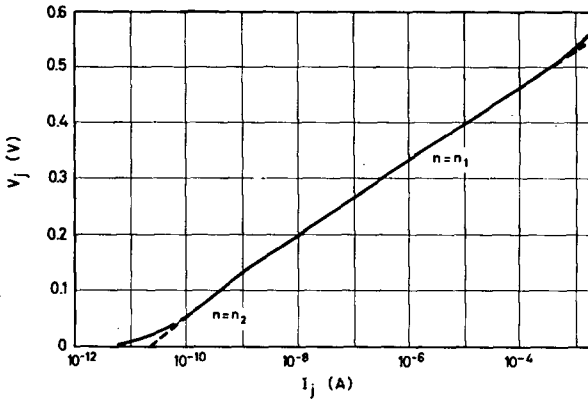


FIG. 6. Typical logarithmic characteristics of Si diode

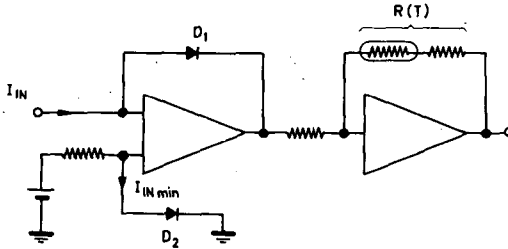


FIG. 7. Principle of compensating the temperature sensitive diode

the simplified diagram. Here, D_1 is passing an input current and D_2 is passing a constant current equal to the minimum of input current range. $R(T)$ is a resistance whose temperature coefficient is -0.3% per degC at room temperature.

There are many ways of realizing this principle, which should be decided by consideration of such points as complexity of compensation, the circuit configuration of the electrometer amplifier, voltage drift of the electrometer amplifier. For the electrometer amplifier discussed in section 3, the configuration shown in Fig. 8 is convenient to compensate the variation of logarithmic diode against the temperature change. Here the temperature-dependent voltage drift of the electrometer amplifier has been included. The output voltage E_0 can be expressed by

$$E_0(T) = - \left\{ \left[V_g(T) + V_1(I_c, T) - V_2(I_B, T) + V_1 \left(\frac{I}{I_c}, T \right) \right] \alpha + (\alpha - 1)E \right\} \quad (8)$$

where

$$\alpha = \frac{R_1(T) + R_2}{R_2} \quad (9)$$

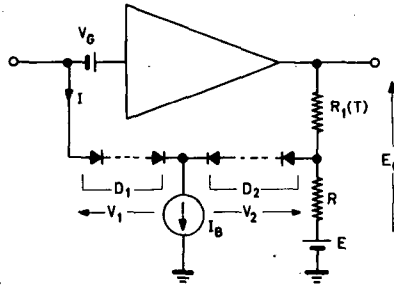


FIG. 8. A method of compensation used for single-ended electrometers

From Eqs. (4) and (5)

$$\frac{\partial V_j}{\partial I_j} \approx \frac{nk}{e} \ln \frac{I_j}{I_0} \quad (10)$$

is obtained. Then, $\partial V_1/\partial T$ and $\partial V_2/\partial T$ are constants. Assuming $\partial V_g/\partial T$ is a constant and $E_0 = 0$ at $T = T_0$ and $I = I_c$, the temperature coefficient of E_0 can be reduced to

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_0}{\partial T} = & \left[\alpha \frac{\partial}{\partial T} V_1 \left(\frac{I}{I_c} \right) + V_1 \left(\frac{I}{I_c} \right) \frac{\partial \alpha}{\partial T} \right] \\ & + \left\{ \frac{\partial}{\partial T} [V_g + V_1(I_c) - V_2(I_B)] \left[\alpha + \frac{\partial \alpha}{\partial T} (T - T_0) \right] \right. \\ & \left. - \frac{1}{\alpha_0 - 1} V_g(T_0) + V_1(I_c, T_0) - V_2(T_0) \frac{\partial \alpha}{\partial T} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

and the bias voltage E is

$$\begin{aligned} E = & - \left(1 + \frac{1}{\alpha_0 - 1} \right) [V_g(T_0) + V_1(I_c, T_0) - V_2(T_0)] \\ = & - \left(1 + \frac{1}{\alpha_0 - 1} \right) V_c \end{aligned} \quad (12)$$

The first term and the second term of the right-hand side of Eq. (11) should be zero for $\partial E_0/\partial T = 0$. From the first term

$$\alpha = \alpha_0(T_0/T) \quad (13)$$

is obtained. If

$$\partial [V_g + V_1(I_c) - V_2(I_B)] / \partial T = 0 \quad (14)$$

can be assumed, $\partial E_0/\partial T$ becomes

$$\begin{aligned}\frac{\partial E_0}{\partial T} &= -\frac{1}{\alpha_0 - 1} [V_g(T_0) + V_1(I_c, T_0) - V_2(T_0)] \frac{\alpha_0 T_0}{T^2} \\ &= -\frac{1}{\alpha_0 - 1} V_c \frac{\alpha_0 T_0}{T^2}\end{aligned}\quad (15)$$

If the voltage offset V_g at the input of the electrometer were allowed, V_c and E would be zero and as a result $\partial E_0/\partial T$ could be zero. But the existence of the offset makes the calibration inaccurate.

Figure 9 is the complete circuit designed for the 8-decade log-N amplifier. Constants used for this design are $E_0 = -10/8$ V per decade, $V_g = 0$, $dV_g/dT = +2$ mV per degC, $V_c = 1.6$ V and $V_1(I_c) = 180$ mV per decade. $\partial[V_g + V_1(I_c) - V_2(I_B)]/\partial T$ can be varied by adjusting the current through Q_9 or D_4 , D_5 and Q_8 . Estimated dE_0/dT under $d[V_g + V_1(I_c) - V_2(I_B)]/dT = 0$ is about 0.005 decade per degC. Variation of less than 0.1 decade is obtained without the electrometer amplifier in the range from 3×10^{-12} to 3×10^{-4} A for the ambient temperature variation of 25°C.

5. PERIOD INDICATION

Since the period trip level for the scram action is 3 s in JMTR, the full scale of the period meter should be 3 s. On the other hand, the expanded scale is necessary for the convenience of the operation because the reactor power will be increased with the period from 50 to 30 s. These two requirements are satisfied with the differentiating circuit shown in Fig. 10. A zener diode is used for switching two time constants according as the output voltage. An obtained scale of the period is shown in this figure.

This configuration is not used for the prototype instrument which will be described later.

6. TRIP CIRCUIT

Since the safety system of JMTR is tested while the reactor is on power by feeding the periodic pulse signal (whose amplitude exceeds the trip level and whose pulse width is narrow enough not to initiate the scram action) into the trip circuit, the latter should have a wide bandwidth and should not have hysteresis. A biased amplifier is satisfactory for these requirements.

In Fig. 11 (a) is an upscale trip circuit for a negative signal and (b) is for a positive signal. The principle of the circuit is the same for both (a) and (b), except for ZD_1 and Q_5 of (b) which shift the output voltage level to equal that of (a). Q_1 , Q_2 and Q_3 form a differential amplifier in which Q_3 operates as a constant current source. A base of Q_2 is biased to the desired trip level by VR_1 , while the output of the instrument is applied to a base of Q_1 through diode D_1 . Through diode D_2 the checking pulse for the safety system is applied.

An uncertainty in trip level due to the constant gain region of the differential amplifier between the saturation and the cut-off region is overcome by

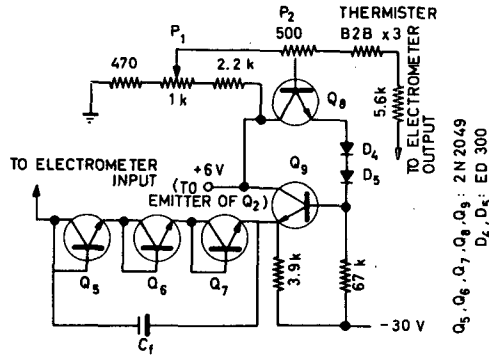


FIG. 9. Logarithmic circuits

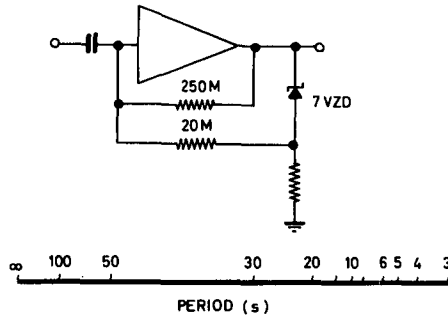


FIG. 10. Non-linear period meter

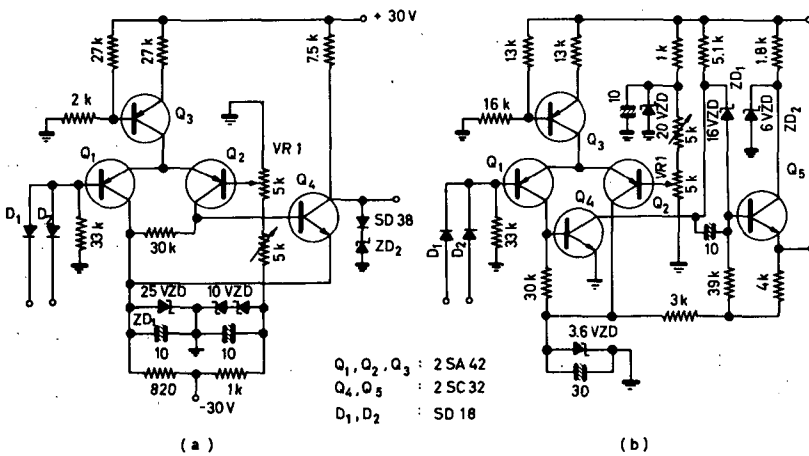


FIG. 11. Trip circuits

providing a further amplification by Q_4 . The output voltages of the trip circuit are determined by zener diodes ZD_1 and ZD_2 . They are -16 and $+6$ V for the safe and the unsafe conditions respectively. Trip level drift from temperature change is small because of the balanced connection.

Results obtained are a storage delay of $3 \mu s$ and a rise time of $3 \mu s$ in transient response, a width of constant gain region of 150 mV and a drift of 4 mV per degC.

7. COMPLETE DIAGRAMS AND PERFORMANCES

7.1. Picoammeter

The picoammeter consists of the electrometer amplifier and feed-back resistors. The complete circuit diagram is shown in Fig. 12. Measuring ranges are 6 decades from 0.0001 to 100% of the rated reactor power. Equivalent input current ranges are from 10^{-10} to 10^{-4} A. The lower four decades are divided into eight ranges, feed-back resistors for which are provided by combinations of high-megohms $R_{f1} \dots R_{f4}$ and the feed-back ratio which is unity or $R_{g2} / (R_{g1} + R_{g2})$. When the range switch is switched to the "Auto" position, an external variable resistor whose value can be varied from 10^7 to $10^5 \Omega$ in about 500 steps, is connected as the feed-back resistor. This variable resistor provides a mean to increase the reactor power automatically by operating the reactor under the automatic neutron flux level control mode. Since one cannot know the reactor power from the picoammeter output while the reactor is under automatic control, a means of measuring the current passing through the feed-back resistor, which is denoted as the "indication amplifier unit" in Fig. 12, is provided. Since the input voltage of the picoammeter is considered to be zero, the voltage across a portion of the feed-back resistor can be measured by the single-ended unity-gain electrometer. The operational connection is used as the indication amplifier to stabilize the gain.

Since the range switch is installed separate from the instruments rack, the first stage of the electrometer amplifier is housed in the sealed and desiccated range switch box. The remaining part of the electrometer-amplifier is shown in Fig. 12 as the "d. c. amplifier unit". The substrate bias current is supplied from the drain of Q_1 through $820 \text{ k}\Omega$. The amount of the feed-back from the drain to the substrate is negligible because of the current coupling to the second stage. The damage of the SiO_2 insulation of Q_1 by excessive input voltage during the transient is protected by diodes D_1 and D_2 which do not affect the performance of the picoammeter because of the virtual ground feature at the input.

The output voltage of the picoammeter is -10 V for full scale. The indicating meter is connected to the output of the indication amplifier when the range switch is switched to "Auto". The current source is provided to calibrate the instrument and to test trip circuits. Since only one capacitor is connected between the input and the output, the time constant of the indicated response at any range is inversely proportional to its full-scale input current, and is 200 ms at 10^{-9} A range. No overshoot is observed at any range with

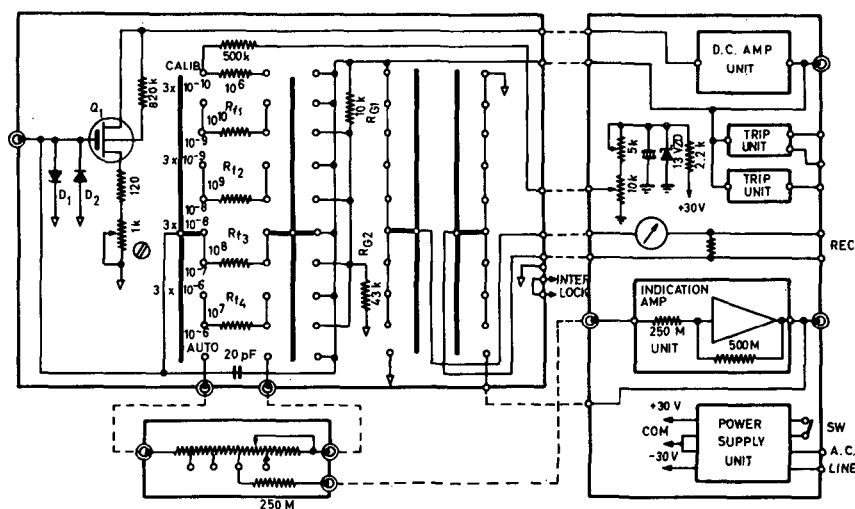


FIG. 12. Complete diagram of the picoammeter

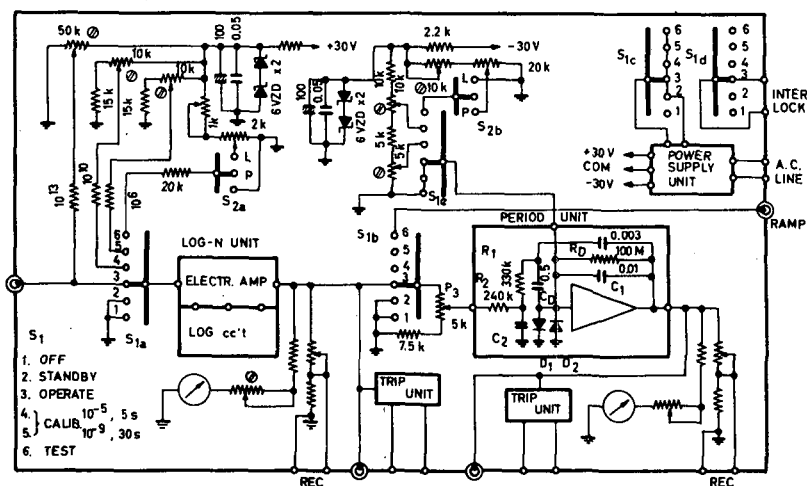


FIG. 13. Complete diagram of the log-N period meter

the input cable capacitance of up to 5000 pF. The voltage drifts of 0.05% of the full scale at 1×10^{-n} ranges and 0.2% at 3×10^{-n} ranges are obtained in the temperature range from 15 to 35°C. The long-term stability is less than 12 mV per month

7.2. Log-N period meter

The complete diagram of the log-N and period meter is shown in Fig. 13. The log-N unit consists of the electrometer amplifier and the logarithmic

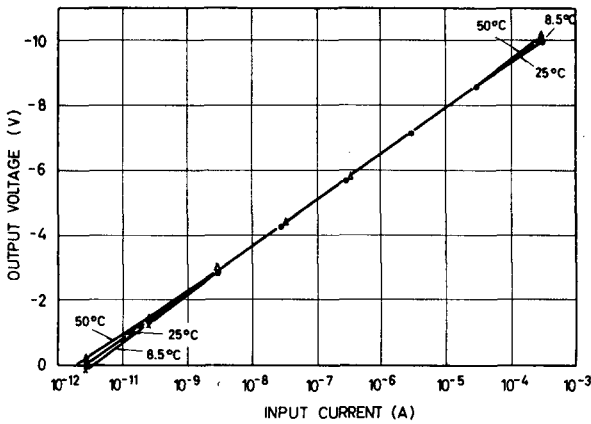


FIG. 14. Logarithmic characteristics of the log-N amplifier

circuit. It covers from 3×10^{-12} to 3×10^{-4} A and provides -10 V at the output for the full scale. The measuring ranges are calibrated by potentiometers P_1 and P_2 of Fig. 9 which decide the lower limit and the sensitivity respectively.

The time constant of the log-N amplifier is inversely proportional to the input current and is set at 15 s at 10^{-11} A by making the value of C_f in Fig. 9 2000 pF. About 0.5×10^{-12} A is added to the input current to limit the maximum time constant when the input current is out of the measuring range. The indicial responses for 0.1 decades amplitude over whole ranges have no overshoot with the input cable capacitance of up to 5000 pF. Logarithmic characteristics and their temperature dependency are shown in Fig. 14. The effectiveness of the compensation against the temperature change is remarkable.

The period meter is the operational amplifier composed of the electrometer amplifier and CR circuits. The differentiating time constant is determined by $R_d C_d$, while the upper cut-off frequency is determined by $R_d C_1$ and $(R_1 + R_2) C_d$. One more filter $R_2 C_2$ is added at the input. The sensitivity of the period unit is adjusted by the potentiometer P_3 . The low-impedance discharging path against the amplifier overload is provided by diodes D_1 and D_2 . The voltage drift of the period meter is less than 1% of the full scale from 7 to 54°C . The time constant of the response for the ramp input is 1.7 s.

The log-N unit and the period unit can be calibrated at the same time by switching S_1 to positions "4" and "5". At position "6", trip circuits of each unit can be tested by switching S_2 to the required unit. At this position of S_1 , a ramp voltage generator can be connected to the input of the period unit. Contacts for the interlock are provided to ensure that the S_1 is at "operate" position.

The overall transient response shows the period overshoot of 60% for the input signal to the log-N unit which increases exponentially from 10^{-13} A with each 30 s of the period.

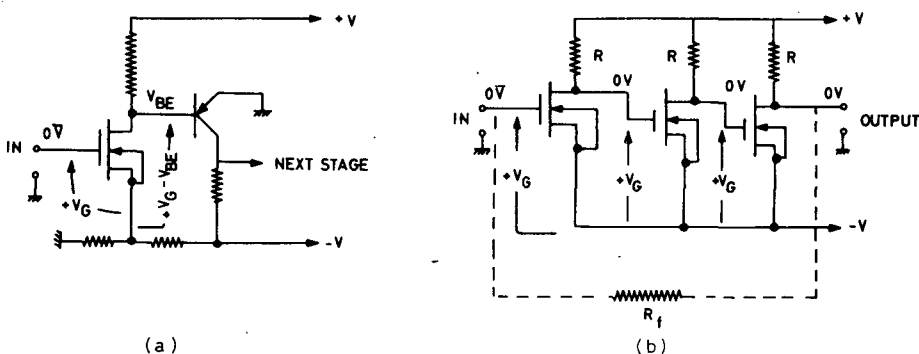
ACKNOWLEDGEMENTS

The authors are indebted to Mr. N. Amano and Mr. C. Kawaguchi for valuable suggestions and discussions of the problems arising during this work.

DISCUSSION

U. VENKATESWARLU: The MOS FET's produced by American companies (e.g. Fairchild) require the gate to be positively biased with respect to the source; this quiescent operating condition implies that one cannot connect the gate directly to the output of the amplifier through feedback resistors, since with zero signal the output is at zero voltage. How, then have you provided positive bias to the gate in your amplifier? If you have provided negative bias to the gate, as it appears from your circuit, does this mean that you are using MOS FET's which require negative bias to the gate with respect to the source?

N. WAKAYAMA: The MOS FET's used in these devices are of the N-channel depletion type. Typical characteristics of these MOS FET's are shown in Fig. 1 of the paper; in general the gate is negatively biased. Perhaps the MOS FET's which you are using are of the N-channel enhancement type, and if so, the circuits shown in the diagram should be suitable.



U. VENKATESWARLU: Manufacturers specify elaborate precautions since MOS FET's are likely to be damaged by the slightest touch to the gate or by accidental application of extra potentials or charge on the gate. What precautions have you taken in the design to prevent such damage during servicing of the instruments or circuits?

N. WAKAYAMA: Some information regarding protection of the MOS FET's will be found in sections 3 and 7, and in Fig. 12 of the paper.

J. FURET: What is the time stability of your MOS field-effect input amplifier? Similar trials carried out in France have shown very good stability - less than 6 mV/month.

N. WAKAYAMA: The time drift of the MOS FET used in the picoammeter was 12 mV/month. This FET was produced in March 1964. However, the time drift of MOS FET's which we recently requested to special specifications was about 200 μ V/week.

J. FURET: The feedback capacitance in the logarithmic amplifier shown in Fig. 9 (2000 pF) is too high for use in a period meter because of the transient.

N. WAKAYAMA: The time constants of the log N and period amplifiers are determined from a compromise between reactor safety and prevention of the "miss-period-scrum" resulting from the noise. We decided to use the values mentioned in the text on the basis of calculations performed on a digital computer. The problem you refer to can be avoided by adopting a suitable method of reactor start-up.

REDUCING THE EFFECTS OF ELECTRICAL INTERFERENCE ON NUCLEAR INSTRUMENTS

D. HARRISON, I. WILSON AND R.J. COX
CONTROL AND INSTRUMENTATION DIVISION,
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT,
WINFRITH, DORCHESTER, DORSET, UNITED KINGDOM

Abstract

REDUCING THE EFFECTS OF ELECTRICAL INTERFERENCE ON NUCLEAR INSTRUMENTS. An account is given of a research programme that has been going on for some years to study the mechanism by which electrical interference disturbs the correct operation of nucleonic instruments, particularly the wide-bandwidth equipment used with pulse counting types of measurement.

One of the principal results of this work is the realization that most sources of interference cause currents to flow through the screening of the measuring installation and that it is this flow of current that causes signals to be generated that interfere with the measurement. Information is given on the characteristics of a variety of coaxial cables from this point of view, indicating which types are to be preferred. A discussion is also given of the influence of these factors on the mechanical design of electronic boxes.

Techniques have been developed that, with the establishment of the relevant criteria, allow installations to be measured for their degree of susceptibility to electrical interference. Also the results of these measurements can be used to decide where to make changes to the installation to effect improvements. A large "library" of remedial measures is available and a few examples are given.

1. INTRODUCTION

Nucleonic instruments are particularly prone to trouble from electrical interference. This is because they often work with very low signal levels (picowatts of power), have wide signal pass bands (tens of megacycles) and are interconnected by complex and often lengthy cable networks. Furthermore, in the reactor situation, they are in close proximity to other electrical systems which handle and switch very high power levels.

For this reason the U.K.A.E.A. has recently made a special study of the causes of interference in nucleonic reactor control instruments with the following three objectives: (1) to identify and understand the way in which interference is caused, (2) to develop techniques and rules for interference reduction, (3) to develop means of diagnosing the sources and causes of interference and to test the 'goodness' of a given installation. This paper is primarily concerned with describing recent work on test methods, the basic work on the causes of interference having been described elsewhere [1,2]. Nevertheless, since the test methods have been developed from this basic work, the salient principles are first outlined.

2. CAUSES OF INTERFERENCE - BASIC PRINCIPLES

2.1. Interference sources

Electrical interference between two electrical systems occurs either by means of energy transfer along conductors to which both systems are

connected (common power supplies, for example), or by coupling paths involving 'stray' lumped or distributed circuit elements, including e. m. wave radiation. In this paper we are concerned with these 'stray' coupling paths.

It is by now a common experience with reactor nucleonic installations to design the system to be completely and thoroughly screened, to use a single point earth to keep signal leads far away or at right angles to power cables, to provide some filtering on incoming supply cables and yet when the equipment is going through its commissioning tests to find that the interference levels are unacceptably high. Sometimes it is merely due to imperfect bonding of cable screens to plug shells or a short length with no screening where cables penetrate containment vessels. Frequently, however, it is not due to these, almost obvious, imperfections in screening, and this is particularly true when cable lengths exceed about 50 feet. When the screening has been done properly, direct coupling from interference sources into instrument systems may usually be ignored in comparison to the coupling by 'strays' via the local earth system, to which both instrument and interference sources are usually tightly coupled. In other words, it is usually the electrical disturbances induced into the earth system of the installation which are coupled to the instruments and their cables, thereby causing the interference with their operation.

A first step is analysis, therefore, to examine the electrical disturbances which effect the reactor earth. This can quickly lead into quite complicated equivalent circuits and an enormous mass of lengthy equations. However, the number of sources of electrical disturbances are usually so numerous and diverse that it is completely impossible to calculate each in detail. The practical approach is usually to consider a number of worst conditions, and if we can provide adequate protection against those, then we have automatically dealt with the less onerous cases. The principal worst conditions are:

(1) The disturbing current flows in the earth along a path having the same routing and length as the instrument cables. Currents following a different or shorter path will cause less interference.

(2) The worst disturbance will be one that is totally unbalanced, that is, one that causes a maximum of current to flow in the earth structure rather than between conductor circuits.

(3) If the disturbing system is to affect an appreciable length of earth system it must itself be associated with cables of comparable length. A single step disturbance of magnitude V cannot produce a step change of earth current over this length of greater magnitude than V/Z_{CE} , where Z_{CE} is the effective characteristic impedance of the disturbing cables to ground.

From considerations such as these it is possible to conclude, for example, that a 440-V system on which a disturbance occurs cannot generate step changes in earth currents greater than about 2 A peak to peak, even in a totally unbalanced and unscreened system. An analysis of the waveforms developed shows that, at least at frequencies above a few kilocycles, this corresponds to a damped series of harmonics of which the largest has an amplitude of about 300 mA rms.

In practice we have not measured fast disturbances much greater than 100 mA rms from 440-V systems, and it would appear that higher voltage

systems are usually well enough screened to produce less disturbance than this.

Although the detailed manner of generation of high frequency disturbing voltages deserves further study, especially those cases where large currents are to be broken, it appears that 100 mA rms earth disturbance is not an unreasonable standard to take for test purposes.

2.2. Instrument response

The effect of earth disturbances on instrument cables has received much closer study than the disturbances themselves. Although an individual disturbance will have a specific set of frequencies associated with it, from the point of view of the instrument cables it is necessary to assume that frequencies may lie anywhere in the frequency band to which the instrument is sensitive. The instrument system should therefore be unaffected by an earth disturbance of 100 mA rms along its whole route at any frequency.

Now the outer screens of the instrument and its cables form with the local earth one or more transmission lines in which the disturbances run. The presence of a disturbance in one 'leg' of these lines (the earth) results in current induced in the other leg (the screen) which has a characteristic frequency response dictated by the natural resonances of the lines so formed. Because the injection of disturbance occurs along the line the resonances (and nulls) are not at frequencies precisely determined by the natural resonances, but this effect is small. A difference exists, also, between standing and travelling wave disturbances but, again, this difference is small. The cable screen current which results causes, in practical screens, the generation of small potential differences along the inside of the cable screen, as well as causing currents to flow in the bodies of the electronic units which go to make up the system. The potential developed inside the cable screen is directly in the signal circuit, for a single screened, unbalanced system, and its effect at equipment input terminals may be calculated [1].

In such a system, when the signal circuit is properly matched and where the screen is earthed at one end, the interfering current at the far end of the cable for a travelling wave earth disturbance is given by

$$i = \frac{I \cdot Z_E Z_T l^2}{8 Z_{SE} Z_0} \left[\tan \beta l + \frac{\tan \beta l - \beta l}{\beta^2 l^2} \right]$$

Where i is the interference current at the far end of the cable in the signal circuit, I is the earth current, Z_E is the impedance of the earth per unit length, Z_T is the 'transfer impedance' of the cable screen, i.e. the voltage induced on the inside of the screen per unit screen current per unit length, l is the cable length, Z_{SE} is the characteristic impedance of the transmission line formed by the screen/earth system, Z_0 is the cable conductor/screen characteristic impedance, and β is the cable wavelength constant¹. When the screen is earthed at both ends the expression becomes

¹ Assumed equal for both conductor/screen and screen/earth.

$$i = \frac{1 \cdot Z_E Z_T l^2}{8 Z_0 Z_{SE}} \left[\cot \beta l + \frac{3}{\beta l} \right]$$

Figure 1 shows the form of these expressions, assuming Z_E , Z_T , Z_0 and Z_{SE} to be frequency independent, for the case of lossless lines, together with the practical case where losses limit the magnitude of the peaks.

The first part of these expressions determines the mean amplitude of the interference and it is easy to see the factors which are important. The bracketed terms are a 'frequency function' and determine the resonant frequencies. They indicate the importance of single point earthing for frequencies below which $\beta l < 0.5$.

In fact the value of Z_T is itself frequency dependent [3, 4, 5]. It represents a measure of the penetration of screen current to the inside of the screen and is closely related to the well-known 'skin' effect. For a solid screen cable, Z_T is given by

$$|Z_T| = \frac{R_0 x}{\sqrt{\cosh x - \cos x}}$$

where $x = 2t (\pi \mu_0 \mu_r f / \rho)^{\frac{1}{2}}$ and R_0 = the d.c. resistance of the cable screen per foot, t = screen thickness, μ_0 = permeability of free space = $4\pi \times 10^{-7}$, μ_r = relative screen permeability, ρ = screen resistivity, f = frequency.

Braided cables inevitably have small amounts of inductance along the screen surface uncoupled to the centre conductor. The value of Z_T then becomes, approximately

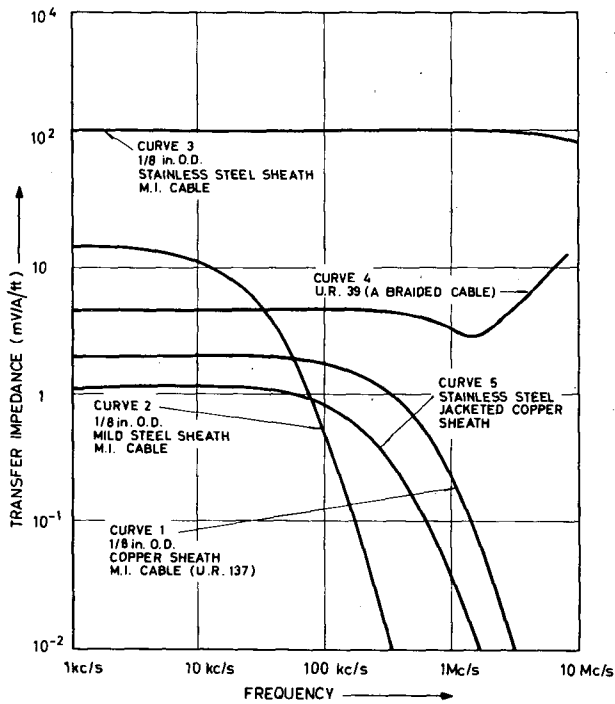
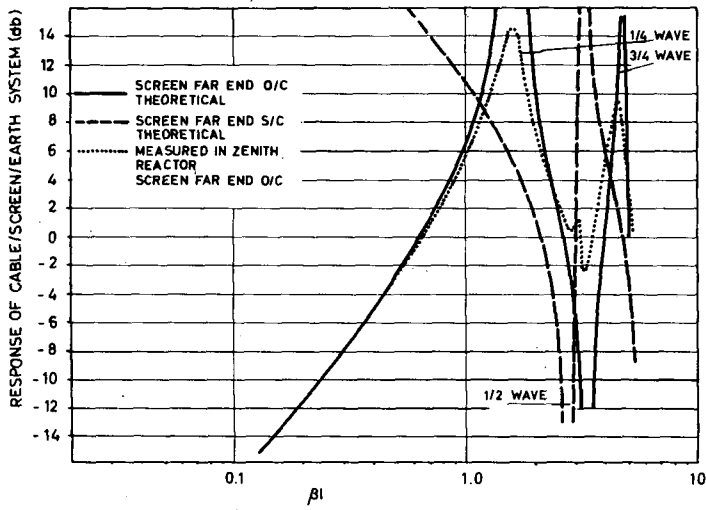
$$|Z_T| = \left(\frac{R_0^2 x^2}{\cosh x - \cos x} + \omega^2 L^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

where L is the value of this inductance per foot, typically a few hundred picohenrys for a cable such as UR 39. Example of variation of Z_T with frequency are given in Fig. 2 for a number of typical cables.

This simple model contains all the elements found in more complex systems. Thus, for example, multiple screen systems will produce equations of the form:

Current in screen $n+1$ $= \text{Function}(I_n, b) \times$	$Z_{T_{sn}}$	$\times \text{Function}(Z_{sn} S_{n+1}, l, \beta_n)$
Description of current distribution in screen n	Current penetration of screen n	Gain and frequency response of transmission time formed by screens $n, n+1$.

Since this equation describes the current distribution in screen $n+1$, any number of screens can now be handled, although the detailed equations



become very complex. In the same way any number of cables in series can be handled by addition of their individual effects. Balanced systems can be included by multiplying the result by the balance factor, which can usually be measured or calculated [6].

3. METHODS OF MEASURING SENSITIVITY TO ELECTRICAL INTERFERENCE

It will be clear from the above that the major causes of interference can be identified as being due to electrical disturbances appearing in the earth system of the installation. It is possible, therefore, to measure the sensitivity of instruments to interference by applying artificial disturbances to the earth system. It is most convenient to use a sinusoidal disturbing signal because suitable equipment is easy to acquire and the measurements lend themselves to analysis for diagnostic purposes.

The disturbance is made from a power signal source located near the main equipment and feeding some convenient point on the reactor structure via a cable which is well separated from the instrument cables and from earth, as far as is practicable. This simulates all of the worst conditions previously proposed because the earth currents will follow the general line of the instrument cables, they are not tightly coupled to their own cable and all the sent current is unbalanced. The disturbing current is measured at the far end to eliminate the effect of the disturbing circuit resonances. This is because the disturbing current distribution is a standing wave at nearly all frequencies and the far-end current is always the peak value of this wave; the near-end current may have any value. The signal in the instrument is then compared with the interfering current value. The measurement is then repeated at a series of frequencies covering the band of interest.

This approach has the merit of giving results in a form which enables the nature of coupling paths to be deduced and is therefore particularly suitable for identifying the unsatisfactory parts of an installation. Unfortunately the method has proved tedious and slow to apply in practice and requires two observers to calibrate the disturbing signal. Permanent records of the results have necessitated manual graph plotting. Assessing the effects of change to an installation has therefore involved considerable time and effort. In the conditions usually associated with the commissioning of a new installation this has been a distinct embarrassment.

In an effort to speed measurement without losing the diagnostic capabilities of the basic method a revised measuring technique has been developed (Fig.3). This gives an instantaneous oscilloscope display of interference sensitivity versus frequency and enables a permanent record of the same characteristic to be made on an X-Y plotter in a few seconds.

This technique makes an automatic sweep through the frequency range of interest and records the output of the disturbed instrument as a function of frequency on either an oscilloscope or an X-Y plotter. However, several factors intrude to make this approach more difficult than it appears. One is the generation and application of a disturbing signal whose amplitude is both high enough to give reliable results and reasonably constant over

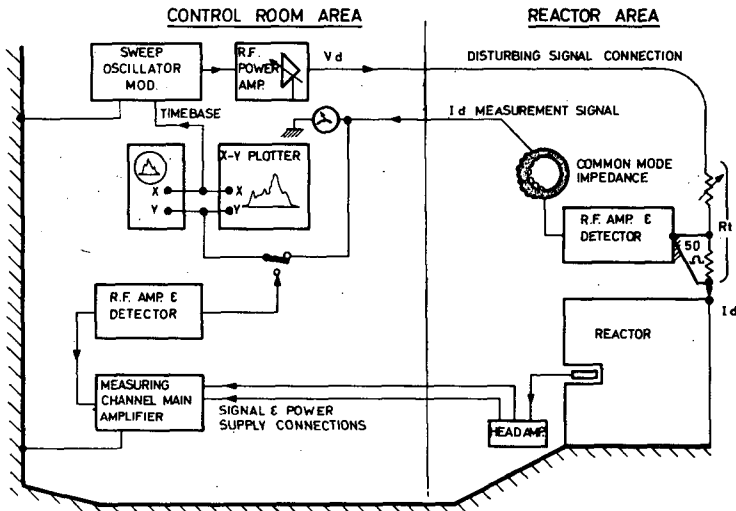


FIG. 3. Equipment for measuring sensitivity to electrical interference

the required frequency band. It has been said that not less than 100 mA rms is needed between 100 kc/s and 20 Mc/s when investigating a nucleonic pulse counting channel having a nominal bandwidth of 3 Mc/s. With smaller disturbing signals meaningful measurements are impracticable as significant effects become lost in the circuit noise of the channel under investigation. A level of 200-300 mA rms is preferable for measurement purposes.

To achieve this it is necessary to terminate the far end of the disturbing signal connection so as to reduce variations in disturbing signal current (I_d in Fig. 3) with frequency.² Also enough power must be provided to maintain a current of at least 200 mA rms in the terminating resistor (R_t). Due to changes in its physical relationship to the earth structure the characteristic impedance of the connection changes along its length. Consequently, if the generator voltage is constant over the frequency range of interest, variations in I_d can be expected and in a small installation these are about ± 3 dB.

To calibrate measuring equipment a signal related to I_d is required in the control room area where the disturbing signal generator and the instrumentation terminal equipment (as distinct from sensors and head amplifiers) are located. A possible source of trouble is that in conveying information back to the control room area the connection used will itself suffer from induced currents leading to erroneous results. This can be overcome by arranging for the instrument measuring I_d to generate a low band-width output signal and by ensuring that the connections back to the control room area have a high impedance to common mode signals. A suitable filter can be employed; alternatively the connecting cable can be looped through ferrite rings.

² The disturbance now becomes a travelling wave.

A linear measurement of I_d is easily achieved; magnetically coupled milliammeters with rectified output are readily available and convenient to use.

Having obtained a disturbing signal whose amplitude is sufficiently large, is reasonably frequency-independent, and can be measured in the control room area, the measurement of overall system sensitivity to the disturbing signal is relatively straightforward. It is, of course, necessary to acquire a sweep oscillator covering a very wide frequency range and until recently this has presented a problem. A suitable commercial instrument is now available which will generate frequencies up to 100 Mc/s without range switching. Pulse counting channels designed for use with fast collection neutron detectors operate at around 20 Mc/s nominal bandwidth. A range of 1 Mc/s - 100 Mc/s is therefore needed when measuring the interference sensitivity of installations using these instruments.

The sweep oscillator at present in use at Winfrith gives a linear relationship between modulating signal d.c. level and frequency which is useful for estimating overall susceptibility to interference.

4. RESULTS OF MEASUREMENTS ON ACTUAL SYSTEMS

The remaining illustrations show the results of measurements on actual systems. Figures 4 a, b, c and d show the step-by-step approach that is necessary when dealing with complete installations. The technique is to start at the end of the equipment and work forwards, making sure that the system is satisfactory before going to the next step. These figures show a pulse counting system with a fission chamber connected by 20 feet of coaxial cable to the head amplifier which is then connected by 90 feet of coaxial cable to the main amplifier. They show the interference level relative to the discriminator threshold level for a current of 100 mA in the earth system over the frequency range from 200 kc/s to 10 Mc/s. They are dominated by the resonances set up by the system as a whole. These occur at frequencies which suggest a velocity ratio of 0.9 for the screen/earth system. Considering the geometrical arrangement that was used, this is not unreasonable. The high frequency resonances indicate that the 1/4-wave resonance should occur at 2 Mc/s. In practice this resonance is somewhat below this figure, in agreement with the calculated effect of the lumped capacitances set up by the detector and the head amplifier.

In Fig. 4 a (1) the input to the main amplifier has been disconnected, although the screen remains connected. This shows that the response follows the expected characteristics of the screen system - indicating that it is induced by currents originating in the screens and flowing in the structure of the main amplifier box. After the modifications listed in the diagram, aimed at reducing the effect of the earth currents in the box, the results of Fig. 4 a (2) were obtained - a 50-dB improvement and now obviously satisfactory. As the disturbances were not fed into the mains supply, the effect of the mains filter would not appear on this curve.

For Fig. 4 b (3) the signal lead was disconnected at the head amplifier output but terminated in 75 Ω to prevent additional resonances appearing. The slight rise in peak response between 2 and 6 Mc/s is due to the rising

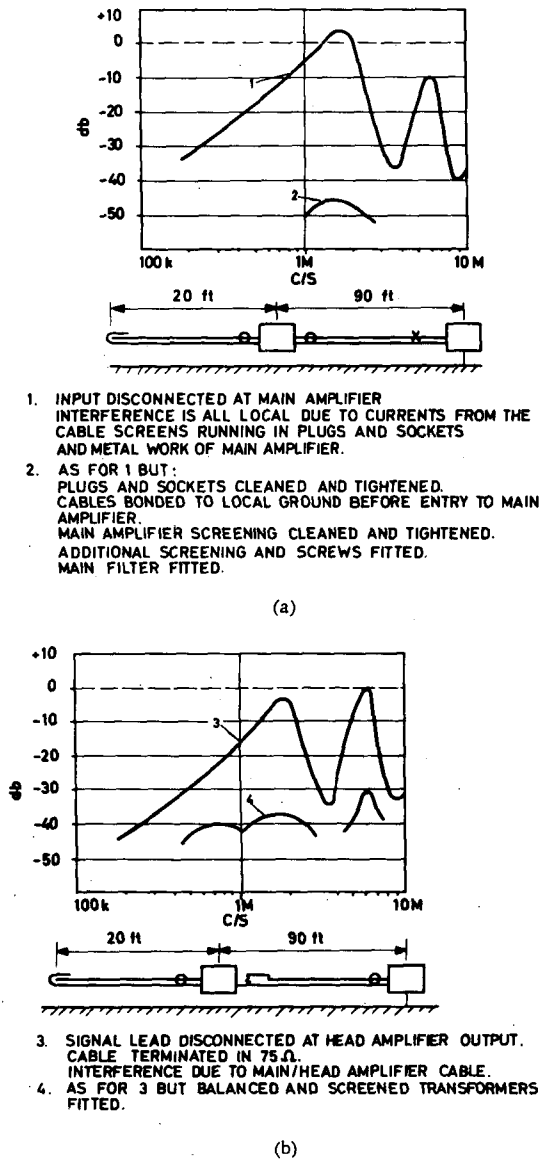
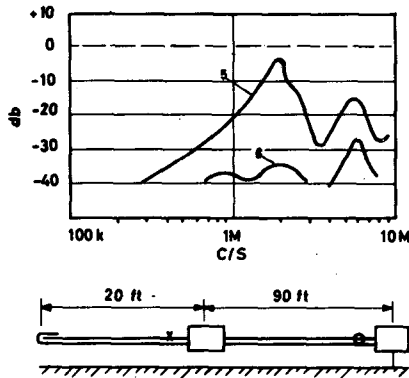


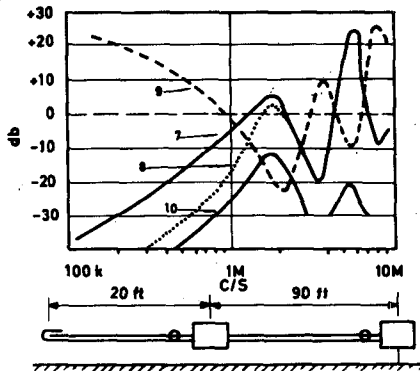
FIG. 4. Interference level in typical system test signal
100 mA rms, 0 dB corresponds to discriminator level

transfer impedance of the cable screen braid. At low frequencies the characteristic falls by 6 dB per octave - typical of single screen systems and due to the capacity to ground formed by the cable screen, head amplifier and detector. Figure 4b (4) shows the effect of using a screened, balanced twin cable from the head amplifier to main amplifier plus the necessary pulse transformers. The 30-dB improvement obtained is about the maximum



- 5 AS FOR 4 (FIG.4b) BUT:
INPUT CABLE DISCONNECTED AT HEAD AMPLIFIER.
INTERFERENCE DUE TO CURRENTS IN HEAD AMPLIFIER.
- 6 AS FOR 5 BUT:
INPUT/OUTPUT CABLE SCREENS BONDED TOGETHER
BEFORE ENTERING HEAD AMPLIFIER.
PLUGS AND SOCKETS CLEANED AND TIGHTENED.
SCREENED SURFACES ON HEAD AMPLIFIER CLEANED
AND TIGHTENED.
AMPLIFIER GROUND ISOLATION IMPROVED USING STAND
OFF INSULATORS ON CASE.

(c)



- 7 AS FOR 6 BUT CIRCUIT COMPLETED TO DETECTOR.
INTERFERENCE MOSTLY DUE TO DETECTOR/HEAD AMPLIFIER
CABLE (CO-AXIAL BRAID)
- 8 AS FOR 7 BUT DETECTOR CAPACITY TO GROUND REDUCED
FROM 2200pF TO 450pF.
- 9 EFFECT OF ACCIDENTAL EARTH CONTACT AT DETECTOR CASE
- 10 AS FOR 8 BUT CABLE REPLACED BY SOLID COPPER SHEATH
(FINAL RESULT).

(d)

FIG. 4. Interference level in typical system test signal
100 mA rms, 0 dB corresponds to discriminator level

to be expected, however good the transformers, because of the 3% capacity unbalance which is typical of such cables.

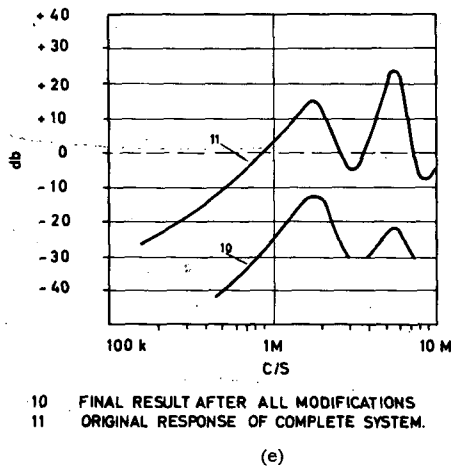


FIG. 4. Interference level in typical system test signal
100 mA rms, 0 dB corresponds to discriminator level

For Fig. 4 c the head amplifier is included and Fig. 4 c (5) compared with Fig. 4 b (4) shows the effects of currents flowing in the head amplifier structure. This is confirmed by Fig. 4 c (6) after the modifications listed have been applied.

Figure 4 d (7) shows interference developed in the detector/head amplifier cable. It has, of course, the resonant characteristics for the system as a whole. The rising response with increase in frequency is partly due to the rising Z_T for the braided cable and partly due to the onset of resonance in the cable conductor (which is unmatched), for which the $1/4$ -wave frequency is about 12 Mc/s.

Reduction in detector/ground capacitance reduces the low frequency pick-up (Curve 8), but has little effect above the $1/4$ -wave length frequency. It can be seen from curve 9 that an accidental ground at the detector produces peaks at even multiples of the $1/4$ -wave frequency and troughs at odd multiples. The overall effect above the $1/4$ -wave frequency is, however, not very much altered in terms of broadband interference. Below this the sensitivity to pick-up is greatly increased.

The solid copper screened cable improves the interference rejection (Curve 10) partly because it has a lower value of Z_T at all frequencies, but especially because of the rapid fall of Z_T at the higher frequencies.

Figure 4 e (11) shows the system as found, before any improvements were applied. It is the total of the responses (1), (3), (5) and (7) acting effectively in parallel. At any frequency the combination of these responses is not much greater than the largest, expressed in dB. Nevertheless, all the sources of trouble have to be corrected before the result in Curve 10 can be obtained. Curve 10 will produce an interference free system in any normal reactor environment.

All the curves have been corrected to remove the effect of the channel amplifier response characteristics. The actual responses, at frequencies either side of 2 Mc/s, are therefore lower than shown since the centre frequency of the channel used was about 2 Mc/s. In practice, therefore,

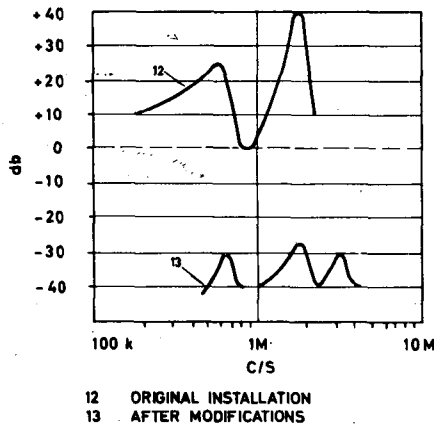


FIG. 5. Pulse counting system on the hot zero energy reactor HERO

there is a cut of 6 dB per octave acting below about 300 kc/s and a cut of about 18 dB per octave acting above 5 Mc/s.

Figure 5, Curves 12 and 13. The results of anti-interference measures on a control pulse counting channel in HERO. The system length was about 300 feet (corresponding to resonances at 600 kc/s, 1.8 and 3 Mc/s). A number of modifications were made, the most significant being the provision of a copper liner on the detector rigid extension which was itself made of stainless steel.

During these measurements the system sensitivity was adjusted to about 0 dB for 100 mA perturbation and it was confirmed that, at about this sensitivity, interference from electrical machinery became troublesome.

5. CONCLUSIONS

The work reported here has shown that even when installations have been designed to screen measuring circuits from the direct pick-up from electrical disturbances, interference may still be experienced due to the disturbance induced in the earth system causing currents to flow in the screening of the instruments. It has been shown that it is helpful to control the degree of coupling between the earth structure and the instrument system and it is essential to ensure that the inevitable currents flowing in the screens of instruments and their cables are not provided with easy coupling paths to the sensitive circuits of the instruments.

A technique has been developed for quickly checking whether a particular installation will or will not be prone to electrical interference. If it is not satisfactory, the measurement technique allows the weak points to be identified.

Experience of applying these techniques to about a dozen reactors has shown that it always enables the system to be modified so as to bring the probability of electrical interference to a very low level. However, due to plugs becoming loose and the inevitable deterioration of mating surfaces,

there is always a decline in the position with time. The frequency of repeat tests needs further study and also the development of a simple cheap go/no go test would be advantageous.

REFERENCES

- [1] HARRISON, D., The mechanism of interference pick-up in cables and electronic equipment with special reference to nuclear power stations, *J. Brit. Inst. Radio Engrs* 29 3 (1965)
- [2] Bibliography on Radio Interference. I.R.E. Trans. Radio Freq. Interf. RFI-4 No. 1 (1962).
- [3] KRUGEL, L., The screening effect of the outer conductor of flexible coaxial cables, *Telefunken Z.*, 29 114 (1956) 256-64.
- [4] KRUGEL, L., Multiple screening of flexible coaxial cables, *Telefunken Z.*, 30 117 (1957) 207-14 Sect.
- [5] LEVELL, R.W., A preliminary study of the characteristics of M.I. cable for reactor control pulse counting channels, U.K.A.E.A. Rep. AEEW-M369.
- [6] FOWLER, E.P., Design criteria for pulse transformers used in neutron detector pulse counting channels, U.K.A.E.A. Rep. AEEW-R306 (1963)

DISCUSSION

P.K. PATWARDHAN: In Fig. 8 of your paper the pattern of the two curves is exactly the same before and after modification, while in Fig. 9 the pattern is entirely different. How do you explain this?

R.J. COX: The main difference between curve 13 and curve 12 is that for curve 13 the measurements were taken to a higher frequency and there is a third resonance, which was not apparent in curve 12. The other two peaks are at the same frequency. The difference in the slope of the curves on the low-frequency side of the first peak is due to a reduction of the capacitance between the fission chamber and the reactor structure. In addition, the signal levels for curve 13 were close to the noise level of the amplifier, thus giving an apparent reduction of the "Q" of the resonances.

B.M. BANERJEE: What modifications were found most advantageous in reducing interference?

R.J. COX: The most important modifications differ considerably for each installation, and I have given a few examples in the paper: for HERO, the installation of the copper tube inside the stainless steel extension of the fission chamber was vital. However, I would like to emphasise that one consideration in presenting the series of graphs in Figs. 4-8 was to show that in most installations there are a considerable number of points that need attention, and that concentration on just one or two points is unlikely to give a satisfactory performance. The measurements and improvements should be made systematically, starting at the end of the installation and then working towards the front. No further step should be taken until the situation at a given stage is satisfactory, otherwise you can have one source of interference masking the presence of others.

A LOW-DRIFT SOLID-STATE D.C. AMPLIFIER

N. WAYAKAMA AND T. FURUKAWA
JAPAN ATOMIC ENERGY RESEARCH INSTITUTE,
TOKAI-MURA, NAKA-GUN, IBARAKI-KEN, JAPAN

Abstract

A LOW-DRIFT SOLID-STATE D.C. AMPLIFIER. This paper describes a solid-state d.c. amplifier developed for low-level current measurement and discusses the design of this system consisting of a parametric modulator, a carrier oscillator, an a.c. amplifier, a demodulator, and an output amplifier.

The parametric modulator employing silicon diodes is suitable for amplification of low-level d.c. current, since the input resistance is generally high and the conversion noise is small. In this system, base-emitter junctions of silicon planar transistors are used as parametric diodes, and the modulating frequency and amplitude chosen are 100 kc/s and 100 mV. A conversion gain of this modulator is about 90 dB in current. A crystal oscillator is employed for carrier generation. The a.c. amplifier consists of a directly-coupled a.c. amplifier whose transfer impedance is $1 \times 10^8 \Omega$, a band-pass amplifier whose voltage gain is about 50 dB, and an emitter follower circuit. A normally connected transistor chopper as the demodulator is followed by a direct-coupled amplifier of low-output impedance having gain of 30 dB in order to provide wide dynamic range. Over-all d.c. negative feedback is provided by the feedback resistor.

The complete system gives an open-loop transfer impedance of $3 \times 10^{16} \Omega$ and maximum output of ± 15 V. Current drift and voltage drift referred to input are less than 1×10^{-15} A and 0.2 mV respectively in the range of 10 - 35°C, and fluctuation or short-term drift is less than 2×10^{-16} A. This d.c. amplifier can be applied to the picoammeter, the log-N amplifier and various other scientific instruments.

1. INTRODUCTION

The sensitivity of a d.c. amplifier is limited by the drift and random fluctuations in the operating point, and in addition, gradual drift caused by changes of ambient temperature is generally predominant.

Recently, low-leakage transistors or diodes have become available as a result of the progress in semiconductor engineering, and so the construction of a solid-state d.c. amplifier capable of amplifying a current of about 1 pA has become somewhat easier. Direct measurement of the current in the range less than 1 or 0.1 pA, however, is generally difficult owing to fluctuation or random noise.

The input stage of a d.c. amplifier that can measure such small signals, must possess low noise and high gain characteristics. For such amplification a parametric modulator employing low-leakage diodes is suitable.

In the d.c. amplifier employing the parametric modulator, input d.c. current is converted and modulated to an a.c. signal by a parametric modulator, and the a.c. signal is amplified by an a.c. amplifier and synchronously rectified by a demodulator, as in a chopper-type d.c. amplifier.

This paper describes the characteristics of the parametric modulator and of d.c. amplifiers employing the parametric modulator.

2. CHARACTERISTICS OF THE PARAMETRIC MODULATOR

2.1. Analysis of the characteristics

The parametric modulator is a type of parametric amplifier which simultaneously converts d.c. input signals into a.c. signals and amplifies them. Figure 1 shows a conceptual circuit of the parametric modulator. D_1 and D_2 are variable-capacitance diodes and their junction capacitances are driven by a carrier signal e_c . The circuit shown in Fig. 1 is also represented equivalently in Fig. 2, where R_2 is the equivalent resistance to d.c. and is a mean value of the dynamic resistance which is varied with carrier voltage. This resistance consists of a leakage resistance that does not depend on carrier voltage and a resistance caused by the existence of theoretical dynamic resistance calculated from junction equation, that does depend on carrier voltage. C_1 and C_2 are junction capacitances of diodes D_1 and D_2 respectively and these values depend on the junction voltage. The capacitance is given by

$$C_d(V_d) = dQ/dV = C_0 / (1 - V_d/V_0)^{1/n} \quad (1)$$

where C_d is junction capacitance for a.c., V_d is junction voltage, $C_0 = C_d(0)$, V_0 is contact potential in the diode and $n=2$ in the step junction and $n=3$ in the graded junction. C_c is coupling capacitor, and R_a is input resistance of the a.c. amplifier.

In the equivalent circuit shown in Fig. 2 the following assumptions are made for calculation

$$e_c \equiv E_c \sin \omega t \quad (2)$$

$$C_c \gg C_d \quad (3)$$

$$R_2 \gg R_1 \gg 1/\omega C_d \gg R_a \quad (4)$$

$$V_0 - E_c \sin \omega t \gg E_i \quad (5)$$

$$E_c/V_0 \equiv \alpha \quad (6)$$

In this case the fundamental component of ω in the output current of the modulator employing a step-junction diode is as follows

$$i_{0\omega} = -C_0 \alpha \omega E_i \cos \omega t (1 + 15\alpha^2/2^5 + 315\alpha^4/2^{10} + 15015\alpha^6/2^{16} + \dots) \quad (7)$$

and in the condition of $|\alpha| \ll 1$,

$$i_{0\omega} \approx -C_0 \alpha \omega E_i \cos \omega t \quad (8)$$

If the diode is a linearly graded junction, Eq. (8) can be modified to

$$i_{0\omega} \approx -2/3 C_0 \alpha \omega E_i \cos \omega t \quad (9)$$

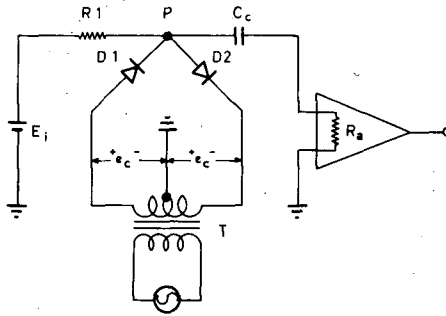


FIG. 1. Parametric modulator

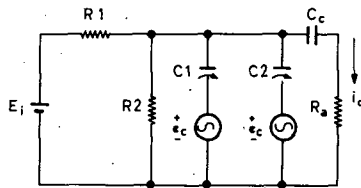


FIG. 2. Equivalent circuit of the parametric modulator

When the input signal is supplied from the current source, the current I_i flowing into R_2 gives the voltage difference across the resistance R_2 , and the voltage is

$$E_i \approx I_i R_2 \quad (10)$$

The current gain, defined as a ratio of $i_{0\omega}$ to I_i , is

$$|i_{0\omega}/I_i| = KC_0 \alpha \omega R_2 \quad (11)$$

where $K = 1$ in step junction and $K = 2/3$ in a linearly graded junction.

Equation (11) shows that a larger current gain is obtained if the product of capacitance of the diode C_0 , the equivalent resistance R_2 and the carrier frequency ω is increased.

2.2. Diodes suitable for the parametric modulator and characteristics of the modulator

Low saturation current and leakage conductance are required for the diode which is to be used as the parametric modulator, as well as large junction capacitance. The conventional varactor diode cannot be used as the parametric modulator for the low level d.c. amplifier because of its high saturation current and leakage conductance.

In the authors' experience, emitter-base junctions of 2N1613, 2N1711 and 2N2049 are the best for the d.c. amplifier. They have graded junctions, and

typical values are $C_0 = 75 - 80 \text{ pF}$, $I_s = 5 \times 10^{-14} - 5 \times 10^{-13} \text{ A}$ and $R_L = 10^{11} - 10^{12} \Omega$. Above all, 2N2049 has the smallest saturation current I_s and has balanced characteristics when used in pairs.

Several characteristics of the parametric modulator using emitter-base junctions of these transistors are shown in Figs. 3 to 6. Figure 3 shows the input-to-output characteristics where the carrier voltage E_c is a parameter. Linearity of the modulator shown in Fig. 3 might be not so serious a problem in the feedback amplifier which has enough loop gain. The equivalent d.c. input resistance of the modulator R_2 as a function of the carrier voltage is shown in Fig. 4. It is evident that R_2 cannot be independent of α . The square-wave carrier has disadvantage in input resistance compared with the sinusoidal carrier.

The output a.c. current as a function of carrier amplitude is shown in Fig. 5. This figure shows that output current depends on carrier amplitude and input resistance. Since magnitudes of higher order terms of α might not be neglected, i_o is not a linear function of E_c (see Eqs. (7) - (9)). The output current shown in Fig. 6 as a function of carrier frequency verifies that the conversion gain of the parametric modulator is proportional to the carrier frequency as suggested by Eqs. (8) - (10).

The characteristics shown were measured by a transistor current amplifier having an input resistance of 5Ω and 15 Mc/s bandwidth.

3. D.C. AMPLIFIER EMPLOYING A PARAMETRIC MODULATOR

A low-drift d.c. amplifier has been developed employing the parametric modulator described above. This d.c. amplifier consists of a parametric modulator, an a.c. amplifier, a demodulator, an output amplifier and feedback elements for overall feedback.

3.1. Parametric modulator circuit

The complete circuit of the parametric modulator designed as the input stage of the d.c. amplifier is shown in Fig. 7. Amplitude applied to each diode and frequency of the carrier are 100 mV_{p-p} and 100 kc/s respectively. Input current is fed through R_1 to avoid the effect of cable capacitance on the conversion gain. Since the drift and fluctuation of the order of 10^{-14} - 10^{-15} A was observed as a result of the leakage current through the coupling capacitor due to the bias voltage at the input of the a.c. amplifier, C_2 and R_2 are used to by-pass the leakage current due to the bias. The value of R_2 should be small enough compared with the leakage resistance of the capacitor but large enough compared with the input resistance of the a.c. amplifier. Values of C_1 and C_2 should be large enough compared with C_d , but they are limited from the view point of the input time constant. Capacitors C_3 and C_4 compensate the difference of the junction capacitance of the paired diodes. The shielding box shown in Fig. 7 is desiccated by silica-gel.

A drift of $0.5 - 1 \times 10^{-15} \text{ A}$ is obtained for temperature change of 10°C with 2N1711 as D_1 and D_2 . This value is in agreement with the estimated value of $0.7 \times 10^{-15} \text{ A}$, assuming that saturation current of diodes D_1 and D_2 are about 10^{-13} A and the difference of these saturation currents is 50%.

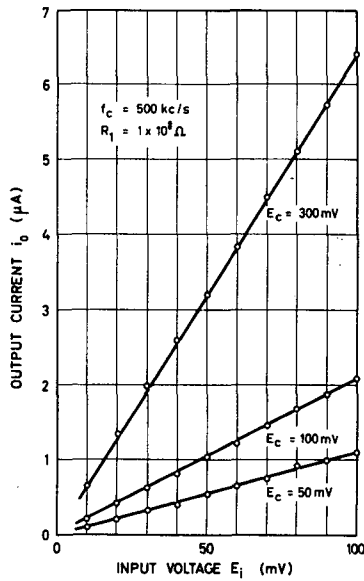


FIG. 3. Input to output characteristics

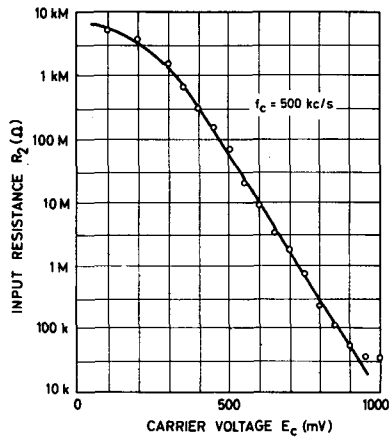


FIG. 4. Input resistance as a function of carrier voltage

As random noise of the parametric modulator is less than that of the a.c. amplifier, it cannot be measured.

The equivalent input resistance of this modulator can be read from Fig. 4 as $5 \times 10^9 \Omega$. Using this value, conversion gain A_c can be calculated from Eq. (11) as follows:

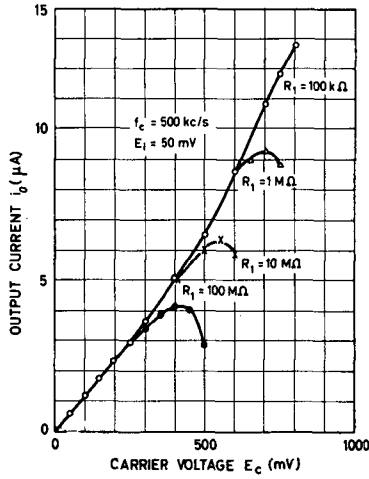


FIG. 5. Characteristics of the output current plotted against carrier voltage

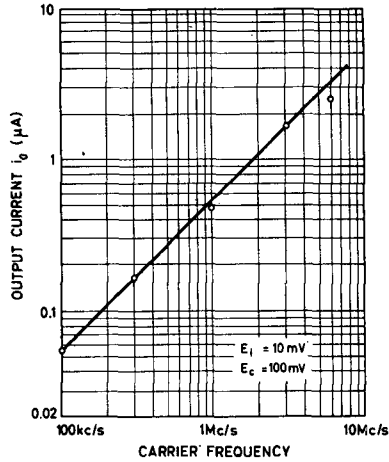


FIG. 6. Output current as a function of carrier frequency

$$\begin{aligned}
 A_c &= 2/3 \times 80\text{pF} \times 0.1\text{V}/0.6\text{V} \times 2\pi \times 100\text{ kc/s} \times 5 \times 10^9 \Omega \\
 &= 2.8 \times 10^4 (\approx 90\text{ db})
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

This value has good agreement with the measured value of $A_c = 2.7 \times 10^4$.

3.2. The a.c. amplifier

The complete circuit diagram of the a.c. amplifier is shown in Fig. 8. It consists of a directly coupled a.c. amplifier, an attenuator, a band-pass

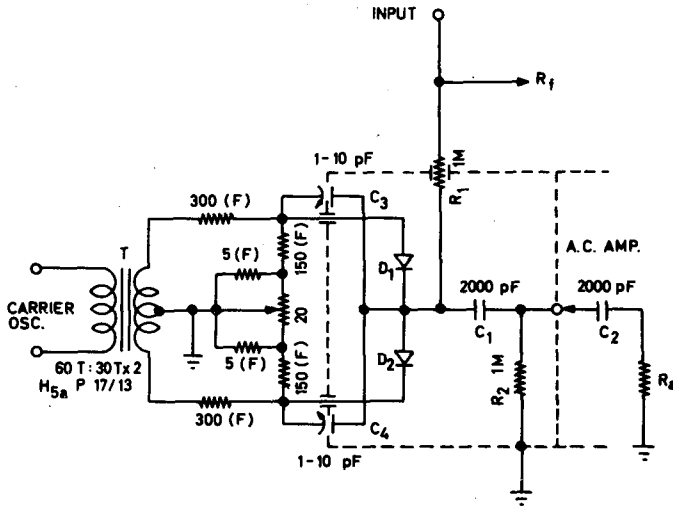


FIG. 7. Complete circuit of the parametric modulator

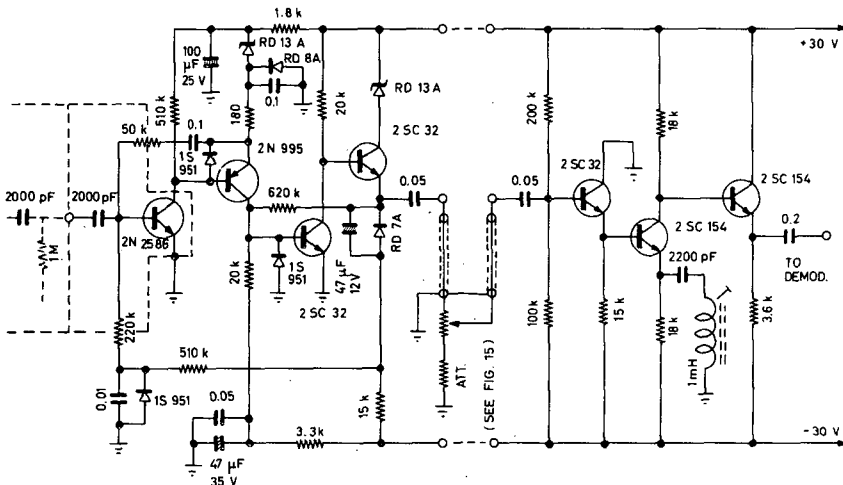


FIG. 8. The a. c. amplifier

amplifier and an emitter follower circuit. The gain of the directly-coupled amplifier is stabilized by negative feedback provided by two minor loops, one consisting of Q_1 , Q_2 , R_1 and R_2 and the other of Q_3 , Q_4 and R_3 ; overall feedback is provided to stabilize the operating point. The transfer impedance of this amplifier is about $1 \times 10^8 \Omega$.

The shielding box of the input stage has to be free of noise and thus prevent any feedback effect through the stray capacity, which would decrease the amplifier gain at high frequency.

Low-capacitance diodes are connected between emitter and base of the transistor, which might be cut off when a large signal is applied, to protect against break-down of the junction.

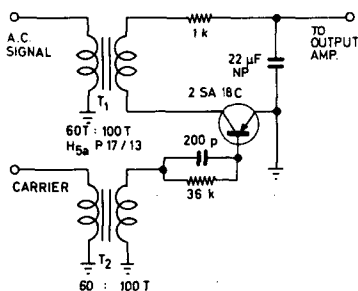


FIG. 9. The demodulator

The attenuator is provided to adjust the overall gain of the a.c. amplifier.

The band-pass amplifier is one that has a series resonance circuit tuned to 100 kc/s at emitter circuit. This configuration has better phase stability than the tuned amplifier, which has a tank circuit at the collector circuit. The gain of this amplifier is about 50 db.

3.3. Demodulator

The schematic diagram of the demodulator is shown in Fig. 9. The output a.c. signal is rectified synchronously by the switching transistor which is inserted in series with a signal path. The capacitor C_1 in the base circuit compensates the effect of the base-emitter junction capacitance, without which the switching phase lags behind the carrier by about 90° . The demodulation efficiency or gain of the demodulator is near unity.

The drift of the demodulator is about 5 mV in the temperature range $10 - 35^\circ\text{C}$. The equivalent current referred to the input is about 5×10^{-18} A.

3.4. Output amplifier

Since the maximum output voltage of the demodulator is limited by the dynamic range of the a.c. amplifier and the V_{cbo} of the switching transistor, an output amplifier is required to provide the necessary output voltage and current. Complete diagrams are shown in Figs. 10 (a) and (b). That in Fig. 10 (a) is a balanced amplifier designed to provide an output of ± 15 V into the $5\text{ k}\Omega$ load. The emitter follower circuit shown in Fig. 10 (b) is suitable for d.c. amplifiers used as the laboratory instruments to measure the low-level d.c. current.

3.5. Carrier oscillator

As the tuned amplifier is used, the drift of carrier frequency causes the phase difference between switching the demodulator and the a.c. amplifier output. The crystal oscillator is employed to stabilize the carrier frequency. The complete circuit is shown in Fig. 11. The carrier amplitude is adjusted to 10 V by VR_1 .

Although the phase of the output current leads by 90° compared to the carrier in the ideal parametric modulator, actually the phase lead is $20 - 30^\circ$

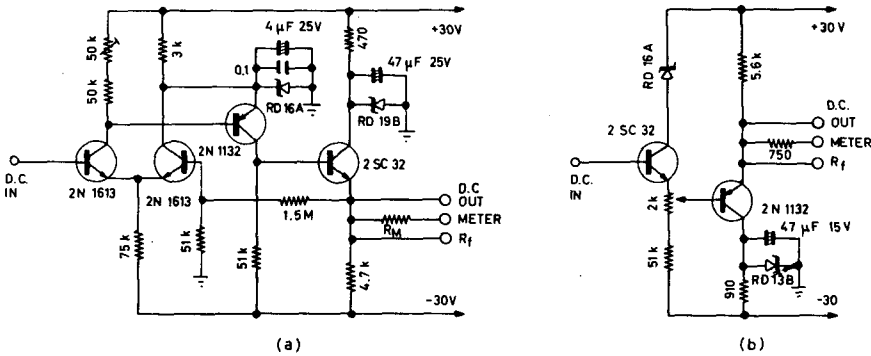


FIG. 10. Output amplifiers (a) and (b)

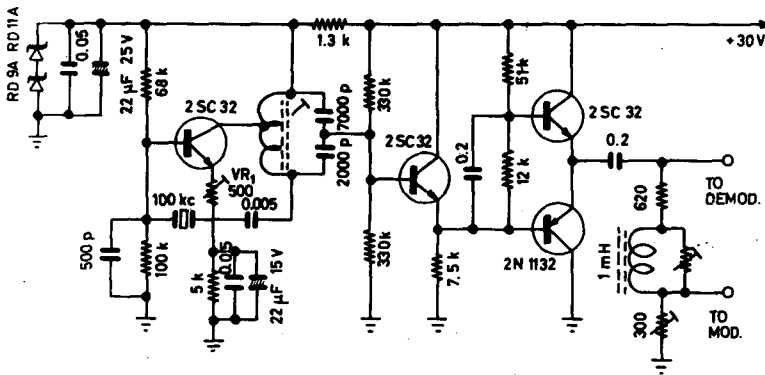


FIG. 11. The carrier oscillator

at the input of the demodulator since the input resistance of the a.c. amplifier and the phase lag of the a.c. amplifier are not zero in this system. A simple phase shifter is provided in the output circuit of the carrier oscillator to adjust the phase.

3.6. Power supply

The d.c. power is supplied from a simple regulated power supply. Its output voltages are + 30 and - 30 V. Their stabilities are about ± 5 mV for a.c. supply voltage changes of $\pm 10\%$ and about 15 mV for output current changes from zero to 300 mA.

3.7. Performance of the d.c. amplifier

The d.c. amplifier composed of the above-mentioned circuit elements is shown in Fig. 12. The forward transfer impedance of this system is approximately $3 \times 10^{16} \Omega$, or $1 \times 10^{15} \Omega$ when the emitter follower circuit is used instead of the balanced amplifier. The overall feedback is provided by R_f . A sheet of tin foil, shown as (a) in Fig. 13, is wound as a guard ring

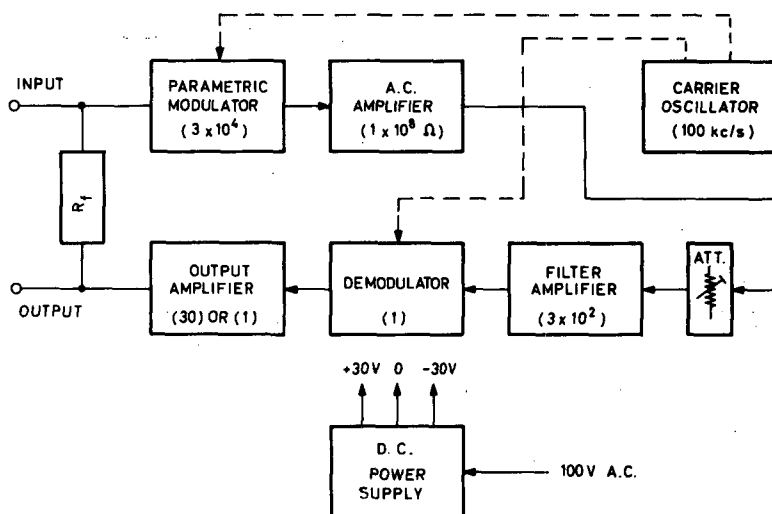


FIG. 12. Block diagram of the d.c. amplifier

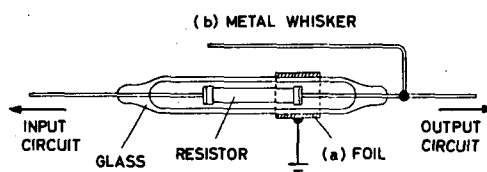


FIG. 13. Guard ring and capacitor of the high megohm

around one end of the glass tube of high megohm resistance, i.e. greater than $10^{11} \Omega$, to prevent the leakage current through the glass-tube surface. A capacitor is connected in parallel with R_f to give feedback margin, and its value is so adjusted that the indicial response has no overshoot and ripples. A metal whisker, (b) in Fig. 13, connected to one end of R_f forms a capacitance with another end of R_f in the case of $R_f \geq 10^{11} \Omega$ and its value is adjusted by the length of the whisker and the distance between whisker and resistor.

The effect of temperature is dominant in the drift of this d.c. amplifier. The voltage drift is measured by replacing R_f with $1 \text{ k}\Omega$, and its value referred to the input is 0.2 mV in the temperature change $10 - 35^\circ\text{C}$. The output voltage with $R_f = 10^{13} \Omega$ versus ambient temperature is shown in Fig. 14. Curves (a), (b) and (c) are obtained by adjusting the output to be zero at $20, 25$ and 35°C respectively. As these characteristics are similar to the exponentially increasing offset current with temperature, they might be termed "current drifts". Assuming that the output voltage drift is due to the drift of the offset current, the current drift referred to the input is less than $+10^{-15} \text{ A}$ in the range $10 - 35^\circ\text{C}$ in curve (c) of Fig. 14.

As the fluctuation or the short-term drift of this d.c. amplifier is $1 \sim 2 \times 10^{-16} \text{ A}$, the current of the order of 10^{-16} A can be measured directly without the rate of charge method.

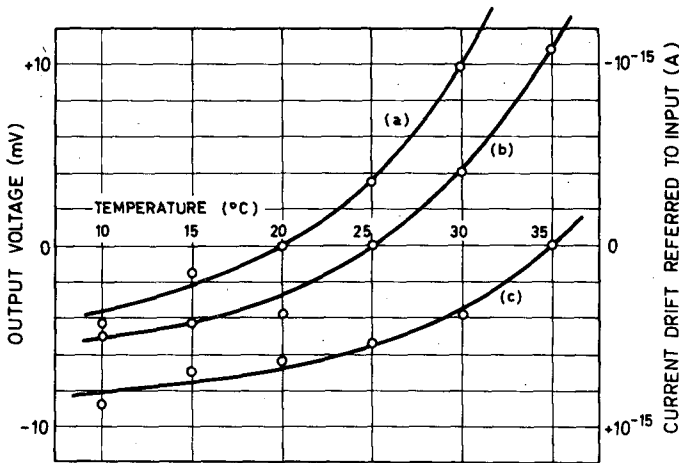


FIG. 14. Drift as a function of temperature

4. APPLICATION OF THIS D.C. AMPLIFIER

This d.c. amplifier can be applied to scientific instruments such as the picoammeter and the log-N amplifier. The complete diagram of the milli-picoammeter is shown in Fig. 15 as an example of the application. The emitter follower circuit is used as the output amplifier because of the designed output voltage of 1 V in full scale. Measuring ranges are from 1×10^{-14} A full scale to 1×10^{-6} A full scale. They are divided into 17 half-decade steps. The forward gain is varied by adjusting the attenuator according as the position of the range switch is changed to avoid overshoots and ringings in transient responses which could appear as a result of the unreasonably high loop gain.

5. CONCLUSIONS

Several fundamental characteristics of the parametric modulator and the parametric modulation-type solid-state electrometer have been described.

The parametric modulator has advantages over any other modulation-type d.c. amplifier in such features as its higher input impedance, lower noise, lower current drift and higher conversion gain at higher carrier frequencies.

In the prototype d.c. amplifier using the parametric modulator, current drift and voltage drift referred to the input are less than 1×10^{-15} A and 0.2 mV respectively in the range 10 - 35°C, and fluctuation or short-term drift is less than 2×10^{-16} A. As this d.c. amplifier can be used to measure smaller current compared with the conventional picoammeter, extensive applications are expected for laboratory instruments. The authors have used this d.c. amplifier to measure the current in the milli-picoampere range, such as the gate leakage current of MOS-transistors and the leakage resistance of capacitors.

DISCUSSION

N. A. INGLE: What is the minimum input voltage that the amplifier can handle?

N. WAKAYAMA: This amplifier was developed for the amplification of low-level currents, not for voltage amplification, and the voltage noise is therefore not low, compared with conventional voltage amplifiers. The random noise, referred to the input of the amplifier, is about $1\ \mu\text{V}$ for a high supply resistance and the minimum voltage which can be handled is governed by this.

N. A. INGLE: Will the amplifier show non-linear characteristics if used in the $1\ \text{mV} - 10\ \text{mV}$ range?

N. WAKAYAMA: The input-to-output characteristics of the amplifier are quite linear, even for an input signal less than $10\ \text{mV}$.

B. M. BANERJEE: What is the back resistance of the parametric diodes D_1 and D_2 in Fig. 7 of the paper? Since you have apparently used the base-emitter junction of commercial transistors, it is not likely to be much greater than $10^6\ \Omega$, so that if an input resistance of $10^{15}\ \Omega$ is to be achieved the voltage gain of the amplifier without feedback must be very very great, say, 10^9 .

N. WAKAYAMA: Most parametric modulators are designed to achieve high voltage conversion efficiency, which is defined as the ratio of a.c. output voltage to d.c. input voltage and is usually several tens per cent. We have designed the modulator to attain high conversion gain, which is defined as the ratio of a.c. output current to d.c. input current, and this gain is very high, as mentioned in the text. The a.c. current amplifier was used for a.c. signal amplification. The apparatus thus differs from a conventional modulator. Regarding input resistance, I would refer you to Fig. 4 of the paper.

J. FURET: What is the electronic noise as a function of the bandwidth of the amplifier? In France, we have two types of amplifier with varicap modulators (amplitude and frequency modulation); for the same bandwidth the electronic noise is lower in the case of frequency modulation.

N. WAKAYAMA: The noise was not measured as a function of bandwidth, since no serious problem of noise arose in this amplifier. For trial, we assembled a 9-decade log-N amplifier, having a time constant of about $10\ \text{sec}$ at $10^{-12}\ \text{A}$, a picoammeter of bandwidth about $1\ \text{kc/s}$ and a millipicoammeter, as mentioned in the text. The noise amplitude was less than 1% of full scale in these devices. In the early part of our work, however, we found that the amplifier picked up the electromagnetic waves due to the switching transient of the contactor and the magnetic amplifier, so we provided complete shielding through containers made of iron plate, and the use of double-shielded carbon-coated coaxial cable as input cable also helped to prevent noise. The noise which occurred inside the amplifier was mainly associated with the a.c. amplifier. When the carrier frequency is increased, the conversion gain becomes large, as shown in Fig. 6, and S/N will be improved. To increase the carrier frequency is not so easy, however, because the high-frequency a.c. amplifier requires good phase stability in order to synchronize rectification.

J. FURET: In the case of direct current measurements, have you had any feedback difficulties with low resistances? In France, the critical feedback resistance for frequency modulation is $10^3 \Omega$.

N. WAKAYAMA: The amplifier was quite stable, though the input terminal was connected to the output directly without R_f . Since the number of contacts on the range switch was limited by the problem of insulation between contacts and the size of the switch, the maximum current range was 10^{-6} A in the millipicoammeter.

TD-METRE RAPIDE A CIRCUITS INTEGRES

V. DELCROIX, M. HENRY, J. LACOUR, Y. PINON, A. ROCHET,
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE GRENOBLE

ET

A. TATTEGRAIN,
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE CADARACHE,
FRANCE

Abstract — Résumé

FAST PERIOD METER WITH INTEGRATED CIRCUITS. The equipment described was designed for measuring the power doubling time of the CABRI reactor at Cadarache during the exponential phase of the transient state produced by a stepwise change in reactivity. The doubling time must be known accurately since it yields the value of excess reactivity introduced and serves as a basis for intercomparison of experiments. For safety reasons the control room is located at a distance of 300 m from the reactor.

The main characteristics of the apparatus are as follows.

Detectors: Ionization chambers sensitive to neutrons or gamma radiation.

Principle of measurement: The current from the ionization chamber is fed to the input of an amplifier. A fixed threshold at the amplifier output causes the negative feedback resistor R to be replaced by a resistor $R/2$. Between each passing of the threshold, the chamber current, and thus the power of the reactor, is doubled. A signal of 1 Mc/s from a time-base generator is fed to the counting input register of a high-speed memory made with thin ferromagnetic strips. With each change in range the contents of the register, i.e. the doubling time itself expressed in microseconds, are incorporated in the memory.

Measurement ranges: Doubling times from 2 ms to 5 s.

Dynamics: Eight doubling times for chamber currents from 10^{-7} to 10^{-5} A.

Accuracy: Several times 10^{-3} .

Presentation of results: Three intermediate thresholds permit registration of the $T/4$ values. After each increase in reactor power the print-out unit presents 32 doubling-time measurements to four significant figures (four overlapping measurements per doubling time).

Technology: The amplifier, the thresholds, the logical circuits, and most of the control circuits of the thin-strip memory are made with integrated circuits. Switching is carried out by means of field-effect transistors.

Emphasis is placed on the problems posed by the use of advanced techniques such as integrated circuits and memories made with thin ferromagnetic strips, and the advantages derived from using them.

TD METRE RAPIDE A CIRCUITS INTEGRES. Cet appareil a été réalisé pour mesurer le temps de doublement de la puissance du réacteur CABRI de Cadarache pendant la partie exponentielle du régime transitoire provoqué par un échelon de réactivité. Le temps de doublement doit être connu avec précision, car il donne la valeur de l'excès de réactivité introduit et sert de base pour la comparaison des expériences entre elles. Pour des raisons de sécurité, la salle de contrôle est placée à 300 m du réacteur lui-même.

Les caractéristiques principales de l'appareil sont les suivantes.

Détecteurs utilisés: Chambres d'ionisation sensibles aux neutrons ou aux γ .

Principe de la mesure: Le courant de la chambre d'ionisation est envoyé sur l'entrée d'un amplificateur opérationnel. Un seuil fixe placé à la sortie de celui-ci provoque le remplacement de la résistance de contre-réaction R par une résistance $R/2$. Entre chaque franchissement du seuil, le courant de chambre, donc la puissance du réacteur, passe du simple au double. Une base de temps 1 MHz est injectée dans le registre d'entrée comptant d'une mémoire rapide à lames minces ferromagnétiques. A chaque changement de gamme, le contenu du registre, c'est-à-dire le temps de doublement lui-même exprimé en microsecondes, est pris en mémoire.

Gammes de mesure: Temps de doublement de 2 ms à 5 s.

Dynamique: Huit temps de doublement pour des courants de chambre allant de 10^{-7} à 10^{-5} A.

Précision de mesures: qq. 10^{-3} .

Présentation des résultats: Trois seuils intermédiaires permettent d'enregistrer les $T/4$. Après chaque divergence, un programme permet de présenter sur imprimante 32 mesures du temps de doublement avec quatre chiffres significatifs (quatre mesures imbriquées par temps de doublement).

Technologie: L'amplificateur opérationnel, les seuils, les circuits logiques, ainsi que la majorité des circuits de commande de la mémoire à lames minces sont réalisés en circuits intégrés.

Les commutations sont réalisées à l'aide de transistors à effet de champ. On insistera sur les problèmes posés par l'utilisation des technologies avancées: circuits intégrés et mémoires à lames minces ferromagnétiques ainsi que sur les avantages qui découlent de leur utilisation.

1. INTRODUCTION

1.1. Généralités

CABRI est une pile expérimentale destinée à étudier le comportement des réacteurs piscine après introduction d'un excédent de réactivité.

Dans ce type d'expérience, la connaissance de la valeur exacte du temps de doublement de la puissance du réacteur est très importante; elle fournit par l'intermédiaire des équations de Nordheim la valeur de l'excès de réactivité introduit et sert de base pour la comparaison des expériences entre elles.

Cette mesure (fig. 1) est effectuée au début de l'expérience, lorsque l'évolution de la puissance suit une loi exponentielle. Au début de la mesure, la puissance est de 1 kW. En fin d'excursion, elle peut atteindre une valeur variant de 10 à 600 MW pour des périodes initiales variant entre 100 et 10 ms.

1.2. Chaîne de mesure (fig. 2)

L'implantation des différentes parties de la chaîne de mesure est imposée par l'infrastructure de CABRI [1].

La détection est assurée par une chambre d'ionisation placée à 50 cm environ du bord du cœur. Une première partie de l'appareillage électronique peut se trouver, soit à 15 m de la chambre (hall pile), soit à 40 m environ (salle de contrôle annexe).

La seconde partie, dite de contrôle, commande et visualisation des résultats, doit se trouver à côté du tableau de contrôle, soit à 350 m environ de la pile.

1.3. Les capteurs

Une étude effectuée au Centre d'études nucléaires de Fontenay-aux-Roses [2] montre qu'il y a proportionnalité lors d'une divergence entre la puissance de la pile et le flux gamma mesuré, même relativement près du cœur. Nous avons donc préféré les chambres d'ionisation pour rayonnement gamma aux chambres d'ionisation pour neutrons dont le bruit, à bande passante égale, est beaucoup plus faible. Les essais ont cependant été réalisés avec des chambres d'ionisation pour neutrons.

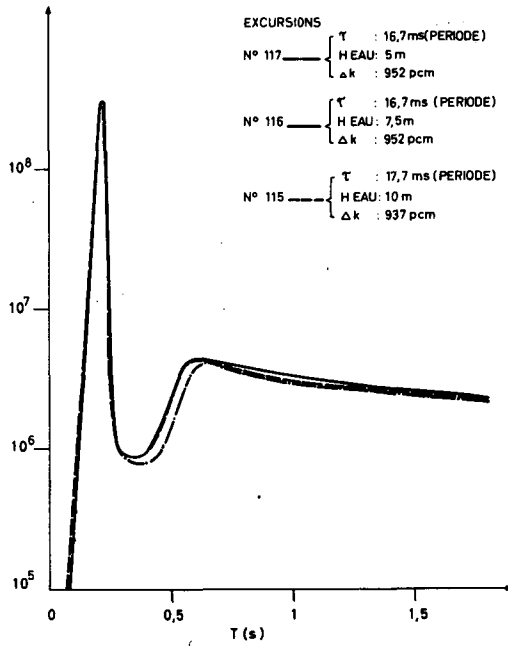


FIG. 1. Variation de la puissance au cours d'une excursion

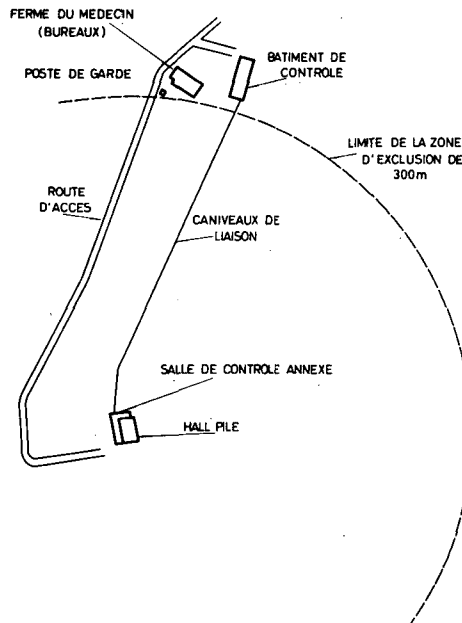


FIG. 2. Pile CABRI - Implantation des différents bâtiments

1.4. L'ensemble de mesure

L'ensemble de mesure décrit par la suite a été conçu pour répondre aux caractéristiques suivantes:

Courant mesuré à partir de 10^{-7} A

Dynamique de temps de doublement, soit 2,6 puissances de 10

Temps de doublement mesuré entre 2 ms et 10 s

Précision de l'ordre de 0,5%

Fonctionnement assuré entre 10 et 40°C.

2. PRINCIPE GENERAL DE LA MESURE [3]

Le courant d'ionisation fourni par la chambre est proportionnel à la puissance du réacteur. La puissance du réacteur après un transitoire suit une loi exponentielle pure.

$$P = P_c \exp(t/T)$$

où la constante T est appelée période du réacteur.

Le courant i suivra une loi identique

$$I = I_0 \exp(t/T)$$

Le TD-mètre donne l'instant t_1 auquel

$$i_1 = I_0 \exp(t_1/T)$$

et l'instant t_2 auquel

$$i_2 = 2 i_1 = I_0 \exp(t_2/T)$$

d'où

$$t_2 - t_1 = T \log 2 = t_d$$

t_d est appelé temps de doublement du réacteur.

Le courant issu de la chambre est appliqué à l'entrée d'un amplificateur opérationnel suivi d'un système à seuil: celui-ci réagit chaque fois que le courant de chambre passe du simple au double, en ouvrant la porte d'une échelle de comptage et en fermant celle de la précédente. Chaque échelle reçoit les impulsions d'une horloge à quartz. En fin d'expérience les valeurs des temps de doublement sont contenues dans les différentes échelles.

En partant de ce principe général, différentes variantes sont possibles dans le choix de la méthode de mesure.

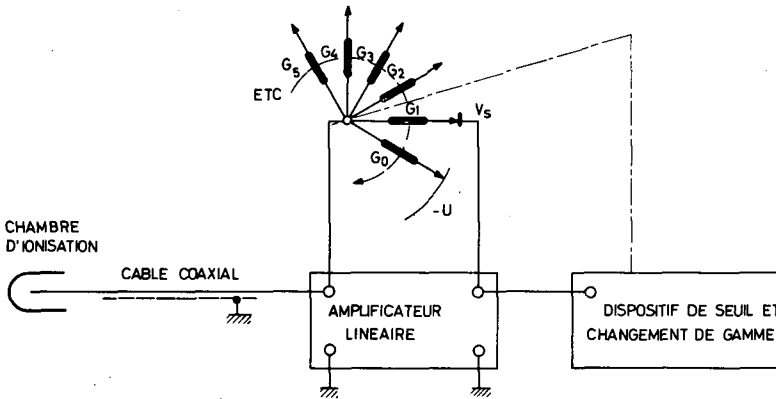


FIG. 3. Circuit d'entrée de l'amplificateur opérationnel - Contre-réaction en étoile

3. DESCRIPTION DETAILLÉE DE LA METHODE DE MESURE CHOISIE [4]

L'entrée de l'amplificateur opérationnel est connectée au centre d'une étoile de résistance (fig. 3) dont les conductances sont: G_0 , $G_1 = G_0$, $G_2 = 2G_0$, $G_3 = 2^2 G_0$, $G_n = 2^{n-1} G_0$.

Au début de la divergence, G_0 est connectée en contre-réaction sur l'amplificateur opérationnel; la sortie de celui-ci est par ailleurs connectée à un circuit à seuil. Lorsque la tension de sortie atteindra une tension $-U$ de franchissement de seuil, un dispositif automatique de changement de gamme commutera G_0 sur un potentiel fixe $-U$, et placera G_1 en contre-réaction sur l'amplificateur.

Considérons le n ième changement de gamme qui a lieu au temps t_n (fig. 4a).

Au temps $t_n - \epsilon$, V_s atteint $-U$.

Les conductances connectées à la tension de référence sont

$$g_{n-1} = \sum_{p=1}^{n-1} G_{p-1} = G_0 + G_1 + G_2 + \dots + G_{n-2}$$

ce qui, compte tenu de la loi précédente, nous donnera

$$\begin{aligned} g_{n-1} &= G_0 + G_0 + 2G_0 + \dots + 2^{n-3} G_0 \\ &= G_0 + (1 + 2 + 4 + \dots + 2^{n-3}) G_0 \\ &= G_0 + (2^{n-2} - 1) G_0 \\ g_{n-1} &= 2^{n-2} G_0 = G_{n-1} \end{aligned}$$

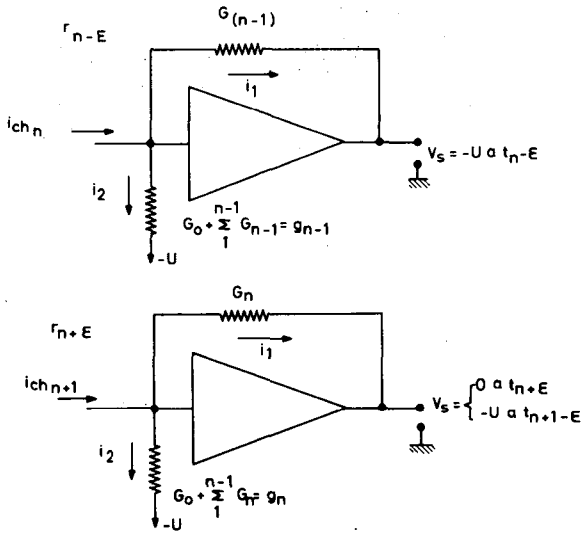


FIG. 4. Dispositif de changement de gamme

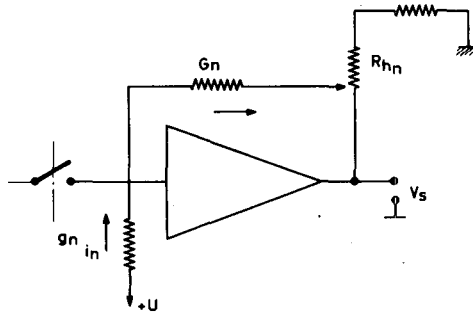


FIG. 5. Réglage des résistances - Etalonnage de l'appareil

Le courant de chambre i_{chn} est alors

$$i_{chn} = i_1 + i_2 = -U G_{n-1} + (-U g_{n-1}) = -2UG_{n-1}$$

et, comme $G_{n-1} = \frac{1}{2} G_n$,

$$i_{chn} = -UG_n$$

A l'instant $t_n + \epsilon$ (fig. 4b)

$$i_{chn} = -UG_n$$

La conductance reliée à la tension de référence est devenue

$$g_n = \sum_1^n G_{p-1} = G_n$$

avec $i_2 = -UG_n$.

Donc $i_{chn} = i_1 + i_2$ est tel que

$$i_1 = 0, \quad \text{soit } V_s = 0.$$

A l'instant $t_{(n+1)} - \epsilon$, $V_s = -U$ et, comme précédemment,

$$\begin{aligned} i_{ch(n+1)} &= i_1 + i_2 \\ &= -UG_n + (-UG_n) = -2UG_n \end{aligned}$$

soit $i_{ch(n+1)} = 2i_{chn}$

Donc $[t_{(n+1)} - \epsilon] - [t_n - \epsilon]$ représente bien le temps de doublement de la puissance du réacteur.

Remarque

Tout ce qui précède n'est valable que si nous avons des résistances de valeurs rigoureusement identiques aux valeurs désirées. Ceci étant impossible, il convient donc de prévoir un élément de réglage pour chacune des résistances utilisées.

En réalité, l'extrémité de la résistance qui est en contre-réaction sur l'amplificateur est reliée au curseur d'un potentiomètre (100 k Ω) placé en sortie (fig. 5).

Plaçons-nous à la fin de la n ème mesure quand la chambre débite un courant $I_{(n+1)} = 2 I_n$; si G_n est trop fort, la tension de sortie n'atteindra pas la valeur $-U$ et le dispositif de changement de gamme ne sera pas actionné. Mais, en réglant la position du curseur de R_{h_n} , on peut alors ajuster la tension de sortie à la valeur $-U$ requise pour provoquer le changement de gamme.

En fait, à chaque résistance on associera en permanence un potentiomètre, les commutations se faisant au niveau de l'extrémité P de ces potentiomètres.

4. ETALONNAGE DE L'APPAREIL (Fig. 5)

Grâce à son principe, l'appareil peut être entièrement étalonné sans le secours d'appareils extérieurs.

Plaçons-nous à la position de l'étoile correspondant à la n ème mesure, en supposant la chambre déconnectée. On supposera que toutes les conductances $G_0 \dots G_{n-1}$ ont été ajustées grâce aux potentiomètres $R_{h_0} \dots R_{h_{n-1}}$ donc, que la valeur de g_n est ajustée.

L'extrémité des conductances g_n est reliée, non plus à $-U$, mais à $+U$. Elle va donc fournir à l'entrée de l'amplificateur un courant $I_n = U_{g_n}$ (fig. 5). Ce courant passant dans G'_n devrait, si l'étalonnage était bien réalisé, provoquer à la sortie de l'amplificateur l'apparition d'une tension égale à $-U$. S'il n'en est pas ainsi, on ajuste la tension de sortie à cette valeur par l'intermédiaire de R_{h_n} .

On voit qu'en partant de la position correspondant à la première mesure, on peut de proche en proche étalonner tout l'appareil.

Une seule opération par temps de doublement est nécessaire.

5. DESCRIPTION DE L'APPAREIL

L'appareil se décompose en deux parties principales: la première, dite de « mesure », prend en charge le courant de chambre et fournit les impulsions de franchissement de seuil; la seconde, dite de « contrôle et comptage », fournit à partir de ces impulsions les intervalles de temps $(t_n) - (t_{n-1})$ et permet la mise en œuvre et le contrôle de l'ensemble.

La partie « contrôle » doit s'effectuer dans le cas de CABRI à une distance importante du réacteur (350 m), alors que par son principe la partie « mesure » doit se trouver le plus près possible de la chambre.

Ceci nous a conduit à deux technologies différentes dans la conception de cet appareil: une technologie classique en ce qui concerne la partie « contrôle et comptage », une technologie miniaturisée pour la partie « mesure », afin de diminuer l'encombrement et améliorer la fiabilité par l'utilisation de circuits intégrés.

Cette technologie se prête par ailleurs, en raison de sa compacité, à l'installation, à proximité du réacteur, d'appareillages de mesure complexes dont il est aisé de réaliser la protection aux conditions d'ambiance sévères (humidité, température etc.).

5.1. Constitution

L'ensemble comprend: un coffret de mesure (fig. 6) (dimensions hors tout $25 \times 24 \times 10$ cm, poids 2,3 kg), un tiroir de commande, huit échelles de comptage et un tiroir de lecture des échelles de comptage. Il peut être complété par un système d'affichage automatique sur imprimante.

5.2. Caractéristiques techniques de l'ensemble

Gamme de mesure:	temps de doublement de 2 ms à plusieurs secondes
Dynamique:	huit gammes de mesure
Précision:	de l'ordre de 10^{-3}
Courant de chambre minimal:	10^{-7} A

Coupure de l'alimentation de la chambre lorsqu'on franchit la 8^e gamme de fonctionnement.

Mise en mémoire du temps de doublement dans huit échelles à quatre décades du standard CEA (temps de résolution $< 0,5 \mu s$). Lecture échelle

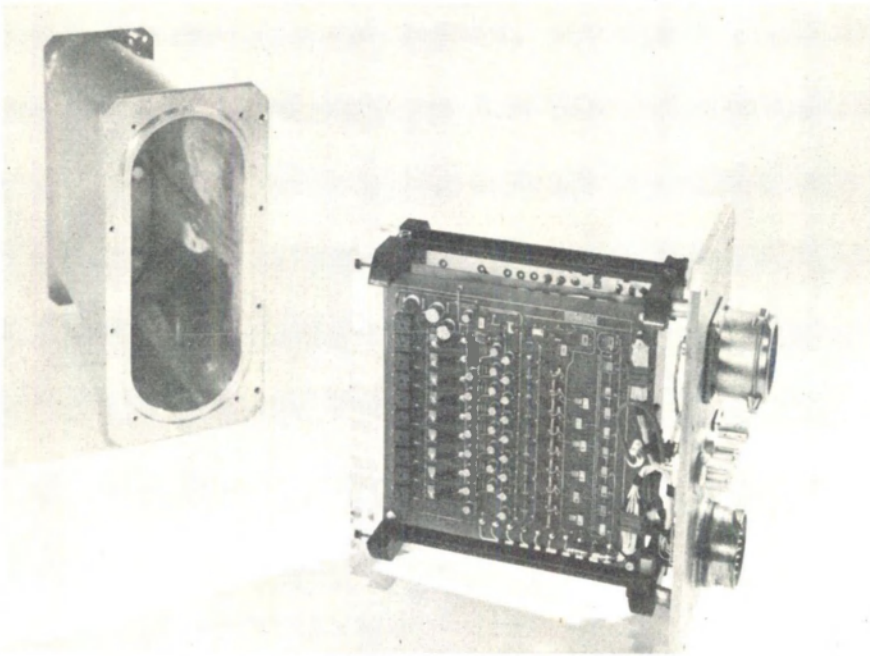


FIG. 6. Coffret de mesure - Position travail

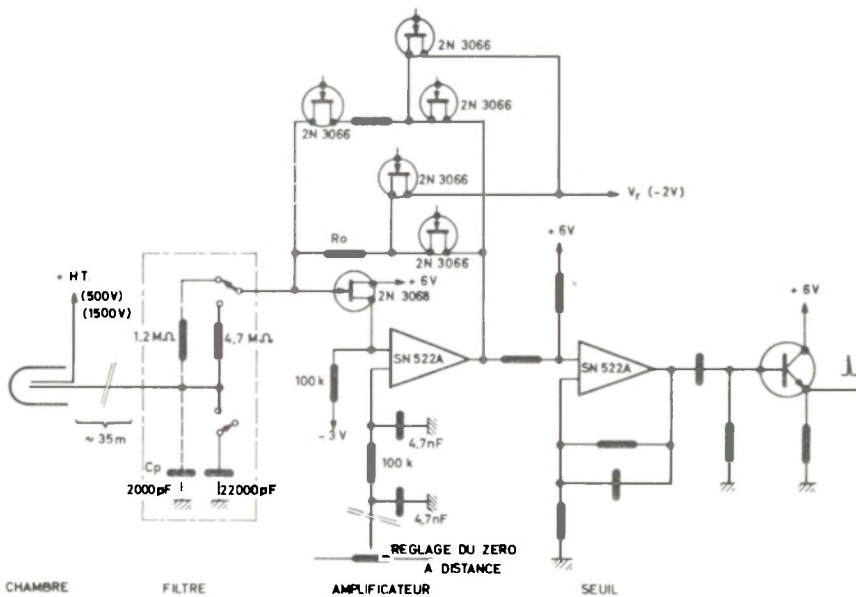


FIG. 7. Caractéristiques du coffret de mesure

par échelle par commutation manuelle sur un tiroir muni de tubes d'affichage Nixie.

5.2.1. Caractéristiques du coffret de mesure (fig. 7)

Présentation

L'ensemble des éléments constitutifs du coffret de mesure est câblé sur trois plaquettes de circuit imprimé, dont deux sont montées sur pivots pour faciliter la mise au point et le dépannage.

Filtre d'entrée

Placé entre la chambre et l'amplificateur opérationnel, il comporte quatre constantes de temps commutables à distance, de 3 ms à 0,1 s.

L'amplificateur opérationnel est constitué par un transistor à effet de champ (FE204) suivi d'un amplificateur réalisé en circuit intégré SN522A. Cet amplificateur a les caractéristiques suivantes:

Bande passante:	50 kHz
Gain:	60 dB
Dérive (température):	$< 25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Dérive dans le temps:	0,1 mV/h
Courant d'entrée:	$3 \cdot 10^{-10} \text{ A}$ à 25°C $6 \cdot 10^{-10} \text{ A}$ à 35°C Ce courant est ramené à $3 \cdot 10^{-11} \text{ A}$ par l'emploi du transistor à effet de champ
Temps de montée:	2 μs
Tension de sortie utile:	$\pm 2 \text{ V}$

Le circuit seuil est constitué par un second amplificateur SN522A monté cette fois en réaction (stabilité: $< 10^{-3}$).

Les circuits de commutation

Les éléments de commutation sont également des transistors à effet de champ, à faible courant de fuite et faible capacité gate source (FE204). Temps de réponse d'un circuit de commutation: 50 μs . Temps de réponse de l'ensemble amplificateur — circuit de commutation (sur la première gamme): 80 μs .

La logique de changement de gamme est constituée par 18 circuits intégrés Texas: neuf JK flip flop SN530; six doubles portes à trois entrées SN533; trois quadruples inverseurs SN535;

5.2.2. Tiroir de contrôle

Il comporte: une alimentation THT305; quatre blocs d'alimentation fournissant les $\pm 24 \text{ V}$ et $\pm 6 \text{ V}$ stabilisés; une horloge et ses circuits de

division fournissant les impulsions de comptage (1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz); un registre à avance fournissant les portes d'ouverture des échelles de comptage; les circuits annexes permettant le contrôle et le réglage du TD-mètre et les circuits de remise à zéro de l'ensemble de commutation et de l'ensemble de comptage.

La commutation de la fréquence de comptage déplace la virgule sur le rack d'affichage par Nixie, l'unité choisie étant la milliseconde.

5.2.3. L'ensemble de comptage

Il comprend huit échelles de comptage aveugles (temps de résolution: $< 0,5 \mu s$) et un rack d'affichage par tubes Nixie; ce rack permet la lecture échelle par échelle des temps de doublement.

6. EXPLOITATION

L'appareil se caractérise par une exploitation et un contrôle de bon fonctionnement effectués depuis le tiroir de contrôle situé à 350 m du point de mesure, très simples, donc accessibles à un personnel non spécialisé.

6.1. Contrôle journalier

Zéro tension: contrôle du bon fonctionnement de l'amplificateur opérationnel;

Zéro courant: contrôle de la valeur du courant résiduel avec ou sans la chambre;

Étalonnage: une tension de référence étant appliquée à l'entrée de l'amplificateur, on contrôle l'étalonnage gamme par gamme;

Test: on vérifie que toutes les fonctions de l'appareil sont en bon état. Cette vérification est dynamique puisqu'on injecte une dent de scie à l'entrée de l'amplificateur.

6.2. Utilisation

L'appareil en position de repos est sur « zéro tension ».

En fonction de la période de divergence prévue, on sélectionne la fréquence de comptage et le filtre utilisé. On choisit la valeur de la très haute tension T et on l'applique à la chambre.

Après avoir ajusté le zéro de l'amplificateur, on passe quelques minutes avant la divergence sur la position de mesure, ce qui doit remettre à zéro les échelles de comptage. On positionne le tiroir de lecture « échelle » sur une de celle-ci pour avoir une valeur immédiate du temps de doublement. Lorsque le huitième temps de doublement est franchi, le voyant « fin de mesure » s'éclaire, la très haute tension est coupée.

7. RESULTAT DE MESURES

7.1. Performances de l'électronique

Dans un premier stade, nous désirons connaître les limites imposées par les imperfections de l'électronique. Les causes d'erreurs sont multiples: bruit propre de l'amplificateur, courants de fuite des transistors à effet de champ de commutation, que rien ne distingue du courant à mesurer, dispersion du temps de réponse de l'amplificateur d'une gamme à l'autre.

Pour avoir une idée globale des possibilités de l'ensemble, nous introduisons à l'entrée de l'amplificateur une forme d'onde de référence de haute stabilité. Nous renouvelons l'expérience un grand nombre de fois et nous comparons les résultats successifs obtenus. La dispersion des mesures observée de cette façon est comprise entre 1 et $2 \cdot 10^{-3}$.

Nous avons vérifié de la même manière que l'appareil pouvait mesurer des temps de doublement inférieurs à la milliseconde (500 μ s).

7.2. Essais sur réacteur

Le TD-mètre rapide a été mis en service au cours de la campagne d'essais qui s'est terminée au mois de juin 1965. La gamme de temps de doublement utilisée a varié entre 500 et 8 ms. Deux détecteurs différents ont été utilisés: tout d'abord une chambre sensible aux neutrons (CCC2B d'Otecna) fonctionnant sans compensation, ensuite une chambre identique à la précédente, mais sans dépôt de bore. Au cours de la prochaine campagne d'excursion, il est prévu d'utiliser une chambre gamma à haut flux construite sur notre demande par GAAA (Groupement atomique alsacienne atlantique).

Compte tenu du programme chargé de la pile, au total plus de 200 divergences ont été suivies. Le TD-mètre est entré immédiatement en exploitation au vu des résultats obtenus au cours de différentes excursions. On peut tirer un certain nombre de conclusions.

L'appareil est utilisable aussi bien avec une chambre sensible aux neutrons qu'avec une chambre sensible aux gamma, l'adoption d'une chambre neutrons donnant malgré tout des résultats légèrement plus dispersés.

L'utilisation d'un câble anti-signal est indispensable, car nous avons noté, malgré l'emploi d'un câble de ce type, un bruit très important qui oblige, lorsque la pompe est en marche, à utiliser un filtrage plus important pour avoir des mesures valables.

Le choix de la position de la chambre est très important, car la plage de mesure est comprise entre le niveau de puissance où cesse de se faire sentir l'effet de la résiduelle et celui où commencent à jouer les effets de la température, surtout dans le cas des périodes longues (supérieures à 50 ms). Nous pensons, pour éviter ces ennuis, compenser le courant gamma résiduel par une source de courant extérieur, ce qui devrait permettre de placer une chambre plus près du cœur.

Dans le cas le plus défavorable - chambre d'ionisation pour neutrons et pompes en marche (effets microphoniques sur les câbles) - la dispersion des résultats dans la partie exponentielle de l'excursion de puissance reste de l'ordre de 1%.

Notons pour terminer que les résultats de mesures fournis par cet appareil et par un autre TD-mètre (réalisé par le service d'électronique de Cadarache) placé dans des conditions identiques n'ont jamais différé de plus de 1%.

8. EXTENSION ENVISAGEE

La première campagne de mesure effectuée avec les appareils décrits a montré qu'ils fonctionnent parfaitement (paragraphe 6.2.). Dans le cas des excursions à période longue (supérieures à 50 ms), l'allongement du temps de doublement dû à l'échauffement du cœur se fait vite sentir. Par ailleurs, lors d'excursions de puissance rapprochées (nombre de mesures important dans la journée) la précision vers les bas niveaux est limitée par le courant gamma résiduel (produits de fission).

Pour cette raison et pour rendre possible l'étude fine de l'incidence de la température, il a été envisagé de placer des seuils intermédiaires permettant d'effectuer des mesures de temps de doublement imbriqués. Cette extension n'était envisageable sans encombrement excessif que par l'emploi d'une technologie avancée.

Description de la mesure multiseuils (fig. 8)

Nous conservons la tête de mesure décrite précédemment, qui fournit un signal évoluant de 0 à -2 V lorsque la puissance du réacteur double. Ce signal attaque quatre circuits à seuil dont les niveaux de basculement sont réglés à des valeurs correspondant au quart des temps de doublement. Ces seuils doivent avoir une bonne stabilité, mais leur calage n'exige pas une grande précision.

Les intervalles de temps séparant deux franchissements de seuils successifs sont déterminés par comptage d'impulsions issues d'une horloge à quartz. Nous obtenons ainsi 32 informations (ou mots) de 16 digits. Il n'est donc plus concevable de les mémoriser dans un ensemble à bistable; une évolution future risque par ailleurs de porter à 50 le nombre de mots à mémoriser. Notre choix de l'élément mémoire s'est alors porté sur un ensemble à lames minces de 64 mots de 16 digits. Des maquettes de ces ensembles ont été réalisées au Centre d'études nucléaires de Grenoble.

Les impulsions asynchrones (fig. 9) fournies par les circuits seuils, mises en forme et synchronisées, font avancer le registre d'adresse de la mémoire, déclenchent le cycle de transfert de l'information du registre comptant vers la mémoire, remettent à zéro le registre comptant puis autorisent de nouveau le comptage, ceci en 500 ns.

Les informations binaires correspondant aux intervalles de temps $t_{0-1} - t_{7-4}$ (fig. 8) sont donc conservées dans 32 mots de notre mémoire.

Présentation des résultats

Deux modes de présentation sont prévus: présentation de chaque intervalle de mesure dans le cas où l'on désire suivre en détail une évolution de la divergence du réacteur (les informations contenues dans la mémoire

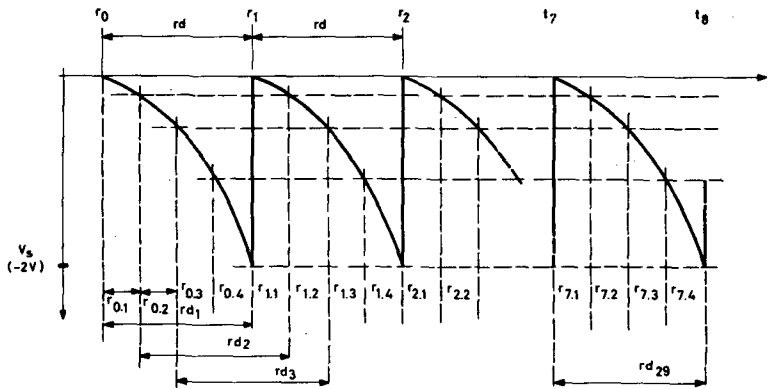


FIG. 8. Dispositif multiseuil

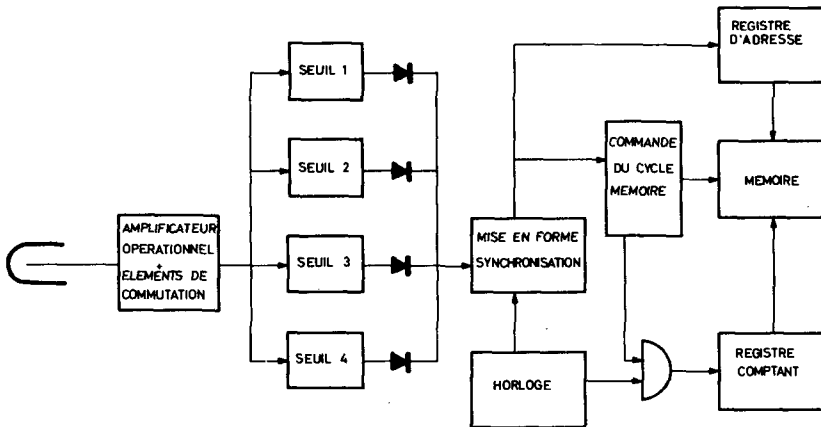


FIG. 9. Synoptique du multiseuil

peuvent être affichées et imprimées); présentation des temps de doublement imbriqués tels les td_1 , td_2 , etc. (fig. 8):

Calcul des temps de doublement imbriqués (fig. 10)

Dans ce cas, le programme de lecture se décompose de la façon suivante:

- le contenu du premier mot est transféré dans le registre décomptant (R_d),
- le registre comptant (R_c) est remis à zéro,
- l'ouverture de la porte commune à l'entrée de R_c et R_d permet le passage d'un train d'impulsions d'horloge,
- le passage par zéro de R_d provoque l'avance adresse d'un mot et son transfert dans ce même registre,
- l'horloge effectue la même opération qu'au paragraphe 3.

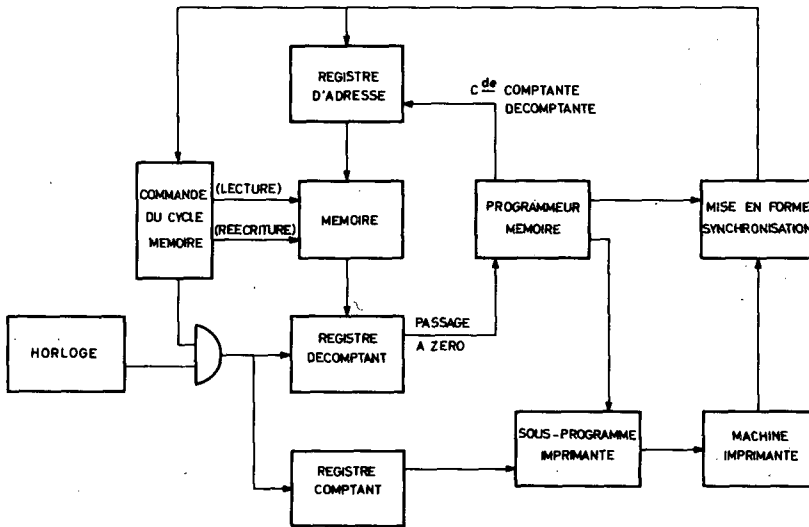


FIG. 10. Sortie des résultats en multiseuil

Avant impression du premier résultat, ce cycle est effectué quatre fois. Nous avons: $R_d = 0$, $R_c = M_1 + M_2 + M_3 + M_4$.

Le quatrième passage par zéro du R_d fait rétrograder de trois mots le registre d'adresse et provoque l'impression. La fin d'impression relance la séquence précédemment décrite.

La deuxième impression va correspondre à l'état suivant des deux registres: $R_d = 0$, $R_c = M_2 + M_3 + M_4 + M_5$, etc.

Le calcul sera achevé lorsque les 29 temps de doublement seront imprimés.

9. CONCLUSION

Au début de cette étude, nous avons décidé d'utiliser au maximum les technologies les plus avancées. Il est intéressant de faire le bilan de cette expérience.

Le faible encombrement des circuits intégrés a permis un découpage rationnel de l'ensemble de la manipulation en fonctions élémentaires. C'est ainsi que la partie noble de l'électronique élaborant la mesure a été concentrée dans une boîte étanche de faibles dimensions placée au voisinage immédiat des détecteurs (près de la piscine ou en bout de perche). Dans les câbles qui relient cette boîte étanche au tiroir de commande situé à 350 m ne circulent ainsi que des informations digitales. La précision de la mesure n'est donc pas affectée par la longueur des connexions.

Toute l'électronique de mesure est câblée dans la boîte étanche sur une seule carte (10×10 cm), ce qui supprime les connecteurs et améliore la fiabilité de l'ensemble.

Les problèmes de blindage ont été très simplifiés par la petitesse des éléments utilisés.

La mise au point de l'ensemble s'est révélée beaucoup plus aisée que si nous avions utilisé des éléments discrets.

Les circuits intégrés analogiques utilisés comme amplificateurs et comme circuits à seuil nous ont donné entière satisfaction, ainsi que les transistors à effet de champ, utilisés comme éléments de commutation à très bas niveau.

En résumé, grâce à l'augmentation de la fiabilité et au gain de place considérable obtenu par l'utilisation des circuits intégrés, nous avons pu, à volume d'électronique constant, pousser le perfectionnement de la manipulation beaucoup plus loin qu'il n'aurait été raisonnable de le faire avec les techniques conventionnelles.

Nous avons pu également vérifier que l'utilisation des mémoires à lames minces s'adaptait parfaitement à l'extrême diversité des manipulations d'électronique nucléaire.

Notre tâche a été grandement facilitée dans ce domaine, car plusieurs prototypes pré-industriels de mémoires à lames magnétiques minces avaient déjà été mis au point au Centre d'études nucléaires de Grenoble. De plus, la majorité des circuits périphériques étaient déjà réalisés en circuits intégrés [5].

La grande rapidité naturelle de ce type de mémoire (durée de cycle: < 250 ns) nous a permis de simplifier considérablement les circuits (suppression d'un registre d'entrée tampon).

Enfin, nous avons pu ajuster d'une manière très aisée la configuration de la mémoire; nombre de mots et nombre de bits au problème particulier qui nous était posé.

R E F E R E N C E S

- [1] AILLOUD, J., MILLOT, J.P., Pile CABRI, Rapport CEA R 2637; Actes Conf. int. util. EAFP, Genève 1955, 28/P/103.
- [2] GIRARD, C., Etude d'une méthode de la mesure de la puissance pendant un test transitoire sur la pile CABRI, Rapport DEP/SEPP/CAB/03/63 (1963).
- [3] AILLOUD, J., CHANDANSON, P., Un appareillage de mesure de temps de doublement, Rapport CEA 555 (1956).
- [4] LACOUR, J., POUJOIS, R., THUILLIERE, M., Dispositif de mesure du temps de doublement d'une grandeur à variation exponentielle, Brevet N° 930 117 du 2 avril 1963.
- [5] ANTIER, G., CHABANAS, L., GRUNBERG, G., ROCHET, A., «Etude et réalisation de mémoires à couches minces ferromagnétiques», Colloque international sur les techniques des mémoires, Paris, avril 1965.

APPAREIL DE MESURE DES TEMPS DE DOUBLEMENT RAPIDE DU REACTEUR CABRI

D. DA COSTA VIEIRA, G. FRIEDLING, B. MERITE ET A. TATTEGRAIN
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE CADARACHE

Abstract — Résumé

APPARATUS FOR MEASURING FAST DOUBLING TIMES OF THE CABRI REACTOR. The paper describes an apparatus for measuring doubling times as short as 1 ms in the CABRI reactor. The principal features of the apparatus are:

- A period measurement range of from 1 ms to 10 s with an accuracy of better than 0,5%;
- An ionization-chamber current measurement range of 3×10^{-7} to 10^{-5} A ;
- Instant transmission of the results to a point 300 m distant from the reactor.

The apparatus includes a constant sensitivity amplifier and several triggering circuits in parallel, the thresholds of which are set at fixed values of 0,3, 0,6, 1,2, 2,4, 4,8 and 9,6 V, and which define five doubling times. The output signals of the triggering circuits are serialized on a single wire, giving a train of six pulses, the intervals between which define the five doubling times. At the reception end a register distributes the stop-go commands of several scalars; there are five scalars of four decades each, counting clock pulses of 1 Mc/s frequency. The apparatus displays the results instantaneously on Nixie tubes and also provides for an automatic print-out on an IBM machine.

The paper discusses the principles adopted for the design of the apparatus and lays particular stress on the theoretical accuracy of the measurements.

APPAREIL DE MESURE DES TEMPS DE DOUBLEMENT RAPIDE DU REACTEUR CABRI. L'exposé porte sur un appareil de mesure des temps de doublement aussi courts que 1 ms obtenus dans le réacteur CABRI.

Les principales caractéristiques de l'appareil sont:

- une étendue de mesure de période de 1 ms à 10 s avec une précision meilleure que 0,5%;
- une étendue de mesure de courant de chambre d'ionisation de $3 \cdot 10^{-7}$ A à 10^{-5} A ;
- une transmission instantanée des résultats à 300 m de distance du réacteur.

L'appareil comporte un amplificateur à sensibilité constante et plusieurs déclencheurs en parallèle, dont les seuils sont calés à des valeurs fixes 0,3 - 0,6 - 1,2 - 2,4 - 4,8 et 9,6 V et qui définissent cinq temps de doublement. Les signaux de sortie des déclencheurs sont sérialisés sur un fil unique, donnant un train de six impulsions dont les écarts définissent les cinq temps de doublement. A la réception, un registre distribue les commandes arrêt-marche de plusieurs échelles de comptage; il y a cinq échelles de comptage à quatre décades chacune, comptant des impulsions d'horloge de fréquence 1 MHz. L'appareil comprend un affichage instantané des résultats sur tubes Nixie et une impression automatique sur machine IBM.

L'auteur discute les principes retenus dans la conception de l'appareil et insiste en particulier sur la précision théorique des mesures.

L'objet de cet exposé est de décrire un TD-mètre rapide étudié au Centre d'études nucléaires de Cadarache, qui est tout spécialement destiné aux mesures sur le réacteur CABRI.

Comme on le sait, les périodes obtenues dans ce réacteur sont nettement plus courtes que dans les réacteurs classiques, de sorte que les TD-mètres existant jusque-là en France ne pouvaient pas convenir. Un nouvel appareil a donc été envisagé, dont les principales spécifications sont:

- a) une étendue de mesure de période de 1 ms à 10 s, avec une précision aussi bonne que possible;
- b) une étendue de mesure de courant de chambre d'ionisation de $3 \cdot 10^{-7}$ A à 10^{-5} A;

c) une transmission instantanée des résultats de mesure à 300 m de distance du réacteur.

Le problème ainsi énoncé, nous décrirons dans la première partie de cet exposé un certain nombre de solutions possibles et indiquerons les solutions auxquelles nous nous sommes arrêtés. Dans la seconde partie, nous décrirons les réalisations. Enfin, nous insisterons spécialement sur les questions de précision et donnerons les résultats obtenus depuis le 1^{er} février 1965 sur le réacteur CABRI.

1. PRINCIPES

Le principe général de l'appareil est très classique. C'est celui qui a déjà été utilisé dans les TD-mètres étudiés successivement au CEA par MM. Ailloud et Lacour. On a un ensemble de mesure à courant continu à la sortie duquel on mesure le temps de doublement du signal; on mesure plusieurs temps de doublement au cours de la divergence, soit sur des octaves se recouvrant, soit sur des octaves adjacents; l'appareil dont nous parlons ici utilise des octaves adjacents.

Examinons maintenant les principaux points du schéma bloc-diagramme (fig. 1).

Système d'entrée

En ce qui concerne le système d'entrée, on a pratiquement trois possibilités:

- un amplificateur à sensibilité constante et un déclencheur à commutation de seuil;
- un amplificateur à commutation de sensibilité et un déclencheur à seuil constant;
- un amplificateur à sensibilité constante et plusieurs déclencheurs en parallèle, dont les seuils sont calés à des valeurs fixes; c'est cette dernière possibilité que nous avons choisie, et cela parce qu'elle ne comporte pas de commutation sur des niveaux faibles. L'amplificateur comporte une résistance de mesure de $1\text{ M}\Omega$ et une contre-réaction totale, de sorte que dans l'étendue de mesure de $3 \cdot 10^{-7}\text{ A}$ à 10^{-5} A , on passe de 300 mV à 10 V en sortie; on a six déclencheurs dont les seuils sont 0,3, 0,6, 1,2, 2,4, 4,8, 9,6 V et qui définissent cinq temps de doublement.

Transfert d'informations

En ce qui concerne le transfert d'informations à 300 m de distance, on a aussi pratiquement quatre possibilités:

- un transfert d'informations analogiques sur la sortie amplificateur (point A de la figure);
- un transfert d'informations logiques sur les sorties des déclencheurs (point B de la figure);
- un transfert d'informations logiques sur les sorties du bloc logique (point C de la figure);

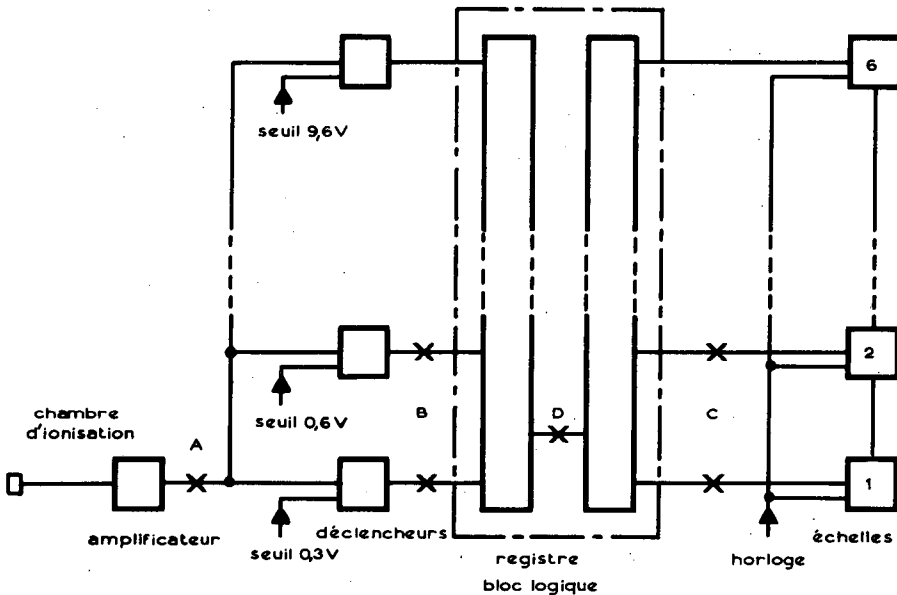


FIG. 1. Schéma bloc-diagramme de l'ensemble TD-mètre

- un transfert d'informations logiques sur l'entrée d'un registre incorporé au bloc logique (point D de la figure); c'est cette dernière possibilité que nous avons choisie.

Les signaux de sortie des déclencheurs à seuil sont mis en forme, regroupés sur un fil unique et se trouvent sérialisés dans le temps, au cours de la divergence; on a donc un train de six impulsions qui sont envoyées sur un câble et les écarts entre ces impulsions définissent les cinq temps de doublement; même si les impulsions subissent un léger retard au cours de la transmission, du moins les écarts restent-ils constants; on voit donc que l'intérêt présenté par le registre est de permettre sur un seul fil le transfert d'informations qui sont sérialisées par nature. A la réception, le registre distribue les commandes marche-arrêt des échelles de comptage; il y a cinq échelles de comptage à quatre décades chacune pour permettre d'apprécier des différences de l'ordre de $1/1000$ sur des nombres de l'ordre de 1000; l'horloge bat la μs et la gamme la plus sensible de l'appareil est donc de 10 ms; les trois autres gammes, 100 ms, 1 s et 10 s sont obtenues en mettant en service des diviseurs par 10, 100 et 1000.

2. DESCRIPTION

Le TD-mètre proprement dit se compose de deux châssis:

- un châssis «conversion analogique - digitale» 3 U installé dans la salle de contrôle, contiguë au hall du réacteur;
- un châssis «logique» 6 U installé dans une salle de contrôle située à 300 m du hall.

La chambre d'ionisation est reliée directement au châssis analogique-digital par 40 m de câble.

2.1. Châssis de conversion analogique-digitale

Schéma bloc-diagramme (fig. 2)

Sept déclencheurs à seuil de tension sont connectés à la sortie de l'amplificateur linéaire, qui est à sensibilité unique (10 V ; 10^{-5} A).

Six de ces déclencheurs fournissent à tour de rôle une impulsion au moment de leur commutation. On obtient ainsi un train de six impulsions représentant les cinq temps de doublement, qui est transmis à l'ensemble logique du TD-mètre par une ligne grande distance (300 m) dont l'impédance caractéristique est de $75\ \Omega$.

Le septième déclencheur à seuil de tension est un dispositif de sécurité qui coupe la polarisation de la chambre d'ionisation et met en court-circuit l'entrée de l'amplificateur de mesure lorsque le signal d'entrée dépasse le seuil de sécurité.

A la sortie de l'amplificateur d'impulsions, un contrôle est effectué; on compte les impulsions et on visualise le résultat à l'aide de six tubes DM 160.

Un générateur de courant variant suivant une loi exponentielle permet de faire un essai dynamique de l'ensemble de l'appareil.

On dispose d'autre part d'une alimentation qui fournit la polarisation de la chambre d'ionisation et de deux alimentations basse-tension qui donnent les $\pm 24\text{ V}$ nécessaires au fonctionnement de l'ensemble de conversion analogique-digital.

La partie mesure proprement dite, c'est-à-dire amplificateur et déclencheurs à seuils de tension, est alimentée séparément du reste de l'appareil par une de ces alimentations basse-tension.

Un millivoltmètre permet de contrôler tous les réglages de l'appareil.

Amplificateur de mesure

Le schéma de l'amplificateur de mesure est représenté à la figure 3; le système est un amplificateur opérationnel fonctionnant en contre-réaction totale avec une résistance de $1\text{ M}\Omega$. Les caractéristiques de l'amplificateur sont les suivantes:

Gain de tension en boucle ouverte:	1600
Impédance d'entrée en boucle ouverte:	$25\text{ M}\Omega$
Impédance de sortie en boucle ouverte:	$20\ \Omega$
Coefficient de température:	de 10 à 60°C , $30\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
(ramené à l'entrée):	de 30 à 35°C , $20\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Fluctuations (ramenées à l'entrée):	1 mV crête à crête
Tension de sortie:	10 V
Courant de fuite sur l'entrée:	10^{-9} A
Dérive à long terme:	1 à 2 mV

Déclencheurs à seuil

Le schéma des déclencheurs à seuil est représenté à la figure 4; le système comporte à l'entrée un amplificateur différentiel attaqué par le

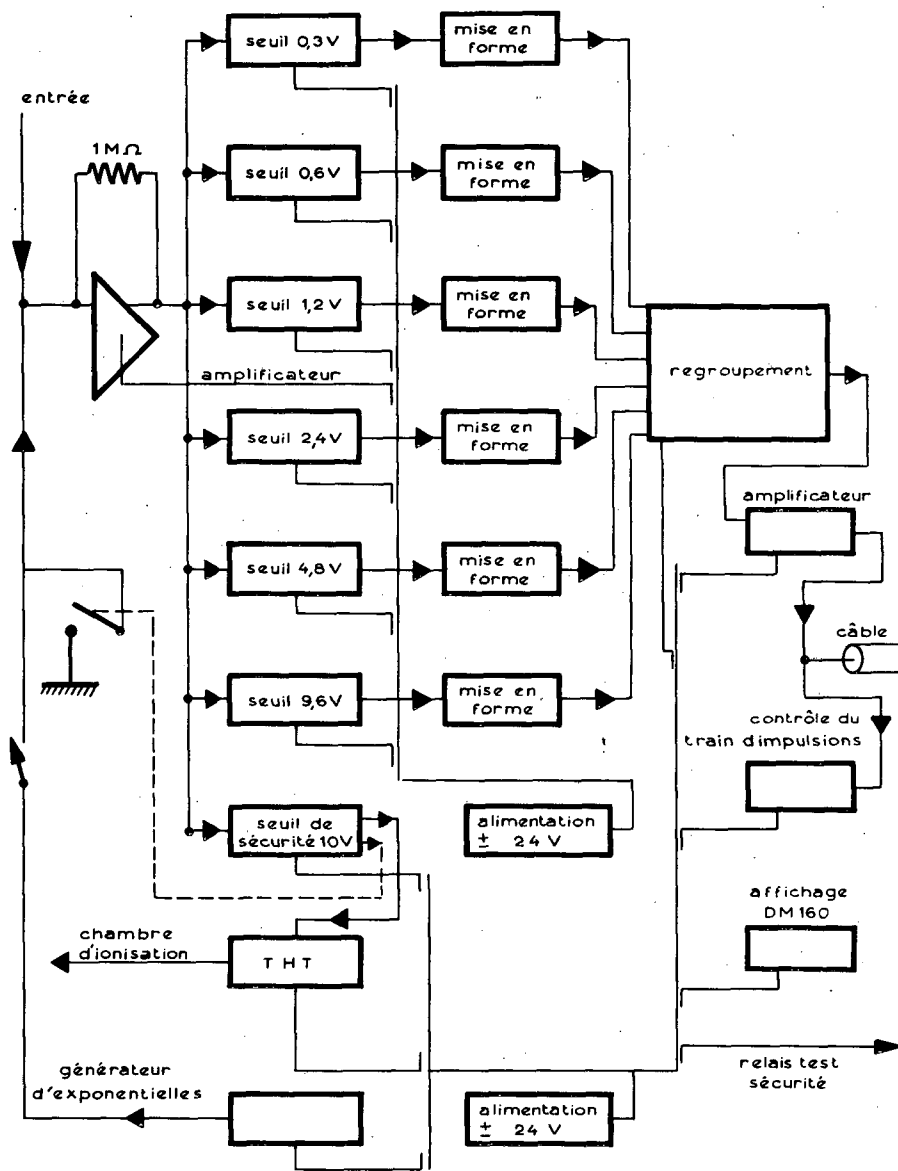


FIG. 2. Schéma bloc-diagramme du châssis de conversion analogique digitale

signal de sortie de l'amplificateur de mesure et par la tension seuil, deux étages d'adaptation, et le déclencheur proprement dit.

Les caractéristiques de l'ensemble sont:

Courant d'entrée:

$10\text{ }\mu\text{A}$ pour une tension d'entrée
variant de 0 à 10 V

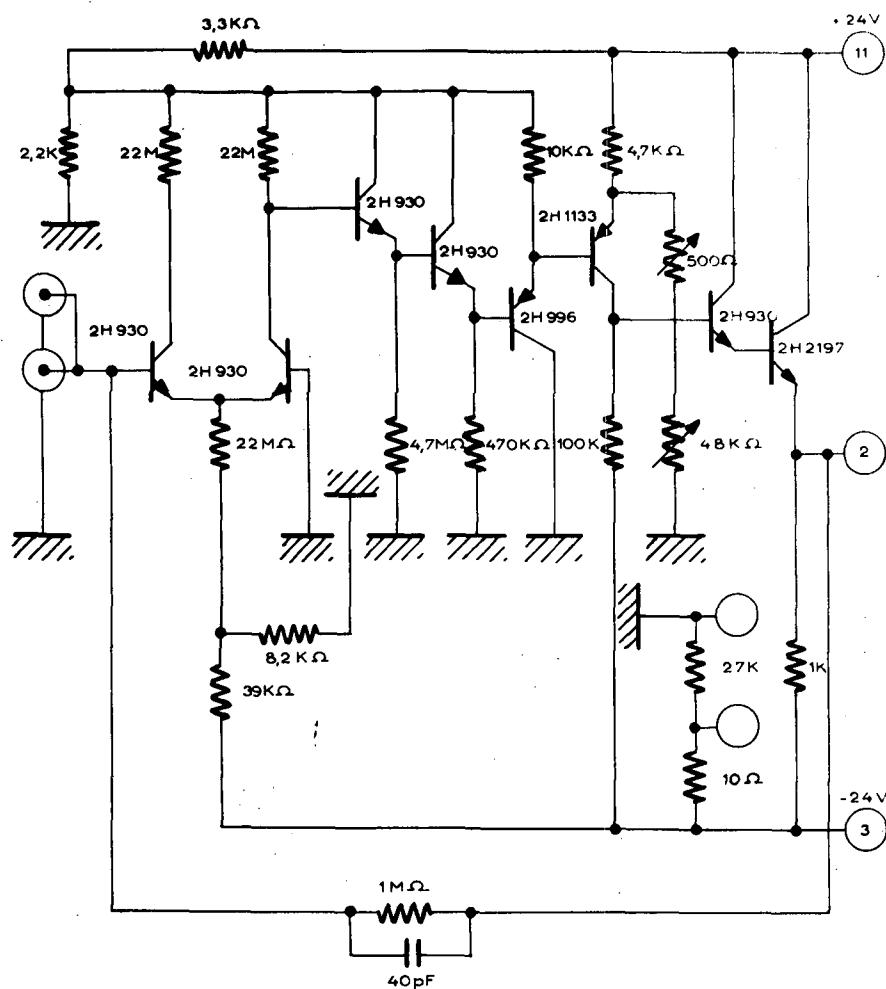


FIG. 3. Schéma de l'amplificateur de mesure

Coefficient de température: $20 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$

Temps de commutation: $2 \mu\text{s}$

Les seuils de tension sont fournis par six diviseurs à résistances de très haute stabilité et alimentés par une même tension; l'erreur due au courant de base dans ces résistances n'excède pas $2 \cdot 10^{-4}$. Au total, la précision d'étalonnage des doubléments de tension est meilleure que 10^{-3} entre 20 et 30°C .

Mise en forme et regroupement

A la sortie des circuits de mise en forme et de regroupement, les impulsions attaquent le câble de transmission; à la réception, les impulsions ont une amplitude de 5 V et un temps de montée de 1 μ s.

Alimentations

Les caractéristiques des alimentations de tension sont:

Polarisation de la chambre d'ionisation:

Tension délivrée:	de + 100 à + 1200 V
Débit maximal:	1 mA
Tensions résiduelles:	40 mV
Coefficient de température:	$10^{-4}/^{\circ}\text{C}$

Basse tension:

Tension délivrée:	+ et -24V (± 1 V)
Débit maximal:	500 mA
Tensions résiduelles:	500 μ V
Coefficient de température:	$10^{-4}/^{\circ}\text{C}$
Résistance interne:	$5 \cdot 10^{-3}\Omega$

Un générateur de courants exponentiels est également incorporé à l'appareil, qui permet de télécommander le test du TD-mètre dans des conditions voisines de l'utilisation réelle; au moment du test, le courant fourni par ce générateur est injecté par un contact de relais, à l'entrée de l'amplificateur de mesure, sans déconnexion de la chambre d'ionisation.

Le schéma du générateur de test est classique; il comprend deux amplificateurs opérationnels, le premier monté en intégrateur commande le second monté en inverseur et dont la tension de sortie est réinjectée à l'entrée sur l'intégrateur lui-même.

Le générateur de test fournit une tension variant de 0 à 10 V selon une loi exponentielle de temps de doublement commutable à 5 ms, 50 ms, 500 ms ou 5 s; la précision du système est de $5 \cdot 10^{-2}$, ce qui est très suffisant pour faire un contrôle du bon fonctionnement de l'ensemble.

2.2. Châssis logique du TD-mètre

L'ensemble logique du TD-mètre comprend deux parties: inscription des temps de doublement dans des échelles de comptage; impression des résultats à l'aide d'une imprimante IBM.

2.2.1. Système d'affichage

Les informations délivrées par la partie convertisseur analogique-digital du TD-mètre apparaissent sous la forme d'un train de six impulsions

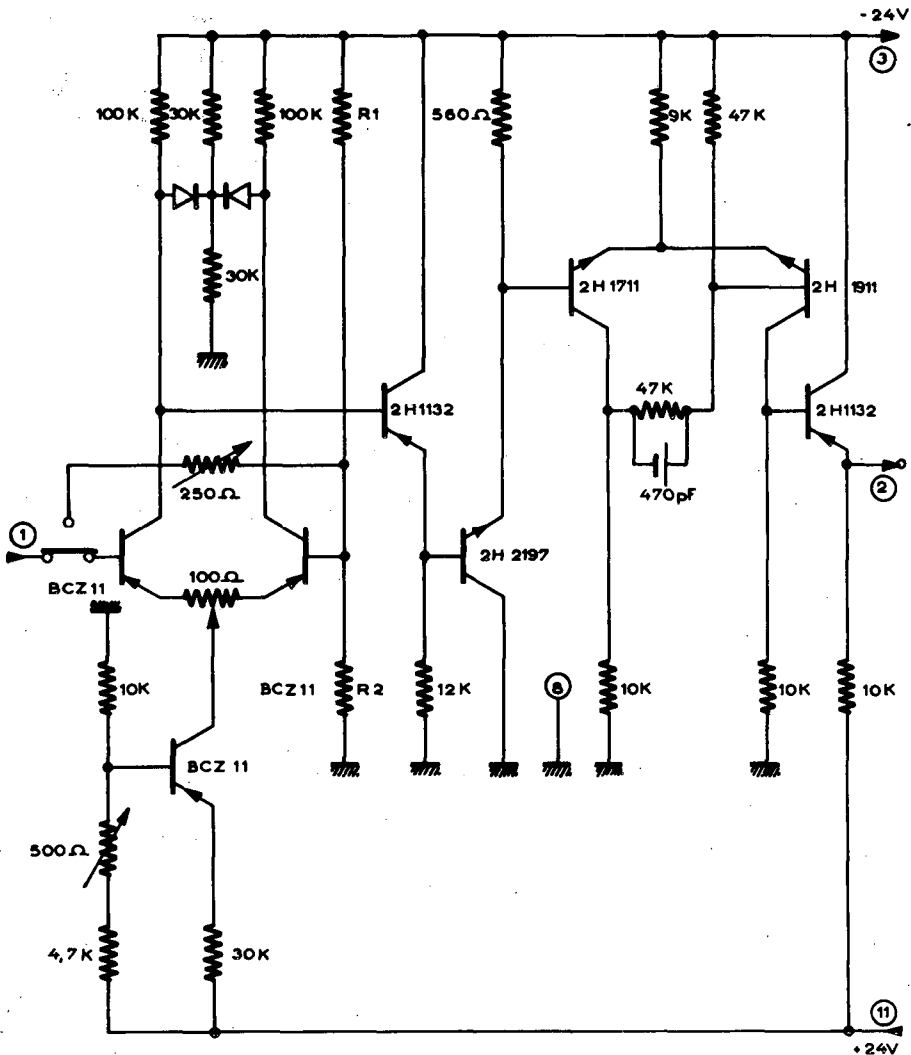


FIG. 4. Schéma des déclencheurs à seuil

transportées dans un câble coaxial de 75Ω d'impédance caractéristique, long de 300 m.

Les cinq intervalles de temps compris dans ce train sont mesurés à l'aide de cinq échelles commutées successivement sur une horloge à quartz particulièrement précise et stable.

L'aiguillage des échelles sur l'horloge est commandé par les impulsions provenant du câble coaxial.

Le fonctionnement d'ensemble est montré sur le schéma bloc-diagramme de la figure 5.

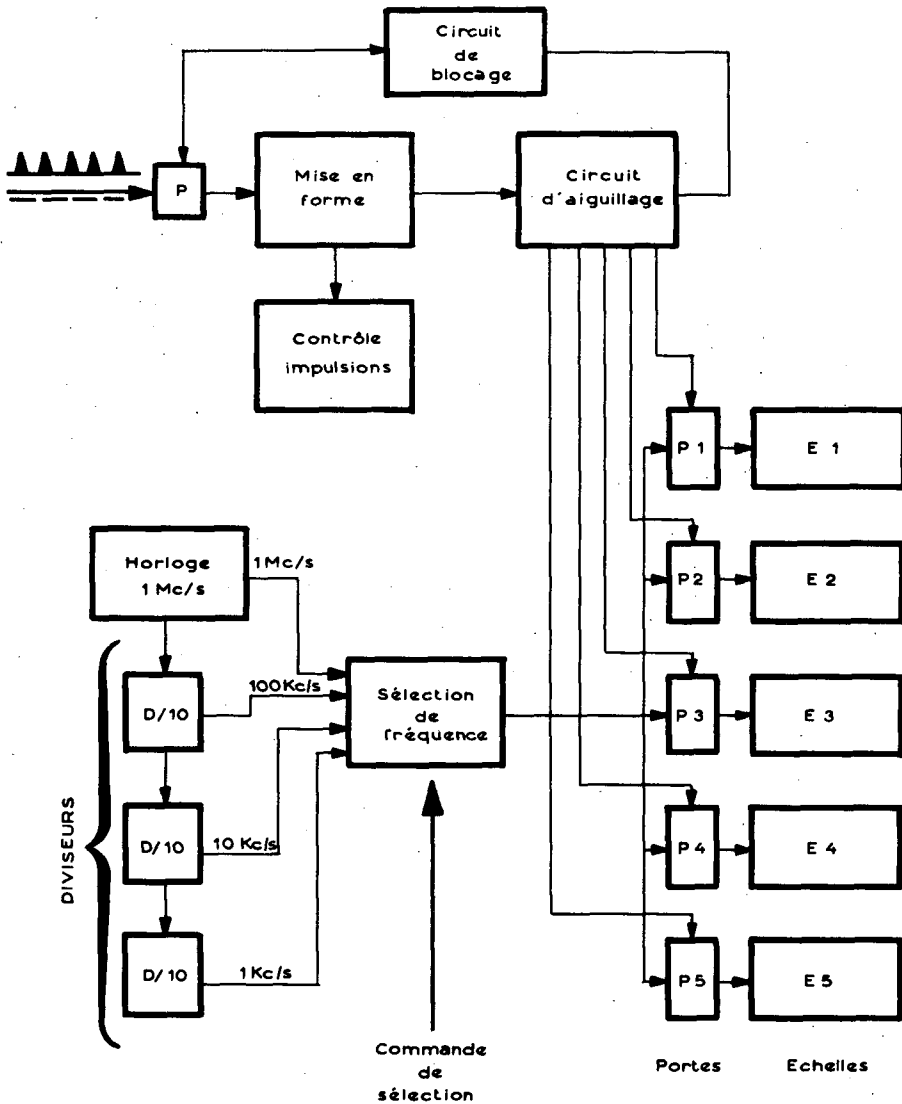


FIG. 5. Schéma bloc-diagramme du système d'affichage

Echelles de comptage

Les cinq échelles comportent quatre décades chacune. Le contenu de ces échelles est affiché à l'aide de tubes numériques Nixie, type Z 520 M.

Les décades utilisées comportent une partie comptage et une partie décodage binaire-décimal permettant la commande des tubes numériques Nixie.

Les caractéristiques des décades sont:

Fréquence d'utilisation maximale: 10 Mc/s
 Amplitude du signal d'attaque: + 5 à 10 V
 Temps de montée $20 \text{ ns} \leq T_m \leq 100 \text{ ns}$
 Alimentation: - 12 V, 70 mA
 Sorties de huit niveaux binaires dans le code 1 - 2 - 4 - 8
 permettant l'impression
 Sorties des commandes des tubes numériques
 Circuits de prédétermination (non utilisés dans le TD-mètre)
 Les niveaux logiques de sorties sont 0 et -10 V.

Circuit de mise en forme

Les impulsions véhiculées par le câble coaxial ont une amplitude de 5 V environ et un temps de montée de $1 \mu\text{s}$. Il est donc nécessaire de les remettre en forme pour attaquer le circuit d'aiguillage dans les meilleures conditions. Le circuit utilisé est un trigger composé de transistors complémentaires excitant un circuit LC amorti. Le front de montée de l'impulsion mise en forme est donné par la vitesse de basculement du trigger, la durée de cette impulsion étant égale au quart de période de la cosinusoïde engendrée par le circuit oscillant.

Les caractéristiques de l'impulsion mise en forme sont:

Amplitude: + 10 V
 Durée: $0,2 \mu\text{s}$
 Temps de montée: 20 ns

Circuit d'aiguillage

Ce circuit a pour rôle de commuter les différentes échelles sur l'horloge à quartz.

Il est composé d'un registre à avance à six positions stables. Le décodage des différents états est assuré par une matrice de diodes. L'avance est commandée par les impulsions du circuit de mise en forme. Le premier état de ce registre correspond à la position repos; elle est automatique en fin d'exploration et doublée par la commande de remise à zéro des échelles de comptage.

Le registre comprend trois bascules binaires en cascade donnant huit états; deux de ces états sont supprimés par un circuit de réaction.

Les signaux décodés sont sortis par l'intermédiaire d'un transistor monté en émetteur suiveur afin d'attaquer les portes des échelles avec le minimum d'affaîssement du temps de montée. En effet, le temps de montée des signaux de commande des portes doit être notablement inférieur à la période des impulsions d'horloge. Pour 1 Mc/s, fréquence maximale, la durée entre deux impulsions est $1 \mu\text{s}$; la vitesse de commutation ne dépasse pas $0,1 \mu\text{s}$. En fait, on ne peut que diminuer la probabilité de perdre une impulsion de l'horloge en réduisant le temps de commutation. L'expérience

montre qu'avec 100 ns de temps de commutation, le risque de compter une impulsion de moins ne dépasse pas 1% des cas, et ceci pour la fréquence maximale de l'horloge, soit 1 Mc/s.

Circuit de contrôle des impulsions

La distribution dans le temps des six impulsions est contrôlée par un circuit annexe constitué par un registre dont les signaux décodés attaquent des indicateurs DM 160 situés sur le panneau avant. Ce circuit est identique à celui situé dans le châssis de conversion analogique-digitale. Seule la réalisation en est différente.

Circuit de blocage

Les mesures d'intervalles de temps étant stockées dans les échelles de comptage qui constituent la seule mémoire de l'ensemble, il est nécessaire d'isoler les circuits d'entrée aussitôt après la fermeture de la cinquième porte, afin d'éviter un éventuel redéclenchement sous l'action d'un quelconque phénomène parasite. Le circuit de blocage assurant ce rôle est constitué par une porte située entre l'arrivée du câble coaxial et le circuit de mise en forme. Cette porte ouverte sous l'action de la commande de retour à zéro est fermée par l'apparition du sixième état du circuit d'aiguillage.

Portes d'échelles

Les portes d'échelles sont constituées par une diode commandée par les signaux venant du circuit d'aiguillage.

Circuit de sélection de fréquence d'horloge

Le temps de doublement mesurable le plus faible est 1 ms. La fréquence maximale de l'horloge est déterminée par le nombre de chiffres significatifs. Pour obtenir la précision requise de 10^{-3} , la fréquence d'horloge doit donc être de 1 Mc/s.

Les gammes de mesure sont:

1 ms à 10 ms
10 ms à 100 ms
100 ms à 1 s
1 s à 10 s

Pour obtenir la même définition sur les quatre gammes, l'horloge est suivie de trois diviseurs par 10 donnant les fréquences 100 kc/s, 10 kc/s, 1 kc/s.

La sélection de ces quatre fréquences est effectuée par des portes à diodes situées au niveau des entrées des portes d'échelles. Ces portes sont commandées par le commutateur à quatre positions situé sur le panneau avant. Ce commutateur ne passe ainsi que des tensions continues et, de

ce fait, aucune précaution spéciale n'est nécessaire, ni dans sa technologie, ni dans son câblage.

Horloge de 1 Mc/s

L'horloge est constituée par un oscillateur à quartz délivrant un signal sinusoïdal de 1 V crête à crête. L'oscillateur est suivi d'un étage émetteur-suiveur qui attaque un étage amplificateur à charge de collecteur accordée. Le signal sinusoïdal de sortie est de 10 V crête à crête. L'amplificateur est suivi d'un montage de sortie à basse impédance. Le signal sinusoïdal est transformé en signal carré par un trigger constitué par deux transistors couplés par les émetteurs et une liaison collecteur de base. Le signal carré ainsi obtenu attaque un circuit de mise en forme similaire à celui attaquant l'aiguillage. L'impulsion mise en forme a une amplitude de 10 V et un temps de montée de 20 ns. Sa durée à la base est de 100 ns environ.

Les essais de stabilité en fonction de la température ont été effectués entre + 10°C et + 60°C. La dérive de fréquence est dans cette gamme de $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$. A 20°C, la précision de la fréquence est de 10^{-6} , et la dérive de l'horloge après une heure de fonctionnement, de l'ordre de 10^{-7} .

2.2.2. Système d'impression du contenu des échelles

Le contenu des cinq échelles est imprimé par une machine IBM. Le fonctionnement d'ensemble est représenté par le schéma synoptique de la figure 6.

Programme d'impression

Il peut être de deux formes:

a) impression continue des cinq échelles dans le cas où le temps de doublement est inférieur au temps d'impression d'une échelle par la machine imprimante;

b) impression discontinue de chacune des échelles dans le cas où le temps de doublement est supérieur au temps d'impression d'une échelle.

Pour ce faire, les signaux d'ouverture des portes d'échelle sont mis en mémoire dans des circuits bistables. Lors de l'exploration des échelles, l'état de ces bistables-mémoires est comparé à chaque pas du registre de sélection d'échelle, ce qui autorise ou non l'impression.

Oscillateur d'exploration

En fait, l'exploration est commandée à partir d'un circuit de mise en forme à 50 c/s qui transforme le signal sinusoïdal en impulsions brèves. Ce circuit est un monostable. Les impulsions mises en forme, de 20 ms de période, attaquent une division par 8, ce qui donne en sortie une période de 160 ms; c'est cette cadence qui a été choisie pour attaquer l'imprimante IBM.

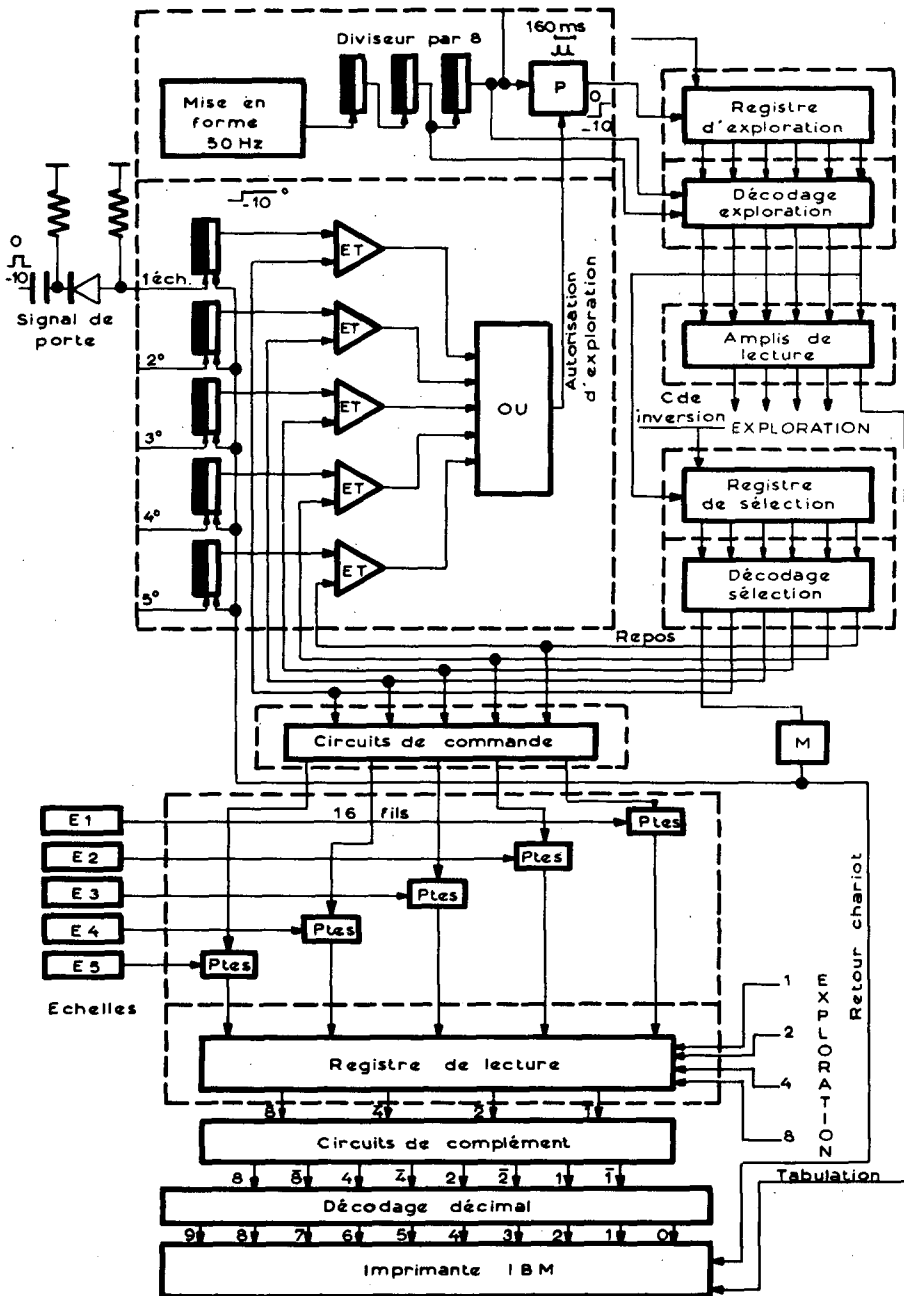


FIG. 6. Schéma bloc-diagramme du système d'impression

Registre d'exploration

Le registre d'exploration est identique au registre à avance assurant l'aiguillage de l'horloge sur les différentes échelles. Seul le décodage des états présente une particularité.

Le registre est attaqué par les impulsions provenant de l'oscillateur d'exploration, dont les états normalement décodés ont une durée de 160 ms, ce qui serait excessif pour l'attaque des électro-aimants de la machine imprimante. On réalise donc deux coïncidences supplémentaires avec les états des diviseurs de l'oscillateur d'exploration. En prenant le deuxième bistable, on obtient une durée de signal de 40 ms. Il est nécessaire de prendre également le troisième bistable afin d'éliminer une coïncidence supplémentaire. Ces coïncidences permettent d'obtenir directement, sans passer par des circuits de mise en forme, la durée nécessaire pour attaquer les électro-aimants de l'imprimante IBM.

Registre de sélection

Ce registre est attaqué par le registre d'exploration et assure la sélection des différentes échelles. Les états décodés ont une durée de 960 ms, ce qui représente le temps nécessaire à l'impression d'une échelle.

Portes de liaison

Les états 1 - 2 - 4 - 8 prélevés sur chacune des décades aboutissent à des circuits portes, commandés par le registre de sélection. Les 80 portes sont constituées par des diodes de type 16 P2 débloquées par groupes de 16; les signaux de sortie sont lus par le registre d'exploration et attaquent les circuits de compléments.

Compléments

Seuls quatre niveaux binaires sont prélevés sur les décades, ceci afin de diminuer le nombre de portes. Au stade de l'exploration de chacune des décades, les niveaux complémentaires sont restitués par quatre amplificateurs inverseurs, ce qui permet le décodage binaire-décimal.

Circuit d'attaque de la machine imprimante

Le décodage est assuré par une matrice de diodes; les signaux décodés attaquent un transistor monté en émetteur-suiveur. Les électro-aimants de la machine imprimante sont commandés par des transistors de puissance dont la base est attaquée par l'émetteur-suiveur.

3. PRECISION

Bien entendu, dans ce genre d'appareil la principale difficulté est d'obtenir un compromis satisfaisant entre le bruit et le temps de réponse.

Pour une période donnée, la précision est essentiellement conditionnée

- a) par le temps de réponse des circuits analogiques, c'est-à-dire par les constantes de temps de l'amplificateur;
- b) par le bruit des circuits analogiques, c'est-à-dire par les constantes de temps de l'amplificateur et par les sources de bruit prépondérantes que représentent la chambre d'ionisation et le premier étage d'amplificateur;
- c) par les dérives de l'amplificateur ($30 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ de 10 à 60°C), des déclencheurs à seuil ($20 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$) et de l'horloge ($10^{-6}/^\circ\text{C}$);
- d) enfin par la rapidité des circuits logiques (décades 100 ns), commandes de marche-arrêt et registre (200 ns), déclencheurs (2 μs), câble (1,5 μs) et par la fréquence de l'horloge (1 Mc/s).

3.1. Erreur due au temps de réponse

Examinons tout d'abord l'erreur introduite par le temps de réponse de l'amplificateur.

Le schéma de l'amplificateur considéré est donné à la figure 7. On voit l'amplificateur opérationnel proprement dit (on tient compte de la première fréquence de coupure), la résistance de mesure $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ avec une capacité en parallèle parasite ou non C_2 , la capacité d'entrée C_1 qui correspond pratiquement au câble de liaison, soit 1200 pF, et une résistance R_1 mise en série avec l'entrée de l'amplificateur qui a pour but d'empêcher la dégradation du rapport signal sur bruit aux fréquences élevées.

On a étudié le signal de sortie de cet amplificateur lorsqu'on injecte à l'entrée un courant exponentiel de la forme $i = I_0$ pour $t < 0$ et $i = I_0 \exp(t/\tau)$ pour $t \geq 0$ (fig. 8).

Moyennant quelques simplifications introduites en tenant compte des ordres de grandeur, le signal est de la forme $V(t)$ donnée par la figure. On reconnaît le premier terme dont la période est τ et deux termes parasites dont les périodes sont $-T_1$ et $-T_2$, avec $T_1 = R_1 C_1$ et $T_2 = R_2 C_2$; ainsi on peut dire que le signal de sortie reproduit le signal d'entrée affecté d'un coefficient et seulement après un régime transitoire au cours duquel on passe d'une courbe à l'autre; le phénomène est très net sur la figure où il a été délibérément exagéré. Puisque le signal de sortie a la même période que le signal d'entrée, il est parfaitement utilisable pour la mesure de la période; encore faut-il évaluer les erreurs que l'on peut commettre au cours du transitoire, si les deux termes parasites ne sont pas assez atténués lorsque le signal de sortie passe par les premiers seuils 0,3, 0,6, 1,2 V etc. Pour cela, il faut utiliser la définition même du temps de doublement et calculer les instants auxquels le signal de sortie passe par les valeurs 0,3, 0,6, 1,2, 2,4, 4,8, 9,6 V. Bien entendu, ces instants dépendent du temps de doublement, mais ici nous considérons avant tout le temps de doublement de 1 ms qui à priori pose le plus de problèmes. Nous avons effectué tous ces calculs pour diverses valeurs de tension initiale inférieures à 0,3 V, et chaque fois pour diverses valeurs de $T_2 < 3 \cdot 10^{-4} \text{ s}$ et $T_1 < 5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$.

L'ensemble de ces calculs a montré que même les valeurs les plus élevées de T_1 et T_2 n'introduisent pas d'erreur supérieure à $2 \cdot 10^{-4}$ sur le premier doublement mesuré, à condition que la tension initiale soit toujours

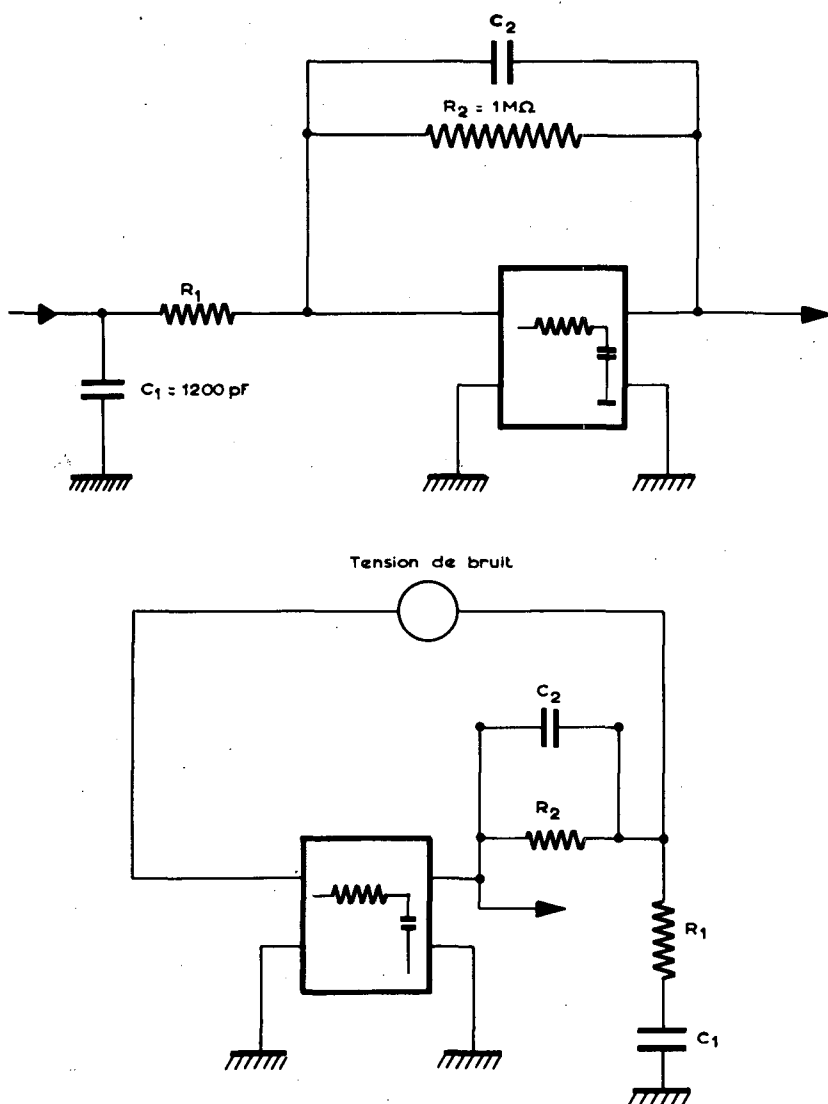
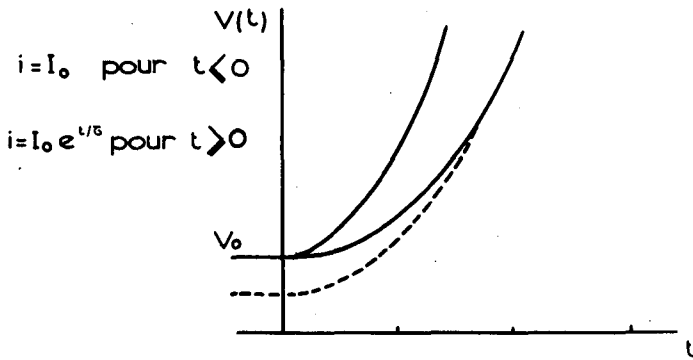


FIG. 7. Répercussion du bruit propre de l'amplificateur sur la tension de sortie

inférieure à 10^{-1} V ce qui, en fait, est toujours le cas; donc l'erreur due au temps de réponse de l'amplificateur est négligeable.

3.2. Erreur due aux bruits

Examinons maintenant la question de l'erreur introduite par le bruit: reprenons le signal exponentiel obtenu à la sortie, soit $V(t) = V_0 2^{t/T}$, et considérons, superposé à ce signal, un bruit $x(t)$ supposé gaussien. On



$$V(t) = -R_2 I_0 \left[\frac{\tau^2 e^{-t/\tau}}{(\tau + T_1)(\tau + T_2)} + \frac{T_1^2 e^{-t/T_1}}{(T_1 - T_2)(T_1 + \tau)} + \frac{T_2^2 e^{-t/T_2}}{(T_2 - T_1)(T_2 + \tau)} \right]$$

FIG. 8. Réponse de l'amplificateur à un signal exponentiel

calcule facilement les instants t_1 et t_2 des deux premiers déclenchements et l'erreur relative sur la mesure du premier temps de doublement T_1 :

$$\epsilon = \frac{x_1 - x_1/2}{0,7 V_1}$$

en désignant par V_1 la quantité $V_0 2^{1/T}$.

Supposons, par exemple, que ce bruit soit celui du premier étage de l'amplificateur, qui est pratiquement indépendant du courant à mesurer, et considérons en plus l'effet du bruit de la chambre: on sait que ce bruit dépend du courant à mesurer, donc les variances de la loi gaussienne ne sont plus les mêmes au passage du premier seuil et au passage du second. L'erreur relative devient donc:

$$\epsilon = \frac{1}{0,7 V_1} \left(x_1 - \frac{x_2}{2} + x_1' - \frac{x_2'}{2} \right)$$

Moyennant certaines hypothèses, on déduit facilement

$$\epsilon_p < \frac{1}{0,7 V_1} \left(\frac{5}{4} \sigma^2 + \sigma'^2 + \frac{\sigma'^2}{4} \right)^{\frac{1}{2}}$$

en désignant par σ^2 les variances.

La variance σ^2 du bruit provenant du premier étage de l'amplificateur a été obtenue expérimentalement pour toutes les valeurs de T_1 et de T_2 déjà

citées, $T_1 < 5 \cdot 10^{-5}$ s, $T_2 < 3 \cdot 10^{-4}$ s. A partir de ces résultats, on a choisi les constantes de temps optimales: $T_1 = 5 \cdot 10^{-5}$ s; $T_2 = 10^{-4}$ s.

Avec les constantes de temps optimales, la contribution de l'amplificateur dans la variance est:

$$\frac{5}{4} \sigma^2 = 10^{-7} V^2$$

En ce qui concerne le bruit provenant de la chambre d'ionisation, les variances σ'^2 et σ''^2 ont été calculées d'après la fonction de transfert de l'amplificateur; on a trouvé que la contribution de la chambre d'ionisation dans la variance est

$$\sigma'^2 + \frac{\sigma''^2}{4} = 0,75 \frac{Q V_1}{C}$$

en désignant par C la quantité $C_2 + (R_1 / R_2) C_1$.

L'utilisation d'une chambre à neutrons implique des valeurs de Q de l'ordre de $5 \cdot 10^{-15}$ C, d'où, avec les constantes de temps optimales déjà choisies, une contribution de $75 \cdot 10^{-7} V^2$ comparée à la contribution de $10^{-7} V^2$ de l'amplificateur; on voit que la chambre à neutrons introduit un bruit disproportionné. Il est donc avantageux de la remplacer par une chambre gamma dans laquelle les valeurs de Q sont nettement plus favorables; dans ce cas, la contribution de la chambre d'ionisation devient de l'ordre de $10^{-7} V^2$. Au total, on trouve que l'erreur est $\epsilon_p < \pm 2 \cdot 10^{-3}$ pour le premier temps de doublement; quoique ce résultat ne soit pas établi en toute rigueur, il s'agit certainement d'une limite supérieure.

3.3. Erreur due aux dérives

Examinons enfin la question de l'erreur causée par les dérives de l'amplificateur et des déclencheurs. On calcule facilement, comme pour les bruits, l'expression de l'erreur relative:

$$|\epsilon| = \frac{1}{0,7 V_1} \left[s_1 + \frac{s_2}{2} + \frac{a}{2} \right]$$

en désignant par s_1 , s_2 et a la dérive du premier déclencheur, la dérive du second et la dérive de l'amplificateur. Avec les valeurs de dérive obtenues pratiquement, s de l'ordre de $20 \mu V/^\circ C$ et a de l'ordre de $30 \mu V/^\circ C$, l'erreur due à la dérive dans la plage de température de $\pm 5^\circ C$ autour de la température de réglage ne peut pas être supérieure à $\pm 10^{-3}$ pour le premier temps de doublement.

Donc au total, en tenant compte de l'horloge de 1 Mc/s et des erreurs dues à l'étalonnage des seuils, l'erreur pour le premier temps de doublement est inférieure à $\pm 5 \cdot 10^{-3}$.

4. RESULTATS

Depuis le mois de février 1965, un grand nombre d'excursions ont été effectuées sur le réacteur CABRI, au cours desquelles a été testé le fonctionnement de ce TD-mètre (l'appareil est représenté à la figure 9). Il est rapidement apparu que ce n'était que dans des conditions particulièrement favorables que la précision des mesures reflétait la précision purement électronique du système. C'est ainsi que, dans des conditions idéales, on peut avoir des résultats très groupés, à quelques % près (fig.10).

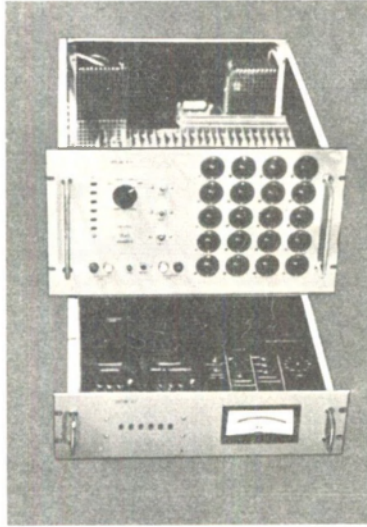


FIG. 9. Appareil de mesure des temps de doublement rapide du réacteur CABRI

Cependant, dans le cas général, on constate plusieurs limitations pratiques. Du côté de la fin de l'excursion, les derniers temps de doublement mesurés peuvent être allongés par l'effet de température, et cet effet est d'autant plus net que la période du réacteur est grande. On voit en effet sur la figure 11 la diminution de la puissance maximale atteinte (qui est définie par l'effet de température) en fonction de la période du réacteur. Il est évident que pour les périodes longues, le signal de sortie de la chafne de mesure traverse les derniers seuils de l'appareil alors qu'on est presque au sommet du pic de puissance, ce qui correspond à un allongement du temps de doublement.

Un exemple de ce phénomène apparaît sur la figure 12: alors qu'une période de 10 ms est très correctement mesurée, une période de 200 ms n'apparaît qu'au cours des premiers doublements. Pour éviter ce défaut, il est nécessaire de sensibiliser la chafne d'une manière ou d'une autre, de façon à traverser les seuils à une puissance du réacteur plus faible; on peut envisager, soit de sensibiliser l'électronique proprement dite, soit d'approcher la chambre d'ionisation du cœur, soit de choisir une chambre d'ionisation plus sensible.

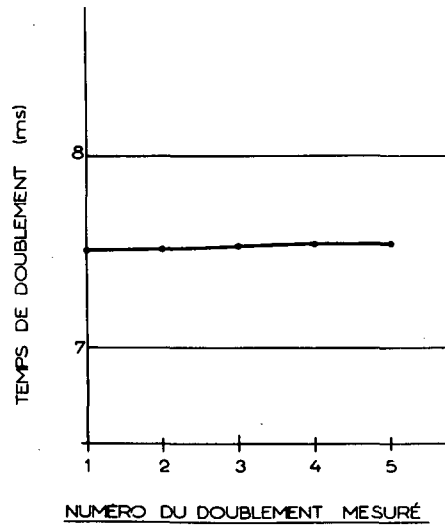


FIG. 10. Temps de doublement mesuré dans des conditions favorables

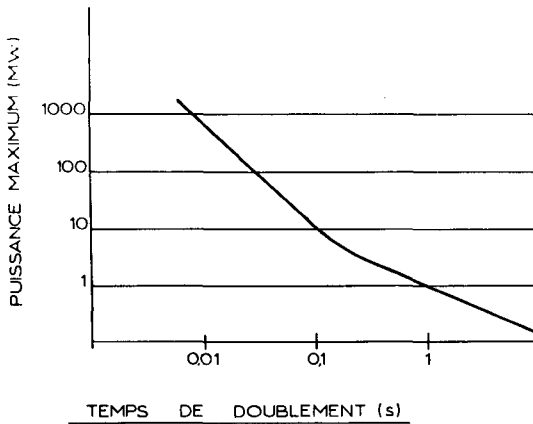


FIG. 11. Puissance maximale en fonction du temps de doublement

Il est nécessaire de mentionner ici une autre limitation de l'appareil, limitation d'autant plus grave si l'on sensibilise la chaîne de mesure. En effet, du côté du début de l'excursion, les premiers temps de doublement

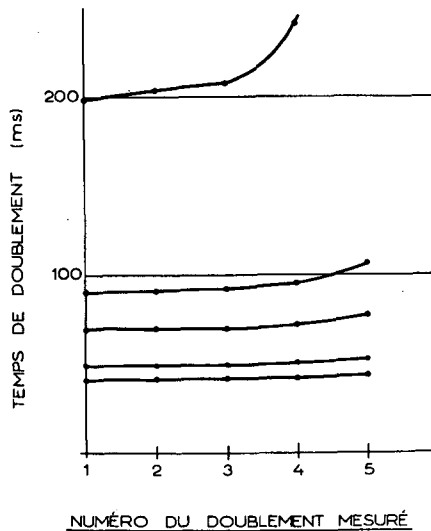


FIG. 12. Effet de la diminution du pic de puissance sur les temps de doublement mesurés

mesurés peuvent être allongés à cause des flux gamma résiduels qui s'accumulent à la fin d'une série d'excursions, et cet effet est particulièrement sensible en fin de journée, lorsqu'on a effectué par exemple une quinzaine d'excursions à 20 min d'intervalle. Plus le flux résiduel est important, plus l'excursion suivante sera masquée dans ses premiers octaves; cet effet est représenté sur la figure 13. On comprend bien que le fait de sensibiliser la chaîne aggraverait encore la situation. Il était donc souhaitable de compenser d'une façon ou d'une autre l'effet du flux gamma résiduel, et nous nous sommes d'abord intéressés à ce problème de la compensation de la résiduelle.

La solution a consisté à introduire une légère modification dans le circuit d'entrée de l'amplificateur, comme le montre le schéma de la figure 14: une capacité de blocage, une résistance de polarisation. On a choisi le RC de manière à passer sans erreurs appréciables les périodes les plus longues de 10 s, et de manière que le courant reçu par l'amplificateur de mesure ait diminué jusqu'à une valeur inférieure à un millième du premier seuil dans un temps de 20 min lorsqu'on applique 10^{-7} A. Enfin, on a étudié la limitation apportée à la compensation de l'effet du flux gamma résiduel par le bruit superposé au courant moyen correspondant (les fluctuations ne peuvent être bloquées) et par la résistance de fuite du condensateur de blocage. Les valeurs utilisées pratiquement sont $R = 5 \text{ M}\Omega$ et $C = 10 \mu\text{F}$.

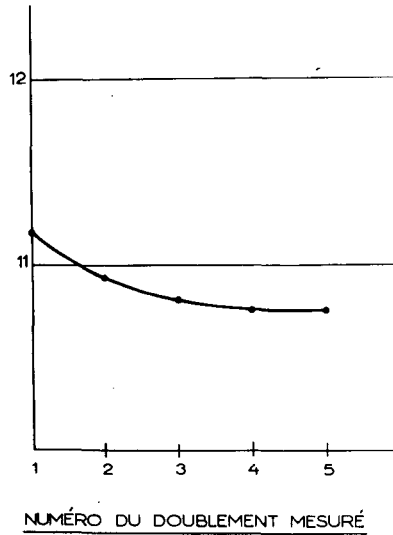


FIG. 13. Temps de doublement mesuré en présence d'un flux gamma résiduel

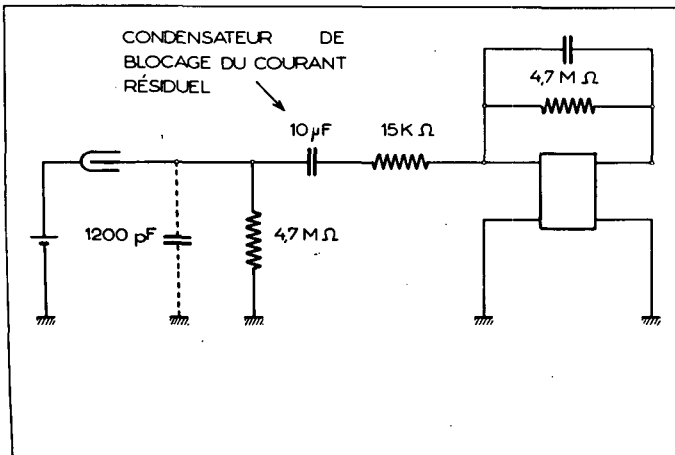


FIG. 14. Système de blocage du courant résiduel

Avec ces valeurs on a obtenu les résultats suivants: on peut faire des mesures correctes - c'est-à-dire sans erreur appréciable - en présence d'un courant résiduel gamma de 10^{-7} A, alors que le domaine de fonctionne-

ment utile de l'appareil est de $6 \cdot 10^{-8}$ A à $2 \cdot 10^{-6}$ A, c'est-à-dire que le courant gamma résiduel représente le double du courant au premier seuil. Pratiquement, dans les conditions normales d'expérience, le flux gamma résiduel n'introduit plus aucune erreur, même après une journée complète d'excursions répétées à 20 min d'intervalle.

Ce point ayant été réglé, on a pu aussi remédier aux erreurs dues à l'allongement de la période pour les derniers doublements de l'excursion; il a fallu à la fois sensibiliser l'électronique en multipliant la résistance de mesure par 5, approcher la chambre d'ionisation au maximum (jusqu'à 16 cm) et prendre une chambre gamma très sensible (en fait $3 \cdot 10^{-11}$ A/R.h).

Cette sensibilisation générale de la chaîne a permis d'amener le dernier doublement mesuré à la valeur 4 kW - 8 kW, les 8 kW correspondant à 5% de la puissance de pic pour les temps de doublement maximaux utilisés, qui sont de 10 s.

En conclusion, on peut dire que cet appareil de mesure des temps de doublement présente de bonnes caractéristiques, non seulement au point de vue électronique proprement dit, puisque l'expérience a montré qu'il n'était pas nécessaire de refaire les réglages de zéro des amplificateurs et déclencheurs plus d'une fois par mois, mais également du point de vue physique, ceci surtout par l'utilisation d'une mesure en gamma, ce qui minimise les bruits, sans nécessiter de filtre à commuter selon le temps de doublement, et par le système de blocage du courant gamma résiduel; depuis que ces modifications ont été apportées, le fonctionnement s'est révélé très bon dans toutes les conditions d'expérience du réacteur CABRI.

D'autre part, indépendamment de l'impression automatique des résultats sur machine imprimante, la présentation instantanée des cinq temps de doublement sur cinq groupes de tubes Nixie est apparue intéressante aux exploitants, de sorte qu'à l'heure actuelle l'appareil se trouve installé à poste fixe sur le tableau de commande du réacteur.

DISCUSSION

J. MEIFFREN: I think the variations in doubling time noted at the end of the power excursion should not be regarded as a fault of your equipment but rather as a remarkable property, giving a true picture of what is happening in the reactor. The correction made is valid for the start of the power excursion.

G. FRIEDLING: Yes, the electronic equipment proper is not at fault. However, since we are concerned with measuring the initial period of the reactor, the physical problems involved had to be eliminated, not only the electronic problems.

GRID-CONTROLLED PHOTOMULTIPLIERS AS ELEMENTS OF FAST COINCIDENCE CIRCUITS

S. V. MUCHIN, S. V. RICHVITSKY, I. N. SEMENYUSHKIN AND I. FOLTIN

JOINT INSTITUTE OF NUCLEAR RESEARCH, DUBNA, USSR,
M. VYSOČANSKÝ, E. LEHOTAY, L. NAGY AND L. ONDRIC
ELECTRO-TECHNICAL INSTITUTE OF THE SLOVAKIAN ACADEMY
OF SCIENCE, BRATISLAVA, CZECHOSLOVAKIA,

AND

P. GÖHRLICH AND H.-J. POHL
VEB CARL ZEISS JENA, EASTERN GERMANY

Abstract

GRID-CONTROLLED PHOTOMULTIPLIERS AS ELEMENTS OF FAST COINCIDENCE CIRCUITS. Photomultipliers offering the possibility of rapid control of their sensitivity have been investigated with a view to improving the time analysis of transient processes. The time resolution of photomultipliers with a control grid in the dynode system (FEU-36), with one control grid in the cathode space (61 PK 412), and two control grids in the cathode space (SKP-1), have been tested by controlling with a frequency of 150 Mc/s. When two such controlled photomultipliers are used as elements for the selection of pulses in a coincidence system and they are excited by short light pulses, one obtains a half width of the coincidence curve of $\tau_{50} = 0.9 \dots 0.7$ ns and a base width at 0.1% of the maximum pulse rate of $\tau_{0.1} = 1.5 \dots 2.1$ ns.

1. INTRODUCTION

The necessity of investigating transient processes has in recent years resulted in a wide application of nanosecond techniques. The same necessity arose also in reactor research and in operating reactors. We have tried to eliminate certain disadvantages of the conventional methods of time analysis by means of the control of photomultipliers [1]. The procedure adopted is as follows: the sensitivity of the photomultiplier is controlled by a voltage applied to one or two grids and consequently the photomultiplier is rendered sensitive at definite preselected times for the radiation to be detected, while at other times it is completely insensitive (up to and better than 0.1%).

Control in the photomultiplier involves two main advantages over conventional methods.

(1) The procedure necessary for the timing of events is brought nearer to the cathode. In this way time spreads associated both with the transfer of photoelectrons to the first dynode and the multiplication process are reduced and measurements of time carried out more precisely.

(2) A channel with a controlled short-time photomultiplier can also be blocked against very high interference pulse rates (up to 10^8 pulses/s) and rendered fully sensitive during the time period, where a pulse signal being important for the measurement arrives.

2. DESIGN OF CONTROLLED SHORT-TIME PHOTOMULTIPLIERS

The first control experiments were carried out with the aid of an acceleration grid in the dynode system of the Soviet photomultiplier FEU 36 (MES-USSR) (Fig. 1a) [2, 3]. In the "blocked" state a voltage is applied to the control grid so that it reflects the electrons, which now skip over one dynode. Therefore pulses occur with an amplitude at least 3 or 4 times smaller and which can be electronically suppressed. When controlling with one or more control grids between the photocathode and the first dynode, the time spread in the photomultiplier system becomes ineffective. When controlling with one control grid opposite the photocathode, as in the photomultiplier 61 PK 412 (Tesla-ČSSR) (Fig. 1b), the electrons are attracted by the control pulse from the photocathode space through the control grid and supplied to the dynode system in the preselected time interval. When controlling with two control grids, as in the photomultiplier SKP-1 (VEB Carl Zeiss Jena) (Fig. 1c), the first serves to shield the usually high-impedance photocathode from the high-frequency control voltage. The photoelectrons are accelerated towards the first grid and then move towards a retarding field in the control space. This is so modulated by the control voltage that the control system is opened in definite preselected time intervals [4-8].

3. TESTING THE CONTROLLED PHOTOMULTIPLIERS

The controlled photomultipliers were tested with a sinusoidal high-frequency voltage of 150 Mc/s and an amplitude of 30 to 50 V. The photomultiplier is sensitive only when the control voltage exceeds the bias voltage or the reverse voltage, respectively. This period is called the opening interval. For the examination of controlled photomultipliers with the technique of accidental coincidences an arrangement is used whose block diagram is shown in Fig. 2. The control voltage ($f = 150$ Mc/s) is simultaneously taken to the inputs of the two-channel UHF power amplifier (MODULATOR). Delay line 1 produces a shift of the phases in the two UHF channels. The output power of each of the two amplifying channels is 50 W (60 V at 75 Ω). To obtain a high constancy of the opening intervals of the controlled photomultipliers, it is imperative that the amplitude of the UHF control voltage should be kept constant within an order of magnitude of 1%, which is achieved by means of an AVG system. The UHF control signal is transferred from the output of the amplifier via a matching transformer T_R to the control electrodes. A definite bias voltage is added to the control voltages. The output signal of the two photomultipliers is fed to a slow coincidence system ($\tau \approx 15$ ns). The coincidences are counted.

As a result of this test we obtain coincidence curves, as for example those shown in Fig. 3. The time shift of the two opening intervals has been plotted towards each other on the abscissa, the shift being occasioned by the variable delay of the control signal in one of the two channels. The coincident pulses recorded in both channels behind the control system have been plotted on the ordinate. These coincidence curves are characteristic both of the length of the opening intervals of the photomultipliers used in the two channels and of the length of the light flashes used.

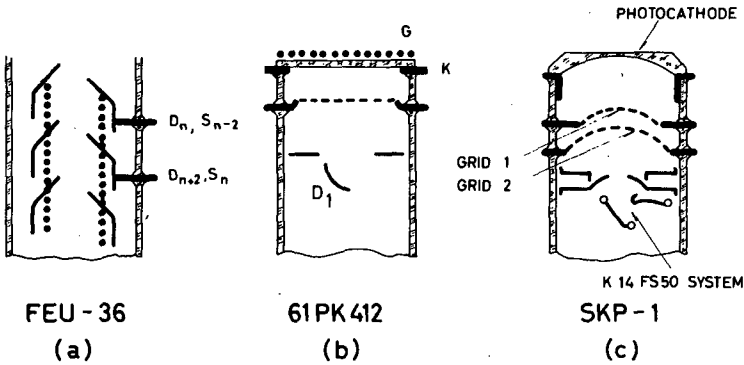


FIG. 1. Schematic diagrams of the control regions of the photomultipliers
 (a) MES (b) TESLA (c) ZEISS

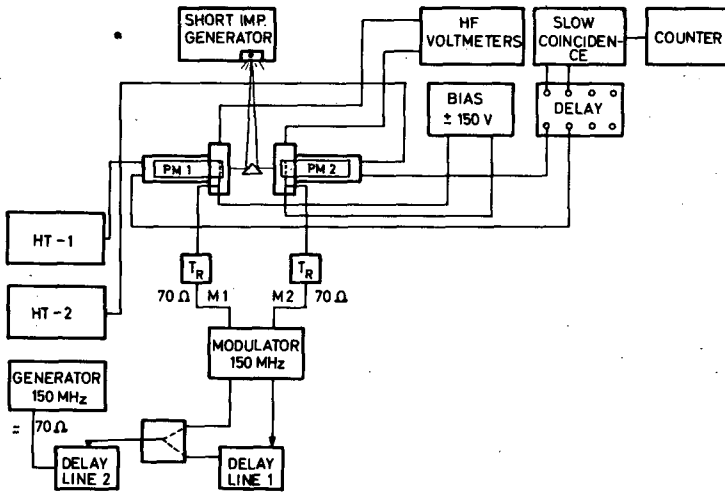


FIG. 2. Block measuring diagram

The time behaviour of the different photomultipliers in this coincidence scheme is characterized by the half width τ_{50} and the base width of the coincidence curve $\tau_{0.1}$. Table I shows the results of the tests where optimum bias or reverse voltages were used for the different types.

Tests were also executed with the controlled PM8 (61 PK 412) in a π^- -meson beam with a pulse of 5 GeV/count. In these measurements we used the same equipment (Fig. 2) with the only difference that in this case the light source was represented by the Cerenkov radiation, originated by π^- -mesons. These results are in agreement with the measurements performed with the light generator [9].

It could be shown by the tests carried out that the controlled photomultipliers are well suited as elements for the time analysis of transient

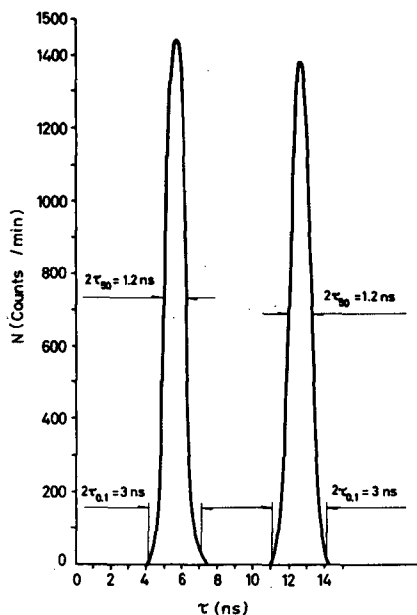


FIG. 3. The dependence of the impulse number at the slow coincidence output upon the phase shifting of the HF control voltage in one photomultiplier channel

TABLE I

RESULTS OF TESTS ON THE DIFFERENT PHOTOMULTIPLIERS

	FEU-36	61PK412	SKP-1
$\tau_{50}(\text{ns})$	0.9	0.7	0.6
$\tau_{0.1}(\text{ns})$	2.2	<2	1.5
Developed by:	MES	TESLA	Carl Zeiss Jena

processes and it may already be anticipated that these devices will provide new techniques for solving many experimental tasks.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors are greatly indebted to Mr. Berkovskij (MES-USSR), Mr. Rauš (Tesla-ČSSR), Mr. Schlöhlein and Mr. P. Schmidt (VEB Carl Zeiss Jena) for their generous help during the course of this work.

REFERENCES

- [1] VYSOČANSKÝ, M., MUCHIN, S. V., RICHVITSKY, S. V., SEMENYUSHKIN, L. N., FOLTIN, I., *Conférence Electronique Nucléaire, Paris (1963)* 581.
- [2] VYSOČANSKÝ, M., MUCHIN, S. V., RICHVITSKY, S. V., SEMENYUSHKIN, L. N., FOLTIN, I., *Prib. Teh. Eksp.* 2 (1965) 88-91.
- [3] VYSOČANSKÝ, M., MUCHIN, S. V., RICHVITSKY, S. V., SEMENYUSHKIN, L. N., FOLTIN, I., BERKOVSKI, A. G., *Joint Inst. nucl. Res. Dubna Reprint No. 1976* (1965).
- [4] GÖRLICH, P., KROHS, A., POHL, H.-J., *Proc. Conf. Nuclear Electronics, Budapest, October 1963*.
- [5] GÖRLICH, P., POHL, H.-J., *Acta IMECO* (in press).
- [6] GÖRLICH, P., MUCHIN, S. V., POHL, H.-J., *Proc. Third Czechoslovakian Conference on Vacuum-Electron Physics, Prague, 1965*.
- [7] GÖRLICH, P., KROHS, A., POHL, H.-J., *Z. Messen, Regeln, Steuern* 7 12 (1964) 414.
- [8] MUCHIN, S. V., POHL, H.-J., RICHVITSKY, S. V., SEMENYUSHKIN, L. N., FOLTIN, I., *Nucl. Instrum. Meth.* 33 (1965) 339.
- [9] VYSOČANSKÝ, M., et al. *Nucl. Instrum. Meth.* (in press).

ENREGISTREMENT D'EXCURSIONS DE REACTEURS PULSES AU MOYEN DE DETECTEURS A GAIN MODULE ET D'UNE MEMOIRE DIGITALE

M. LAUNOIS
COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE,
PARIS, FRANCE

Abstract — Résumé

THE USE OF MODULATED GAIN DETECTORS AND A DIGITAL DATA STORAGE UNIT TO RECORD PULSED REACTOR EXCURSIONS. To ensure accurate recording of pulsed reactor excursions a method has been developed in which use is made of a current detector followed by a sampling circuit, a coder and a digital storage unit consisting at present of an analyser operating as a multiscaler. The original features of this method are:

- the sampling circuit, which modulates the detector gain by acting on its high-voltage supply and thus limiting its operation to the times when it is in use;
- a digital coder, located directly on the electrode (anode), which collects the electric charges released in the detection process.

Experimental work has been carried out with two types of detector:

- (1) Photomultipliers, with which a complete circuit has been built up and tested on the CABRI reactor.

The author presents the experimental results and discusses the signal/noise relationship, the accuracy (1%) obtained and the stability of the measuring assembly.

- (2) Fission chambers; description of a test in progress from which similar results are expected.

The paper discusses possible and planned applications of this system: simultaneous recording from several detectors, arrangement of the storage unit and use of a computer, routine measurements, and the extension to a digital period meter for excursions.

ENREGISTREMENT D'EXCURSIONS DE REACTEURS PULSES AU MOYEN DE DETECTEURS A GAIN MODULE ET D'UNE MEMOIRE DIGITALE. Pour assurer l'enregistrement précis d'excursions de réacteurs pulsés nous avons mis au point une méthode utilisant un détecteur à fonctionnement en courant suivi d'un circuit d'échantillonnage, d'un codeur et d'une mémoire digitale, constituée actuellement par un sélecteur opérant en mode multiéchelle. L'originalité de la méthode consiste:

- dans le circuit d'échantillonnage, qui effectue une modulation du gain du détecteur, en agissant sur son alimentation haute tension, limitant ainsi son fonctionnement aux seuls instants utilisés;
- dans le codeur digital, placé directement sur l'électrode (anode) qui collecte les charges électriques libérées par le processus de détection.

Deux types de détecteurs ont été expérimentés:

1. Photomultiplicateurs, avec lesquels une chaîne complète a été réalisée et essayée sur le réacteur

CABRI. Nous donnerons des résultats expérimentaux et nous discutons le rapport signal/bruit, la précision (1%) obtenue et la stabilité de l'ensemble de mesure.

2. Chambres à fissions, pour lesquelles nous décrivons l'essai actuellement en cours, dont nous attendons des résultats similaires.

Nous discutons les applications possibles et envisagées de ce système: enregistrement simultané de plusieurs détecteurs, organisation de la mémoire et emploi de calculateur, mesures de routine, extension à un périodmètre digital pour excursion.

1. INTRODUCTION

Le Commissariat à l'énergie atomique dispose d'un réacteur pulsé nommé CABRI, de conception analogue à SPERT. Sous l'influence du retrait rapide d'une barre de sécurité, le réacteur devient surcritique, sa puissance

évolue extrêmement vite, pour atteindre une valeur de quelques centaines de mégawatts. L'échauffement du combustible limite alors et annule l'excédent initial de réactivité. La puissance instantanée retombe aux environs du mégawatt ou moins; le réacteur redevient quasi stable. La durée d'une excursion typique est $50 \cdot 10^{-3}$ s. Des projets en cours d'étude ou de réalisation doivent permettre d'atteindre des durées à mi-hauteur de $5 \cdot 10^{-3}$ s, la diminution de ce temps s'accompagnant d'une augmentation notable de la puissance de crête.

Le contrôle du réacteur en cours d'excursion est bien différent du contrôle en fonctionnement continu. Au lieu de détecter la puissance pour connaître l'évolution en cours et la modifier, on doit se borner à l'enregistrer. On n'a plus la possibilité mécanique d'agir en cours d'évolution. On cherche seulement à tracer les courbes de la puissance de crête et de la période de croissance en fonction de l'excédent initial de réactivité, courbes qui permettront de vérifier les hypothèses de calcul et surtout d'extrapoler les résultats acquis pour savoir à quelle valeur l'excédent de réactivité devient dangereux et peut détériorer le réacteur.

Ce rôle passif a donc un grand intérêt, d'autant que les vitesses d'évolution neutronique nécessitent des détecteurs et des électroniques particulières. Par ailleurs, l'utilisateur souhaite conserver et même obtenir ses résultats sous une forme digitale, qui permet un dépouillement rapide. Ce mémoire vise à enregistrer de manière précise des excursions pouvant durer jusqu'à 10^{-3} s et à fournir les résultats sous forme digitale compatible avec les ordinateurs modernes.

2. PRINCIPES GENERAUX

Un détecteur à fonctionnement en courant est habituellement utilisé selon le schéma représenté à la figure 1. Il délivre un courant proportionnel à la puissance instantanée du réacteur. Ce courant, éventuellement transformé en tension, est amplifié, échantillonné selon un programme fixé par l'horloge centrale, codé et stocké sous forme numérique dans une mémoire digitale.

Ce schéma présente plusieurs inconvénients:

a) La puissance délivrée par le détecteur (ou l'amplificateur) n'est effectivement utilisée que pendant la durée de l'échantillonnage. Cette puissance est très limitée par la technologie et elle est très mal utilisée (la plus grande partie en est perdue).

b) La liaison entre le détecteur et le circuit d'échantillonnage doit présenter une bande passant de 0 à quelques dizaines de kHz. La réalisation des amplificateurs nécessaires est difficile.

c) Le transport d'informations à variations continues est rendu délicat par la distance et les parasites.

A la place de ce schéma, nous proposons l'organisation suivante (fig.1 bis): l'alimentation du détecteur est modulée, selon un programme fixé par l'horloge, de manière à obtenir en sortie des impulsions de courant proportionnelles à la puissance instantanée du réacteur. Ainsi la porte d'échantillonnage est incorporée dans le détecteur même, avant l'amplificateur qui est maintenant un amplificateur d'impulsions de réalisation

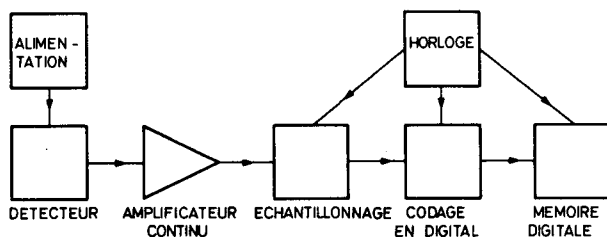


FIG. 1. Schéma conventionnel

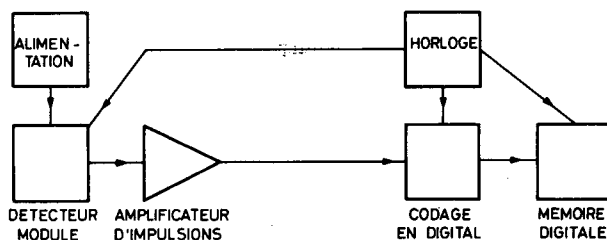


FIG. 1bis. Schéma proposé

moins délicate. Le codage et la mémoire restent inchangés. L'avantage essentiel est de mieux utiliser la puissance maximale disponible sur le détecteur. En effet celui-ci, fonctionnant pendant une faible partie du temps (environ 1%), peut fournir des courants beaucoup plus élevés (environ 100 fois) qu'en fonctionnement continu. Ceci permet, soit de détecter des niveaux plus faibles, sans perdre en précision, soit de détecter un niveau donné avec une meilleure précision de mesure.

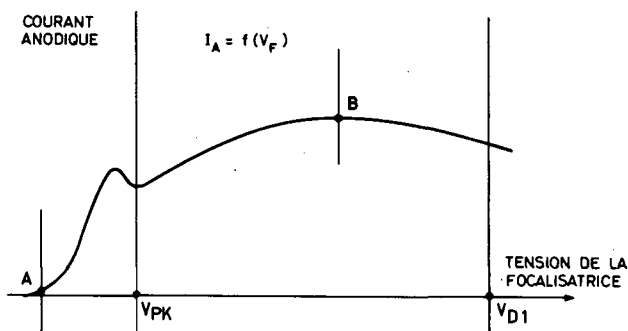
La modulation de l'alimentation peut s'envisager à partir de sinusoïdes ou d'impulsions à haute tension. Ce dernier procédé offre une grande souplesse d'emploi avec les deux paramètres durée d'impulsion et fréquence de récurrence. Le débit du détecteur est très faible ou nul entre deux impulsions, normal pendant l'application de la tension. Le rapport de ces deux valeurs, ou « rapport de blocage », représente la qualité de la modulation.

D'une manière générale, il est préférable de choisir un détecteur à réponse rapide pour assurer une collection efficace des charges libérées pendant l'impulsion. La précision statistique souhaitée pour la mesure est obtenue en faisant fonctionner le détecteur en courant; ceci est donc impossible pour un compteur au trifluorure de bore.

3. REALISATION A PARTIR DE PHOTOMULTIPLICATEURS

3.1. Détection

Nous pourrions moduler le photomultiplicateur (PM) par action sur la haute tension totale appliquée au tube. Toutefois, alimenter de multiples

FIG. 2. Caractéristique I_A ou $Gf(V_F)$

électrodes simultanément et à forts courants n'est pas chose facile. Nous avons préféré agir sur la tension de l'optique électronique qui assure le couplage entre la couche photosensible et la structure multiplicatrice. Le mécanisme physique est le suivant: les électrons issus de la photocathode sont focalisés sur la première dynode au moyen d'une ou de plusieurs électrodes placées à cet usage. La courbe représentant le courant anodique en fonction de la tension de ces électrodes est donnée à la figure 2; la focalisatrice est normalement polarisée en A, de sorte qu'aucun électron ne peut atteindre la première dynode et entrer dans la structure multiplicatrice. Lorsque les impulsions sont appliquées sur la focalisatrice, le point de fonctionnement vient en B, zone où est maximale l'efficacité de collection des photoélectrons. Ainsi le flux lumineux du scintillateur n'est converti en un courant proportionnel qu'en présence de l'impulsion de déblocage. L'échantillonnage nécessaire pour effectuer le codage est obtenu directement à l'anode du tube.

Comme nous l'avons déjà dit, ceci permet l'utilisation de courants forts, c'est-à-dire de débits élevés sur la photocathode. Or ceci est important pour la définition du signal échantillonné et pour son rapport signal/bruit. On montre aisément que le nombre moyen $\bar{N}$ de particules détectées pendant l'impulsion de durée τ est

$$\bar{N} = \frac{I_A \tau}{G (\bar{n} e)}$$

avec I_A intensité anodique moyenne pendant τ , $(\bar{n} e)$ charge moyenne émise par la photocathode pour une particule détectée, G gain du photomultiplicateur.

L'examen de cette formule suggère que l'imprécision de l'échantillonnage, provenant essentiellement des erreurs statistiques sur $\bar{N}$, diminue si:

- a) on augmente le courant de sortie I_A , ce qui est obtenu par le fonctionnement modulé,
- b) on diminue le gain G fixé par le choix du tube,
- c) on diminue le rendement $(\bar{n} e)$ en interposant des filtres optiques entre le scintillateur et la photocathode.

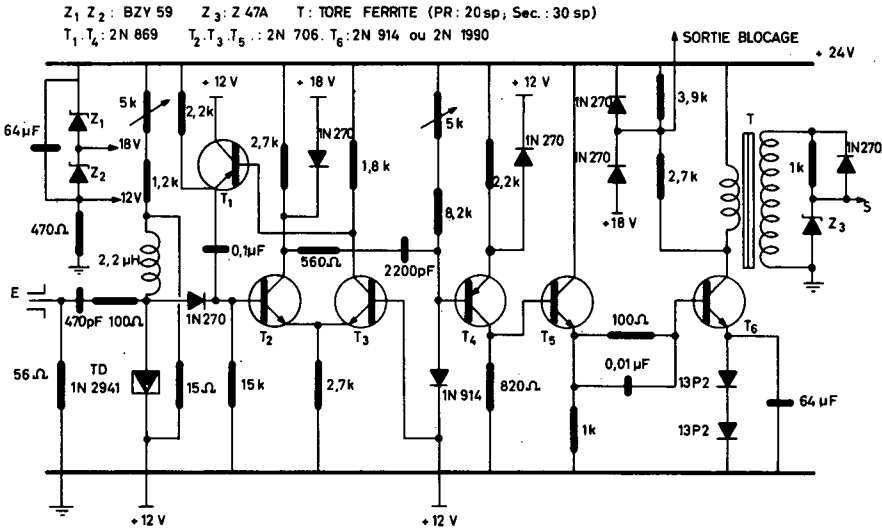


FIG. 3. Dispositif de pulsation

Les valeurs numériques de ces paramètres sont:

$$\left. \begin{aligned} I &\leq 0,15A \\ G &\sim 10^5 \\ (\bar{n}e) &\sim 50 \cdot 10^{-19} C \end{aligned} \right\} \text{pour le PM utilisé} \\ \text{RCA 2020}$$

Elles correspondent, pour $I_A = 10^{-2} A$, à 10^5 particules détectées en $\tau = 5 \cdot 10^{-6} s$, ce qui assure une excellente définition statistique du signal.

Le schéma du dispositif de pulsation est donné à la figure 3. Il produit une impulsion de 47 V sur le support même du tube.

3.2. Codage

Il faut utiliser un codage de la charge recueillie plutôt qu'un codage en tension qui mesurerait la valeur maximale de l'intensité I de sortie, valeur

obligatoirement entachée d'une erreur statistique plus grande que $\int_0^\tau i \, dt$.

Ce résultat est évident sur la figure 4 qui représente l'impulsion anodique.

Par ailleurs, la puissance disponible à la sortie d'un photomultiplicateur est assez grande pour permettre de supprimer l'amplificateur intermédiaire. Le codeur est donc placé sur l'anode même, dans le boîtier du détecteur, de manière à éviter toute transmission d'information analogique. Le schéma de principe est donné à la figure 5.

Au repos, le courant constant i_0 traverse la diode D . Il est coupé pendant la durée τ de l'impulsion et le courant I délivré par le tube sert à charger la capacité C . A la fin de l'impulsion, I disparaît, i_0 est rétabli

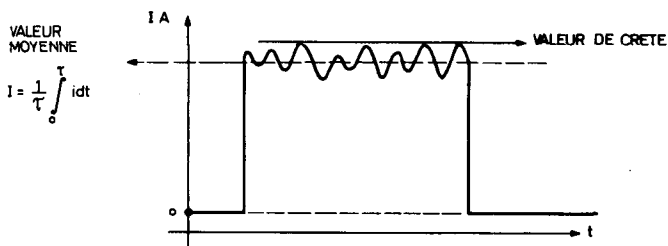


FIG. 4. Impulsion anodique

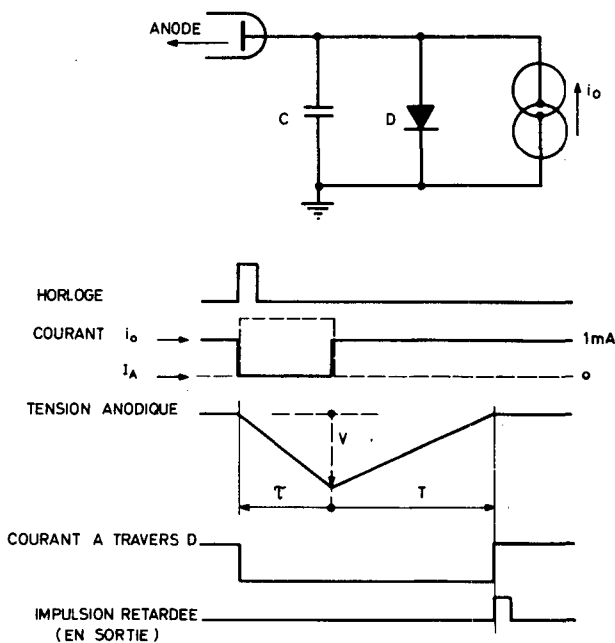


FIG. 5. Schéma de principe du codeur

et décharge linéairement la capacité. L'allure de la tension aux bornes de C est donnée à la figure 5. On peut écrire $CV = I\tau = i_0T$, ce qui montre que le temps de décharge T est une fonction linéaire de la charge reçue, donc de l'intensité moyenne I pendant l'impulsion. La mesure numérique du temps $T + \tau$ est obtenue grâce à un oscillateur déclenché sensible au courant traversant la diode D.

Le montage complet est donné à la figure 6. Il fournit en sortie une impulsion (10^{-7} s; 0,35 V sur 50 Ω) retardée d'une durée $\tau + T$ par rapport à l'impulsion de synchronisation envoyée par l'horloge. La position de l'impulsion de sortie est donc l'indication précise de l'intensité délivrée par le détecteur pendant l'échantillonnage.

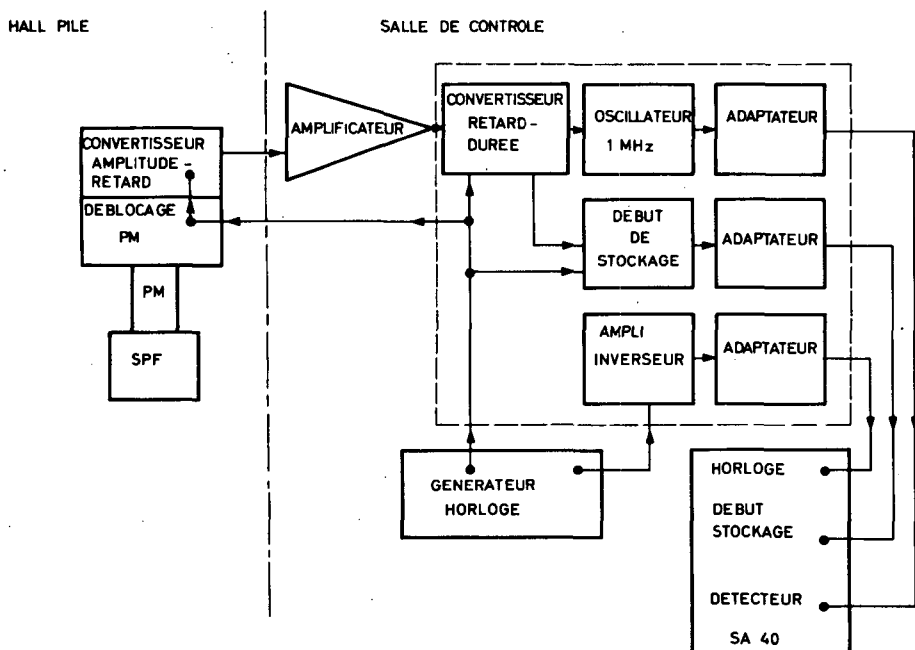


FIG. 7. Schéma d'ensemble du dispositif de mesure

évidence une semi-linéarité au début de l'enregistrement: ce défaut provient du circuit de codage et il a pu être supprimé depuis.

Nous discuterons ci-dessous de certains paramètres affectant ces enregistrements:

Puissance dissipée sur l'anode

Avec les valeurs numériques utilisées - 400 V entre dynode et anode, durée de l'excursion $50 \cdot 10^{-3}$ s, courant maximal 0,15 A - la dissipation aurait été de 3 W, donc supérieure à la valeur limite de 0,5 W indiquée par le constructeur. La modulation réduit cette dissipation à 0,03 W.

Linéarité

La linéarité de l'ensemble est essentiellement affectée par le rapport de blocage, qui n'est que $2 \cdot 10^{-4}$. Par ailleurs, le courant i_0 est imparfaitement supprimé pendant τ ; il en subsiste environ $5 \cdot 10^{-5}$ A, ce qui constitue le seuil de sensibilité.

L'équation fondamentale doit être réécrite ainsi:

$$(I - 5 \cdot 10^{-5})\tau = (i_0 - 2 \cdot 10^{-4} I)T$$

soit

$$T = \frac{I - 5 \cdot 10^{-5}}{i_0 - 2 \cdot 10^{-4} I} \tau$$

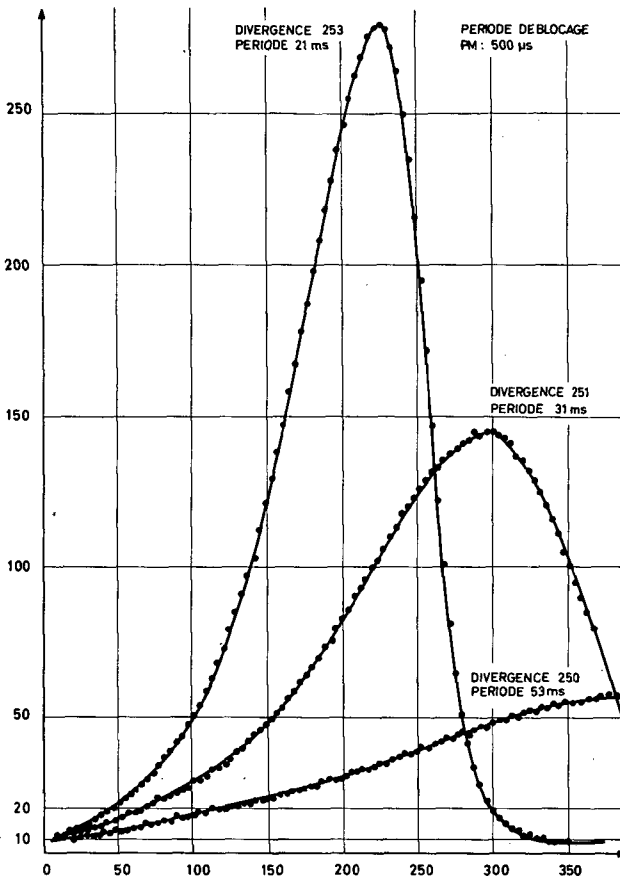


FIG. 8. Enregistrements sur CABRI (mars 1965)

Avec $i_0 = 10^{-3}$ A, $I = 0,15$ A, la correction de linéarité à introduire est de 3%. Elle est aisément calculable, d'où une précision finale de l'ordre de 1% sur le sommet.

Dynamique

Le codeur a un bruit propre faible et l'enregistrement est essentiellement limité par la durée maximale $(T + \tau)$ des dents de scie de conversion utilisables et la fréquence 1 MHz de l'oscillateur utilisé. Le premier facteur est déterminé par la fréquence d'échantillonnage; le second par l'analyseur. Ce dernier point sera amélioré par l'adoption d'un registre arithmétique à 10 MHz à la place du registre à 1 MHz utilisé actuellement. La sensibilité sera alors $2 \cdot 10^5$ A par digit pour un maximum de $7,5 \cdot 10^3$ digits par conversion.

Pour exploiter au mieux ces possibilités, il sera nécessaire d'utiliser un détecteur à efficacité plus grande, ce qui conduira peut-être à le placer dans l'eau de la piscine.

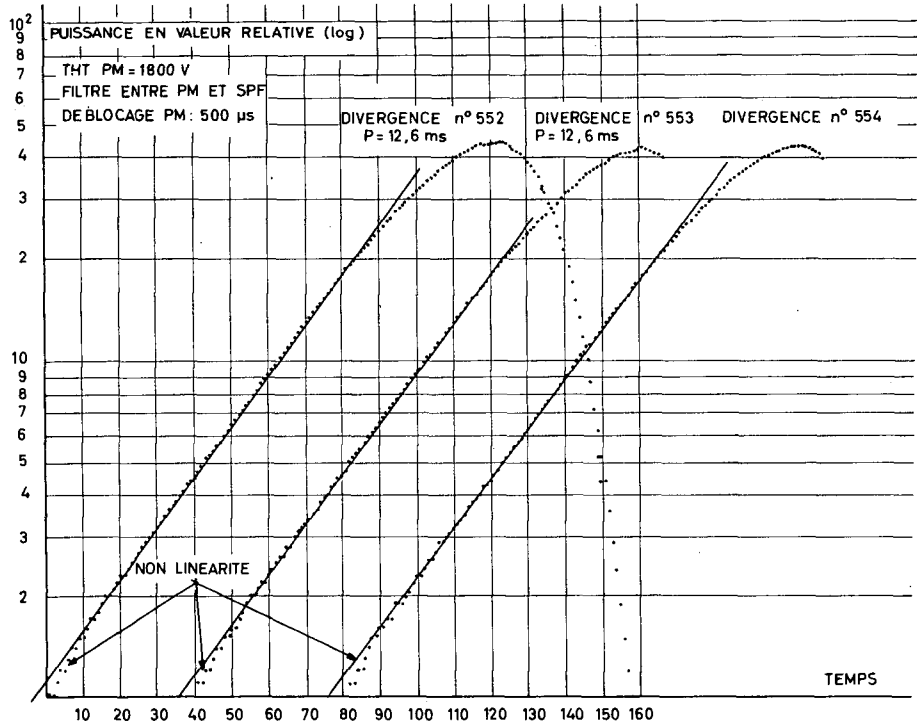


FIG. 9. Enregistrements sur CABRI (juillet 1965)

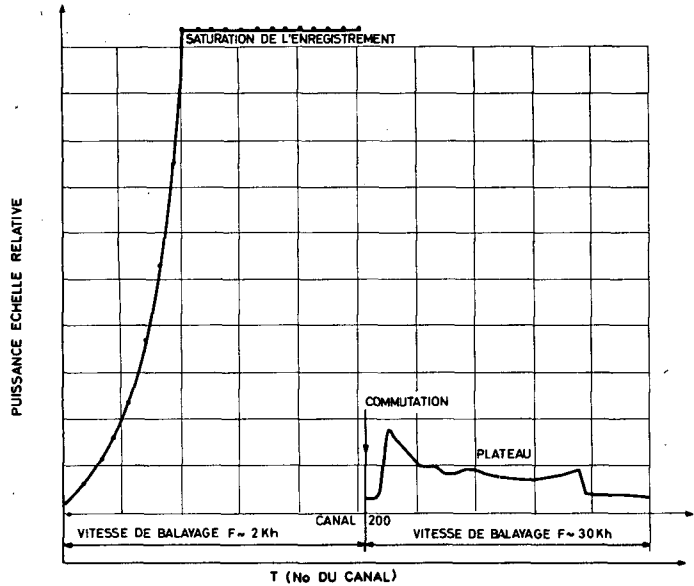
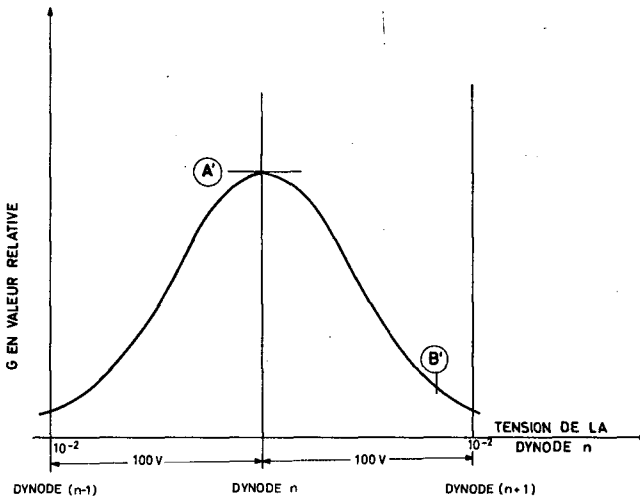


FIG. 10. Enregistrement avec deux vitesses de balayage

FIG. 11. Variation du gain en fonction de V_D

Transmission de l'information

La logique utilisée fonctionne à bas niveau puisque les impulsions standardisées sont de 10^{-7} s et 0,35 V sur une charge 50Ω . Le niveau ambiant de parasites est d'environ 10^{-2} V sur la même charge, soit $2 \cdot 10^{-4}$ A. La sensibilité aurait donc été limitée à $2 \cdot 10^{-4}$ A si le détecteur ne fournissait pas une information digitale.

Durée de l'enregistrement

La fréquence d'échantillonnage est de 2 kHz. Les 400 canaux du sélecteur couvrent une durée de 200 ms. Ceci n'est pas toujours suffisant, car si l'excursion dure $5 \cdot 10^{-2}$ s, elle est suivie d'un palier de puissance à quelques mégawatts pendant 6 s. Il est prévu une variation de la vitesse de balayage en cours d'enregistrement: fréquence F sur les premiers canaux, fréquence $F/30$ sur les derniers canaux. La commutation est actuellement assurée au canal 200; ultérieurement elle se fera automatiquement lorsque l'évolution du flux devient trop lente.

Avec $F = 2$ kHz, nous obtiendrons ainsi un enregistrement de plusieurs secondes avec 400 points d'échantillonnage.

La figure 10 montre un enregistrement typique obtenu en faisant varier la vitesse de balayage.

3.4. Photomultiplicateur à double modulation

Il est possible d'augmenter la dynamique utilisée du signal lumineux en modifiant le gain de la structure multiplicatrice en cours d'excursion. En effet, le gain dépend de la tension appliquée à chaque dynode selon une courbe représentée à la figure 11. Le détecteur est normalement polarisé

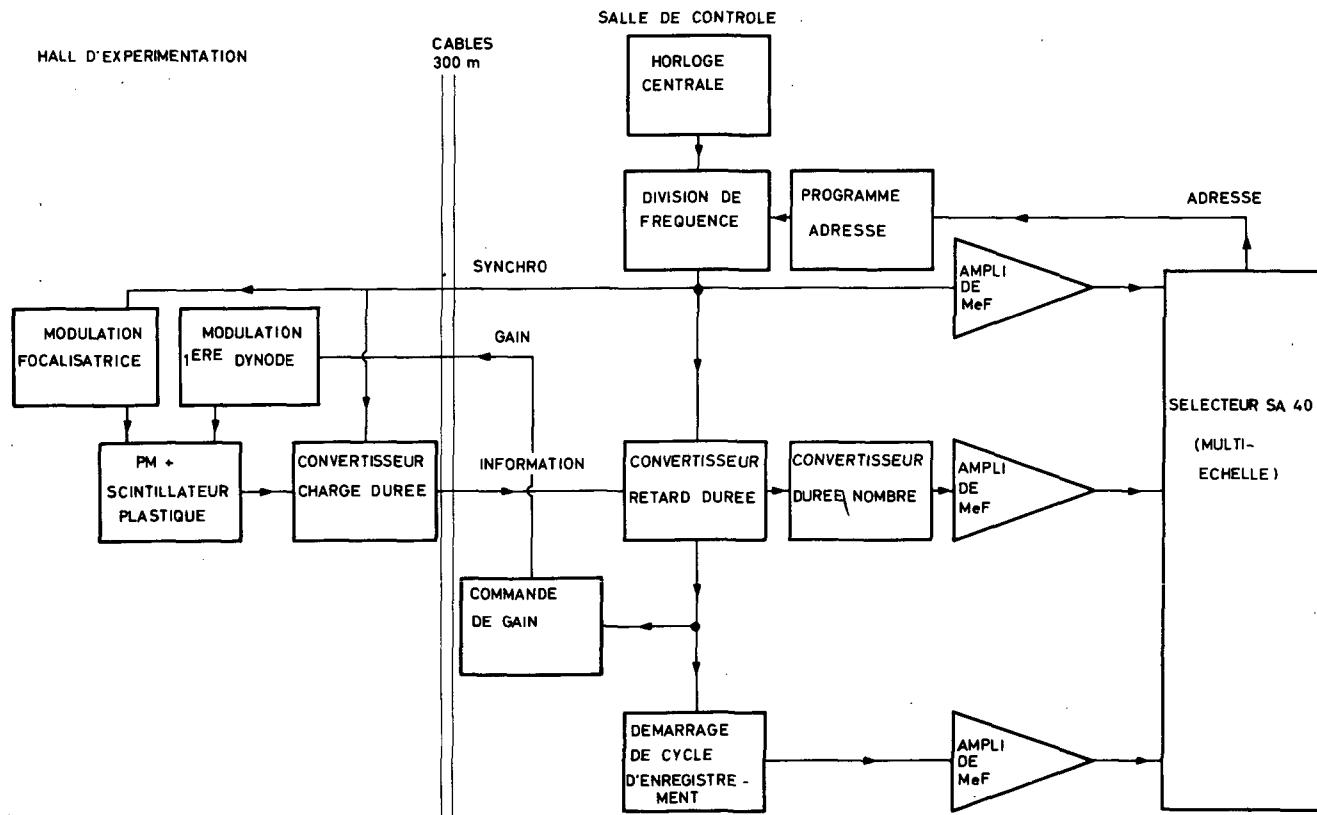


FIG. 12. Schéma d'ensemble du dispositif complet de mesure (sera expérimenté en 1966)

en A', zone où le gain est maximal. Lorsque le courant de sortie atteint une valeur excessive, le point de fonctionnement vient en B'; il revient de B' à A' lorsque le courant de sortie est insuffisant.

Un ensemble fondé sur ce principe fonctionne en laboratoire. La tension de la première dynode est commandée par un bistable à transistors (2N 1990) placé dans la chaîne d'alimentation. Le gain varie d'un facteur 10 en moins de $5 \cdot 10^{-6}$ s. Cet ensemble sera essayé sur CABRI au début de 1966. Il incorporera une double modulation du gain, sur la focalisatrice et la première dynode, et une variation de la vitesse de balayage. Le schéma d'ensemble est donné sur la figure 12.

4. PROJET AVEC DES CHAMBRES D'IONISATION

Le principe de la modulation est applicable aux chambres d'ionisation à réponse rapide. Le mécanisme est facile à comprendre: en l'absence de haute tension, les ions et les électrons se recombinent sur place. L'application de la haute tension les sépare, d'où apparition d'une impulsion de courant sur l'anode. Cette impulsion est amplifiée par un amplificateur de charge semblable à ceux qui sont utilisés pour les détecteurs à jonctions. Le courant de sortie de l'amplificateur est appliqué au circuit de codage décrit plus haut. De cette façon, les performances doivent être similaires à celles obtenues à partir de photomultiplicateurs.

L'intérêt essentiel de la modulation n'est plus la dissipation de puissance, mais la suppression de l'amplificateur continu, ce qui permettra d'avoir une moins grande sensibilité aux dérives.

La chambre qui sera essayée sur CABRI est une chambre d'ionisation à fission de type CFU7 mise au point par le Service d'électronique des réacteurs à Saclay. Sa sensibilité est 0,02 c pour un flux de 1 n/cm^2 . Le flux de neutrons auquel elle sera soumise peut atteindre $10^{15} \text{ n/cm}^2 \cdot \text{s}$, ce qui permet une excellente résolution théorique pour des impulsions de modulation de $5 \cdot 10^{-6}$ s.

5. CONCLUSION

Nous pensons avoir montré l'intérêt d'un fonctionnement modulé des détecteurs qui permet d'obtenir des informations plus précises que le fonctionnement continu, grâce à une meilleure utilisation des possibilités en courant. La conception d'un ensemble détecteur donnant directement un signal digital a permis d'obtenir une sensibilité et une dynamique très grandes.

Ces travaux seront poursuivis. Avec les photomultiplicateurs, on envisage d'agir également sur les dynodes pour augmenter la dynamique. Avec les chambres d'ionisation, les dispositifs nécessaires sont à l'étude et seront essayés prochainement.

Nous envisageons d'améliorer la bande passante en utilisant un système de codage parallèle plutôt qu'en série, ce qui permettrait d'atteindre des fréquences d'échantillonnage plus élevées, peut-être jusqu'à 100 kHz. Etant

donné que le résultat indique la valeur instantanée et non la valeur moyenne entre les échantillonnages, un petit nombre de points suffit pour définir l'excursion. Il conviendrait alors d'utiliser une mémoire plus rapide et plus étendue qu'un analyseur. Nous envisageons également des combinaisons de détecteurs et de vitesses de balayage qui permettraient une adaptation instantanée des conditions d'enregistrement aux évolutions observées.

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier ici MM. Ailloud et Millot, du Département d'études des piles, dont l'amabilité et la bonne volonté ont grandement facilité nos expériences sur le réacteur CABRI.

II. THERMODYNAMIC MEASUREMENTS

(Session V)

CAPACITANCE-TYPE VOID METER

Y. SAKURAI, K. MORI, K. ISOZUMI AND K. KAKIZAWA
DEPARTMENT OF NUCLEAR ENGINEERING, OSAKA UNIVERSITY,
JAPAN

(Presented by S. Nakadoi)

Abstract

CAPACITANCE-TYPE VOID METER. For studies of the boiling-water nuclear reactor (BWR) and two-phase flow, it is very important to measure the void-fraction, the volume fraction of steam in two-phase flow. Many methods for the void-fraction measurement have been developed hitherto. They are, however, insufficient in respect of their accuracy, response, handling and so forth. This paper reports a method for void-fraction measurement which is based on changes of the equivalent dielectric constant of the two-phase flow. Both the instantaneous and the local void-fraction can be measured with a fast response by this method. Preliminary experiments were carried out with both simulated voids in the forms of glass tubes and real voids (air bubbles) in the air-water mixture to investigate the characteristics of the device for the void-fraction measurement (capacitance-type void meter). They showed that the linearity of the device is good.

The basic principle of this void-fraction measuring method is discussed, comparing real voids with equivalent circuits consisting of capacitances and resistances. It has been ascertained that this method is principally founded on the equivalent dielectric constant changes of the two-phase flow caused by the changes of the void-fraction.

Experimental results of this void meter applied to a thermodynamic-hydrodynamic loop which simulates the BWR are shown and it is verified that the local void-fraction can be measured with a fast response. As a void detector is used for this device, its shape and dimensions must be investigated before applying the device to the BWR, because the core area into which the detector is to be inserted is limited. Several types of void detectors have been made and examined. The results show that a probe-type electrode has the best characteristics for the purpose.

1. INTRODUCTION

Considerable attention has been devoted to the boiling water nuclear reactor (BWR) as a possible steam generator for an economically attractive power plant. Detailed physics of boiling heat transfer and two-phase flow are needed for studies of the BWR since the accurate prediction of the volume and distribution of steam in the heated section must be known when calculating both the distribution of fission power over the reactor and the details of the feedback interaction.

The determination of the volume of steam or "void fraction" is one of the most important problems in the field of studies concerned with two-phase flow. Consequently, many methods of measuring the void fraction have been developed, but they possess insufficient accuracy, response and so forth. A method of void fraction measurement based on the equivalent dielectric constant changes has been reported from our laboratory [1-3] and both the instantaneous void fraction and the distribution of void in the heated section can be measured with small void detecting electrodes. Accordingly, this method has been utilized for some experiments [4, 5].

2. PRINCIPLE OF THE MEASURING DEVICE

The construction of the capacitance-type void meter is illustrated in Fig. 1(a). When the space between two electrodes (void detector) is filled with water, the capacitance between the electrodes is

$$C_0 = \frac{C_g C_w}{C_g + 2C_w} \quad (1)$$

On the other hand, if the space is filled with air, it becomes

$$C_1 = \frac{C_g C_a}{C_g + 2C_a} \quad (2)$$

where C_g , C_w , C_a are capacitances for the insulated layer, water and air respectively. Their values in farads are $C_g = (E_0 E_g S)/d_g$; $C_w = (E_0 E_w S)/d$; $C_a = (E_0 E_a S)/d$, where S is the area of the electrode in square metres, d , d_g are the width of the channel and the insulated layer in metres, E_0 is the dielectric constant of vacuum, and E_g , E_w , E_a are specific dielectric constants of the insulated layer, water and air. Thus, the value of C_0 corresponds to the void fraction of 0% and the value of C_1 to the void fraction of 100%. It is, therefore, possible to convert a void fraction to a capacitance.

Figures 1(b) and (c) show the void detector used for preliminary experiments together with its equivalent circuit, where R_w is an electrical resistance for water but is negligible if the purity of water is high. Based upon this principle, the void fraction can be transduced to the capacitance and the void fraction can be measured with a capacitance-detecting device.

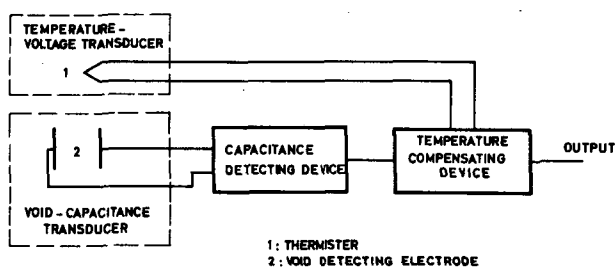
3. CAPACITANCE-DETECTING DEVICE

The circuit diagram of the void meter is shown in Fig. 2. The upper part of the circuit is the capacitance-detecting device and the lower is the temperature detecting and compensating device which will be explained below. Figure 3 shows the characteristic curve of the capacitance-detecting device. In the range between A and B of the figure, the output of the capacitance-detecting device changes in proportion to the value of capacitance. Hence it is possible to use this range for void detection.

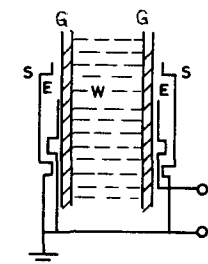
4. PRELIMINARY EXPERIMENTS

Preliminary experiments were carried out under the following three situations before the void meter was applied in practice. In the first, the experiments were performed with simulated voids produced by fine glass tubes of the same diameter. In the second, glass tubes with different diameters were used. In the third, the experiments were carried out with real voids in an air-water mixture.

For these experiments three different dimensions of electrodes ((a) 2.5 cm × 0.5 cm, (b) 3.5 cm × 3.6 cm and (c) 7.0 cm × 3.6 cm) made

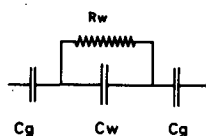


(a)



E: ELECTRODE S: SHIELDING
G: GLASS TUBE W: WATER

(b)



(c)

FIG. 1. Construction of the void detection device and equivalent circuits of the void detecting electrodes

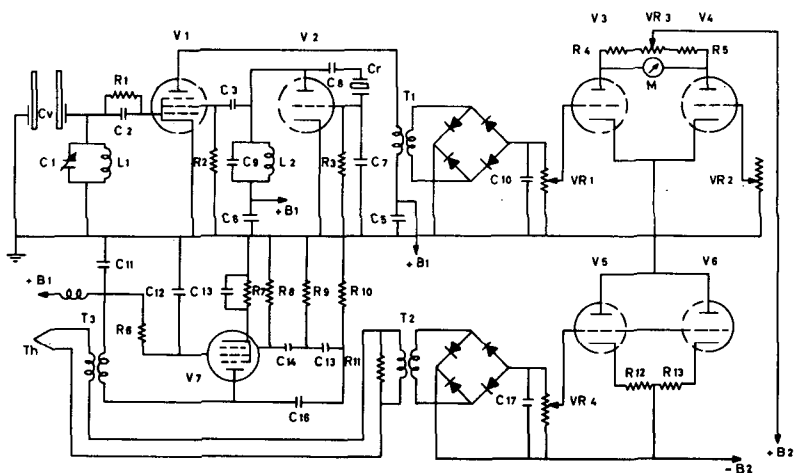


FIG. 2. Circuit diagram of capacitance-type void meter

of thin aluminium plates were used, each was attached close to the outer surface of the glass channel; 4.1 cm in inner diameter and 4.5 cm in outer diameter.

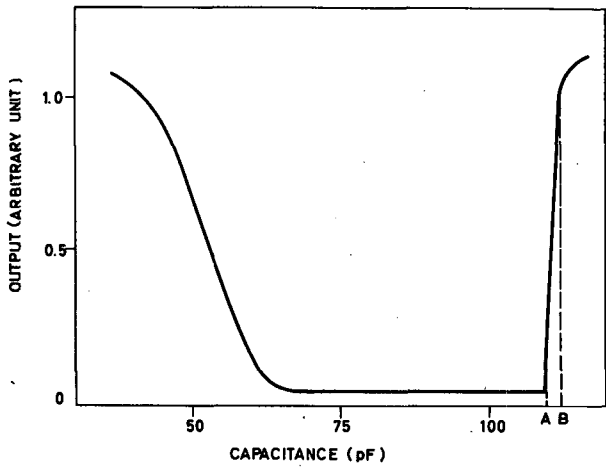


FIG. 3. Characteristic curve of capacitance-detecting circuit

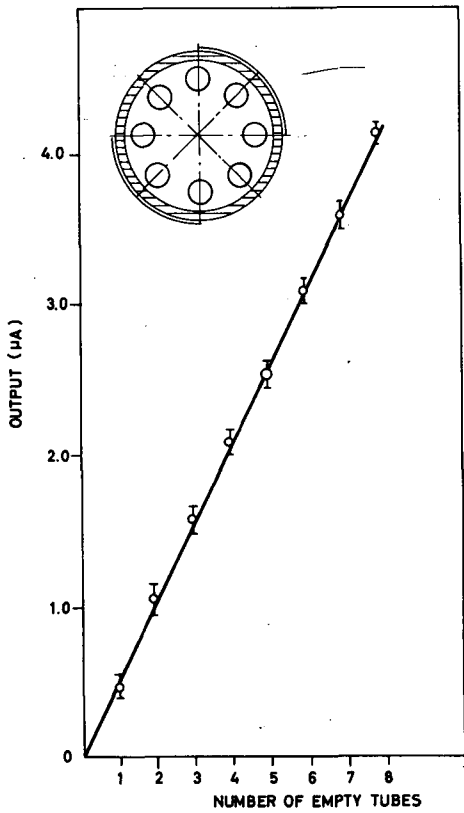


FIG. 4. Results of preliminary experiment I

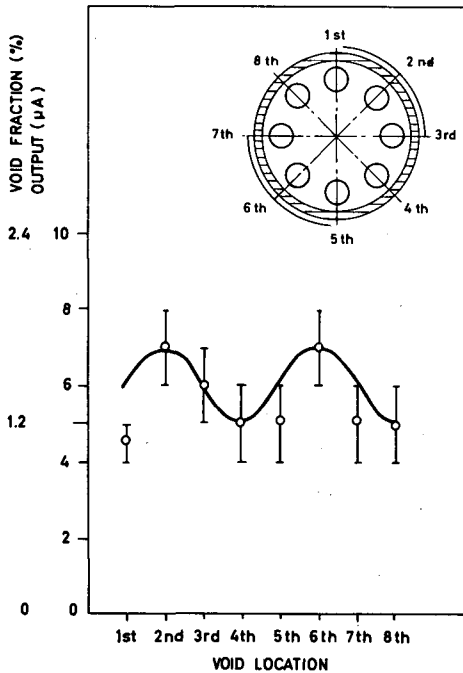


FIG. 5. Effect of void location

4.1. Preliminary experiment I

Since empty, fine glass tubes inserted in the water channel are considered as the simulated voids, the void fraction in the channel is proportional to the number of such glass tubes of the same diameter. Experimental results using empty, fine glass tubes, each 4.4 mm in diameter and corresponding to the void fraction of 1.2%, are shown in Fig. 4 together with the cross-sectional diagram of the channel. On the basis of this result, it is obvious that the output of this void meter is proportional to the void fraction.

On the other hand, the effect of void location must be investigated because the distribution of lines of electric force between the electrodes affects the capacitance. Using the same experimental devices as above, Fig. 5 is obtained. This figure indicates that the output of the void meter is affected by the void location but that the effect is less than the void fraction of 1%.

4.2. Preliminary experiment II

Glass tubes with different diameters were substituted for the fine glass tubes of the same diameter for this experiment. Their diameters were 10, 15, 20, 24, 30.5 and 33.5 mm, corresponding to void fractions of 6.1, 13.6, 24.2, 56.4 and 68.0%, respectively. Experimental results are shown in Fig. 6, which indicates that the output of the void meter is proportional to

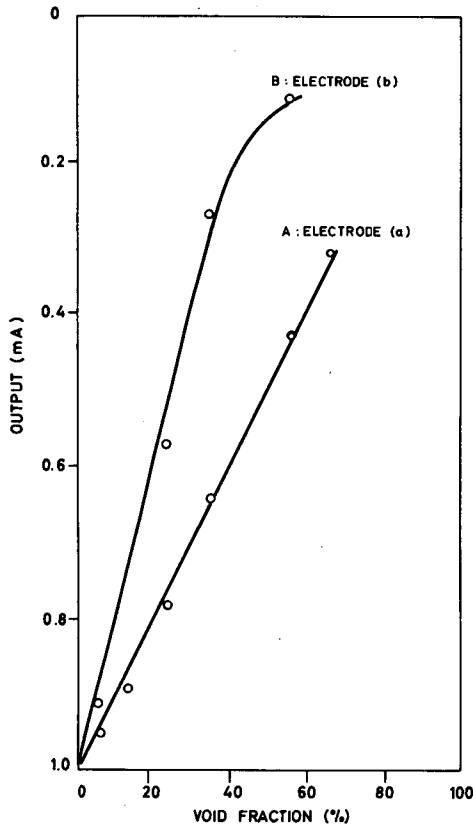


FIG. 6. Results of preliminary experiment II

the void fraction and that the smaller the dimension of electrodes, the wider the linear range of the void meter.

4.3. Preliminary experiment III

Boiling water can be simulated by blowing air into the water channel with an air compressor. As in many studies of two-phase flow, such a method of simulation can be useful before investigating boiling water problems. Real voids in an air-water mixture made by this method are shown in Fig. 7. To obtain uniform voids, the air is blown into the water channel through two spherical carborundum sponges which have many fine holes over their surfaces. The required void fraction can be obtained by regulating a valve of the air compressor. Figure 8 shows results of this experiment and it is evident that the void meter is applicable to measuring such dynamic voids as seen in the boiling water.

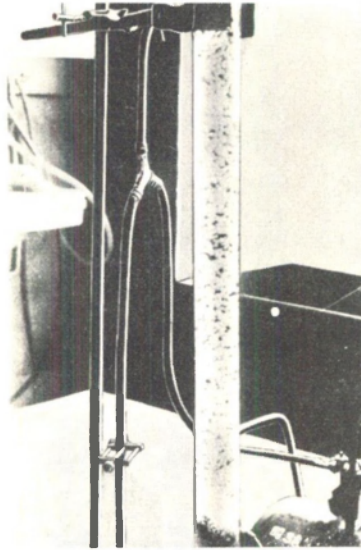


FIG. 7. Experimental device

5. TEMPERATURE COMPENSATION

As the temperature of water rises, the dielectric constant of water varies and the output of the void meter changes. Problems of temperature compensation must, therefore, be solved before the void meter is applied to boiling water. Several methods of compensation were considered and one using an amplifier whose gain is adjusted with a temperature signal was utilized. This is shown in the lower part of the circuit in Fig. 2. The thermister (Th.) detects a temperature signal. The signal is supplied to the grids of the triodes V_5 and V_6 which form a cascade circuit with the difference amplifier consisting of triodes V_3 and V_4 . Consequently, the output of the void meter is compensated by adjusting the cathode bias of the difference amplifier with the temperature signal.

6. DISCUSSION

On the basis of the principle, this method has been named "capacitance-type void detecting method" but the question arises whether the principle is due to the change in only the equivalent dielectric constant or in both the equivalent dielectric constant and the dielectric loss. Therefore the following considerations and experiments are necessary.

Two-phase flow, as shown in Fig. 9(a), can be idealized as shown in Fig. 9(b) and its equivalent circuit is expressed as in Fig. 9(c). The impedance of the water portion, Z_w , is

$$Z_w = R_{w1} / (1 + j_w C_{w1} R_{w1}) + R_{w2} / (1 + j_w C_{w2} R_{w2}) = R_w / (1 + j_w C_w R_w) \quad (3)$$

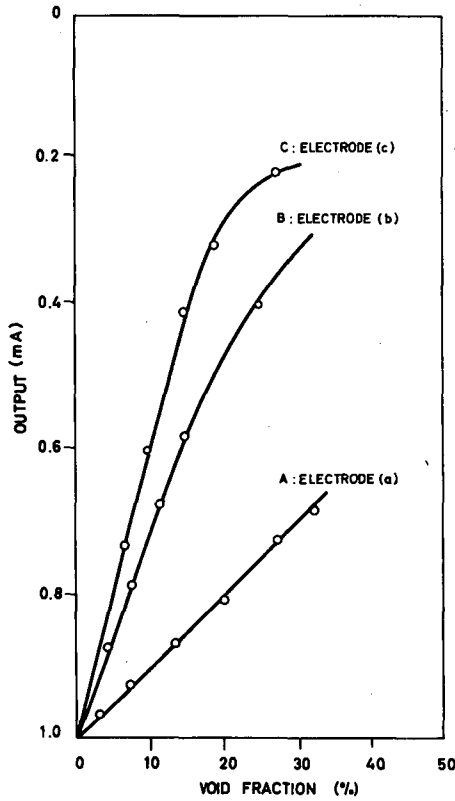


FIG. 8. Experimental result for real void

where

$$\begin{aligned}
 C_{w1} &= (E_0 E_w S)/d_{w1} \text{ (F)}, & R_{w1} &= (P_w d_{w1})/S \text{ (\Omega)} \\
 C_{w2} &= (E_0 E_w S)/d_{w2} \text{ (F)}, & R_{w2} &= (P_w d_{w2})/S \text{ (\Omega)} \\
 C_w &= (E_0 E_w S)/d_w \text{ (F)}, & R_w &= (P_w d_w)/S \text{ (\Omega)} \\
 d_w &= d_{w1} + d_{w2} \text{ (m)} \\
 P_w &: \text{ resistivity of water (\Omega/m)}
 \end{aligned}$$

Thus Fig. 9(d) may be obtained as a series equivalent circuit. In the same way, a parallel equivalent circuit may be considered, as shown in Fig. 10. Consider the void fraction f_g .

$$\begin{aligned}
 f_g &= d_a/d \text{ (in Fig. 9)} \\
 &= S_a/S \text{ (in Fig. 10)}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

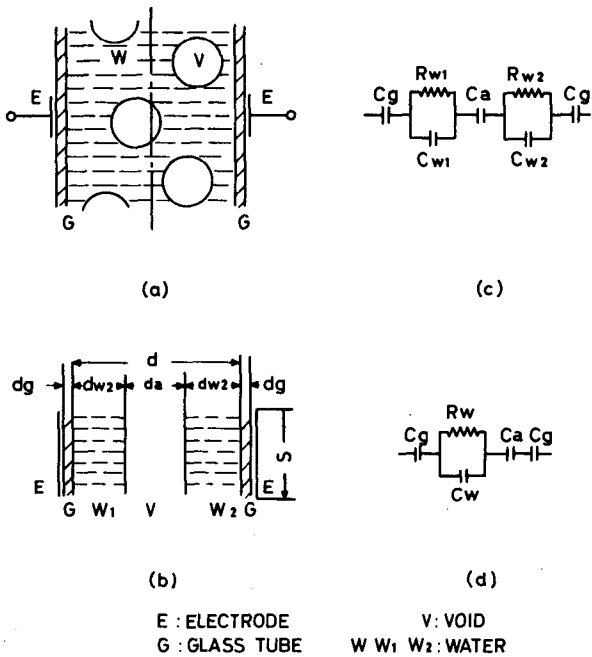


FIG. 9. Series equivalent circuit

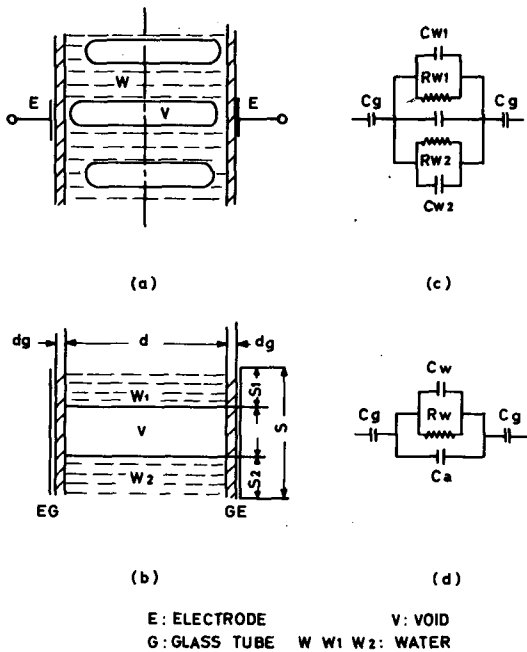


FIG. 10. Parallel equivalent circuit

TABLE I
CALCULATED VALUES
OF THE EQUIVALENT CIRCUITS COMPONENTS

f_g (%)	0	10	20	30	40	50
R_w (k Ω)	330	300	270	230	200	100
C_w (pF)	10.6	11.7	13.3	15.2	17.7	21.2
C_a (pF)	--	1.33	0.66	0.44	0.33	0.27
$R_{w'}$ (k Ω)	330	370	420	480	550	670
$C_{w'}$ (pF)	10.6	9.6	8.5	7.4	6.4	5.3
$C_{a'}$ (pF)	--	0.01	0.02	0.04	0.05	0.06

$$\begin{array}{lll} E_w = 80 & P = 5 \times 10^3 \text{ (}\Omega\text{-m)} & w = 10^6 \pi \text{ (rad/s)} \\ E_a = 1 & d = 2 \times 10^{-2} \text{ (m)} & C_g = 5 \text{ (pF)} \\ E_g = 5 & S = 3 \times 10^{-4} \text{ (m}^2\text{)} & \end{array}$$

and all the components of the equivalent circuits are

$$\begin{array}{ll} R_w = \frac{P_w d}{S} (1 - f_g) \quad (\Omega); & R_{w'} = \frac{P_w d}{S} \frac{1}{1 - f_g} \quad (\Omega) \\ C_w = \frac{E_0 E_w S}{d} \frac{1}{1 - f_g} \quad (F); & C_{w'} = \frac{E_0 E_w S}{a} (1 - f_g) \quad (F) \quad (5) \\ C_a = \frac{E_0 E_a S}{d} \frac{1}{f_g} \quad (F); & C_{a'} = \frac{E_0 E_a S}{d} f_g \quad (F) \end{array}$$

Given f_g , the values of the components can be calculated and are shown in Table I.

Experimental results are shown in Fig. 11 for a comparison between the real void in an air-water mixture and the equivalent circuits. This figure indicates that an air-water mixture is expressed more reasonably with the series equivalent circuit.

7. EXPERIMENTS

7.1. Application to a thermodynamic loop

Because the detailed physics of boiling heat transfer and two-phase flow are needed for studies of BWR, a thermodynamic-hydrodynamic loop simulating the BWR has been constructed and experiments have been carried out with it. Its flow diagram and the heater section are shown in Fig. 12.

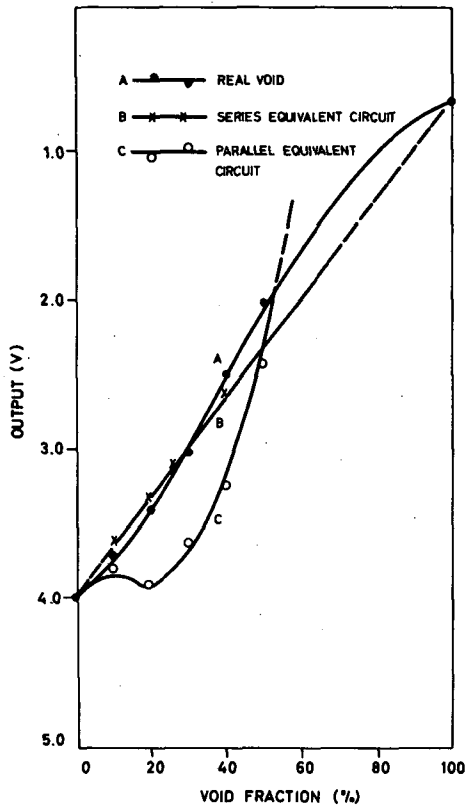


FIG. 11. Comparison between real void and equivalent circuit

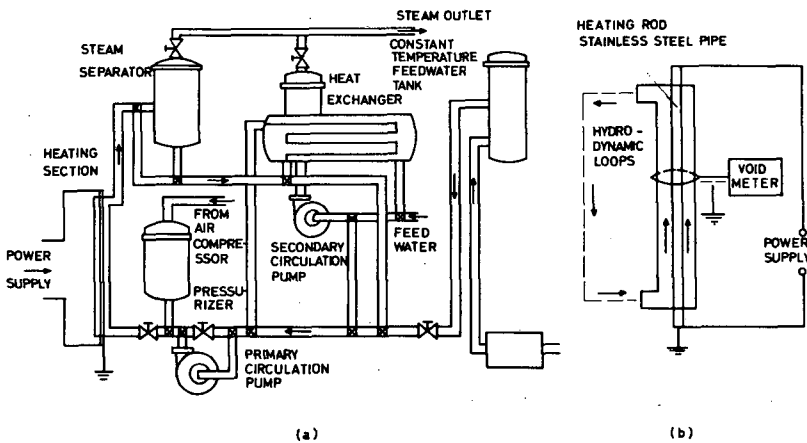


FIG. 12. Flow diagram of thermodynamic-hydrodynamic loop (nuclear reactor simulator) and its heating section

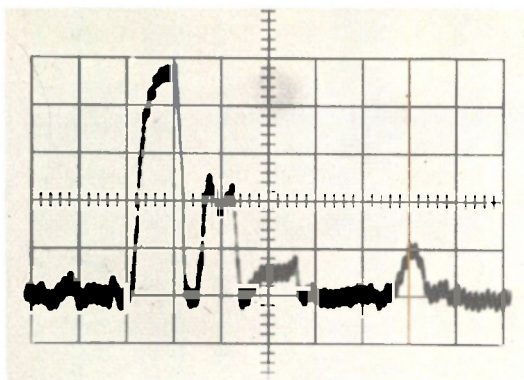


FIG. 13. Void fraction change of nuclear reactor simulator

To apply the void meter to the heater section and to measure its void fraction, the void-detecting electrodes must be chosen adequately. The electrodes are one turn of copper wire (1 mm diam.) coiled around the heater section and the stainless steel heating rod, as shown in Fig. 12(b).

Figure 13 shows a void fraction change in the heater section. As the abscissa of the figure indicates 0.1 s per unit scale, it is evident that the response of this void meter is excellent.

7.2. Local void detection

For the above experiments, electrodes were not inserted directly into a boiling region or air-water mixture, but to investigate the distribution of voids it is necessary to insert the electrodes into the boiling region. An electrode, as shown in Fig. 14(a), was produced by experiment and then applied to the boiling device shown in Fig. 14(b). Figure 14(c) shows a local void fraction change in the boiling device.

8. CONCLUSIONS

All the experiments are made under conditions of uniform voids, and the shape and the dimensions of the void detector (the electrodes) must be more precisely selected for non-uniform voids.

The advantages of this method are the following:

- (1) The volume of steam or the void fraction can be measured with an electrical method; consequently the response of the void meter is good.
- (2) The void distribution can be measured, because the void detector is small and can be inserted into the boiling region.
- (3) The void fraction of a small value may be measured sensitively.
- (4) The measured value is not affected by pressure and flow. The temperature dependence can be compensated.
- (5) The device is small and easy to handle.

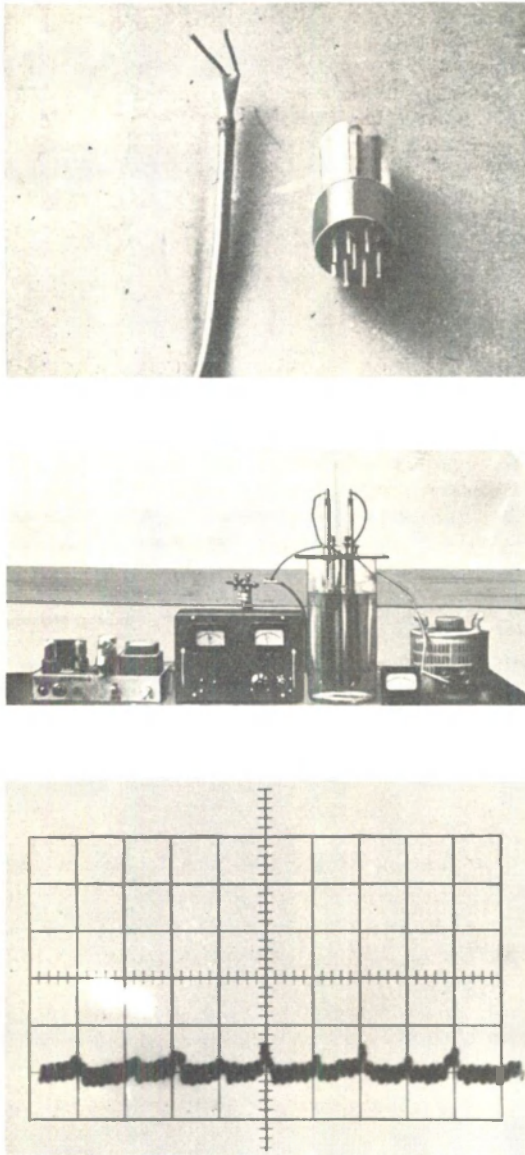


FIG. 14. Experiment with local void

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors wish to acknowledge the help received from Dr. T. Kusuda and Mr. S. Sugatani, and also wish to thank Mr. M. Sakauchi, Mr. M. Kitagawa and Mr. M. Sato for their assistance during the experiments.

REFERENCES

- [1] SAKURAI, Y., MORI, K., ISOZUMI, K., UTSURO, M., Ann. Meet. Atom. Energy Soc. Japan, 1961 (C32) (in Japanese).
- [2] ISOZUMI, K., Master's Thesis Osaka Univ., (1962) (in Japanese).
- [3] SAKURAI, Y., UTSURO, M., SAKAUCHI, M., KITAGAWA, M., Ann. Meet. Soc. Instrum. Control Engrs, 1962 (322) (in Japanese).
- [4] TERANO, H., KUROSU, K., MURAYAMA, Y., Ann. Meet. Atom. Energy Soc. Japan, 1962 (D74) (in Japanese).
- [5] UTSURO, M., SAKURAI, Y., J. Atom. Energy Soc. Japan, 5 (1963) 980.

DISCUSSION

R. WOLF: With what accuracy do you hope to measure the strength of the water-steam mixture under operating conditions?

S. NAKADOI: The accuracy of the void meter is considered to be 1%; in Fig. 4, showing the statistical characteristics of the meter, one empty glass tube corresponds to a void fraction of 1.2%.

When the meter is used to measure the dynamics of the water-steam mixture, the accuracy is again considered to be 1% in accordance with preliminary experiment III and Fig. 8.

The effect of void location is examined and the results are shown in Fig. 5.

R. WOLF: Have you tested your device for reliability?

S. NAKADOI: If temperature compensation is carried out or the temperature held constant during the period of measurement, the reproducibility of the void meter is excellent. Hence, this meter is used by the Japan Atomic Energy Research Institute for measuring in-core voids in its boiling-water power development reactor.

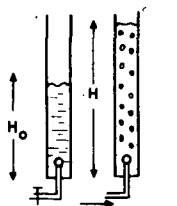
I. KLIGER: What calibration method did you use?

S. NAKADOI: When the void meter is used for an air-water mixture we calibrate in one of the two following ways.

In Fig. A, when the void fraction is 0% the height of the water is H_0 ; when air is bubbled through a porous carborundum the height of the water becomes H and $f = [(H - H_0)/H] \times 100\%$.

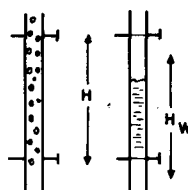
Figure B illustrates the method employing two synchronous stopcocks.

It is not possible, however, to measure the instantaneous void and the local void by these methods.



$$f = \frac{H - H_0}{H} \times 100\%$$

(A)



$$f = \frac{H - H_w}{H} \times 100\%$$

(B)

III. COOLANT MEASUREMENTS

(Session V cont.)

L'ANHYDRIDE CARBONIQUE, GAZ DE REFROIDISSEMENT DES REACTEURS G2/G3: Fuites, analyse et activité

J. MEIFFREN ET F. DUPAY
CENTRE DE PRODUCTION DU PLUTONIUM,
MARCOULE, FRANCE

Abstract — Résumé

CARBON DIOXIDE, THE COOLANT GAS OF THE G2/G3 REACTORS: LEAKS, ANALYSIS, ACTIVITY. This paper first describes very briefly the coolant gas circuits of the G2 and G3 reactors. The first part of the paper contains a detailed study of gas leaks together with relevant operating results. This study was carried out with the purpose of reducing still further the daily leakage rate and thus the operating costs of the reactors. The classification of CO₂ circuits is based on the kinematics of the gas in the main reactor vessel and in the storage and feed systems. In this way a distinction is made between the feed circuits, the heat-exchange circuits and the leakage zones.

While it cannot be claimed that this work alone has reduced by one-half the daily leakage rate between the initial operating period of the reactors and the present period of normal operation, it has certainly contributed to a greater understanding of the dynamics of the coolant gas and helped in the investigation of leaks. This study is virtually indispensable when the leakage rate is very low (3t/day) in relation to reactor capacity and it helps in the investigation of very small leaks.

The second part of the paper describes various installations for chemical analysis and for measuring the activity of the coolant gas of the G2 and G3 reactors, presenting operating results for a period of several years. It also contains an outline of the various methods employed, of modifications and improvements to the original installations made with a view to providing more information about the sensitive and vital points in the installations and about the measurement parameters affecting the behaviour of the reactors (humidity, argon content, etc.).

L'ANHYDRIDE CARBONIQUE, GAZ DE REFROIDISSEMENT DES REACTEURS G2/G3: FUTES, ANALYSE ET ACTIVITE. Le mémoire donne d'abord une description très sommaire des circuits du gaz de refroidissement des réacteurs G2 et G3. La première partie du rapport comporte l'étude détaillée et les résultats d'exploitation relatifs aux fuites de ce gaz, cette étude étant poursuivie dans le but de réduire encore le taux journalier des fuites, donc le coût d'exploitation des réacteurs. La classification des circuits de CO₂ est basée sur la « cinématique » du gaz autour de l'enceinte principale du réacteur et des organes de stockage et d'alimentation. C'est ainsi que l'on a distingué les circuits d'alimentation, les circuits d'échange et enfin les zones de fuites.

Sans que l'on puisse prétendre, par cette seule étude, avoir divisé par deux le taux journalier de fuites entre la période de première marche en puissance des réacteurs et la période de marche normale actuelle, il est certain que ce travail a contribué à mieux connaître les mouvements du fluide et à diriger les opérations de recherche des fuites. Cette étude devient quasi-indispensable au moment où le taux de fuites atteint une valeur très basse (3 t/j), compte tenu de la capacité des réacteurs, et permet la poursuite des recherches de fuites extrêmement faibles.

La deuxième partie du mémoire décrit les différentes installations d'analyses chimiques et de mesure d'activité du gaz de refroidissement des réacteurs G2/G3 et donne les résultats de quelques années d'exploitation. On donne également un aperçu des différentes méthodes employées, des modifications et améliorations apportées aux installations d'origine pour avoir une meilleure connaissance des points délicats et importants des installations et des paramètres de mesure influant sur la conduite des réacteurs (humidité, teneur en argon, etc.).

1. GENERALITES — OBJET

Le but principal de cette étude est de diffuser les connaissances acquises au cours de cinq années d'exploitation des réacteurs G2 et G3 de Marcoule

en ce qui concerne le gaz de refroidissement, depuis son stockage d'appoint jusqu'à son échappement lent dans l'atmosphère, en passant par tous les stades de son utilisation pratique, de son étude chimique, de son comportement nucléaire, éventuellement de ses transformations physico-chimiques. Cette étude peut, non seulement renseigner sur les opérations effectuées couramment à Marcoule, mais également proposer des suggestions intéressantes en vue de l'amélioration de l'étanchéité et de la diminution de l'activité des circuits de gaz sous pression dans des réacteurs analogues à G2 et G3.

2. DESCRIPTIF SOMMAIRE DES CAPACITES SOUS PRESSION [1]

On distingue deux circuits de gaz: le circuit primaire (refroidissement des canaux) et le circuit secondaire (refroidissement du béton de protection). L'ensemble de ces circuits a une capacité de 5000 m³ et est divisé en 14 capacités isolables (pile, échangeurs, soufflantes, etc.).

Le circuit primaire comprend lui-même le circuit primaire principal, avec trois turbo-soufflantes et quatre échangeurs CO₂-vapeur, et le circuit primaire auxiliaire avec deux soufflantes et deux réfrigérants pour le démarrage du réacteur et le refroidissement à l'arrêt.

Le circuit secondaire comporte trois soufflantes et deux réfrigérants à eau.

Les circuits de gaz comportent également des circuits annexes tels que le circuit de compensation entre primaire et secondaire, utilisé pour le refroidissement de l'écran thermique, des réflecteurs, etc. dans le cœur et comme circuit de filtration à l'extérieur, le circuit d'épuration continue (élimination des poussières, huile, humidité, oxygène, etc.), les circuits de récupération des fuites de CO₂ neuf ou pollué en provenance des échappements de presse-étoupe de vanne, de tiroir de commande ou de sas de décompression, les circuits de l'installation de détection de rupture de gaine, les circuits des installations de chargement et déchargement, les circuits d'alimentation, les circuits de vidange, les circuits d'analyses.

On doit noter que le circuit principal comporte un très grand nombre de vannes, papillons, clapets et soupapes de sûreté dont dix vannes d'un diamètre de 1600 mm, huit vannes d'un diamètre de 1200 mm et douze vannes d'un diamètre de 500 mm (fig. 1 et 2).

3. CLASSIFICATION THEORIQUE DES CIRCUITS

Ce qui précède a été exposé suivant la classification matérielle des circuits telle qu'elle a été réalisée. Toutefois, pour mener à bien l'étude relative aux fuites et aux analyses du gaz, il a été nécessaire d'adopter une classification différente (fig. 3) fondée sur la « cinématique » du CO₂ de refroidissement du réacteur.

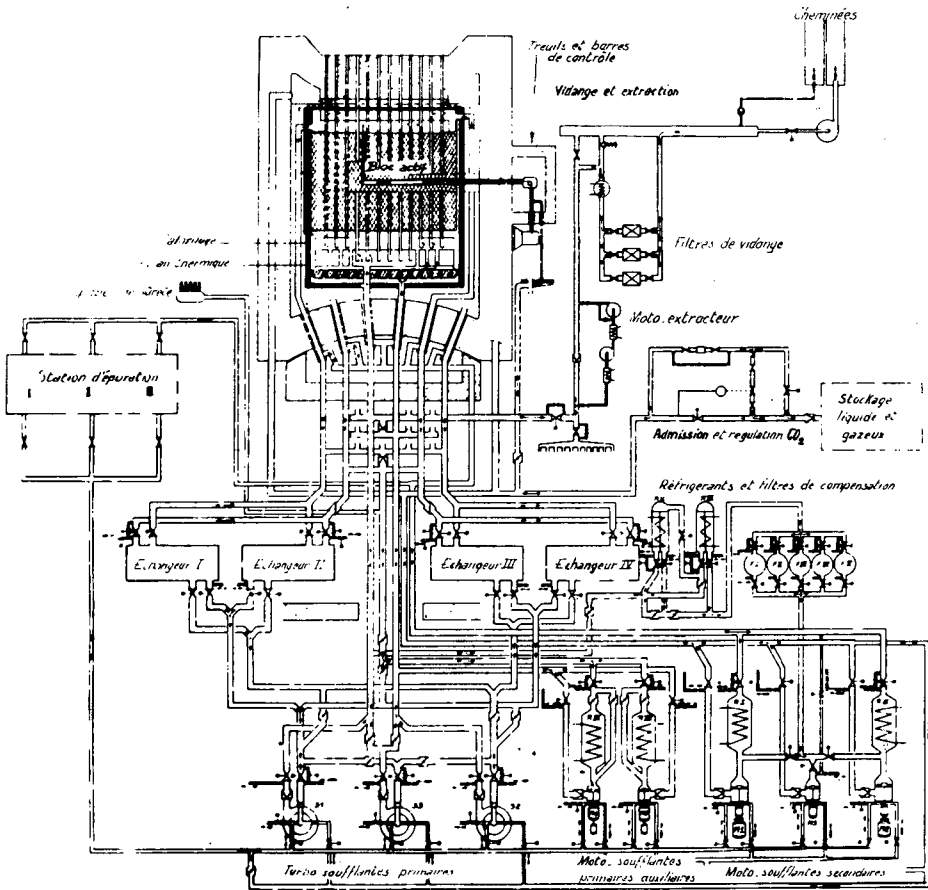


FIG. 1. Schéma général des circuits de refroidissement

3.1. Circuits d'alimentation

Le stockage gazeux est alimenté directement par la station de rectification et d'évaporation du CO_2 . L'enceinte du réacteur se trouve à une pression de 14,7 b; toute capacité liée à la pile et se trouvant à une pression supérieure à cette valeur occasionnera une entrée de gaz dans le réacteur. Il y a ainsi cinq communications possibles entre la pile et le stockage gazeux.

3.1.1. Chargement

Les sas de chargement, remplis à partir du stockage gazeux et amenés en équilibre de pression avec la pile, n'occasionnent aucun échange de gaz. Par contre, une entrée de gaz se produit par la station de récupération du CO_2 pollué qui débite dans le réacteur au moment de la vidange du sas.

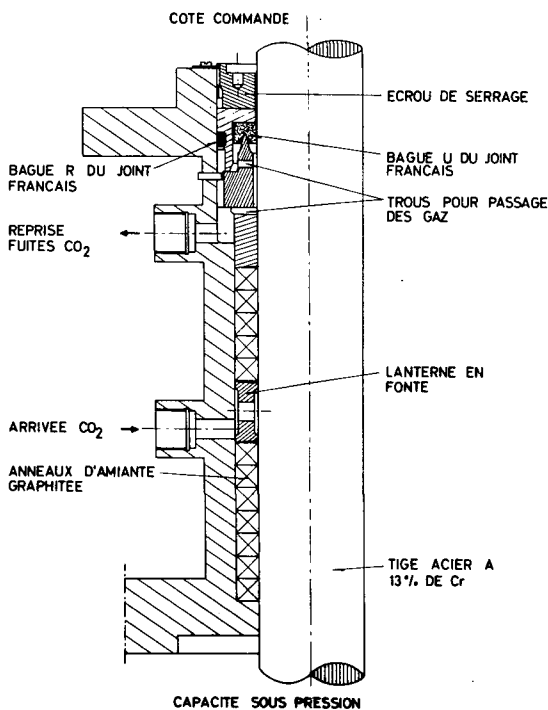


FIG. 2. Presse-étoupe de grosse vanne

3.1.2. Déchargement

Alimentation à partir du stockage gazeux des vannes pneumatiques d'isolement et de sassage sur les trois sinex¹ de déchargement, et fuite vers la pile par le coussinet de la tige de piston. Débit: 300 kg/j².

3.1.3. Presse-étoupe des grosses vannes

Alimentation à partir du stockage gazeux de la chambre intermédiaire des presse-étoupe des vannes d'isolement du circuit principal et fuite dans la partie basse du presse-étoupe vers la pile. Débit: 1000 kg/j.

3.1.4. Alimentation en CO₂ neuf de DRG

Un débit de CO₂ neuf est nécessaire à la DRG-G2 pour nettoyer les scintillateurs de détection et établir un contre-courant dans la cuve de pré-

¹ Appareils à vibration pour cheminement des cartouches.

² Les valeurs de débit sont déterminées par le bilan journalier des fuites et des échanges; elles sont très approximatives et ne peuvent constituer qu'un ordre de grandeur valable en fonctionnement normal et stable du réacteur.

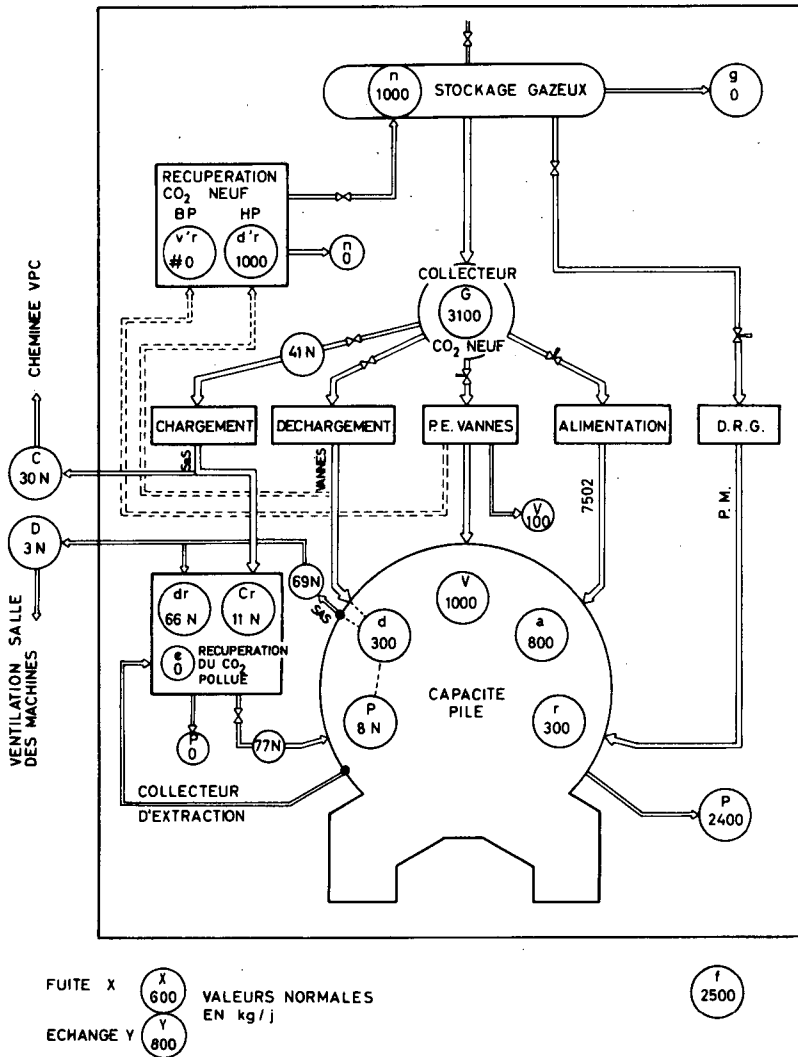


FIG. 3. Bilan théorique des fuites et des échanges

cipitation. Ce gaz est renvoyé dans le circuit secondaire avec le gaz de prélèvement. Débit: 300 kg/j.

3.1.5. Alimentation normale

Elle se fait par la vanne pneumatique à commande manuelle pour maintenir la pression nominale dans le réacteur. Débit: 800 kg/j.

3.2. Circuits d'échange

Entre l'enceinte du réacteur, le stockage gazeux et les différents circuits des débits de gaz s'établissent. On distingue:

3.2.1. Echange entre pile et récupération du CO₂ pollué

Remplissage des sas de déchargement au détriment de la pile et vidange par la station de récupération du CO₂ pollué vers le réacteur. Le collecteur d'extraction reçoit également du gaz de la pile. Celui-ci y retourne par la récupération du CO₂ pollué.

3.2.2. Echange entre déchargement et stockage gazeux

L'échappement des vannes pneumatiques des sinex (CO₂ propre) est renvoyé par la station de récupération du CO₂ neuf vers le stockage gazeux. Débit: 1000 kg/j.

3.2.3. Echange entre presse-étoupe des vannes et stockage gazeux

L'échappement de la partie haute des presse-étoupe des grosses vannes (en principe CO₂ propre) est renvoyé par la station de récupération du CO₂ neuf au stockage gazeux. Débit faible.

3.2.4. Echange entre stockage gazeux et circuits d'alimentation

Les quatre circuits d'alimentation décrits plus haut sont reliés à un collecteur commun de CO₂ neuf. La DRG-G2 est alimentée en CO₂ neuf par un circuit séparé. La DRG-G3 n'a pas d'alimentation en CO₂ neuf.

3.3. Zones de fuites

Elles correspondent à un échappement connu et inévitable du CO₂ lorsque la capacité sous pression est séparée de l'atmosphère par un élément de circuit: vannes ou soupapes de sûreté. Nous considérons également comme zones de fuites les capacités dans lesquelles on pratique normalement des vidanges - sas mis à l'atmosphère à une faible pression (1,5 b absolu) - ou des balayages - circulation de CO₂ dans une capacité maintenue à la pression atmosphérique afin d'augmenter la teneur en CO₂ (sas de chargement).

4. METHODES DE MISE SOUS PRESSION ET DE VIDANGE

Il est nécessaire d'extraire l'air de la pile et de ses circuits annexes pour monter en température sans risque d'oxydation des matériaux par l'oxygène libre. La teneur limite, fixée à 4000 vpm, est obtenue par les opérations dont le détail est donné ci-dessous.

4.1. Méthode utilisée

4.1.1. Mise sous vide

L'étanchéité sous vide doit être quelquefois complétée par une membrane provisoire étanche (vannes à simple opercule). Le vide est obtenu par un moto-extracteur à pistons rotatifs à deux étages dont le débit est de 2145 m³/h, qui refoule dans une cheminée par l'intermédiaire d'un réfrigérant et d'une batterie de trois filtres en amiante montés en parallèle. Il permet d'arriver à un vide de 100 mmHg en 5 h environ.

4.1.2. Remplissage

Lorsque le vide est atteint, on ouvre la vanne d'arrivée de CO₂ et, simultanément, on arrête le moto-extracteur. L'opération de remplissage doit se faire très rapidement afin de limiter les entrées d'air; l'admission du CO₂ doit être déterminée de façon à perturber le moins possible la «poche» de CO₂ qui monte du fond du réacteur. On introduit le gaz par le point le plus bas de la capacité. Le débit est limité par une vanne d'orifice réduit, et une purge d'air est effectuée aux points hauts. Le remplissage est considéré comme terminé lorsque la teneur en CO₂ aux points hauts est de 95%.

4.1.3. Balayage

Lorsque cette teneur est atteinte, les moto-soufflantes sont mises en route de façon à brasser le mélange CO₂-air. On augmente progressivement la teneur en CO₂ par extraction du mélange et admission du CO₂ neuf en maintenant la pression légèrement supérieure à la pression atmosphérique (1,2 b). La teneur en O₂ du mélange est suivie sur un «Magnos» (échelle 0-10 000 vpm) jusqu'à 4000 vpm. La consommation de CO₂ pour cette opération est de 30 t en 15 h environ (fig. 4).

4.1.4. Montée en pression

A 4000 vpm de O₂, on ferme la vanne de vidange et la pression monte. Un soufflage en petite vitesse est maintenu de façon à homogénéiser le gaz et avoir des indications correctes de la teneur en O₂ dans l'ensemble du circuit. La montée en pression à froid est limitée à 12 b, la pression de 14,7 b est obtenue par effet de température. Le démarrage nucléaire du réacteur peut être effectué à partir de 10 b.

4.2. Méthode des respirations

Cette méthode a été essayée en mars 1963; elle a donné des résultats comparables à ceux de la méthode de balayage, mais sa mise en œuvre est plus délicate. Cette méthode consiste en plusieurs moto-extractions suivies chacune d'un remplissage en CO₂ et d'un brassage par mise en route d'une soufflante primaire et d'une soufflante secondaire. L'essai a permis de

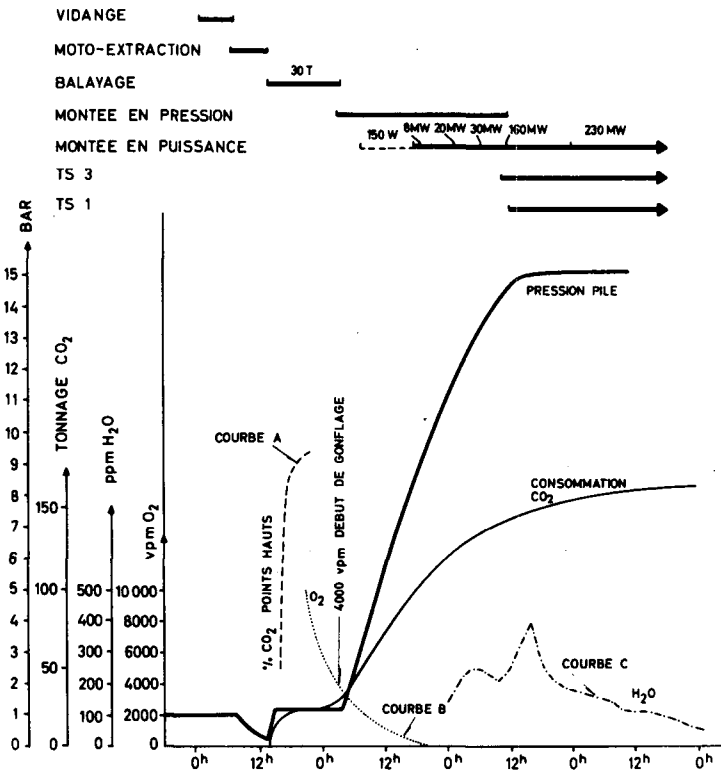


FIG. 4. - Mise en pression du réacteur - Analyses

souligner les phases de l'opération qu'il faut suivre de près, afin peut-être d'obtenir un bilan positif:

- Il est nécessaire de parfaire au maximum l'étanchéité des circuits; des entrées d'air pendant les remplissages font perdre souvent tout le bénéfice d'une respiration.
- La première moto-extraction doit être poussée au maximum et être suivie d'un palier d'au moins 1 h à 1, 2 b de façon à dégazer le graphite.
- Les remplissages en CO_2 par les points bas doivent être rapides.
- Le premier remplissage sera suivi d'une purge des points hauts jusqu'à 90% de CO_2 .
- Pour les moto-extractions suivantes, 50% de vide suffisent, mais le remplissage doit être très rapide.

On peut ainsi arriver à une quantité d'air résiduel de l'ordre de 100 kg (4000 vpm de O_2) en fin de balayage avec moins de CO_2 consommé. Le temps total de l'opération peut être estimé à 30 h mais doit être suivi d'un balayage de 4 à 6 h nécessaire pour obtenir un mélange homogène et une indication valable de la teneur en O_2 au «Magnos». Les temps totaux des opérations sont donc très comparables.

Quelle que soit la méthode de remplissage utilisée, il y a lieu de tenir compte de la qualité du résultat obtenu, déterminée par l'activité du gaz au démarrage nucléaire du réacteur (activité de l'argon-41).

Le débit de l'évaporation pendant les opérations de remplissage peut aller jusqu'à 9 t/h. On peut arriver à moins 30 t de CO₂ utile, mais les opérations sont délicates et le résultat incertain. La méthode de balayage reste la seule utilisée en raison de sa simplicité de mise en œuvre.

4.3. Vidange - Liquéfaction

La vidange du réacteur peut se faire par deux voies, l'une dans l'atmosphère, l'autre vers une station de récupération.

Dans le premier cas, le rejet est effectué dans une cheminée par l'intermédiaire d'un réfrigérant et d'une batterie de trois filtres d'amiante en parallèle. Débit maximal: 2,5 kg/s, qui peut être limité par les conditions atmosphériques.

Dans le deuxième cas, une installation commune aux deux réacteurs liquéfie le CO₂ pollué; l'activité est indécidable sur les réservoirs de stockage liquide, les produits les plus actifs contenus dans le gaz (argon-41) étant éliminés avec les incondensables. Cette installation est capable de liquéfier le CO₂ jusqu'à une pression de 1,2 b dans le réacteur, c'est-à-dire environ 100 t de gaz par vidange.

4.4. Opérations exceptionnelles

Ce sont les opérations d'extraction, de vidange, de mise sous vide ou de remplissage de capacités du réacteur nécessitées par l'entretien. Dans la plupart des cas, la mise sous vide et le balayage de ces capacités ne sont pas effectués. Aucune variation des teneurs en impuretés n'a été observée lors de la remise en service.

5. FUITES

5.1. Détermination du taux de fuites

Les fuites de CO₂, évaluées par des mesures ou le calcul, sont ramenées en tonnage journalier. Les fuites sont en moyenne de 3 à 4 t/j. Compte tenu du volume, de la complexité du circuit et du nombre de sectionnements, ces pertes sont faibles: 810 vannes d'isolement, 36 vannes papillon, 90 soupapes, nombreux joints étanches soudés, etc. Il faudrait noter également les circuits des installations DRG et de mesure ainsi que des grosses pièces moulées présentant une certaine porosité.

Deux méthodes sont employées pour déterminer le taux journalier des fuites:

5.1.1. Méthode classique et routinière

Le calcul, fait quotidiennement sans modification de l'état de fonctionnement du réacteur, consiste à dresser le bilan des quantités de CO₂ traitées,

I. RENSEIGNEMENTS

Date 17.5.

Heure 0 h 00

A.- ÉVAPORATION

	Réservoir	Poids Av.	Poids ap.	G2	G3
de 2 h 40 à 4 h 15	R22	44,2	41,0	3,2	
de 10 h 35 à 12 h 10	R21	47,4	47,4		2,7
de 21 h 30 à 23 h 10	R21	47,4	45,0	2,4	

$$5,6 + 2,7 = 8,3 \text{ t}$$

B.- STOCKAGE GAZEUX

Pression	29 b	Pression	26,2
Température	22°	Température	21°
G2 Poids spécifique $\omega = 62,10$		G3 Poids spécifique $\omega = 55,2$	
Quantité $258 \times \omega = 16020 \text{ kg}$		Quantité $258 \times \omega = 14240 \text{ kg}$	

C.- ENCEINTES

	Pression G2 kg/cm ² abs			G3 kg/cm ² abs		
	G2			G3		
	Température	Moyenne	Poids spéc.	Température	Moyenne	Poids spéc.
Entrée Z C	140°			140°		
Entrée Z P	140°	140°	19,50		140°	19,50
Sortie Z C	357°			352°		
Sortie Z P	322°	339,5°	12,75	313°	332,5°	12,90
Entrée Sec	52			47		26,20
Sortie Sec	76			69		24,20

II. QUANTITÉS CO₂

Primaire chaud	1000 m ³
Primaire froid	2000 m ³
Secondaire chaud	1000 m ³
Secondaire froid	1000 m ³

TOTAUX ENCEINTES STOCKAGE GAZEUX

TOTAUX PARTIELS du jour
de la veille
DIFFÉRENCE

TOTAL GAZEUX G2/G3

G2	G3
12 750 kg	12 900
39 000	39 000
23 600	24 200
29 750	26 200
101 200	102 300
16 020	14 240
117 220	116 540
115 500	118 850
+ 1 720	- 2 310
233 760 kg	

STOCKAGES LIQUIDES

	Commercial	Epuré
R 11	28 000	
R 12	27 300	
R 13	22 800	
R 21	45 000	
R 22	50 100	
R 31		18 800
R 32		0
Total du jour	173 200	+ 18 800 = 192 000
Total de la veille		= 182 000

TOTAL GÉNÉRAL liquide + gazeux

425 760	kg

Total de la veille 416 550 kg

Différence en + ou en - par rapport à la veille
+ 9 210 kg A

ARRIVAGES CO₂ depuis 24 heures

le 16/5 de Toulouse à 15 h 45	18 750
le de à	
Quantité totale	18 750 kg B

FUITES A · B

9 540	kg

G2 3880 + G3 5010

8 890

Différence

650

Fuite calculée sur stockage liquide

650 kg

FIG. 5. Taux journalier des fuites

aux stockages ou dans le réacteur, par détermination des poids à partir des températures et du poids spécifique (fig. 5). Les résultats sont approximatifs, puisque les températures sont prises en valeurs moyennes, mais demeurent valables pour l'établissement d'un bilan mensuel et pour mettre en évidence une évolution du taux moyen.

5.1.2. Méthode fine

La méthode précédente manque de précision lorsque l'augmentation du taux de fuites est faible. Une autre méthode permet de confirmer ce résultat et de préciser la zone de fuite; elle consiste à calculer le taux de fuites (t/j) pour trois états de fonctionnement, réalisés volontairement (fig. 6):

Essai du type 1

L'ensemble pile-stockage gazeux est isolé du stockage liquide par les vannes amont du stockage gazeux. La pression de la pile est maintenue constante. L'essai peut être réalisé avec ou sans chargement. Dans ces conditions, cinq communications sont possibles entre le stockage gazeux et la pile (fig. 3): chargement, déchargement, presse-étoupe des vannes, alimentation normale, détection de rupture de gaine.

Essai du type 2

Isolement en amont du stockage gazeux. La pile n'est plus alimentée en CO_2 neuf. Le chargement est en service. Dans ces conditions, quatre communications sont possibles entre le stockage gazeux et la pile: chargement, déchargement, presse-étoupe des vannes, détection de rupture de gaine.

Essai du type 3

Mêmes conditions, mais le chargement est arrêté et isolé. Deux communications sont possibles entre le stockage gazeux et la pile: presse-étoupe des vannes, détection de rupture de gaine.

Pour chaque état on mesure les pressions et températures dans les capacités. L'essai du type 1, répété avec et sans chargement, permet de déterminer la perte imputable aux opérations de sassage et de balayage par canal chargé. La combinaison des différents essais permet enfin de discriminer les différentes origines des fuites et d'orienter les recherches pour les localiser.

5.2. Bilan des fuites

On a dressé un bilan théorique sur un schéma des organes de l'installation (fig. 3) pour lesquels les débits d'échange et les zones de fuite sont connues. Les valeurs données (en kg de CO_2 par jour) correspondent à l'état de fonctionnement normal du réacteur à pleine puissance, chargement en service; ce sont les valeurs minimales atteintes à ce jour qu'il paraît

Date	Type essai	Heure		Nombre canoux déchargés	Pr. S. Gazeux (kg/cm ²)		θ moyen S. G.	$\Delta \bar{\omega}$ S. G. (kg/m ³ /h)	S. G. F = $\Delta \bar{\omega} \times 6200$ (kg/jour)	f. moy. /h Pile (gr/h)	Pile P = 170f (kg/j)	Fuite totale F+P (kg/j)	Observations
		Début	Fin		Début	Fin							
16/12	1	22 h 00	2 h 30	0	29,670	26,060	7°	1,65	10,230	0	0	10,230	Pression pile maintenue à 14,7 bars
17/12	1	6 h 20	9 h 05	2	27,870	25,800	4°	0,22	13,750	0	0	13,750	- idem -
18/12	2	21 h 50	0 h 50	3	30,180	28,680	1°	1,40	8,680	25	4250	12,930	Pr. Pile 14, 71/14, 64 bars
20/12	3	1 h 10	4 h 10	0	29,880	28,700	0°	1,23	7,650	10	1700	9,350	Pr. Pile 14, 71/14, 68 bars
21/12					Localisation des fuites et opérations d'étanchement								
21/12	2	16 h 30	18 h 30	1	27,550	27,280	2°	0,45	2,710	12,5	2125	4,835	Pr. Pile 14, 71/14, 68 bars

TYPES D'ESSAIS

- 1 - Vannes amont stockage gazeux fermées - Pression pile constante avec ou sans déchargement.
- 2 - Vannes amont stockage gazeux fermées - Déchargement - Vanne 7502 fermée (pas d'alimentation pile).
- 3 - Vannes amont stockage gazeux fermées - Déchargement arrêté - Vanne 7502 fermée.

Nota: Effectuer avec le plus de soin possible les mesures de pression pile (une erreur de 5 g peut faire varier les résultats de ± 800 kg).

FIG. 6. Bilan des fuites

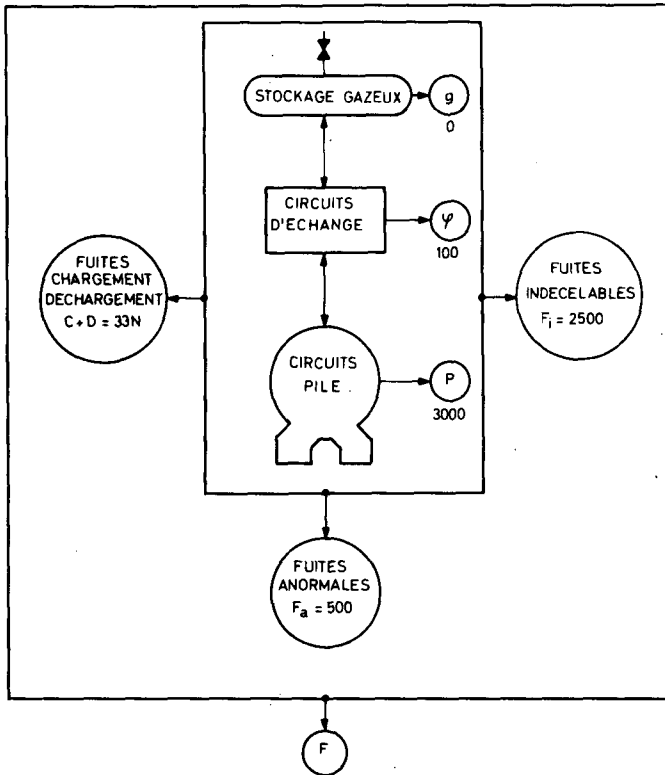


FIG. 7. Bilan réel des fuites et des échanges

difficile de diminuer dans l'avenir. Si la fuite journalière obtenue par les méthodes de calcul et d'essai précédemment définies dépasse la valeur donnée par le bilan théorique, un bilan réel doit être établi par la méthode fine; la comparaison des différentes valeurs de fuites et d'échange obtenues dans les deux bilans doit permettre de déterminer le sous-ensemble qui fuit (fig. 7). Il serait bon de disposer en certains points judicieusement choisis des circuits (des installations existantes ou futures) des débitmètres permettant de faciliter l'établissement des bilans de fuites et d'échange et, en tout cas de mieux connaître les déplacements du gaz.

5.3. Détermination des sections de fuites

On a dressé un abaque donnant directement la surface de fuite en fonction de la fuite journalière donnée par le bilan (fig. 8). On doit noter qu'une fuite de l'ordre de 3 t/j correspond à un orifice fictif de fuite de 6 mm de diamètre.

5.4. Recherche systématique des fuites

Les «grosses fuites» (on verra plus loin que ce sont des fuites de l'ordre de 100 kg/j) sont détectées facilement par l'opérateur chargé de la

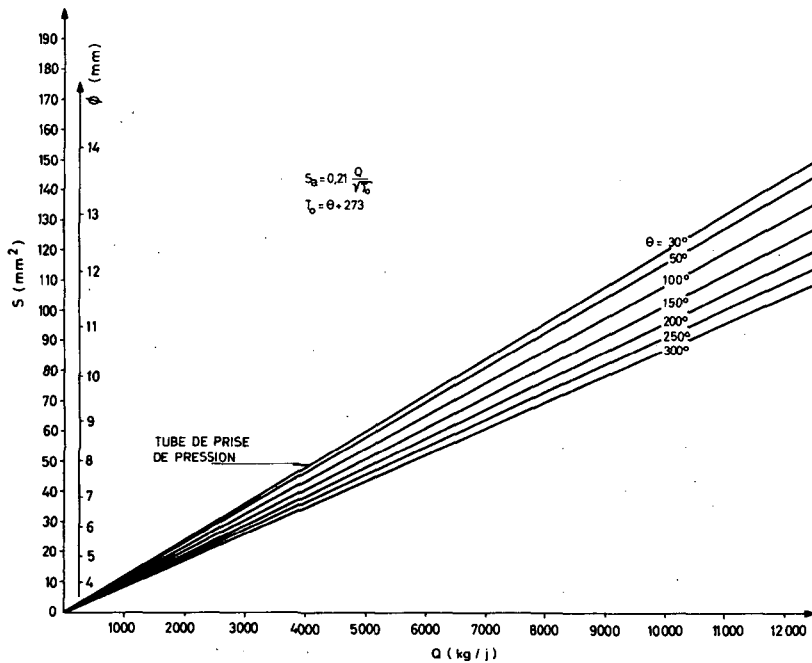


FIG. 8. Abaque pour la détermination des sections de fuites

recherche, mais le plus souvent, il faut faire appel à des appareils simples pouvant être mis en service rapidement dans le réseau complexe des tuyauteries.

5.4.1. Détection par solution savonneuse

Un moyen efficace utilisé couramment est la solution savonneuse (Teepol) dont on enduit les surfaces suspectes; la fuite est caractérisée par la formation de bulles (bullage) ou de mousse (bouillonnement). Cette méthode peut être utilisée à froid en pression d'épreuve d'air ou de CO_2 , quelquefois à chaud, le réacteur étant en fonctionnement.

La méthode présente les avantages suivants:

- elle ne nécessite pas de matériel spécial;
- elle indique le point précis d'une fuite;
- elle est très sensible pour un agent expérimenté;
- elle permet la détection de fuites très petites, de l'ordre de quelques kg/j;
- elle est applicable jusqu'à 100° .

Ses inconvénients sont les suivants:

- elle dépend de l'agent effectuant l'essai;
- elle ne peut être toujours employée dans les endroits d'accès difficile;
- elle ne peut permettre de localiser toutes les fuites, compte tenu de la grandeur du circuit;

- d) elle n'est pas applicable en marche aux tuyauteries principales très chaudes.

Cette méthode a été employée dès le montage des circuits et demeure la seule utilisée en raison de sa simplicité et de son rendement.

5.4.2. Détection par tubes réactifs DRAEGER [2]

Pour la détection du CO_2 et du CO, on utilise les tubes qui se colorent au passage du gaz, sur une petite pompe à main. Le niveau de coloration permet une détermination très approximative de la teneur en CO_2 . Deux types de tubes sont utilisés suivant l'importance des fuites recherchées: le tube réactif «0, 1/a»: de 0, 1 à 10% de CO_2 suivant le nombre de coups de pompe (1 à 5), le tube réactif «1%»: de 1 à 18% de CO_2 .

Cette méthode présente les avantages suivants:

- a) le matériel est très simple et très léger;
- b) elle est très sensible pour les fuites importantes;
- c) elle est utilisable dans des endroits où le Teepol n'est pas applicable;
- d) il est possible de détecter le CO_2 dans des atmosphères mouvementées (tuyauteries théoriquement isolées de l'enceinte du réacteur, gaines de ventilation, etc.)

Ses inconvénients sont les suivants:

- a) les colorations obtenues ne se conservent pas;
- b) la consommation de tubes est élevée même si les résultats sont négatifs;
- c) la détection des micro-fuites est impossible;
- d) la mesure est effectuée par le taux de CO_2 dans l'atmosphère;
- e) l'endroit exact de la fuite est souvent difficile à déterminer.

5.5. Evaluation des fuites

5.5.1. Mesure directe

En certains points du circuit, une fuite décelée peut être mesurée directement à l'aide d'un débitmètre: c'est le cas de fuites se situant sur des vannes isolant l'enceinte CO_2 de l'atmosphère (circuit d'extraction, cheminée, purges, etc.). On peut utiliser aussi le tube DRAEGER (exemple: gaines de ventilation). On doit faire la moyenne des colorations de plusieurs tubes introduits dans un orifice pratiqué dans la gaine de ventilation. Connaissant le débit d'air des ventilateurs, on en déduit la quantité de CO_2 perdue.

5.5.2. Evaluation empirique

L'estimation de la fuite découverte dépend beaucoup de l'agent chargé de la recherche. Afin d'uniformiser les résultats des recherches systématiques, nous avons dressé un tableau de coefficients d'évaluation empirique que l'on a estimés en se rapportant à une grosse fuite fictive donnant un taux journalier moyen de 1 t et à laquelle on affecterait le coefficient 20. Cette

fuite correspondrait à l'échappement libre d'un orifice de 4 mm de diamètre à une pression de 13 b.

Coefficient 0: « Bullage » au Teepol, 10 kg/j

Coefficient 1: « Début de bouillonnement », détection au DRAEGER, 10 à 50 kg/j

Coefficient 2: « Bouillonnement » au Teepol, évaluation au DRAEGER, 50 à 100 kg/j

Coefficient 3: « Fuite à peine audible », 100 à 150 kg/j

Coefficient 4: « Fuite audible », 150 à 200 kg/j

Coefficient 5: La fuite commence à être « visible », 2 à 3 mm² de section de fuites, 200 à 500 kg/j.

5.6. Opérations d'étanchement

Toutes les fuites détectées par contrôle systématique au Teepol sont reportées avec leur coefficient sur un schéma général du circuit. La seule façon rationnelle d'étancher le circuit est l'arrêt et le dégonflage du réacteur, puis la reprise mécanique de l'élément fautif. Cependant, comme il n'est pas possible d'arrêter le réacteur pour cette raison, la plupart des fuites sont reprises en pression et à chaud. Les presse-étoupe des vannes manuelles peuvent être légèrement resserrés et les fuites ramenées au bullage tout en conservant un fonctionnement correct de la vanne. L'étanchéité complète sera obtenue, le réacteur étant arrêté et dégonflé, par réfection complète du presse-étoupe. Les très petites fuites (quelques bulles) sur les presse-étoupe des grosses vannes sont pratiquement impossibles à étancher. Une amélioration importante de l'étanchéité a été apportée, dès le début de la mise en exploitation des réacteurs, aux circuits d'extraction et de vidange qui comportent un grand nombre de vannes isolant le circuit principal de l'atmosphère et sont reliés à une cheminée d'évacuation; on a isolé par une autre vanne l'ensemble de ces circuits en amont de la cheminée et on a repris le CO₂ de fuite, par un compresseur de récupération, dans la capacité ainsi constituée. La pression dans cette capacité est maintenue à 200 ou 300 mb au-dessus de la pression atmosphérique de façon à éviter les entrées d'air.

5.7. Origine des fuites

5.7.1. Fuites de montage

Pendant la construction des réacteurs, des précautions rigoureuses ont été prises pour le montage des circuits. Des épreuves à l'air ont été effectuées, qui ont permis d'éliminer la plupart des fuites à l'origine. Il est bien évident que quelques fuites demeurent dans les lieux particulièrement inaccessibles. Il faut noter également que toutes les parties soudées n'ont pas été systématiquement radiographiées. On ne peut toutefois attribuer au montage d'origine toutes les causes de fuites. Les fuites découvertes proviennent des éléments ci-après.

5.7.2. Fuites détectées et étanchées

Raccords soudés

Quelques soudures de petites tuyauteries dont l'exécution était délicate ont lâché; reprise immédiate.

Raccords boulonnés

A l'origine, un cordon de soudure d'étanchéité était prévu, mais les nécessités de démontage répété n'ont pas permis leur réparation systématique; toutefois, aucune fuite n'est détectée sur les joints lorsque ceux-ci sont montés correctement.

Sièges de clapet

Un grand nombre de sièges de clapet de soupape de sûreté ont dû être repris et rodés après montage; ceci montre l'importance des précautions à prendre contre les souillures et l'oxydation, et lors des manutentions.

Vannes d'isolement

Nous avons donné ci-dessus la méthode utilisée pour récupérer les fuites de ces vannes. La fuite amont-aval d'une vanne à simple ou double opercule est impossible à étancher malgré la force de fermeture et parfois le blocage du volant de manœuvre.

Garnitures des vannes (fig. 2)

La contre-pression de CO_2 neuf sur la bague intermédiaire et la récupération du CO_2 détendu après la deuxième garniture permettent l'élimination presque complète de la fuite. Mais, malgré le soin apporté au garnissage, une fuite subsiste. Les petites vannes ont été remplacées par des vannes sans presse-étoupe.

Joints de bouchons et de boisseaux

Les boisseaux et bouchons de la face de chargement sont équipés d'un certain nombre de joints toriques. Etant donné le nombre élevé de manœuvres effectuées sur les bouchons, les joints risquent de ne plus assurer une étanchéité parfaite. Ils sont remplacés systématiquement. De même, les joints de boisseaux sont amenés à travailler lors des opérations de réglage en rotation des boisseaux. Une tape de sûreté modifiée a dû être montée sur chaque tête de boisseau pour doubler tous ces joints et supporter éventuellement la pression de 15 b en reportant l'étanchéité sur les joints de tape.

5.7.3. Fuites résiduelles

Les améliorations d'étanchéité des circuits de gaz viennent d'un certain nombre de modifications ainsi que d'une meilleure efficacité des moyens de contrôle. On note cependant des fuites dont le taux journalier est bien déterminé par bilans successifs, mais dont la localisation est impossible. D'autres fuites donnant un bullage sont bien localisées, mais pratiquement impossibles à étancher sur les gros éléments de circuit. Enfin, il reste dans le circuit des éléments poreux (en particulier les pièces moulées) qui sont le siège de fuites impossibles à étancher et à localiser. Compte tenu de ces différentes considérations, on ne peut espérer diminuer les fuites des réacteurs G2 et G3 au-dessous de 2,5 t/j. On doit cependant remarquer que cette fuite correspondrait à une section ouverte sur le circuit de 30 mm² environ (diamètre de 6 mm), ou encore à 250 points de bullage répartis, ce qui n'est pas excessif, compte tenu du volume et de la complexité du circuit.

5.8. Détermination du taux de renouvellement du gaz

Les fuites ont une influence sur les impuretés résiduelles contenues dans le CO₂ après un regonflage. Si les impuretés sont radioactives, certaines précautions doivent être prises et il est bon de déterminer au bout de combien de temps l'activité résiduelle sera stabilisée et l'exploitation deviendra normale. Cette étude est donc fondée essentiellement sur la décroissance de l'activité du CO₂ après un démarrage.

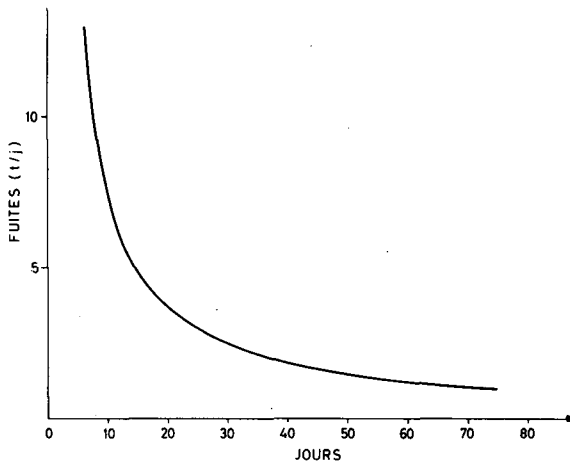
5.8.1. Détermination théorique de la décroissance (voir paragraphe 7.2.1.)

L'activité du gaz est due essentiellement à la présence d'argon-40 dans l'air résiduel et dans le CO₂ neuf injecté; cet argon se transforme dans le flux neutronique en argon-41 à radioactivité gamma, dont la période est de 1,8 h [3]. L'argon-41 de l'air résiduel après la montée en pression se dilue progressivement par introduction de CO₂ neuf dont la teneur en argon-40 est moindre. La vitesse de dilution varie suivant la quantité journalière de CO₂ neuf introduite, donc suivant le tonnage journalier des fuites. La courbe théorique de décroissance est une exponentielle asymptote à l'activité résiduelle de l'argon-41 introduit par le CO₂ neuf. Cette courbe théorique, déformée par les variations du taux moyen des fuites journalières, est déterminée par:

$$P_t = P_0 \exp \left(-\frac{t}{20} \right)$$

P_0 = poids initial de CO₂ pollué par l'argon-41 et P_t = poids de CO₂ pollué restant en pile à l'instant t .

Le temps au bout duquel le tonnage de CO₂ pollué sera devenu la moitié du tonnage initial, c'est-à-dire le temps au bout duquel l'activité de CO₂ aura décru d'un facteur 2 (dilution moitié), sera

FIG. 9. Temps de renouvellement du CO₂ en fonction des fuites

$$\frac{1}{2} = \exp\left(-\frac{4}{20}\right) \quad \text{d'où} \quad \text{Log} \frac{1}{2} = -\frac{t}{20}$$

$$\begin{aligned} t &= -20 \text{ Log} \frac{1}{2} = -20 \cdot 2,302 (\text{Log } 1 - \text{Log } 2) \\ &= -20 \cdot 2,302 \cdot -0,30103 = 13,9 \text{ j} \\ &\quad \text{soit } \underline{14 \text{ j}} \quad (\text{fig. 9}) \end{aligned}$$

5.8.2. Détermination théorique de la valeur résiduelle

La valeur résiduelle de l'activité est due à l'argon-41 provenant de l'argon-40 dont la teneur est de 40 vpm, soit 0,04 litres/m³ de CO₂ neuf aux conditions normales. Pour 107 t de CO₂ en pile et un poids spécifique de 1,965 kg/m³, le volume serait de 107 000/1,965 = 54 500 m³ (TPN).

Le volume minimal d'argon-41 en pile sera donc de 54 500 · 0,04 = 2 180 litres, ou 2 180 · 1,784 = 3 900 g environ.

Ce poids d'argon donne une activité résiduelle de 2,3 · 10⁻³ Ci/m³ à la puissance de 250 MW.

5.9. Influence des fuites sur l'évolution des impuretés

L'évolution de l'activité du CO₂ provient de l'évolution de la teneur en argon-41. Toute autre impureté contenue à l'origine dans le réacteur ou dans le CO₂ neuf introduit pour compenser les fuites suit une évolution analogue; le taux journalier des fuites influe de la même façon sur l'allure de cette évolution. Ces évolutions sont suivies par analyses au chromatographe (voir ci-après). On note par exemple pour l'azote une baisse régulière de la teneur correspondant au renouvellement du CO₂ chargé en azote par du CO₂ n'en contenant pratiquement pas. La courbe est théoriquement une exponentielle décroissante dont la «période» est égale à l'inverse du taux de renouvellement du gaz par les fuites.

TABLEAU I

TYPES D'ANALYSEURS UTILISES POUR LE
CONTROLE DES IMPURETES

Points de prélèvements	Nombre de piquages	Impuretés analysées	Analyseurs
<u>Local stockage et évaporation</u>			
poste de déchargement	1	H ₂ O	1 Beckmann
bas de colonne de distillation	1		
poste de séchage du CO ₂	2 ^a	H ₂ O	2 Beckmann
poste de séchage d'air	2	H ₂ O	1 Beckmann
<u>Local «analyses»</u>			
circuit de chauffe	2 ^a		
sortie des échangeurs	4	H ₂ O	3 Beckmann (2 sur les stations EC en service et 1 sur les circuits commutables)
sortie des réfrigérants	6		
sortie épuration continue	3 ^a	CO	1 Uras commutable
épuration continue (sortie Deoxo)	1	O ₂	1 Elcoflux commutable

^a Prélèvements continus en marche normale des réacteurs

6. ANALYSES

6.1. Description de l'installation

Les analyseurs de gaz mesurent les impuretés contenues dans le CO₂ aux différents stades de son évolution (fig. 10). Les types d'analyseurs utilisés pour chaque impureté contrôlée sont donnés au tableau I.

Tous les prélèvements sont munis de prises d'échantillons pour analyse au chromatographe. Un compresseur Corblin assure la circulation dans tous les prélèvements et réinjecte le CO₂ dans le circuit secondaire (60 m³/h). Le CO₂ analysé est rejeté dans une gaine de ventilation.

6.2. Méthodes employées

6.2.1. Mesure continue de H₂O

La détermination de la teneur en H₂O en différents points du circuit CO₂ se fait à l'aide d'analyseurs Beckmann d'un modèle standard, dont le fonction-

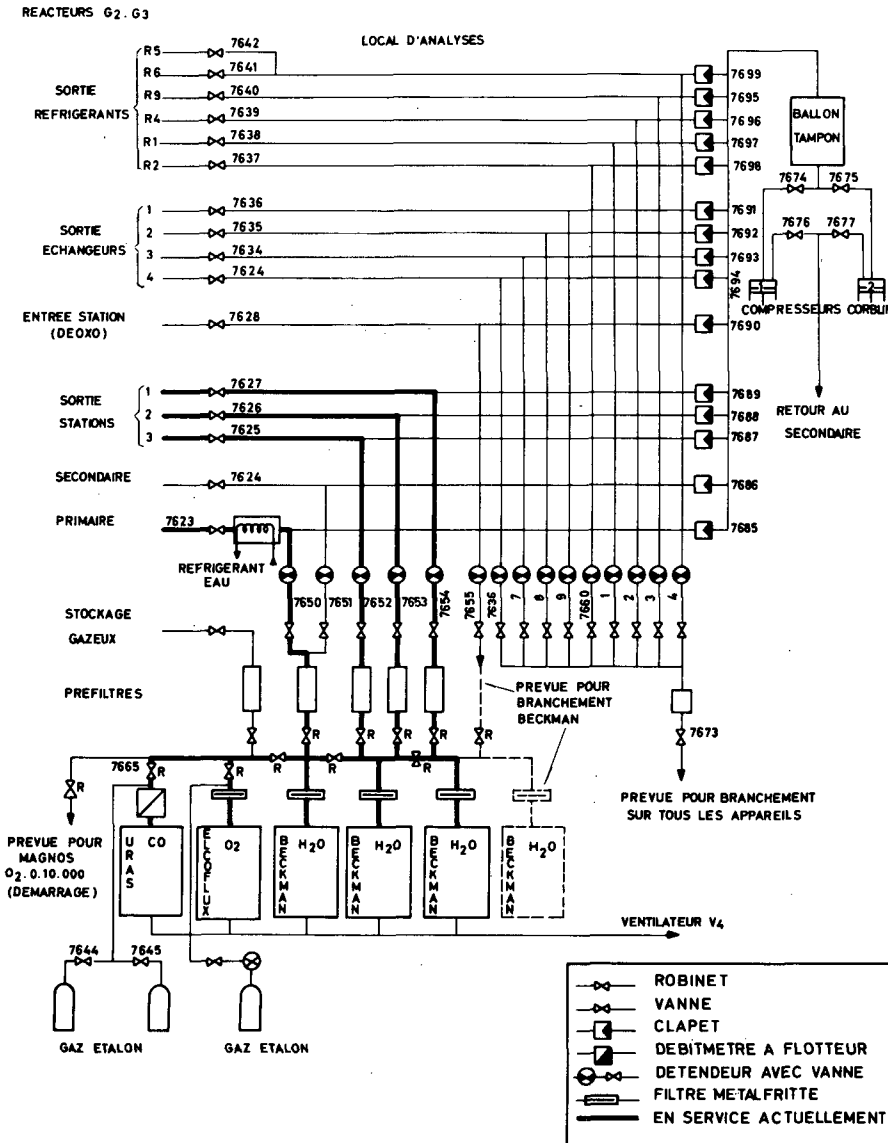


FIG. 10. Installation des analyseurs

nement est fondé sur la mesure de la résistance d'une cellule chargée en P_2O_5 et parcourue par un courant stabilisé connu.

6.2.2. Mesure continue de l'O₂ en marche normale

La mesure continue des traces d'oxygène est effectuée sur le circuit principal (sortie chauffe) à l'aide de l'analyseur Elcoflux de Hartmann et Braun.

6.2.3. Mesure continue du CO en marche normale

La mesure continue de la teneur du CO₂ est effectuée sur le circuit principal (sortie chauffe) à l'aide de l'analyseur infrarouge Uras 1 de Hartmann et Braun.

6.2.4. Mesures de CO₂ et O₂ à la mise en pression

Lors du remplissage, ces mesures sont effectuées aux points hauts des capacités (pile, échangeurs) jusqu'à 95% de CO₂, à l'aide d'un appareil Caldos 6 portatif de Hartmann et Braun. Au balayage, la détermination de la teneur en O₂ est effectuée dans le circuit principal à l'aide de l'analyseur magnétique Magnos 2 de Hartmann et Braun.

6.2.5. Analyses par chromatographie gazeuse

Principe de la méthode

Le mélange à analyser est entraîné par une phase mobile à travers une phase stationnaire qui retient chaque composant à différents degrés. Au bout d'un certain temps, les composants sortent de la colonne séparément et dans l'ordre déterminé par leur temps respectif de rétention. Un détecteur transmet un signal électrique au passage des différents composants à un enregistreur potentiométrique. Le détecteur utilisé pour l'analyse du CO₂ est un détecteur à conductivité thermique, composé de thermistances dans la chambre de détection et dans une chambre de référence. Ces thermistances sont chauffées électriquement à une température supérieure à celle du bloc détecteur et font partie d'un pont de mesures. Un changement de température de la thermistance déséquilibre le pont. La différence de potentiel sur la diagonale du pont est enregistrée.

Chromatographe G2/G3

L'appareil utilisé sur G2 et G3 est un fractionmètre Perkin-Elmer, modèle 116 E. Des échantillons gazeux (CO₂ + impuretés) de 25 cm³, dans les conditions normales, sont introduits à l'entrée de la colonne de séparation et entraînés par un courant d'hélium (débit: 50 cm³/min, pression: 0,4 b). La température de la chambre est réglée à 50°C. Au bout de 3 s, une première déviation apparaît sur l'enregistrement. Les déviations se suivent ensuite, correspondant à chaque composant, et déterminent le «chromatogramme» (fig. 11). L'exploitation du chromatogramme permet de déterminer la composition qualitative et quantitative du mélange étudié. La succession des pics est la suivante:

- 1^{er} pic au bout de 3 s: hydrogène
- 2^e pic au bout de 10 s: oxygène + argon
- 3^e pic au bout de 20 s: azote
- 4^e pic au bout de 30 s: méthane
- 5^e pic au bout de 1 min 20 s: oxyde de carbone

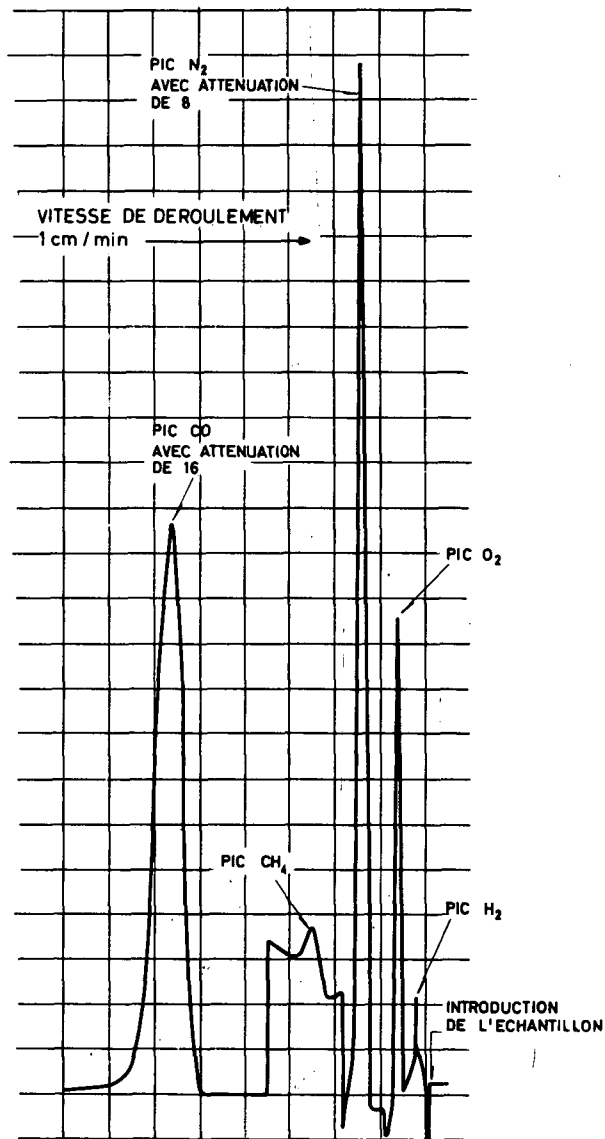


FIG. 11. Exemple de chromatogramme

Dans la pratique, la hauteur du pic donne une bonne détermination des teneurs recherchées. Elles sont déterminées par comparaison des pics obtenus par analyse d'un volume connu d'un échantillon d'air.

6.3. Teneur en impuretés du CO₂ neuf

6.3.1. Caractéristiques théoriques du CO₂ nucléaire

Le CO₂ utilisé doit répondre à certaines conditions de pureté qui déterminent une qualité dite « nucléaire ».

Conditions neutroniques

Les qualités neutroniques requises sont:

- Une faible section efficace microscopique d'absorption. Le CO₂ ($\sigma = 4,4$ mb) est donc favorable. La teneur en bore doit être inférieure à 1 vpm; le cadmium, le chlore, le dysprosium doivent être évités.
- Une faible activation, afin de réduire l'épaisseur des protections des canalisations, de ne pas donner des bruits de fond importants à la DRG. Pour cela l'argon et les corps de période supérieure à 1 h doivent se trouver en quantité inférieure à 500 vpm. L'activation du CO₂ doit également être faible afin de ne pas créer une gêne du personnel par les fuites permanentes et lors des dégonflages.

Le CO₂ est donc dans l'ensemble favorable.

Conditions chimiques

Le fluide caloporteur doit présenter les qualités suivantes:

- Une bonne inertie chimique vis-à-vis de la corrosion des matériaux de structure (gaine, combustible, modérateur); il faut éviter le fluor, le chlore, le soufre, le phosphore, l'arsenic et l'ammoniac.
- Une teneur en humidité faible.
- Une teneur en hydrogène et en hydrocarbures limitée, à cause de la radiolyse; l'hydrogène naissant provoque d'autre part la fragilisation des métaux.
- Une bonne stabilité sous rayonnement; le CO₂ se décompose sous rayonnement en C, CO et O, l'oxygène naissant et l'azote contenu à l'origine ont une forte activité chimique: la teneur en air doit donc être limitée.

En résumé, le gaz doit avoir les teneurs suivantes en impuretés:

Eau	25 vpm	Oxygène	32 vpm
Hydrogène	200 vpm	Argon	5 vpm
Méthane	100 vpm	Bore	1 vpm
Hydrocarbures	le moins possible	Soufre	aucune trace
Azote	118 vpm	Phosphore	aucune trace

Pratiquement, ces teneurs sont ainsi fixées aux fournisseurs: eau: 25 vpm, air: 200 vpm. Ces teneurs définissent la qualité dite « nucléaire » du CO₂. La teneur en air est la somme des teneurs déterminées par analyse de l'oxygène, de l'azote et de l'argon³. Les autres impuretés n'apparaissent que sous forme de traces.

³ A titre indicatif, les teneurs du CO₂ dit « commercial » sont en moyenne de: eau: 300 vpm, air: 3000 vpm.

6.3.2. Valeurs pratiques des analyses

Au dépotage des citernes, les teneurs en impuretés sont contrôlées; pour l'eau, à l'aide de l'hygromètre Beckmann, pour les autres impuretés, par analyse au chromatographe. Les moyennes des valeurs obtenues sont:

Eau	5 à 20 vpm	Soufre	néant
Hydrogène	néant	Phosphore	néant
O ₂ + Ar ⁴	5 à 20 vpm	Méthane	10 vpm
Azote	30 à 100 vpm	CO	50 vpm
Bore	néant		

La teneur en air est donc comprise pratiquement entre 35 et 120 vpm.

6.4. Mesures pendant la mise en pression

6.4.1. Résultat des analyses au remplissage et au balayage

Au remplissage, la teneur en CO₂ mesurée au Caldos croft assez rapidement à partir de 50% jusqu'à 90%, puis l'enrichissement en CO₂ du mélange devient beaucoup plus lent (fig. 4, courbe A). La teneur de 95% au sommet de la pile détermine la fin de l'opération de remplissage.

Au balayage l'analyse est faite en continu à l'aide de l'appareil Magnos mis en service dès la fin du remplissage. L'appareil est d'abord en butée à 10 000 vpm de O₂, puis la mesure commence à décroître quelques heures après. Le passage à 4000 vpm détermine la fin de l'opération du balayage. La teneur en O₂ continue à décroître jusqu'à 200 vpm environ, valeur minimale de mesure (fig. 4, courbe B).

6.4.2. Résultat des analyses lors de la montée en pression

Le Magnos reste branché en continu au début de la montée en pression et jusqu'à 200 vpm de O₂. L'Elcoflux prend ensuite le « relais » et donne la teneur en oxygène pendant la marche normale du réacteur.

Les Beckmann sont branchés sur les sorties des deux stations d'épuration continue et sur une sortie primaire chauffe du réacteur. L'allure de la teneur en eau dans le circuit primaire est donnée par la courbe C de la figure 4. On note des « pointes » aux paliers de puissance. La teneur décroît ensuite régulièrement jusqu'à 10 vpm, valeur d'équilibre.

L'appareil Uras indique une montée régulière de la teneur en CO. Cette teneur s'équilibre à 8000 vpm environ deux mois après le démarrage du réacteur, dans le cas où l'on a effectué une vidange complète du CO₂ à l'arrêt. Dès la montée en pression et toutes les 4 h, des analyses du CO₂ primaire sont effectuées au chromatographe.

⁴ Le chromatographe ne permet pas la séparation de l'oxygène et de l'argon.

6.5. Mesures systématiques en fonctionnement normal

H₂O: A la sortie primaire chauffe du réacteur, la teneur est stabilisée à 10 vpm. A la sortie des stations d'épuration, on a des oscillations entre 2 et 10 vpm en fonction des régénérations effectuées sur les absorbeurs (fig. 12).

O₂: A la sortie primaire chauffe, la teneur est pratiquement stabilisée à 30 vpm.

CO: La teneur s'équilibre à 8000 vpm au bout de deux mois. Cette valeur est fonction de la puissance du réacteur (en fait du flux) et du taux de fuites.

Le CO se forme par décomposition du CO₂ et par combinaison de l'oxygène libre et du carbone provenant du graphite. Un CO₂ ayant la teneur d'équilibre en CO serait intéressant et éviterait une corrosion du graphite lorsque les fuites sont élevées et les dégonflages fréquents.

Chromatographie: L'analyse donne les teneurs moyennes suivantes:

Hydrogène	180 vpm	Méthane	30 vpm
O ₂ + Ar	30 vpm	CO	8000 vpm
Azote	1000 vpm		

L'hydrogène et le méthane apparaissent spontanément par radiolyse des huiles et de l'eau et leur teneur se stabilise rapidement sans qu'il soit possible d'y remédier. Ces corps n'étant pas particulièrement gênants pour l'exploitation, les teneurs minimales pourraient être admises dans le CO₂ neuf.

6.6. Analyse du CO₂ liquéfié

Une station de liquéfaction commune aux deux réacteurs permet la récupération du CO₂ lors des vidanges. L'analyse chromatographique de ce gaz donne les teneurs moyennes suivantes:

Hydrogène	néant	Méthane	5 vpm
O ₂ + Ar	5 vpm	CO	700 vpm
Azote	100 vpm		

Ceci montre plusieurs avantages de la réutilisation du CO₂ (outre les considérations économiques):

- épuration du gaz par liquéfaction, diminution des teneurs en hydrogène, oxygène, azote, méthane;
- conservation d'une certaine teneur en CO diminuant les effets corrosifs au redémarrage.

Le tableau II donne la récapitulation des résultats d'analyse du CO₂ aux différents stades de son utilisation.

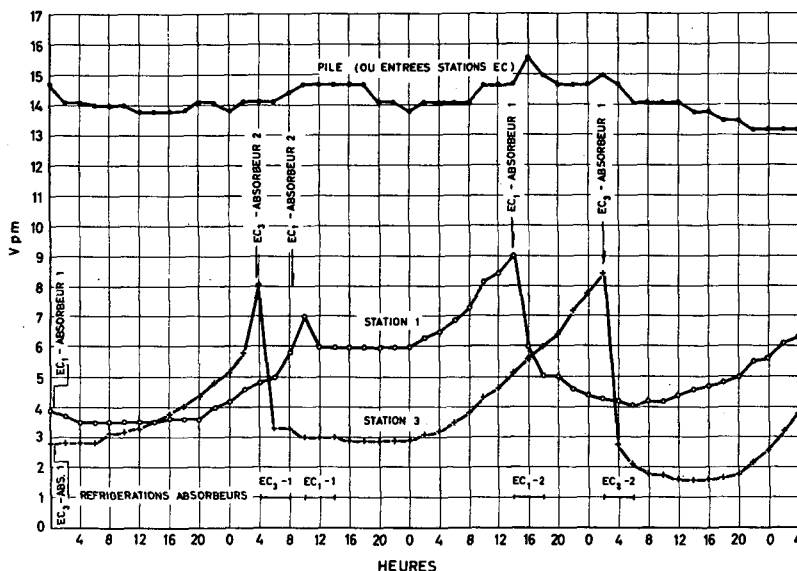


FIG. 12. Teneur en eau aux sorties d'épuration continue

7. ACTIVITE

7.1. Dispositif de contrôle continu d'activité (DCCA-CO₂) [4]

7.1.1. But de l'appareil

Le DCCA-CO₂ mesure en continu la radioactivité des impuretés du gaz de refroidissement; il fournit des renseignements très utiles sur la contamination du gaz et double pratiquement les indications de la détection de rupture de gaine générale (DRGG). En effet, il permet d'évaluer la contamination due aux particules d'uranium, d'acier ou de graphite qui polluent les gaines de combustible, de mesurer l'activité des gaz radioactifs mêlés au CO₂ et de suivre l'évolution de l'activité en cas d'accident de rupture de gaine. Ces indications permettent de déterminer les risques radioactifs encourus par le personnel et d'envisager les mesures à prendre en cas d'accident de décompression, et les conditions de rejet volontaire du gaz pour éviter la contamination du personnel et des populations en fonction des conditions atmosphériques.

7.1.2. Description

L'installation est constituée par un circuit parallèle branché sur les tuyauteries principales de sortie chauffe (fig. 13). Le gaz est aspiré par un compresseur d'analyse et réinjecté dans le circuit principal afin de réduire les temps de transit du gaz et de limiter les quantités perdues. Les mesures d'activité, gaz et poussières, sont effectuées à la pression atmosphérique.

TABLEAU II

TABLEAU RECAPITULATIF DES RESULTATS D'ANALYSE DU CO₂
(Valeurs moyennes en vpm)

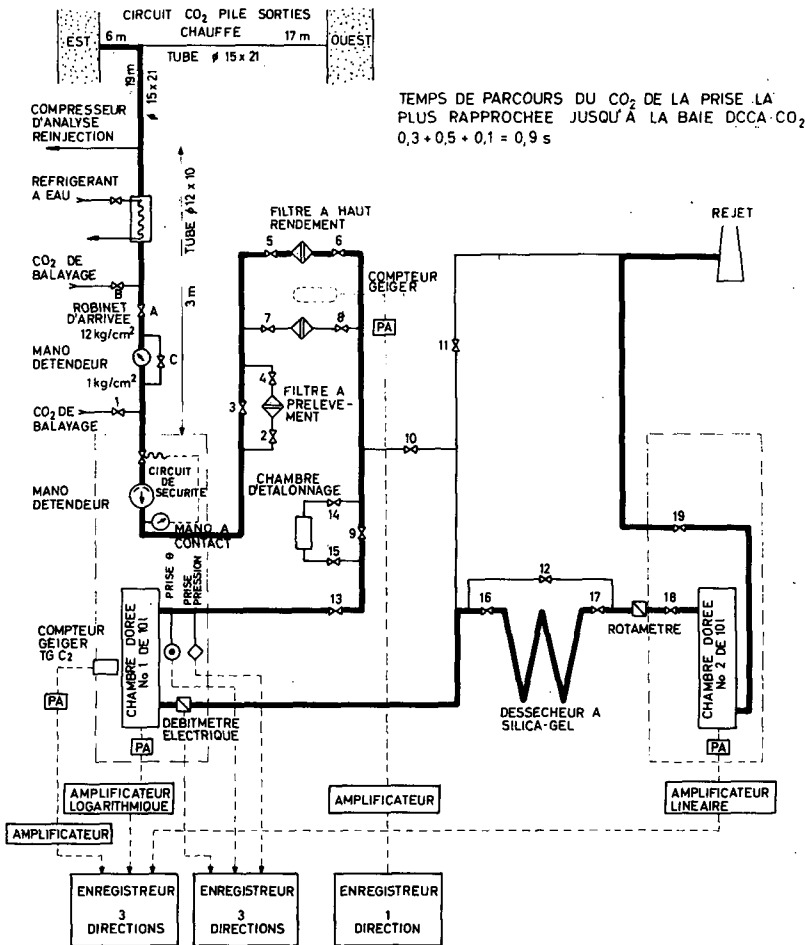
Origine	H ₂ O	H ₂	O ₂ + Ar	N ₂	CH ₄	CO
CO ₂ neuf dit «nucléaire»	5 à 20	0	5 à 20	30 à 100	10	50
Début de montée en puissance après vidange et mise en air	100	0	1000	6000	10	1000
Fin de montée en puissance après vidange et mise en air	150	100	50	3000	8	2000
Fin de montée en puissance après vidange sans mise en air	10	100	70	1000	10	2000
En marche normale depuis au moins deux mois	10	180	30	1000	30	8000
CO ₂ liquéfié	10	0	5	100	5	700

7.1.3. Principe des mesures d'activité

Pour les filtres à prélèvements on utilise différents papiers ou membranes filtrantes qui sont étudiés en laboratoires par spectrométrie gamma. Les filtres à haut rendement sont prévus pour dépoussiérer le gaz envoyé dans les chambres à circulation. Ils sont constitués par un élément filtrant en acier ou en verre fritté. Le système de mesure de la contamination en poussières est constitué par un compteur GM suivi d'un intégrateur logarithmique.

Le gaz parcourt ensuite une première chambre d'ionisation de 10 litres à parois en laiton doré dont le courant est mesuré par un amplificateur à courant continu logarithmique. L'enregistrement permet d'évaluer la contamination par gaz (en Ci/m³ de CO₂) rapportée à une contamination due à l'argon-41 (étalonnage à l'argon radioactif). Le débit est de 1,8 à 2 litres/min. A mi-hauteur de cette chambre est inséré un compteur fonctionnant en régime GM dont la fenêtre débouche dans la chambre d'ionisation. Un écran de 1 mm en aluminium interdit le passage dans le compteur du rayonnement bêta du tritium et d'une partie de celui de l'argon-41. L'indication permet, par différenciation, de déterminer l'activité relative due au tritium seul. Il est à noter que le temps mis par le gaz pour aller de la pile à la chambre d'ionisation est de l'ordre de la minute et que, de ce fait, les gaz à période courte ne sont pas mesurés.

Une deuxième chambre d'ionisation identique est montée en aval d'un dessécheur à silica-gel; elle est reliée à un amplificateur par un préamplificateur linéaire donnant des indications plus précises que la chaîne logarithmique.

FIG. 13. Schéma d'installation du DCCA-CO₂ du réacteur G2.

7.2. Résultats d'exploitation

7.2.1. Activité en fonctionnement normal du réacteur

Le gaz contient des impuretés telles que l'azote, l'argon, l'oxygène, etc. provenant du CO₂ neuf, de l'air résiduel ou des éléments arrachés par érosion ou effet chimique le long des circuits. La radioactivité du CO₂ est due à l'activation de ces éléments simples et des poussières:

Eléments simples: Le radioélément donnant le plus d'activité est l'argon-41. Il est la cause de l'irradiation observée auprès des tuyauteries. Le calcul et l'expérience conduisent à une concentration de 755 $\mu\text{Ci/kg}$ de CO₂, soit $1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ci/m}^3$ [3]. Les mesures de la radioactivité faites par

le DCCA-CO₂ ou par prélèvement montrent que sa teneur est voisine de $2 \cdot 10^{-3}$ Ci/m³. La présence d'argon-41 dans les tuyauteries les transforme en sources de rayonnement non négligeables: 15 mR/h en moyenne, mais en certains points on peut avoir 60 à 100 mR/h.

Les autres radioéléments donnant une activité sont le tritium et le carbone-14 [5]. Nous avons vu que cette activité globale peut être multipliée par un facteur 10 aux périodes de démarrage des réacteurs.

Poussières: L'empoussiérage a été contrôlé au premier démarrage par une installation spéciale de prélèvement sur disques en acier inoxydable et amiante. Les résultats ont montré que la concentration massique était voisine de 1,9 mg/kg et qu'elle diminuait ensuite rapidement pour se stabiliser à 0,01 mg/kg de CO₂ environ. La radioactivité des poussières a été estimée à 1 ou $2 \cdot 10^{-8}$ Ci/kg de CO₂. La nature des radioéléments contaminants n'a pu être déterminée avec précision. La même activité avait été mesurée sur les filtres de papier à l'entrée du DCCA-CO₂. Elle est du même ordre de grandeur actuellement.

7.2.2. Incident de rupture de gaine

Une partie des gaz de fission libérés est alors détectée par le DCCA-CO₂. Cependant, seuls les gaz de fission ayant une période supérieure à 15 min et un rendement de fission supérieur à 1% seront en quantité suffisante pour être détectés. Ce sont: ⁸⁵Kr, ⁸⁷Kr, ⁸⁸Kr, ¹³³Xe, ¹³⁵Xe, ¹³⁸Xe.

Après 30 j de fonctionnement continu du réacteur, tous ces gaz radioactifs sont à saturation et leurs activités proportionnelles à leur rendement de fission. L'ionisation relative à l'activité du xénon-133 est égale à la moitié de l'ionisation totale due à tous les gaz de fission:

$$I_A = 3,7 \cdot 10^{10} V \lambda P \cdot 1,59 \cdot 10^{-19} X \text{ Ci/m}^3$$

V: volume utile de la chambre (10^{-2} m³)

λ : parcours moyen des particules bêta dans la chambre (3,5 cm)

P: nombre de paires d'ions créés par cm de parcours dans le CO₂ (265)

$1,59 \cdot 10^{-19}$ C: charge d'un électron

$3,7 \cdot 10^{10}$: dés/s correspondant à 1 Ci.

On a donc:

$$I_A = 3,7 \cdot 10^{10} \cdot 10^{-2} \cdot 3,5 \cdot 265 \cdot 1,59 \cdot 10^{-19} X \text{ Ci/m}^3$$

et 1 A correspond à une activité de $5,46 \cdot 10^{-8}$ X Ci/m³. Si l'indication du DCCA varie de ΔY A on a une activité correspondante en xénon-133 de

$$X = \frac{\Delta Y}{2} \frac{1}{5,46 \cdot 10^{-8}} \text{ Ci/m}^3$$

ou, pour les 50 000 m³ de CO₂ de la pile

$$X = \frac{\Delta Y}{2} \frac{5 \cdot 10^4}{5,46 \cdot 10^{-8}} \text{ Ci}$$

L'activité du xénon-133 formé par gramme d'uranium dans un flux de 10^{13} neutrons/cm²·s étant de 165 mCi, on a donc

$$165 \cdot 10^{-3} = \frac{\Delta Y}{2} \frac{5 \cdot 10^4}{5,46 \cdot 10^{-8}} \text{ Ci/g}$$

d'où

$$\Delta Y = \frac{165 \cdot 10^{-3} \cdot 5,46 \cdot 10^{-8} \cdot 2}{5 \cdot 10^4} = 3,6 \cdot 10^{-13} \text{ A/g U}$$

7.3. Comparaison avec les résultats précédents

7.3.1. Décroissance de l'activité mesurée en fonction des fuites au démarrage du réacteur

La figure 14 donne la décroissance réelle de l'activité enregistrée par le DCCA-CO₂ au démarrage. L'activité du gaz à l'origine diffère suivant la quantité d'air laissée dans la pile lors du gonflage, c'est-à-dire suivant la qualité du balayage réalisé. On remarque que les périodes de dilution moitié sont d'autant plus longues que les fuites sont plus faibles. On peut en déduire le temps au bout duquel l'activité résiduelle normale sera atteinte, ou encore, la quantité de CO₂ neuf à introduire pour obtenir la dilution moitié, soit: $Q = t$ (temps de dilution moitié) $\times f$ (fuite moyenne journalière).

7.3.2. Comparaison des résultats d'analyse et d'activité du CO₂ de refroidissement

L'activité due à l'argon-41 pour une irradiation à saturation est de

$$A = \frac{N F \phi \sigma_c}{3,7 \cdot 10^{10}} \text{ Ci/m}^3$$

avec: N = nombre d'atomes d'argon-40 par m³ de CO₂

F = fraction du gaz circulant dans le flux de neutrons: $6,4 \cdot 10^{-3}$

ϕ = flux de neutrons thermiques: $1,8 \cdot 10^{13} \text{ n/cm}^2 \cdot \text{s}$

σ_c = section efficace de capture de l'argon-40: 0,6 b.

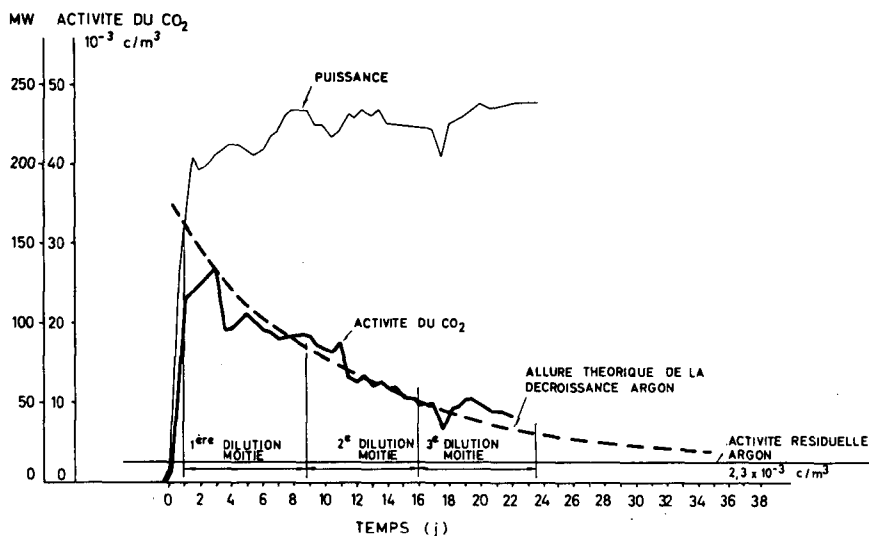
Nous avons vu (paragraphe 7.2.2.) que cette activité est en moyenne de $1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ci/m}^3$. On a donc

$$N = \frac{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3,7 \cdot 10^{10}}{6,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,8 \cdot 10^{13} \cdot 0,6 \cdot 10^{-24}}$$

$N = 8 \cdot 10^{20}$ atomes d'argon-40 par m³ de CO₂.

La concentration calculée en argon-40 est donc de

$$C_A = \frac{8 \cdot 10^{20} \cdot 22,4}{6,02 \cdot 10^{23}} = 3 \cdot 10^{-2} \text{ litres/m}^3, \text{ soit } 30 \text{ vpm}$$

FIG. 14. Décroissance de l'activité du CO_2 au démarrage

ce qui est l'ordre de grandeur de la teneur en argon (+ oxygène) obtenue par analyse.

Des calculs analogues pour l'azote-16 ou le carbone-14 permettraient de retrouver les teneurs mesurées par analyse des éléments simples qui donnent ces corps par irradiation à saturation (oxygène-16 ou azote-14). Toutefois, les activités mesurées dues à ces corps étant extrêmement faibles, la comparaison des résultats ne peut être que qualitative. Les mesures d'activité peuvent, par contre, mettre en évidence des corps qu'il est impossible de déterminer par analyse comme le carbone-14 ou le tritium.

8. CONCLUSION

La classification des circuits de CO_2 fondée sur la «cinématique» du fluide autour du cœur a été déterminante pour progresser dans le problème des fuites et réduire le coût d'exploitation des réacteurs. Sans que l'on puisse prétendre par cette seule étude avoir divisé par deux le taux journalier de fuites, il est certain que ce travail a contribué à mieux connaître les circuits et à diriger les opérations de recherches des fuites. Cette étude devient quasi indispensable pour la recherche de fuites extrêmement faibles.

En ce qui concerne l'étude physico-chimique du CO_2 , il est à noter que les spécifications techniques draconiennes imposées aux fournisseurs au début de l'exploitation pourraient être sérieusement assouplies pour ces réacteurs de puissance. Les éléments indésirables contenus dans le CO_2 dit «nucléaire» sont ceux ayant une section de capture importante et ceux susceptibles de s'activer au passage dans le réacteur:

L'azote intervient peu sur le bilan de réactivité aux teneurs moyennes d'équilibre de 1000 vpm. Par les opérations indispensables de sassage,

l'équilibre est atteint rapidement malgré la compensation par un CO_2 contenant moins de 40 vpm.

L'hydrogène et le méthane apparaissent spontanément par radiolyse des huiles et de l'eau et les teneurs s'équilibrent également à 30 et 180 vpm. On pourrait donc utiliser un CO_2 neuf contenant déjà ces concentrations minimales, ce qui réduirait le prix d'achat.

Par contre, L'oxygène oxydant très rapidement le graphite avec formation de CO , il serait bon d'utiliser un CO_2 en contenant très peu⁵, et avec une teneur en CO élevée (jusqu'à 8000 vpm) l'équilibre serait atteint instantanément au démarrage sans dommage pour le graphite.

L'argon, dont la teneur est forte, est en tout point néfaste (activités importantes au démarrage). On devra soigner particulièrement le dégazage avant la mise en pression et diminuer le plus possible sa teneur dans le CO_2 neuf. Toutefois, certaines dispositions de circuits dans les réacteurs modernes (circuits intégrés), doivent pouvoir s'accommoder d'une activité importante mais temporaire du fluide caloporteur.

L'eau, dont la teneur maximale admissible est fonction de la nature et des conditions de travail du matériau de gainage, est éliminée facilement et il est aisé d'obtenir un CO_2 neuf à moins de 10 vpm par séchage⁶.

Les réacteurs G2 et G3 ont été équipés dès l'origine d'un dispositif de contrôle continu d'activité du CO_2 dont il faut souligner l'efficacité en ce qui concerne la mesure précise d'activité intrinsèque en gaz et poussières, qui dépasse quelquefois les possibilités de l'analyse chimique, mais également sa précieuse faculté de doubler les appareils de détection de rupture de gaine générale.

REFERENCES

- [1] Bulletin d'informations scientifiques et techniques n° 20 (août 1958).
- [2] RODIER, J., CHASSANY, J.Ph., La protection contre le CO_2 des ensembles G2 et G3, Rapport CEA n° 1926 (1961).
- [3] CHASSANY, J.Ph., PAILLARD, R., MEFFRE, P., La radioprotection et l'argon-41 formé dans les piles G1 et G2/3, Rapport CEA n° 2764.
- [4] FITOUSSI, L., Dispositif de contrôle continu de la radioactivité du CO_2 de refroidissement des piles, DCCA- CO_2 , Rapport CEA n° 1598 (1960).
- [5] CHASSANY, J.Ph., ESTOURNEL, R., Mesures de rayonnement auprès des piles G2/G3, Rapport CEA n° R 2599 (1964).

DISCUSSION

J. CHERNICK: Can you give us some idea of the more serious activities in your CO_2 gas leaks and the order of importance of fission products (^{41}Ar , ^{14}C and so on)?

⁵ Il est possible de diminuer la teneur inévitable en O_2 dans le CO_2 neuf par catalyse au four avec formation de CO .

⁶ Toutes les valeurs indiquées dans ce rapport sont valables au 31 décembre 1964; elles ne tiennent donc pas compte des améliorations apportées depuis.

J. MEIFFREN: The most serious activity in the CO₂ gas is due to ⁴¹Ar. For practical purposes the other activities are negligible, although a check is kept on them. The ⁴¹Ar activity is troublesome only during the first hours after start-up.

J. CHERNICK: How much make-up CO₂ do you have to add to your coolant system daily?

J. MEIFFREN: Without fuel loading 3 t and with fuel loading 4 - 4.5 t.

IV. BURST SLUG DETECTION
(Session V cont.)

RUPTURED FUEL LOCATION WITH HIGH-RESOLUTION GAMMA-RAY SPECTROMETERS

J. J. LIPSETT

ATOMIC ENERGY OF CANADA Ltd.,
CHALK RIVER NUCLEAR LABORATORIES, CHALK RIVER, ONT.,
CANADA

Abstract

RUPTURED FUEL LOCATION WITH HIGH-RESOLUTION GAMMA-RAY SPECTROMETERS. Specific fission products may be measurable in the coolant flow of power reactors with a lithium-drifted germanium γ -ray spectrometer. A channel containing ruptured fuel could be identified in a pressure-tube reactor by γ -scanning the channel outlets. Such a location system would be less elaborate than those involving continuously metered sample side streams, gas separation, iodine accumulation, etc.

Calculations show that such a location system is feasible if short-lived fission product release rates are adequate, or if long-lived fission products which are released at high rates can be rapidly removed from the recirculating coolant system. Release rates must be measured against a background from uranium contamination on the fuel channel surfaces. The effect of activation products (^{19}O , ^{16}N) must also be considered.

The lithium-germanium γ -ray spectrometer has resolutions of 3.5 keV (FWHM) at 120 keV and 7 keV at 1.173 MeV on single sources with full-energy-peak efficiencies of 50 and 0.2% at these energies. Double-escape-peak efficiency has a maximum of 0.5% at 4 MeV. Many specific γ -emitting fission products are identifiable in mixed sources, in the energy band from 80 keV to 6 MeV.

The γ -spectra of mixed fission products have been measured in NRX loop experiments using intentionally punctured UO_2 fuel. The paper reports test data on (a) phase distribution of fission products in two-phase coolant flow with a 0.25-mm drilled puncture, (b) fission products appearing in organic coolant after a sudden puncture and immediate reactor shut-down, and (c) release of fission products ($T_{1/2} < 17$ min) through a 0.25 mm drilled puncture in highly-rated fuel in pressurized water.

1. INTRODUCTION

The early CANDU power reactors, which are multiple-channel pressure tube reactors, will be equipped with sensitive ruptured fuel location instruments. The objective is to find any fuel leaking fission products into the coolant stream through a puncture as small as 0.3 mm diameter. Although no operating difficulties should arise from such a leak, small punctures may grow with time and release uranium to the coolant. As uranium is released it becomes progressively more difficult to locate channels containing leaking fuel. The cautious course is to detect, locate, and remove defective fuel early and thus prevent or minimize a uranium release.

The Douglas Point CANDU reactor [1] has delayed neutron instrumentation which meets the requirements [2] but the system (a) is expensive, (b) has a network of small-bore sample lines susceptible to heavy-water leaks which are difficult to find, and (c) needs variation of reactor power to achieve maximum sensitivity. The possibility is being investigated of locating ruptured fuel by scanning reactor feeder pipes with the new high resolution lithium-drift germanium γ -ray spectrometer [3-5]. The fission product, or

products, used to locate the channel containing leaking fuel will be selected for (a) clear identification in the γ -ray spectrum, (b) adequate rate of release from a small puncture, and (c) significant removal from the coolant over each recirculation by decay or other processes to provide good discrimination. This paper describes our recent work.

2. PRINCIPLES OF DISCRIMINATION

If a single fuel element in a multi-channel reactor leaks fission products to the coolant through a small puncture, the ratio of fission products in the coolant from the channel containing this fuel element (the defective channel) to those from any other channel (normal channel) indicates the ability to discriminate the defective channel. This ratio, R , called the discrimination ratio, is a function of

M = the contribution to the fission product concentration in the defective fuel channel coolant from the fuel puncture.

B^* = the contribution by recoil to the fission product concentration in all channels from the exposed uranium in the channels, i.e. the uranium impurity in the zirconium alloy pressure tube and fuel cladding, the residual surface uranium following fuel manufacture and any additional surface uranium deposited from fuel failures.

s = the fraction of the fission products which survive each circulation; the removal agents are decay, ion exchange purification, degassing and other processes such as deposition on system surfaces [2, 6-8].

N = number of channels in the circuit.

The fission products introduced to the coolant in the defective channel are circulated to normal channels after dilution by mixing in the common components such as pumps and boilers so that at equilibrium:

$$R = \frac{M + \frac{B^*}{1-s} + \frac{M}{N} \left(\frac{s}{1-s} \right)}{\frac{B^*}{1-s} + \frac{M}{N} \left(\frac{s}{1-s} \right)}$$

The fission products which dominate the release from a small puncture in the zirconium alloy cladding of a uranium-oxide fuel element are the fission product gases and iodines [9-11]. Figure 1 shows the release fraction, which is the release rate divided by the production rate for a typical element [12]¹. Radio-iodines are released at a lower relative rate than the gaseous fission products. Among the gases, those with long lived radio-iodine precursors are more abundant.

In Fig. 2, calculated discrimination ratios are shown for various fission products and fractions removed per recirculation by processes other than decay: the effect of decay on survival is intrinsic in the fission product half-

¹ The gaseous fission product ^{135}Xe is plotted against its apparent decay constant in the fuel $\lambda^* = \lambda + \sigma \phi$.

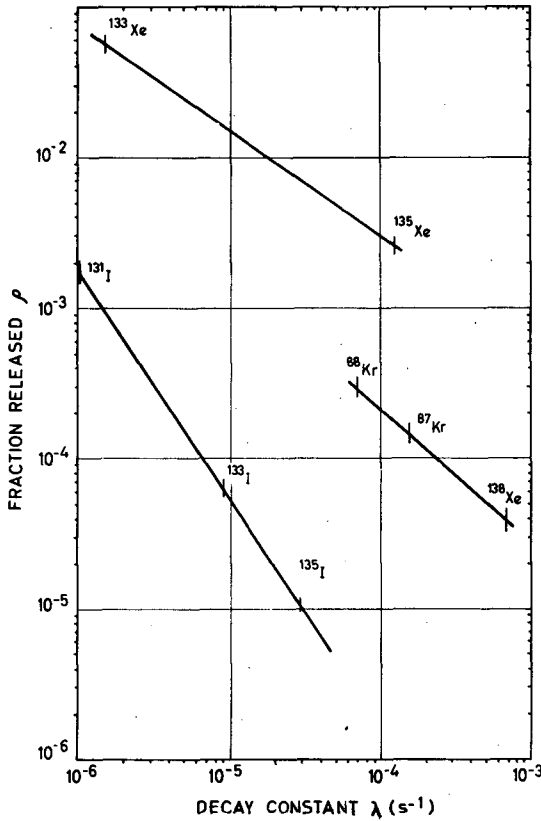


FIG. 1. Release fraction of fission product gases and iodines plotted against λ for a CANDU fuel element. Test element CEX, heat rating $\int \lambda dt = 52 \text{ W/cm}$, drilled defect diameter 0.33 mm [12]

life. These ratios are calculated for a channel mixture of $N=150$ and at minimum surface uranium levels. Discrimination is strongly influenced by removal fraction in the range 0 to 0.1. Release fraction is important, evident by comparing the ¹³⁵I and ⁸⁸Kr curves which have approximately the same decay constant. At zero removal fraction, the decay of the short-lived gases ⁸⁹Kr and ⁹⁰Kr gives large enough discrimination ratios to be useful, despite the very small release fraction assumed by extrapolation of Fig. 1 beyond ¹³⁸Xe.

The discrimination ratio is subject to uncertainty due to the characteristics of the measuring instrument and the conditions in which the measurements are made. Because a useful discrimination ratio results from the characteristic behaviour of a particular fission product, measurements of that fission product are preferred. Gamma-ray spectrometry of high resolution allows the separation of the γ -emitting fission products with good sensitivity. However, the spectrum peak is superimposed on a background and the uncertainty of measurement may be deduced from the peak to background count ratio (n). This background has contributions from γ -rays from all other sources in the coolant and on the pipe wall. It is complicated by energy-

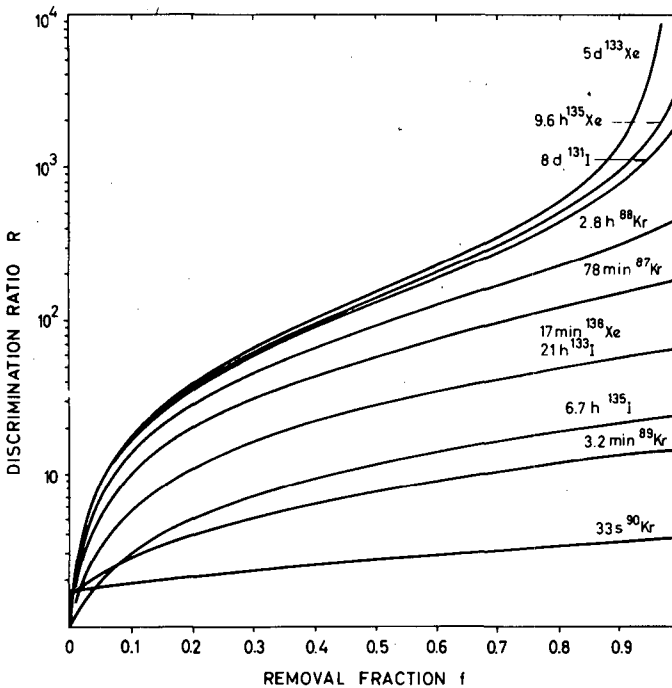


FIG. 2. Discrimination ratio plotted against removal fraction for fission gases and iodines released from defected UO_2 fuel

degraded γ -rays from Compton scattering exterior to the instrument and by partial energy capture in the spectrometer.

3. LITHIUM-DRIFT GERMANIUM GAMMA-RAY SPECTROMETERS

The first high resolution germanium γ -ray spectrometer was made in Montreal by Webb and Williams [13]. At Chalk River Tavendale developed larger volume spectrometers of higher resolution [3]. Ewan and Tavendale have described the general uses [4] of these devices and more recently, Malm et al. [5] have described large volume (16 cm^3) coaxially drifted spectrometers. Figure 3 shows the partial spectrum of a ^{137}Cs source taken with a 1.0-cm^3 , 3-mm planar-drift detector under field conditions in the NRX reactor building and with a 16-cm^3 coaxial-drift detector by G.T. Ewan under laboratory conditions. The 662-keV γ -ray demonstrates the resolution of the device and the peak to Compton height shows the improvement in efficiency for high-energy γ -rays as the detector-sensitive volume increases.

3.1. Full energy peak width

The peak is nominally a Gaussian distribution and a good measure of peak width is the resolution (FWHM) of the detector and the amplifying

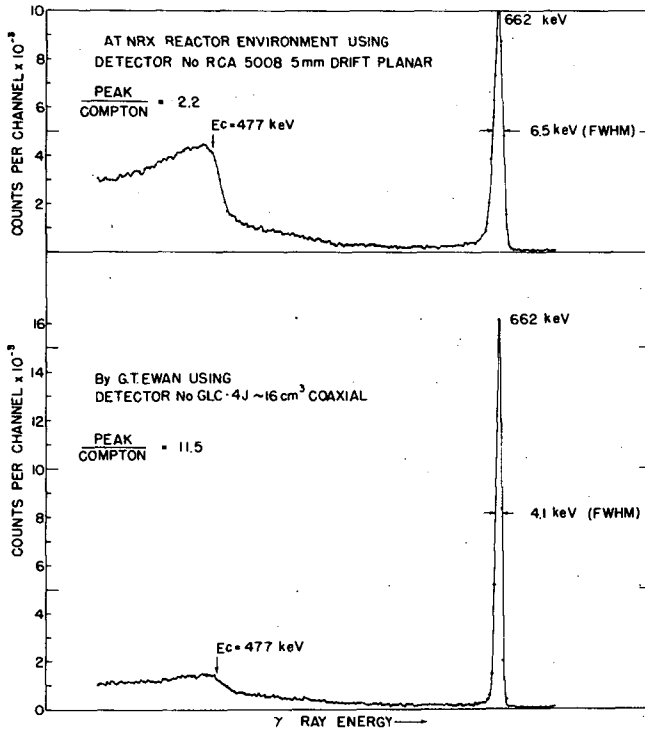


FIG. 3. Partial spectrum of ^{137}Cs using germanium lithium-drift p-i-n detectors

system. The basic resolution of the detector is set by statistical fluctuations, surface currents along the edge of the intrinsic zone, and (in conjunction with a charge-sensitive preamplifier), the capacitance of the detector. The basic resolution is reduced by electrical noise and amplifier gain instability. Some noise sources which have been troublesome have been microphonics from vibration of exposed leads in the detector chamber, additional capacitance due to cabling and connectors between detector and preamplifier, and radiated noise from external sources such as welding equipment. Preamplifier drift has been troublesome and is attributed to changing temperature conditions when working in the reactor buildings.

Under laboratory conditions, resolutions have been achieved for the 122-keV and 662-keV γ -rays of ^{57}Co and ^{137}Cs of

<u>FWHM</u>		<u>Detector</u>	<u>Sensitive volume</u>
<u>122 keV</u>	<u>662 keV</u>		
3.0 keV	4.0 keV	GLO 9Q	0.88 cm ³ [4]
3.2 keV	4.6 keV	RCA5008	1.25 cm ³ [8]
3.3 keV	4.9 keV	GLC 4J	16 cm ³ [5]

These were measured with different amplifying systems but indicate the range of resolution expected and the slight loss of resolution with increasing detector size. When used in the reactor building the resolution of detector RCA5008 and amplifying system deteriorated by 50%.

Pulse rates greater than 5000 counts/s in the counting system with the linear amplifier set to $1\mu\text{s}$ differentiating and integrating time constants caused a loss in resolution of greater than 10% while no loss of resolution was observed at pulse rates less than 1000 counts/s. The loss of resolution has been attributed to pulse pile-up and a small gain shift has been associated with the resolution change.

The resolution of the spectrometer systems currently in use provide good line separation on the fission product spectra allowing background estimates.

3.2. Full energy peak efficiency

The intrinsic full-energy-peak efficiency is a decreasing function of energy which can be related to the photo-electric absorption cross-section of the germanium. Figure 4 shows the efficiency of three detectors of different sensitive volume measured by Ewan and Tavendale [4] and Malm et al. [5]. The efficiency at higher energies exceeds that due to photo-electric cross-section. The increment has been attributed to the reabsorption of γ -rays which are Compton-scattered in the detector. Ewan and Tavendale [4] also discuss the "double escape" peak efficiency of planar detectors.

3.3. Compton scattering in the detector

Partial energy counts are recorded due to Compton scattering of the incident γ -rays. This contributes a component of background intensity from the incident γ -rays of energy greater than the one of interest. It appears that for high-energy γ -rays the reabsorption of the Compton-scattered γ -rays in larger detectors increases the peak/Compton ratio substantially, (see Fig. 3). For low-energy γ -rays the peak/Compton ratio is always large.

When observing mixed sources, the values of $n = K_p/K_B$ should be enhanced by using large detectors for high-energy γ -rays; for low-energy γ -rays the use of small planar detectors is desirable, to avoid a large background from scattered high-energy γ -rays.

4. TEST RESULTS

The fission product spectra in loop coolants have been surveyed with lithium-drift germanium γ -ray spectrometers in tests of deliberately-punctured fuel cooled by organic and by high-pressure high-temperature water. Two planar-drifted detectors were used, No. GLO-IF, 3-mm drift, 1.0-cm³ sensitive volume, mounted in spectrometer ER-II, and No. RCA-5008 encapsulated 5-mm drift, 1.25-cm³ sensitive volume mounted in spectrometer ER-IV. Figure 5 shows relative efficiencies of the detectors in their mountings using the intensities of γ -rays from a ²²⁶Ra source [4].

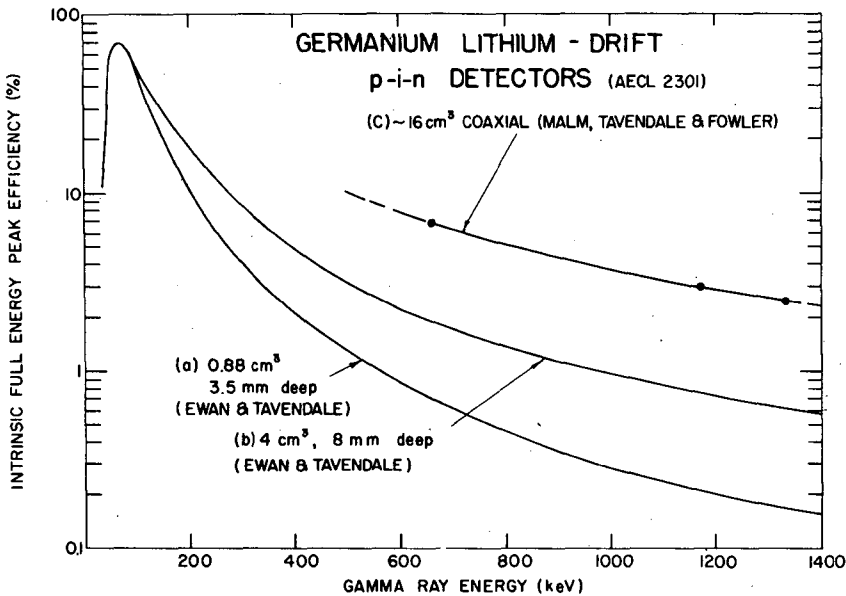


FIG. 4. Intrinsic full-energy peak efficiency % germanium lithium-drift p-i-n detectors [5]

Also shown on Fig. 5 are schematics of the ER-II and ER-IV spectrometers. The low temperature of 77°K was maintained by a "cold finger" of copper immersed in liquid nitrogen and coupled to an aluminium detector mount.

The detector signal was amplified by a low-noise charge-sensitive preamplifier using a Phillips 7788 tube in the first stage and subsequent transistor amplification stages. The preamplifier output was amplified by a transistorized linear amplifier with three adjustable gain stages, and with two differentiating and one integrating time constants adjustable from 0.1 to 8 μ s [14]. In this application, time constants of 1 μ s differentiating, 1 μ s integrating and 8 μ s differentiating were found to be most suitable. The spectrum was recorded by a 400-channel pulse height analyser preceded by a biasing amplifier to allow adjustment of the energy range analysed. Some distortion of the pulse shape by this amplifier resulted in non-linearity in the first 10 to 20 channels of the analyser. This was overcome by overlapping the energy ranges of successive spectra.

4.1. Fission product behaviour in organic liquid coolant

An experiment was performed in the organic cooled test loop in the NRX reactor to study the behaviour of fission products released to the coolant when a fuel element was punctured at power. The element was fitted with an end-cap rupture disc which was punctured by a hydraulically driven pin after eight days of steady reactor operation. The reactor was immediately tripped. Table I gives the test conditions.

Coolant samples were extracted from the loop at intervals after puncture for radio-chemical analysis of fission-product concentrations. To provide

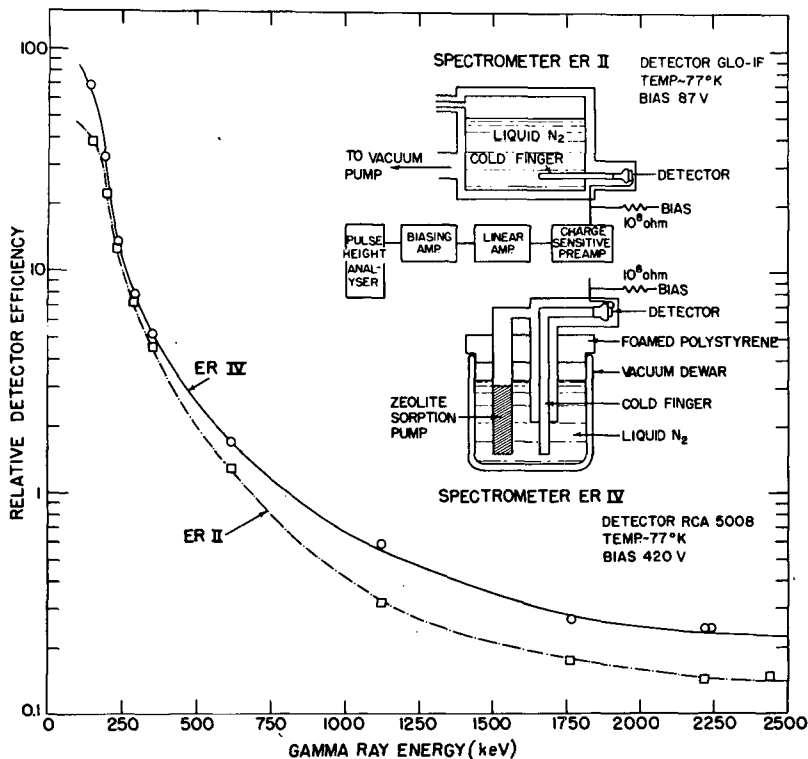


FIG. 5. Relative detector efficiency

information on fission products with half-lives less than several hours, spectrometer ER-II was arranged to view a coolant side stream at a delay of 2.5 minutes from the fuel. The sample station was a U-shaped stainless steel tube containing 1 cm³ of coolant and had a surface area of 8.15 cm². Following puncture, spectra were accumulated for 222 minutes and read out (without erasure of the analyser-memory) at 20-min intervals. Two further spectra were accumulated at times 275 and 498 minutes.

A single coolant sample extracted from the loop was analysed with a Li-Ge γ -ray spectrometer in the laboratory to measure the half-lives associated with the long-lived γ -rays for identification of the isotopes in the flowing sample.

Figure 6(a) shows three of the eleven spectra obtained from the sample side stream in the energy range 104 and 1426 keV. The energies of the dominant lines are shown together with the radioisotope when identified by energy and half-life. Inspection of these spectra show the fission gases decaying while the radio-iodines show a growth with time, see lines 365, 530 and 673 keV.

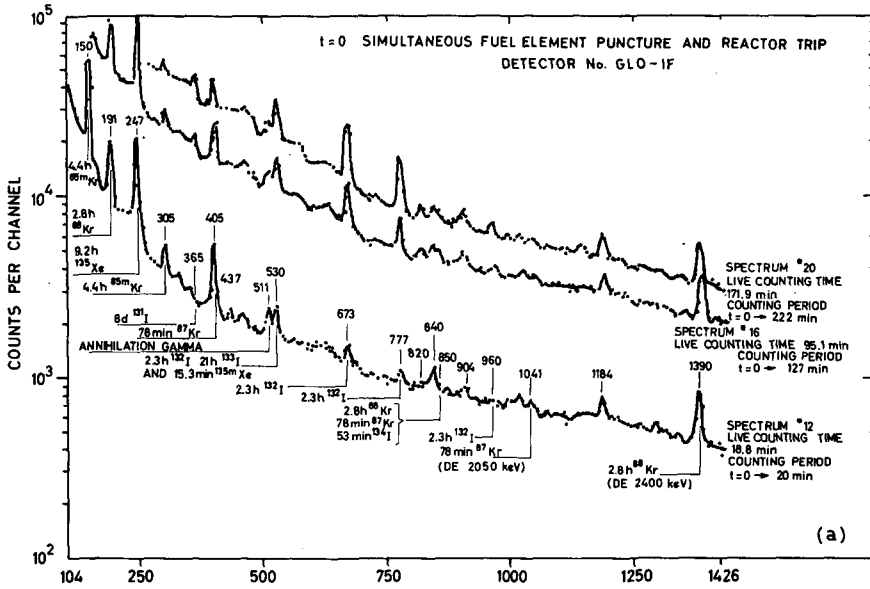


FIG. 6a. Spectra of gamma rays from fission products in organic coolant

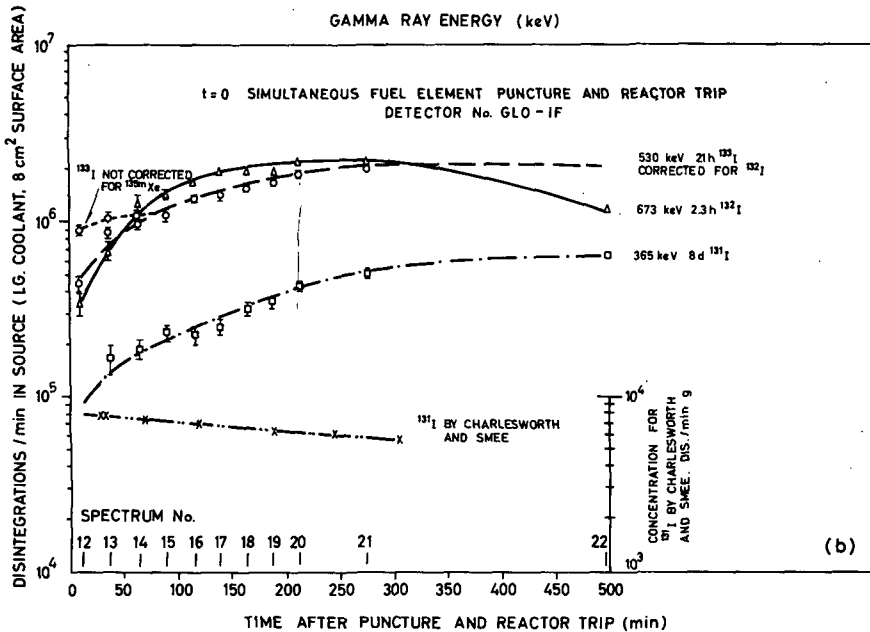


FIG. 6b. Behaviour of radio-iodines in flowing organic sample

TABLE I

TEST CONDITIONS FOR ORGANIC COOLED PUNCTURE TEST

<u>1. Nominal fuel element details</u>		
UO ₂ pellet stack length		18.8 cm
UO ₂ pellet diameter		1.8 cm
UO ₂ density		10.6 g/cm ³
Stainless steel cladding thickness		0.4 mm
<u>2. Fuel operating conditions</u>		
	Ts	
^a Power rating $\int \lambda d\theta$		52 W/cm
	To	
Power output		13.2 kW
Surface heat flux		116 W/cm ²
Heat transfer coefficient		1.0 W/cm ² per degC
<u>3. Loop operating conditions</u>		
Organic flow		1.21 kg/s
Inlet coolant temperature		375°C
Coolant pressure		17.2 kg/cm ²
Filter purification flow (f = 3.7%)		45 g/s
Degassing flow		0

^a Where λ is the thermal conductivity of UO₂, To is the centre temperature and Ts is the surface temperature. For derivation and nomenclature see Ref. [16].

Detailed analysis of the spectra showed ^{85m}Kr, ⁸⁷Kr, ⁸⁸Kr decaying naturally. Extrapolating to puncture time, the fraction released was determined to be

$$\rho = \frac{\text{atoms released}}{\text{atoms in the fuel}} = (4 \pm 2.5) \times 10^{-2}$$

Similarly for ¹³⁵Xe

$$\rho = 3 \times 10^{-2}$$

This indicates a release of all of the fission gases in about 2 cm³ of fuel in a single burst.

The behaviour of the ^{135}Xe , 247-keV γ -ray was unusual since it displayed a decay different from the natural 9.5-h half-life. This behaviour is currently attributed to the presence of its precursor ^{135}I in substantial quantities in the loop.

It was expected that the radio-iodines would behave in a similar manner to the fission product gases. Figure 6(b) shows the source strength observed at the side stream with time after the puncture; along with the concentration of ^{131}I in the coolant measured by J. Smee and D. H. Charlesworth by radio-chemistry. This ^{131}I concentration has a slope representing a removal fraction $f = 0.7\%$ while the known removal fraction by the purification side stream was $f = 3.7\%$. These differences indicated that the radio-iodines were deposited on the system surfaces.

The ^{131}I behaviour has been fitted to a model where the fission products were released in a single burst and subsequently

(a) the concentration in the coolant was changed by decay, purification and deposition on the system surfaces such that

$$\frac{dc}{dt} = (\lambda + \frac{f}{T}) C + k_L \frac{S}{V} (yA - C)$$

(b) the surface concentration on the loop surfaces and the sidestream surfaces were changed by decay and deposition such that

$$\frac{dA_L}{dt} = -\lambda A_L - k_L (yA_L - C)$$

and

$$\frac{dA_t}{dt} = \lambda A_t - k_t (yA_t - C)$$

where the subscripts L and t refer the loop and the sample side stream tube.

The mass transfer coefficients were calculated for the loop and side stream by Charlesworth as

$$k_L = 6.6 \times 10^{-3} \text{ cm/s}$$

$$k_t = 2.5 \times 10^{-4} \text{ cm/s}$$

and the function y turned out to be a proportionality constant so that the surface and dissolved concentrations tended to be

$$C = yA$$

The ^{131}I is believed to have deposited rapidly on the loop surfaces after the release which reduced the concentration to the low values. Then, because of the proportionality between surface and dissolved concentrations, the deposited ^{131}I acted as a source which compensated for the removal from the coolant by filtering.

The deposition of the iodine on the sample tube walls would proceed at a very much slower rate because of the difference between k_L and k_T . The rise of the surface concentration to the equilibrium of $A_T = C/y$ would take a long time. This was the observation made and the counts accumulated are virtually all from the surface deposit.

Since there is no information on coolant concentrations for the other radio-iodines, extending the model to ^{132}I and ^{133}I has not yet been successful. It is believed that ^{132}Te was released and influenced the ^{132}I behaviour. Iodine-135 was also thought to have been released (although we have been unable to identify this isotope, the 820-keV line exhibits the characteristics which would be expected). It would act as a source of ^{135m}Xe and thereby influence the 530-keV line of ^{133}I . The behaviour of the ^{135}Xe also indicated the presence of ^{135}I .

4.2. Fission product spectra in pressurized water

A defected fuel element was irradiated in the X-2 pressurized-water test loop in the NRX reactor to study the release rates of the γ -emitting fission gases with half-lives less than 17 min. Table II lists the test conditions of the fuel and coolant. Unfortunately, several experimental delays were encountered and data analysis is at an early stage. Consequently, this presentation is limited to the dominant lines of the spectrum.

The X-2 loop was equipped with a sampling system capable of continuous flow at 76 g/s with cooling to 50°C and pressure reduction to atmospheric pressure. The sample flow was directed to an observation station where spectrometer ER-II viewed a stainless steel sample coil of 7.2 cm³ coolant volume and 61 cm² surface area with a transport delay of 13 s from the fuel.

The sample flow was then directed to a gas stripper where hydrogen at 17 cm³/s was used to strip the fission gases from the water (stripping efficiency $\approx$ 50%) and to carry them to a second observation site where spectrometer ER-IV viewed a 2.5-cm diam. aluminium tube. Subsequently, the coolant was returned to the loop with a charging pump and the stripping gas was discharged.

A spectrum of the γ -rays from the coolant is shown on Fig.7. Because of the resolution of the instrument, the spectrum was observed in four parts to obtain an adequate number of channels per peak. The γ -ray energy, in keV, is shown above the peaks. Figure 8 shows the spectrum of γ -rays from the stripped gases taken simultaneously with the Fig. 7 spectrum.

To compensate for a counting rate limited to 5000 counts/s and the loss of efficiency with energy, 3-mm lead and 0.5-mm cadmium filters were used to reduce the low-energy count rate and a larger solid angle was used to increase the high-energy count rate for the spectra b, c and d. The fission product identifications are based on γ -ray energy and intensity, and the half-lives [16, 17]. The line separation in most cases was wide enough to allow a good assessment of the background under the peaks. The portion of the spectrum less than 100 keV has not been presented because the detector characteristics have not been established in this region. However, there was a dominating line at 80 keV. Xenon-133 was probably the principal component.

TABLE II

TEST CONDITIONS FOR PRESSURIZED-WATER DEFECT

1. Nominal fuel element details

UO ₂ pellet stack length	12.1 cm
UO ₂ pellet diameter	1.43 cm
UO ₂ density	10.5 g/cm ³
Zirconium alloy cladding thickness	0.39 mm
Defect hole diameter	0.33 mm

2. Fuel operating conditions

^a Power rating $\int \lambda d\theta$	45 W/cm
Power output T_o	7.15 kW
Maximum surface heat flux	214 W/cm ²
Heat transfer coefficient	3.08 W/cm ² per degC

3. Loop operating conditions

Water flow	0.5 kg/s
Inlet coolant temperature	245°C
Coolant pressure	98.4 kg/cm ²
Ion exchange purification flow ($f = 2.0\%$)	9.4 g/s
Degassing flow ($f = 0.8\%$)	7.6 g/s

^a See Table I.

Table III lists the concentrations of fission gases and radio-iodines in atoms/cm³ coolant obtained from these spectra along with independent results obtained by G. M. Allison by radiochemical techniques. Agreement between the results is within the experimental error for the coolant spectra except for ¹³⁵Xe. For the spectra obtained from the stripped gases, agreement is again good except at γ -ray energies above 900 keV as indicated by the asterisk on the table. The spectra of these energies were taken at a counting geometry quite different from the low energy spectra and it is suspected that an energy dependent function was introduced under these conditions. These discrepancies were unresolved at the time of writing. As noted on the table, separate components were calculated for the 530-keV γ -ray to give the concentration of ¹³³I. Also included in Table III are the

TABLE III
CONCENTRATION OF FISSION GASES AND RADIOIODINES

Isotope	Energy (keV)	Abundance (γ /disintegration)	Water			Gas		
			C (atoms/g) Radiochemistry	C (atoms/g)	n	C (atoms/litre)	C (atoms/g H ₂ O)	n
^{85m} Kr	150	0.81	2.5×10^9	2.1×10^9	1.41	9.5×10^{11f}	3.7×10^9	3
	305	0.19		1.9×10^9	1.12	5.0×10^{11}	2.0×10^9	1.3
⁸⁷ Kr	403	0.87	3.9×10^8	3.5×10^8	1.26	7.6×10^{10}	3.3×10^8	1.9
	850	0.13		6.3×10^{8a}		8.4×10^{10}	3.7×10^8	1.12
	2570	0.22		2.9×10^8	1.14	2.6×10^{10}	$1.0 \times 10^{9*}$	1.8
⁸⁸ Kr	191	0.35	2.4×10^9	1.8×10^9	1.46	4.4×10^{11}	2.0×10^9	2.1
	1550	0.14		6×10^{9b}		1.9×10^{11}	$8.5 \times 10^{9*}$	
	2190	0.18		1.9×10^9	1.15	1.7×10^{11}	$7.3 \times 10^{9*}$	1.22
	2400	0.35		1.4×10^9	1.45	1.5×10^{11}	$6.5 \times 10^{9*}$	2.9
⁸⁸ Rb	908	0.145		4.2×10^{9c}		7.6×10^{11}	$3.3 \times 10^{9*}$	1.2
	1850	0.23		1.2×10^9	1.13	6.8×10^{11}	$3.0 \times 10^{9*}$	1.15
^{135m} Xe	530	1.00		2.0×10^{8d}		1.15×10^{10}	4.9×10^7	1.5

¹³⁵ Xe	247	0.97	16×10^9	7.8×10^9	2.1	3.0×10^{12}	1.08×10^{10}	3.1
	605	0.03		8.2×10^9	1.04		1.33×10^{10}	1.08
¹³⁸ Cs	467	0.23	$\sim 2 \times 10^8$			3.8×10^{10}	1.65×10^8	1.3
	1430	0.73		2.2×10^8	1.15		2.3×10^8 *	1.20
¹³¹ I	365	0.81	3.7×10^{10}	4.4×10^{10}	1.25			
¹³² I	530	0.19		8.0×10^9 ^e				
	624	0.05		1.5×10^9	1.04			
	667	0.99		1.4×10^9	1.77			
	773	0.82		1.4×10^9	1.56			
	960	0.19		1.6×10^9	1.16			
¹³³ I	530	0.91	7.6×10^9	10.8×10^9	Corrected for ^{135m} Xe and ¹³² I			

a Includes ¹³⁴I and ⁸⁸Kr contribution

b Includes short-lived contribution

c Half-life is ~ 7 h

d Includes contribution from ¹³³I and ¹³²I

e Includes contribution from ^{135m}Xe and ¹³³I

f Includes long-lived component

* See text

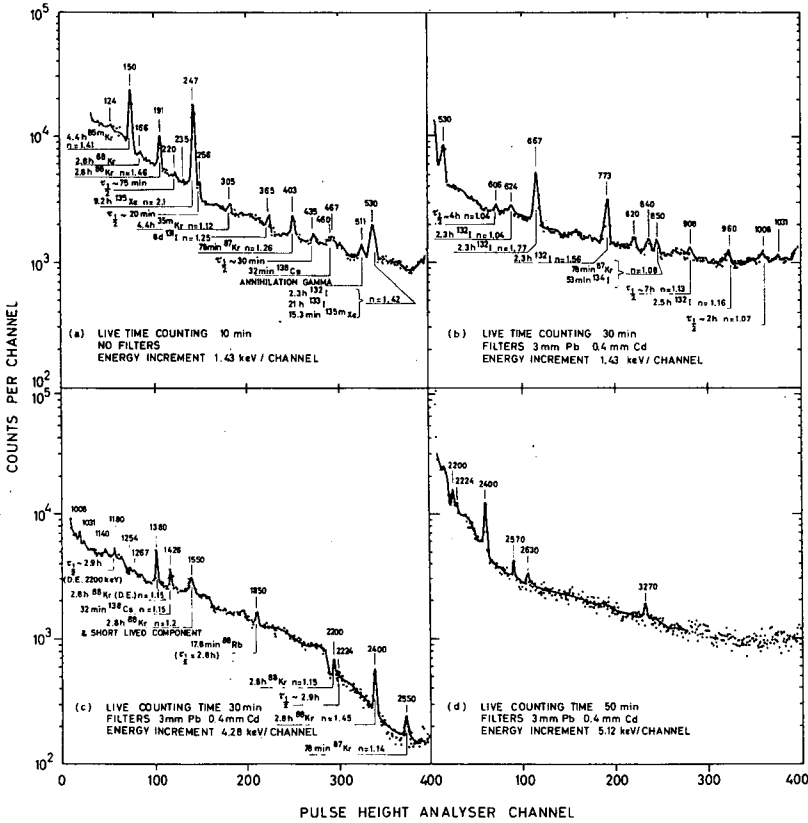


FIG. 7. Spectrum of gamma rays from flowing coolant sample, p-i-n detector No. GLO-IF

values of $n = K_p/K_B$ and it is apparent that even at low values the measurements are reliable because the integrated counts had low statistical errors.

The remaining lines of the spectra are not analysed yet. The only comments possible at present are that dominant lines associated with short half-life are not apparent and that the missing long-lived isotope 6.7-h ^{135}I is probably represented by the lines at 1140 and 1267 keV.

The release fractions ρ derived from these observations are close to those expected from previous work [12]. The fission-product concentrations observed in these spectra represent the approximate proportions expected from the channels of a reactor with removal fraction of about 0.5%.

There was a source of ^{16}N present in the coolant but the strength is not yet known. This would account for the difference between the background intensities of the two spectra in the high-energy region due to the Compton scattering of the 6.13-MeV γ -ray.

Following the completion of the irradiation, surface concentrations of deposited fission products at the counting stations were found to be negligible. In addition a 3-m portion of the sample tubing starting 1 m from the main loop piping was sectioned and analysed for deposited fission pro-

ducts by γ -ray spectroscopy. Figure 9 shows the spectrum of activities deposited at 180 cm from the loop. It was obtained from a 2.5-cm length after 40 h decay. Identifications are made by half-life and energy. The isotope ^{132}Te was found to be strongly deposited at the test conditions and would not survive the trip to the counting station, thus explaining the discrepancy between its known presence by radio-chemistry in the coolant and its absence from the coolant spectrum. The deposited ^{131}I was a negligible part of the total isotope in the coolant. Molybdenum-99 was also strongly deposited and was not observed in the coolant spectrum or in radiochemical analysis.

As an experimental tool, the lithium-drifted germanium diode has been successfully demonstrated as a simple and rapid means of studying fission product behaviour in coolants where low background prevails. It also allows the extension of the study to intermediate half-life isotopes where radiochemical techniques are limited.

5. APPLICATION TO POWER REACTORS

To locate defective fuel by γ -ray spectrometry, a fission product must be selected with a small survival fraction, significant release fraction and suitable γ -ray, then counting conditions (reproducible for each channel) must be established to give a useful peak to background ratio through good resolution and small background intensity.

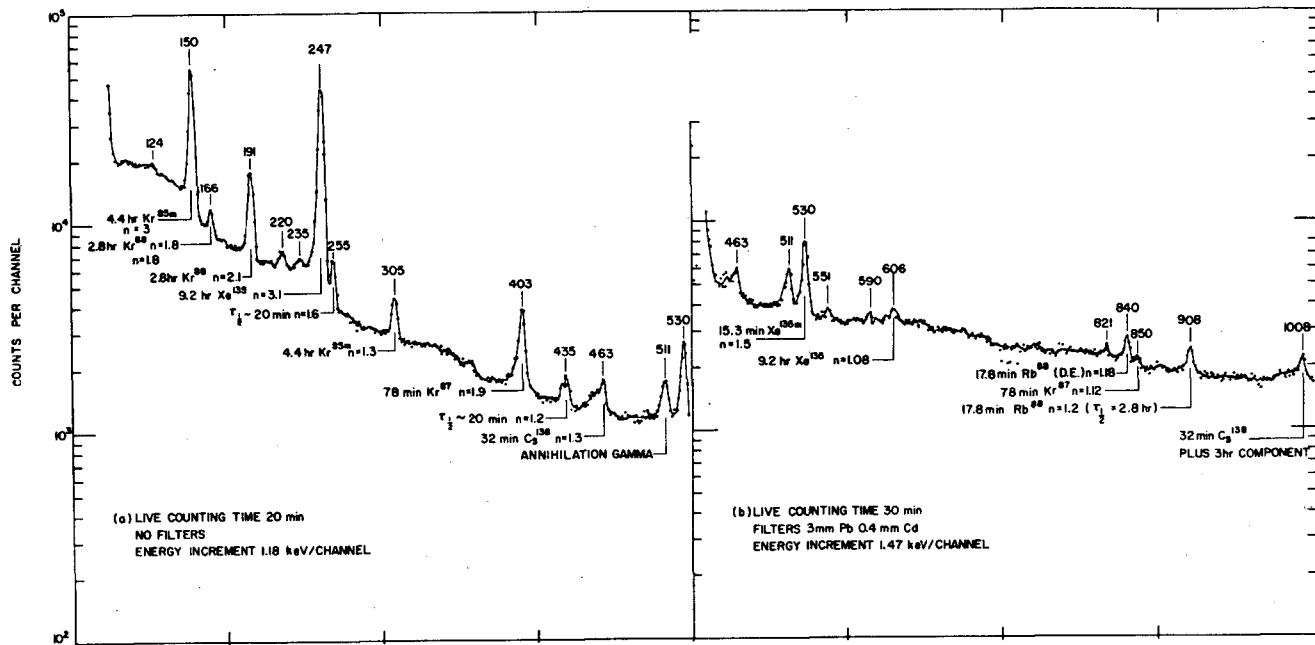
5.1. CANDU-BLW reactors

In these boiling coolant reactors punctured UO_2 fuel will release fission product gases freely while gas stripping in the turbo-generator condenser will reduce the survival fraction to nearly zero. Sampling of the steam from each channel with a suitable delay for reduction of the 7.2-s ^{16}N and 29-s ^{19}O activation products should provide a small background and any of the fission gases of half-life greater than and including ^{87}Kr would provide good discrimination.

To avoid sampling more information on (1) spectrometer characteristics at high gamma energies, (2) the activation product source strengths, and (3) radio-iodine behaviour is required before it is possible to assess the feasibility of directly monitoring the outlet feeders.

5.2. CANDU-PHW reactors

The principal problem of failed fuel location in these reactors is the large survival fraction ($s = 0.999$) for all the fission products currently known to be released from defective fuel elements at steady power. No dominant spectrum lines were observed to have short half-lives in the pressurized-water test but ^{132}Te was observed by radio-chemistry and together with ^{99}Mo was found to be rapidly deposited on tubing walls; behaviour which would lead to a reduced survival fraction. However, knowledge of the release fractions of these fission products is not available.



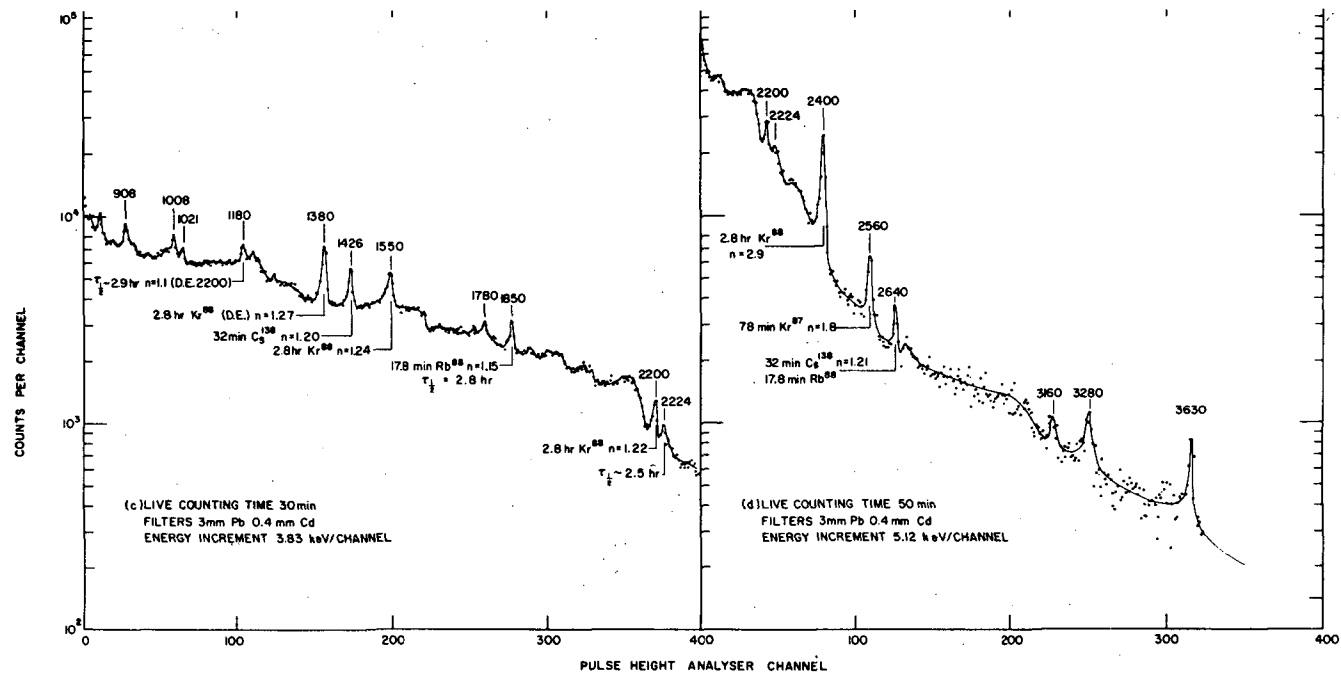


FIG. 8. Spectrum of gamma rays from stripped gas sample, p-i-n detector No. RCA5008

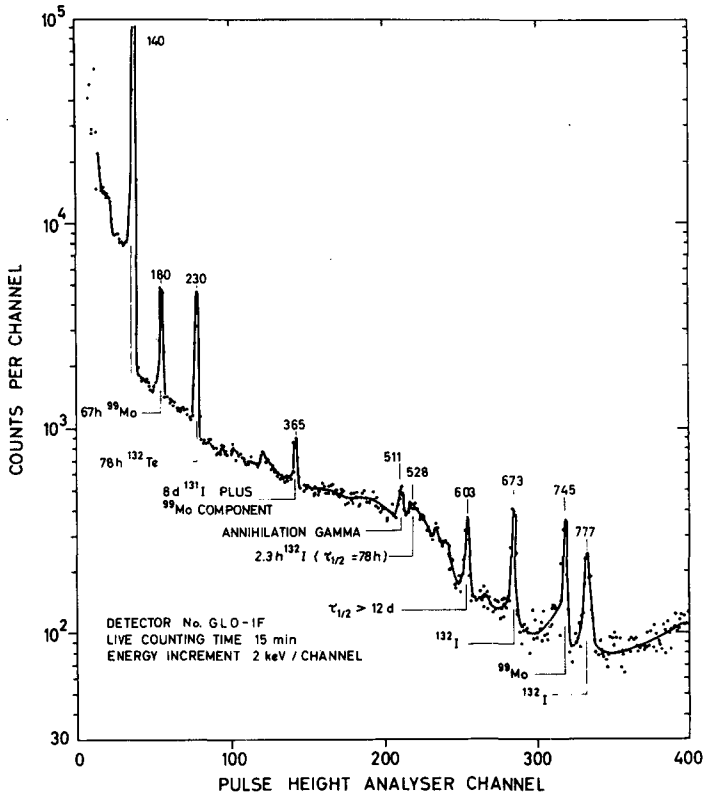


FIG. 9. Gamma-ray spectrum of isotopes deposited on sampling tube wall

The economic benefits of a scheme of direct measurement of fission products in the outlet feeders are enticing enough to continue to seek a fission product with adequate release fraction and low survival. Since the short-lived fission-product gases (which have a low survival fraction from decay) were not abundant, we shall look at those fission products that can be removed by deposition. We shall also continue our study of spectrometer characteristics and the effects on the spectrum from activation products.

5.3. Organic cooled reactors

This situation is approximately the same as for the pressurized water except that (1) activation product backgrounds will be much lower than for pressurized water, and (2) subject to confirmation for a defect releasing fission products at steady power, a strong deposition action appears to be working for the radio-iodines.

ACKNOWLEDGEMENTS

Experts in many fields materially assisted in many aspects of this problem by their helpful discussions and timely advice, in the problems of detector use, C.B. Bigham, G.T. Ewan and I.L. Fowler; in the process problems, J.F. Palmer, R.I. Hodge, and my collaborators in the experiments, G.M. Allison, D.H. Charlesworth and J. Smee.

To my experimental assistants, K.E. West, R.C. Tangeman and Miss V. Charron, and to my colleague R.B. Turner (for keeping the sampling and gas-stripping equipment running under adverse circumstances) my thanks for their efforts and patience.

The author wishes to acknowledge the kind assistance of the U.K.A.E.A. in expediting the pressurized water-defect test by releasing for our use fuel elements of desired manufacture from their spare stocks at Chalk River.

APPENDIX I

LIST OF SYMBOLS

A	Surface concentration	atoms/cm ²
B	Background concentration in the coolant	atoms/cm ³
C	Fission-product concentration in the coolant	atoms/cm ³
I	Intensity of gamma-ray background in the spectrum	counts/s keV
K _B	Accumulated background counts	
K _p	Accumulated counts in a peak	
M	Incremental change in fission-product concentration in the coolant at the defective fuel	atoms/cm ³
N	Number of reactor channels in the circuit	
R	Discrimination ratio	
S	Surface area viewed by the spectrometer	cm ²
T	Recirculation period of the coolant	s
V	Coolant volume viewed by the spectrometer	cm ²
f	Fraction of fission product removed from the coolant per recirculation by processes other than natural decay	
k	Mass transfer coefficient	cm/s
n	Peak to background ratio of counts	
s	Fraction of fission products in the coolant which survive a recirculation	
t	Time after the fuel fails	
y	Proportionality constant for deposited radio-iodines	cm ⁻¹
λ	Decay constant of the fission product	s ⁻¹
ρ	Fraction of the fission product released from defective fuel to the production rate in the fuel	
σ _c	Thermal neutron capture cross-section	cm ²

REFERENCES

- [1] Douglas Point Nuclear Generating Station AECL-1596.
- [2] PALMER, J. F., *Nucleonics* 22 6 (1964) 39-44.
- [3] TAVENDALE, A. J., *Electronique Nucléaire*, E. N. E. A. Paris (1964) 235.
- [4] EWAN, G. T., TAVENDALE, A. J., *Can. J. Phys.* 42 (1964) 2286-331. AECL 2079.
- [5] MALM, H. L., TAVENDALE, A. J., FOWLER, I. L., *Can. J. Phys.* 43 (1965) 1173-81; AECL 2301.
- [6] FLEMONS, R. S., AECL C. G. E. -4 (1957).
- [7] LEWIS, W. B., KENNEDY, J. M., *private communication* (1965).
- [8] LIPSETT, J. J., to be published.
- [9] ROBERTSON, R. F. S., ANL-6022 (1960).
- [10] ALLISON, G. M., ROBERTSON, R. F. S., AECL 1338 (1961).
- [11] BOOTH, A. H., AECL 496 (1957).
- [12] ALLISON, G. M., RAE, H. K., AECL 2206 (1965).
- [13] WEBB, P. P., WILLIAMS, R. L., *Nucl. Instrum. Meth.* 22 (1963) 361.
- [14] ALLEN, V. H., *private communication* (1964).
- [15] ROBERTSON, J. A. L., $\int kd\theta$ in Fuel Irradiations, AECL 807 (1961).
- [16] HAWKINGS, R. C., EDWARDS, W. J., McLEOD, E. M., AECL 1225 Vols 1 and 2 (1961).
- [17] Nuclear Data Tables, United States National Research Council.

DISCUSSION

E. V. R. RAO: Can you give some comparative figures relating to the sensitivity in terms of signal above the background per unit area of rupture for the delayed neutron monitor method and the method you described?

J. J. LIPSETT: The sensitivity of this system cannot be stated at present since we have not got a fission product to estimate sensitivity. This technique is proposed as a scanning technique and the ultimate sensitivity is affected by the counting time that we are prepared to use. The sensitivity of the D. N. system at steady power is 1 cm² exposed surface, while with a power cycle this becomes approximately 0.1 cm² due to the waterlogging transient. Any system based on X-ray spectrometry must meet the technical requirement of locating a 0.1 cm² cladding penetration.

R. S. COX (Chairman): I presume that the CANDU reactor is so far advanced that a decision must already have been reached as to which system will be installed. Which type will it be?

J. J. LIPSETT: A delayed neutron system based on power cycling to generate the signal.

P. K. PATWARDHAN: Have you installed any system similar to that used by George Ewan at Chalk River for spectrum stabilization?

J. J. LIPSETT: We are in the process of constructing a "Patwardhan" gain stabilizer and will know its applicability to our drift problems in the near future.

P. K. PATWARDHAN: Have any measurements been carried out of the Fano factor for these lithium-drift germanium detectors?

J. J. LIPSETT: Fano factors for planar detectors are reported by Ewan and Tavendale in Ref. [3] of the paper.

K. G. VOHRA: What are the likely sources of fission gas background in the coolants?

J. J. LIPSETT: The only fission gas backgrounds which we consider are from the surface uranium recoils.

K. G. VOHRA: Has permeability of fission gases through the cladding been studied?

J. J. LIPSETT: For UO_2 fuel clad in zirconium alloys we have not observed any diffusion of gases through the cladding that was significant when compared to the background conditions in our loops. From the work of our fuel development groups, I expect that this effect would be very unlikely.

A. ROGUIN: In reply to Dr. Vohra's second question I should like to mention that we have carried out an experiment in which a uranium oxide slug clad in stainless steel was heated to 900°C ; we observed no fission gas diffusion through the cladding.

With regard to the gamma-ray spectrography method described by Dr. Lipsett, I should like to say that the method is very sensitive but involves sampling and lengthy examination. It does not seem suitable for the fast detection of fuel ruptures during start-up.

J. J. LIPSETT: We fully recognize that the proposal to scan the reactor to locate the fuel rupture does not provide a safety function for a big failure. However, the reactor would be equipped with continuous activity monitoring of the gross coolant, and this would if necessary provide the shut-down function. If there is such a failure we expect that granular UO_2 would be released and trapped in the reactor end fittings, and that simple scanning techniques would locate the channel holding the failure while the reactor is shut down.

D. ROUX: On the HFIR we have two burst slug detection systems. One of them, for major failures, is connected to the safety system. It consists of gamma chambers located 5 to 6 seconds downstream from the core water-coolant discharge. Nitrogen-16 is a large background, but acceptable for major failure detection. A more refined detection system relies on delayed neutron detection.

R. J. COX: The same philosophy applies in the case of the British steam-generating heavy-water reactor, where gamma monitors on the steam mains immediately close the valves of the steam mains and shut down the reactor very quickly. We expect that they will most likely be called upon during a start-up.

DEVELOPPEMENT DES DETECTEURS DE PRODUITS DE FISSION POUR LA SURVEILLANCE DES RUPTURES DE GAINES

J. GRAFTIEAUX ET A. ROGUIN
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE SACLAY,
FRANCE

Abstract — Résumé

DEVELOPMENT OF FISSION-PRODUCT DETECTORS FOR THE DETECTION OF BURST FUEL ELEMENT CANS. The measurement of fission gases by electric collection is used for detecting burst cans principally in graphite-gas reactor systems.

Three types of detector have been developed for general use, the type employed depending on the pressure and temperature of the coolant gas. The authors give examples of their use in EDF power reactor systems, irradiation loops and in the EL 4 reactor cooled by carbon dioxide at a pressure of 60 bars. In the EL 4 reactor the temperature and pressure of the gas at the time of fission product measurement are 200°C and 50 bars respectively.

The method of electric collection after extraction of the fission gases dissolved in the water is also used for maintaining a check on the fuel of water-cooled reactors. However, although it is less sensitive, the method of measuring delayed neutrons emitted by the fission products escaping into the water is widely used because of the simplicity of the equipment employed. The method is used in the EL 3, Pégase and Osiris reactors.

DEVELOPPEMENT DES DETECTEURS DE PRODUITS DE FISSION POUR LA SURVEILLANCE DES RUPTURES DE GAINES. Parmi les diverses méthodes de détection des ruptures de gaine, la mesure des gaz de fission par collection électrique est surtout utilisée dans les réacteurs de la filière graphite-gaz.

Trois types différents d'appareils détecteurs ont été développés pour des utilisations générales et en fonction de la pression et de la température du gaz de refroidissement du réacteur. Des exemples d'utilisation sont donnés pour les centrales de la filière EDF, pour les boucles d'irradiation et pour le réacteur EL 4 refroidi par du gaz carbonique à la pression de 60 bars. Dans ce dernier, la température et la pression du gaz au moment de la mesure des produits de fission seront respectivement de 200°C et de 50 bars.

La méthode de collection électrique après extraction des gaz de fission dissous dans l'eau est aussi utilisée pour la surveillance du combustible des piles refroidies par eau. Néanmoins la méthode des neutrons différés émis par les produits de fission s'échappant dans l'eau, quoique moins sensible, est très utilisée à cause de la simplicité de l'installation. Elle est appliquée aux piles EL 3, PEGASE et OSIRIS.

1. LES RUPTURES DE GAINES

Dans les piles hétérogènes, le combustible est enfermé dans une gaine étanche qui empêche, d'une part, la dispersion des produits de fission et, d'autre part, le contact du combustible avec le fluide de refroidissement.

La rupture de cette étanchéité peut avoir des conséquences graves surtout dans les piles productrices d'énergie car, dans ces dernières, les températures du combustible sont les plus fortes possibles et la corrosion accélérée peut répandre dans tout le circuit de refroidissement de grandes quantités d'oxyde d'uranium dangereuses par les radiations qui seront ainsi diffusées. D'autre part, les travaux de décontamination sont toujours longs et dangereux. Il faut donc que les ruptures de gaines soient détectées le plus

tôt possible, afin de pouvoir évacuer le barreau défectueux avant qu'il ne devienne dangereux pour le fonctionnement de la pile.

Les ruptures de gaines ont plusieurs causes principales:

a) Malgré le très grand soin apporté à la fabrication des gaines et les essais d'étanchéité effectués avant la mise en pile des barreaux combustibles, on ne peut garantir absolument l'inexistence de défauts imperceptibles qui s'affranchiront ultérieurement dans la pile.

b) Les produits de fission, en s'accumulant dans le réseau cristallin de l'uranium, créent des pressions locales considérables qui provoquent des dislocations. Celles-ci se traduisent à l'échelle macroscopique par des gonflements ou des cambrures des barreaux allant jusqu'à la fissuration.

c) Si la compatibilité du métal de gaine et du fluide de refroidissement est en général très bonne, il existe tout de même un risque de corrosion. Celle-ci peut-être fortement accélérée par l'existence d'impuretés dans le fluide de refroidissement.

Les ruptures de gaines sont souvent des phénomènes évolutifs à caractère exponentiel et le contrôle de la vitesse d'évolution est un renseignement aussi important que la connaissance de la rupture de gaine elle-même.

2. LES METHODES DE DETECTION

Il existe de nombreuses méthodes permettant de dire s'il y a, dans une pile, une gaine présentant un défaut d'étanchéité [1]. Les méthodes les meilleures sont toutes fondées sur des mesures de la radioactivité des produits de fission dans le fluide de refroidissement.

Elles diffèrent par la nature du rayonnement mesuré et par les procédés de séparation des isotopes détectés, dont le choix est généralement guidé par la nature du fluide réfrigérant de la pile.

2.1. Piles à gaz [2]

Les atomes de krypton et de xénon sortant d'une fissure de gaine se mélangent au gaz de refroidissement et sont transportés avec lui. Une forte proportion de ces atomes gazeux se désintègrent en donnant des atomes de rubidium et de césium qui sont ionisés positivement au moment de leur naissance par la sortie de la particule bêta.

Ces ions peuvent être séparés du gaz par précipitation sur une électrode négative au moyen d'un champ électrique, et comme ils sont eux-mêmes radioactifs, une mesure de la radioactivité acquise par l'électrode de collection permettra de déduire la concentration des gaz de fission dans le gaz de refroidissement ayant traversé le champ électrique.

Cette méthode est très sélective car les gaz mesurés sont des isotopes à vie courte ayant des rayonnements bêta de forte énergie: 4 à 6 MeV. Ces corps peuvent être mesurés à l'abri de la forte radioactivité du gaz caloporteur. Un appareil de mesure des gaz de fission fondé sur cette méthode comprendra essentiellement:

- une chambre où le gaz est ralenti et où se forment les ions en quantité suffisante,

- un champ électrique de collection,
- une électrode fixe ou mobile recueillant les ions,
- un détecteur de particules bêta: scintillateur ou tube compteur Geiger-Müller.

On distingue deux modes principaux de réalisation, selon que le champ électrique règne dans la totalité de la chambre de formation ou seulement à la sortie de cette chambre. La figure 1 montre le fonctionnement d'un tel détecteur.

La sensibilité de ces détecteurs dépend du nombre d'ions collectés et de leurs constantes radioactives, ainsi que des propriétés des ions - mobilité et recombinaison - et également du temps mis par le prélèvement de gaz caloporteur pour venir du canal de pile jusqu'au détecteur et du débit de gaz prélevé.

Le comportement des ruptures de gaines conditionnera le projet d'une installation de DRG (détection de ruptures de gaines) qui doit assurer: une détection suffisamment rapide, une localisation également rapide et sûre du canal défectueux, et ensuite une surveillance continue du défaut jusqu'à son déchargement.

Dans les piles à grand nombre de canaux ces fonctions sont assurées successivement par des détecteurs spécialisés et il faut faire appel à un grand nombre d'appareils pneumatiques de commutation des prélèvements [2].

Ces appareils doivent être d'une sécurité totale de fonctionnement pendant de nombreuses années et en toutes circonstances, même, par exemple, lors de l'émission accidentelle de poussière ou d'aérosols dans le gaz, accompagnée ou non de radioactivité.

Les installations de DRG des piles françaises de la filière uranium naturel-graphite-gaz carbonique [3] utilisent des détecteurs dits «à tambour» ainsi que des appareillages mis au point spécialement pour ces usages particuliers.

Dans ces piles, dont le nombre de canaux varie de 1000 à 3000, plusieurs détecteurs dits «prospecteurs» analysent simultanément les prélèvements de gaz groupés et provenant selon le cas de quatre, cinq ou huit canaux (cas des piles G3, EDF1, EDF2) [4, 5]. Cette analyse est faite avec une période de 20 ou 24 min, automatiquement par le jeu de nombreuses électrovalves (une par canal, puis une par faisceau), qui aiguillent les prélèvements. De la sorte, tous les canaux sont surveillés continuellement par un nombre de détecteurs qui est d'environ une douzaine. Un autre étage de détecteurs dits «suiveurs» prend en charge les défauts après leur détection. Un détecteur particulier localise le canal défectueux dans le faisceau de quatre, cinq ou huit et le surveille ensuite en permanence jusqu'au déchargement de la cartouche fissurée. Dans les piles à très grand nombre de canaux (plus de 2000), on utilise pour diminuer le nombre d'appareils pneumatiques, soit des sélecteurs ou valves multiples, soit un groupement en matrices de 64 canaux (cas de la pile EDF3). La prospection se fait sur les lignes et les colonnes de huit canaux chacune. La localisation est faite au point d'intersection d'une ligne et d'une colonne ayant dépassé toutes deux le seuil d'activité [6].

Les détecteurs sont suivis d'ensembles électroniques qui permettent de traduire en une grandeur mesurable, tension électrique ou dénombrement, les taux de comptage que délivrent les photomultiplicateurs des détecteurs.

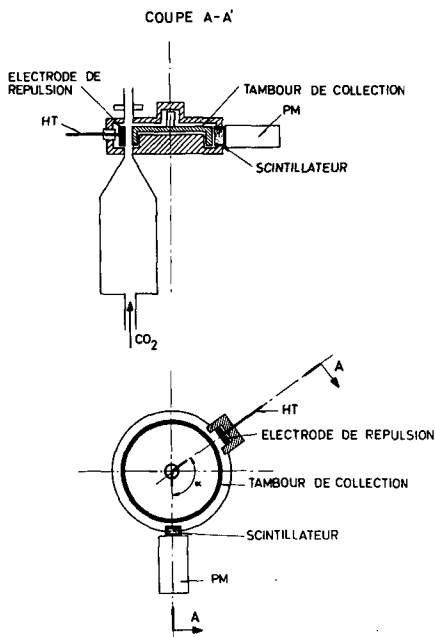


FIG. 1. Schéma du détecteur à électrode tournante

Ces ensembles électroniques doivent effectuer en séquence avec les rotations de l'électrode mobile du détecteur [7] :

- La soustraction du bruit de fond mesuré avant la collection;
- La comparaison à une mesure précédente effectuée dans le même canal ou le groupe de canaux afin de connaître l'évolution du signal au cours du temps; la différence obtenue est la mesure propre à la rupture de gaine, même si le canal est pollué par de l'oxyde d'uranium;
- La correction des valeurs mises en mémoire et utilisées pour le calcul précédent, afin de tenir compte des variations du régime de la pile depuis l'instant où a été faite la mise en mémoire.

La présentation des résultats est différente selon que l'installation concerne une pile expérimentale ou une centrale productrice d'énergie. Dans le premier cas, le combustible nucléaire est en général nouveau et son comportement encore mal connu, d'où utilité d'enregistrer le maximum des mesures qui renseigneront sur ce comportement.

Dans le second cas, un souci d'économie et de facilité d'exploitation pousse à supprimer tout enregistrement systématique et la DRG n'inscrira que les mesures des ruptures de gaines confirmées et présentant un caractère évolutif certain.

Par contre, une surveillance systématique des canaux en cours de déchargement est nécessaire, car des ruptures de gaines peuvent s'affranchir au cours de ces manœuvres qui risquent de maltraiter un combustible fortement irradié.

Le détecteur de produits de fission utilisé pour la DRG de la pile EL 4 [8, 9] est fondé sur le même principe que ceux utilisés pour les piles G3 et

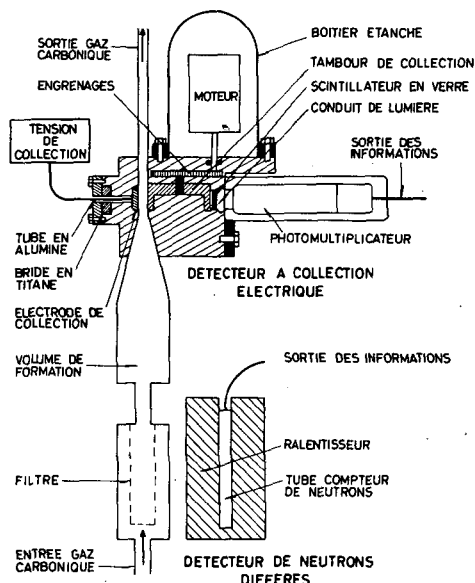


FIG. 2. Association détecteur à collection électrique et détecteur de neutrons différés

la filière EDF de Chinon: ils mesurent la radioactivité bêta des atomes de rubidium et de césium descendants des gaz de fission, après leur extraction du fluide caloporteur.

L'utilisation de gaz carbonique à la pression de 60 b a toutefois posé de nouveaux problèmes physiques et technologiques. Pour les résoudre, une boucle avec circuit en pile a été construite, qui transporte des gaz de fission dans du gaz carbonique à 60 b et à 400°C. Cette boucle a permis d'essayer plusieurs types de détecteurs de produits de fission, dont un prototype adapté à l'installation de DRG prévue pour EL4 (fig. 2):

a) Aux fortes pressions la mobilité des ions est très faible, sa mesure lors des essais du prototype a donné: $8 \cdot 10^{-3}$ cm/s par V/cm dans le gaz carbonique à la pression de 50 b et à 20°C. Le champ électrique nécessaire à la précipitation doit pouvoir atteindre 30 kV par cm dans la chambre de collection, soit une haute tension maximale de 15 000 V.

b) A l'inverse des autres installations, où l'on refroidissait le gaz prélevé, il doit être ici maintenu chaud, car à 60 b le CO_2 se liquéfie à la température de 21°C. La température du gaz traversant le détecteur sera donc d'environ 200°C et tous les matériaux du détecteur ont été choisis pour avoir un comportement sûr à cette température et à cette pression: en particulier l'isolant de l'électrode à haute tension constitué par un tube d'alumine frittée brasé sur du titane.

c) Par suite de la température de fonctionnement, il a fallu utiliser un matériau scintillant qui conserve ses propriétés de scintillation constantes

jusqu'à 200°C au moins. Un verre scintillant a donné de très bons résultats; il est associé à un conduit de lumière en quartz qui supporte la pression et transmet les impulsions lumineuses à un photomultiplicateur.

Le détecteur prototype essayé dans ces conditions a une très bonne sensibilité. Installé à EL4, il permettra d'afficher une alarme pour des ruptures de gaines ayant une surface équivalente émissive inférieure à 4 mm² de combustible nu.

Le comportement des ruptures de gaine des crayons chargés en oxyde d'uranium est encore inconnu et l'on peut craindre que, dans certains cas, les détecteurs à collection électrique ne puissent identifier aisément le canal défectueux si une forte bouffée de gaz de fission s'échappe par la rupture. Aussi, dans un but expérimental, un détecteur de neutrons a-t-il été placé à proximité d'un filtre en bronze fritté sélectif pour les iodes et les bromes et situé en amont du détecteur à collection électrique (fig. 2).

De cette façon, les produits de fission précurseurs de neutrons différés et particulièrement l'iode-137 et le brome-87 s'échappant lors d'une rupture de gaine seront mesurés et confirmeront l'identification du canal possédant un élément défectueux.

Des essais effectués sur la boucle ont montré que, dans le gaz carbonique sous pression et à 200°C, cette méthode donnait un seuil de détection supérieur à celui obtenu par collection électrique, mais néanmoins très acceptable, d'environ 8 mm² de combustible nu.

Le schéma d'exploitation de la DRG EL4, comme celui de la pile G3, comprend deux étages, l'un de «prospection» de tous les canaux groupés par faisceaux de quatre, l'autre d'«identification» et d'«observation continue» des défauts. Des électrovalves à trois et deux voies commutent des prélèvements de gaz à 60 b et 400°C. De nombreux essais ont permis de mettre au point une classe de matériel pneumatique à haute sécurité de fonctionnement.

2.2. Boucles d'irradiation

Dans certaines boucles d'irradiation [10], les conditions physiques d'utilisation (pression, débit, température, flux, etc.) sont très voisines de celles rencontrées dans les piles. C'est le cas, par exemple, des boucles de la pile PEGASE. On utilise alors des détecteurs de même conception que ceux décrits précédemment, l'installation pneumatique se limitant à un prélèvement continu de gaz à la sortie du canal d'irradiation. A PEGASE, où la DRG est le dispositif essentiel pour le contrôle et la surveillance de la gaine, donc du comportement des barreaux combustibles en cours d'essais, le détecteur a été spécialement adapté pour avoir une grande sensibilité (environ 200 coups/s par mm² d'uranium naturel découvert à 10 MW) et mesurer l'émission de produits de fission bien avant que la surface découverte équivalente n'atteigne 1 mm².

Toutefois, un nouveau type de détecteur à collection instantanée des ions a été mis au point qui permet la mesure de la concentration des produits de fission dans les circuits de gaz à basse pression (1 à 6 b, ou même en dépression) et avec de très faibles débits (10 à 200 cm³/s).

L'électrode de collection est constituée par la surface plane d'un plateau animé des mêmes mouvements que le tambour des détecteurs déjà connus

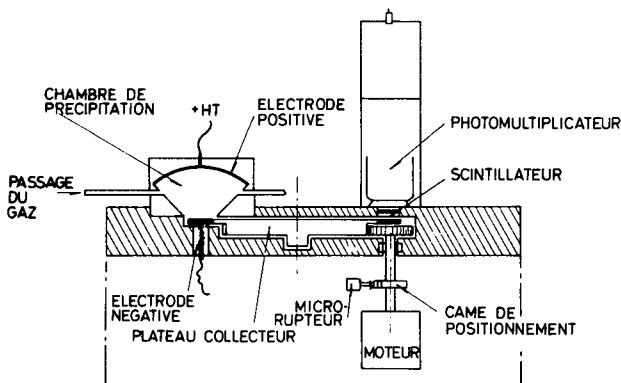


FIG. 3. Détecteur à collection instantanée en géométrie sphérique (type «détecteur à plateau»)

(fig.3). La chambre de formation des ions est constituée par un secteur sphérique parcouru par le gaz à analyser. Le champ électrique est établi dans cette chambre entre une électrode en forme de calotte sphérique et la surface du plateau. La sensibilité de ces détecteurs n'est pas influencée par la vie moyenne des ions, elle est pratiquement indépendante, à temps de transit donné, du débit de gaz traversant le détecteur.

2.3. Piles à eau

Alors que, dans les piles refroidies par gaz, l'unanimité s'est faite sur la méthode de mesure des descendants radioactifs des gaz de fission, dans les piles refroidies par eau, plusieurs méthodes peuvent être utilisées. Dans tous les cas, il s'agit de mesurer dans le fluide réfrigérant la concentration de certains produits de fission qui se sont échappés par la fissure de gaine.

Dans une première méthode, le prélèvement d'eau est saturé en air, puis traverse un hydrocyclone où l'air et les gaz de fission sont extraits simultanément. La mesure peut alors s'effectuer en phase gazeuse à l'aide de l'un des détecteurs à collection électrique décrits précédemment. Cette méthode est certainement la plus sensible; malheureusement elle nécessite un appareillage très important pour le dégazage de l'eau et la régulation de l'installation. Elle est utilisée pour le cœur de la pile PEGASE et pour la pile SILOE. En surveillance globale du réacteur, sa sensibilité est d'environ 100 à 200 coups/s par cm^2 d'uranium naturel découvert et son seuil de détection est inférieur à 1 cm^2 .

Une autre méthode consiste à détecter les rayonnements gamma émis par les isotopes radioactifs de l'iode accumulés sur des résines échangeuses d'ions. Cette méthode assez sensible n'est pas rapide et ne permet pas une localisation de la fissure. L'appareillage de prélèvement nécessite un entretien périodique. Cette méthode est très peu utilisée.

Une troisième méthode consiste à détecter les neutrons différés émis par certains produits de fission entraînés dans le fluide de refroidissement. Ces produits de fission ont des vies courtes, ce qui assure une bonne sélecti-

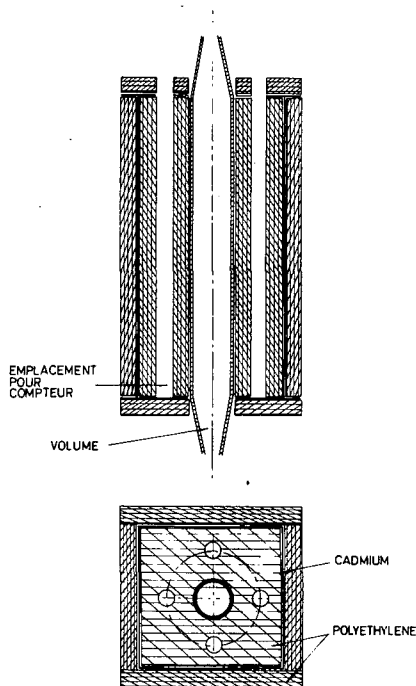


FIG. 4. Schéma d'un détecteur de neutrons différés

tivité dans la localisation du canal possédant la fissure. L'appareillage mis en jeu par cette méthode est simple et d'entretien facile: en général des compteurs à BF_3 dans un modérateur au voisinage d'une canalisation de prélèvement. La sensibilité est suffisante pour l'exploitation des piles à eau légère. Il faut noter toutefois dans les piles à eau lourde l'existence d'un bruit de fond parasite dû à des neutrons provenant de réactions γ , n sur le deutérium.

Depuis sa mise en service, la pollution interne de la pile EL3 a augmenté, diminuant ainsi notablement la sensibilité de l'installation de DRG. Pour rétablir la sécurité de fonctionnement, une nouvelle installation a été réalisée. Elle est fondée sur ce principe. Les cent prélèvements d'eau venant des cellules sont séparés en dix groupes. Les dix tubes de prélèvement d'un groupe sont disposés selon une cage d'écureuil dont le centre est occupé par un compteur à BF_3 ; l'ensemble est entouré par un bloc de modérateur en paraffine. Cette disposition permet une détection très rapide d'une rupture de gaine. La cellule défectueuse est ensuite identifiée en dérivant successivement chacun des dix prélèvements du groupe vers un détecteur «suiveur» au moyen d'électrovalves à trois voies placées en amont des blocs «détecteurs de groupe».

La sensibilité de l'installation est de 25 coups/s par cm^2 d'uranium naturel découvert et son seuil de détection est inférieur à 1 cm^2 en «suiveur».

Dans la pile OSIRIS en construction, un prélèvement d'eau effectué immédiatement à la sortie du cœur passe au centre d'un bloc de polyéthylène

dans lequel sont noyés quatre compteurs à BF_3 . Deux chaînes électroniques, l'une à réponse linéaire, l'autre à réponse logarithmique, pourront suivre tous les cas possibles de défaut d'étanchéité des éléments (fig. 4).

La sensibilité prévue pour cette installation est de l'ordre de 20 coups/s par cm^2 d'uranium naturel découvert.

3. CONCLUSION

Les méthodes de détection des produits de fission dans le fluide caloporteur des réacteurs sont maintenant très connues. La mise au point de détecteurs utilisant ces méthodes et le développement industriel d'appareillages pneumatiques ont permis de réaliser les installations indispensables de détection des ruptures de gaines. Celles-ci, considérées d'abord comme des ensembles nécessaires à la sécurité des piles, doivent permettre, dans les réacteurs de production d'énergie électrique, d'utiliser le combustible à une puissance spécifique élevée et d'augmenter l'irradiation jusqu'à la limite maximale d'utilisation.

REFERENCES

- [1] ROGUIN, A., Cours de génie atomique 2, chapitre 25, Presses universitaires, Paris (1963).
- [2] TRANS. SOCIETY INSTRUM. TECHNOL., C. r. Coll. détection des ruptures de gaine, Londres, 13 3 (1961) 140-76.
- [3] HOROWITZ, J., ROUX, J. P., Le développement en France de la filière uranium naturel-graphite- CO_2 , Bull. Inform. sci. tech. 76 (1963) 3.
- [4] GOUPIL, J., GRENON, M., RAFAILHAC, J., ROGUIN, A., Progrès récents de la détection des ruptures de gaines dans les réacteurs français, Actes 2^e Conf. int. util. EAFP 7, Genève (1958) 486.
- [5] PLISSON, J., «La détection de rupture de gaine au réacteur G3», Operating Experience with Power Reactors I, IAEA, Vienna (1963) 471.
- [6] DESNEIGES, P., ROGUIN, A., Les solutions récentes aux problèmes de détection des ruptures de gaines, Bull. Inform. sci. tech. 61 (1962) 58.
- [7] MEGY, J., CHAPELOT, A., SATRE, J.-P., TRANCHANT, J., Le traitement des informations dans les réacteurs nucléaires, Bull. Inform. sci. tech. 61 (1962) 68-95.
- [8] HOROWITZ, J., Le projet E. L. 4., Energie Nucl. 3 (1961) 369.
- [9] LE MEUR, R., MEGY, J., ROGUIN, A., La détection des ruptures de gaines, Actes 3^e Conf. int. util. EAFP, Genève (1964) 28/P/85, 2^e partie.
- [10] GRAFTIEAUX, J., ROGUIN, A., Equipements de détection des ruptures de gaines à la pile Pégase, Onde élect. 448-449 (1964) 752.

DISCUSSION

D. ROUX: How much better is the sensitivity obtained with the gas ion collection method than that obtained with the delayed neutron method in water-cooled reactors?

A. ROGUIN: Under similar sampling conditions the gas ion collection method is about ten times as sensitive as the delayed neutron method.

K. G. VOHRA: What are the relative concentrations of different daughter products in the fission gas background in water-cooled reactors?

A. ROGUIN: Apart from ruptures in the fuel element cladding, the background due to fission products in the coolant water is the result of contamination of the cladding by uranium. This contamination corresponds to that which would occur if there were a few square centimetres of unclad natural uranium in the core. The spectrum or relative concentrations of the fission products can be calculated from the fission yields, the decay constants, and the degree of purity of the coolant.

K. G. VOHRA: Is the electrostatic precipitator system of burst slug detection suitable for water-cooled reactors?

A. ROGUIN: The electric precipitation method is quite feasible in the case of water-cooled reactors. It is even very sensitive, but requires a complicated arrangement; one has to inject a carrier gas into the water in order to create an emulsion which will permit separation of the fission gases dissolved in the water. One must also dry the extremely humid gas before it enters the precipitator. Because of these complications the delayed neutron method is usually preferred.

D. BROWN: What type of plastic scintillator are you using?

A. ROGUIN: We are using a plastic scintillator of tetraphenylbutadiene sold widely by the French company S. A. la Radiotechnique.

A MULTICHANNEL ANALYSIS SYSTEM FOR LOW LEVELS OF FISSION PRODUCTS IN REACTOR COOLANTS

S. RAGUPATHY AND K.G. VOHRA
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,
BOMBAY, INDIA

Abstract

A MULTICHANNEL ANALYSIS SYSTEM FOR LOW LEVELS OF FISSION PRODUCTS IN REACTOR COOLANTS. A multi-channel analysis system consisting of a 5-in $\times$ 4-in. NaI(Tl) crystal and a 256-channel pulse height analyser incorporating ferrite core memory storage is described. This system has been adopted for the measurement of very low levels of fission products in reactor coolants by gamma spectrometry.

The pulse height analyser is based on a Hutchinson and Scarrot type analog-to-digital converter using a 2-Mc clock. Binary address and storage system are used for the computer part of the analyser. The memory has a sixteen bit storage capacity. The memory cycle time is 20 μ s. Two analog output modes, i.e. a CRT and an X-Y recorder, are provided for rapid identification of the isotopes from the gamma spectra. For accurate measurement and analysis of activities two digital output modes are provided, namely a digital printer and a neon read-out.

The system can be used for a very large range of fission-product activity, from very low levels of activity encountered in normal operations to fairly high levels encountered in the case of a split rod. Using the above system, preliminary studies have been made on induced radioactivity and fission-product activities in the reactor cooling water samples.

1. INTRODUCTION

The gaseous and solid fission products present in the reactor cooling water during normal operation provide a background, the study of which is essential to distinguish the normal activity from the activity released as a result of small pin-holes developing in the fuel cladding. Such studies enable one to detect such small pin-holes long before they develop to a larger size. This requires a measurement system capable of resolving the activity of different fission products at very low concentrations of gamma emitters. Since a large range of gamma energies are involved, a multichannel gamma-ray spectrometer can provide rapid identification of the isotopes of interest. Such a system would also enable the study of short-lived fission products. Large concentrations of induced radioactivity mainly due to ^{24}Na , ^{56}Mn and ^{75}As are present in the reactor-water samples. Therefore, for establishing the fission product background it is necessary to devise a method for separating the fission products from induced radioactivity. This has been achieved by stripping out the gaseous fission products from cooling water samples. This paper mainly deals with the design of a general purpose gamma-ray spectrometer which was adopted for the measurements of coolant activity. A few preliminary measurements carried out with this instrument are also described.

2. INSTRUMENTATION

2.1. Description of the instrument

The multichannel analysis system (Fig. 1) consists of a 5-in. $\times$ 4-in. NaI(Tl) Harshaw Integral assembly as the detector and a 256-channel pulse-height analyser. The detector is placed inside a lead shield of 6-in. wall thickness to reduce the background. The low level signal from the photo-multiplier is amplified by a non-overloading linear amplifier and fed to the 256-channel pulse-height analyser for analysis.

The 256-channel pulse-height analyser consists of an analog-to-digital converter (ADC) to render the pulse-height data in digital form, a simple computer to process and store the digital data and two analog and two digital readout systems.

2.2. Analog-to-digital converter

The ADC (Fig. 2) is of the Hutchinson and Scarrot type and consists of a linear gate, a pulse stretcher, a linear ramp generator, a voltage comparator, a gated 2 Mc/s oscillator, two flip-flops, three pentode gates and three univibrators which control the operation of the ADC.

To analyse a pulse the following conditions are imposed on it by the logic circuits mentioned above: (1) it must fall below the upper level discriminator level, (2) the linear gate should be in the open position, (3) the input pulse should trigger the univibrator UV-1, (4) the pentode gate (G) should be in the open position, and (5) the pulse stretcher should be in the hold position. The input pulse has to pass through a normally open linear gate which is closed as soon as the first pulse accepted for analysis reaches the peak value and it is in the closed position till it is converted. Thus first-order distortion is avoided. The univibrator UV-1 will get triggered only when the effect of the first trigger pulse disappears. If a distorted pulse (the second pulse riding on the trailing edge of the first pulse) reaches the linear gate when it is about to open, the first pulse is not accepted for analysis because the pentode gate (G_1) is kept closed $20\ \mu\text{s}$ (memory cycle time) longer than the conversion time (controlled by the flip-flop 2). The second pulse is also not accepted for analysis because the distorted second pulse cannot trigger UV-1. Thus both the pulses are passed by the linear gate but none are accepted for analysis and second-order distortion is avoided.

The pulse which satisfies all the conditions stated above will pass through the linear gate and is kept stretched in the pulse stretcher till it is digitized. Univibrator UV-2 and flip-flop FF-1 control the pulse stretcher. The accepted pulse also goes to trigger flip-flop FF-1 through the pentode gate (G). Flip-flop FF-1 gates the 2 Mc crystal-controlled oscillator. The first 2 Mc pulse triggers FF-2 which starts and controls the linear ramp generator. Thus one cycle phase jitter error in gating the free-running oscillator is avoided. The content of the pulse stretcher and the output of the linear ramp generator are compared in a voltage comparator. When they are equal the comparison is completed and a store command pulse is sent to the computer.

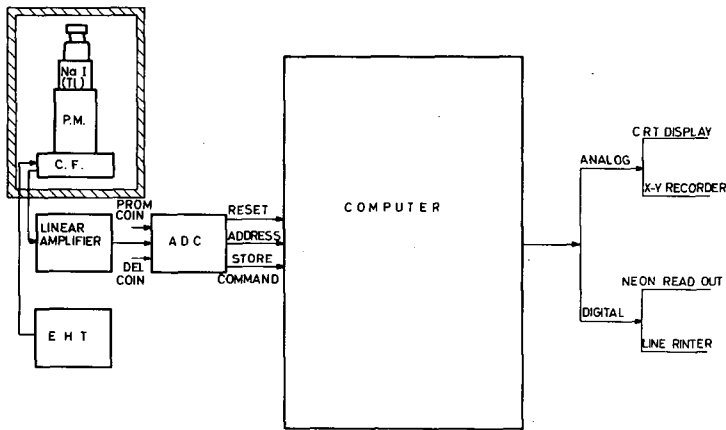


FIG. 1. Block diagram of multichannel analysis system

2.3. Computer

The simple computer (Fig. 3) is designed to perform add 1 and complement operations. A coincidence current magnetic core memory is used to store the digital data. The memory can store 256 words of 16-bit word length. Pure binary code is used in the address and arithmetic circuits. The memory cycle time is $20 \mu\text{s}$.

The computer control unit programmes the simple computer for different modes of operation, namely (a) store mode, (b) CRT display mode, (c) plot mode, (d) print mode, and (e) complement Store Command pulses from the ADC. The reset pulse resets the address register, the address pulse selects the new address and the store command pulse initiates the arithmetic operation as per the programme set by the computer control unit. The complement mode is meant for automatic background subtraction or for stripping a complex gamma spectrum.

2.4. Readout systems

The two analog readout systems receive the digital data from the address (8 bits), and arithmetic (16 bits) registers and feed these to two digital-to-analog converters (one for address and one for arithmetic). The digital-to-analog converters (DAC) consist of a regulated stable voltage source, current weighed precision resistor network and germanium diode gates. During the plot mode the address register is advanced by a 2-c/s oscillator and the analog output is fed to a fast X-Y recorder. During the CRT display mode a 5-kc/s oscillator advances the address register and the analog output is given to the x and y deflection plates of the CRT.

For more accurate work, two digital readout systems are provided, namely (a) manual neon readout, and (b) automatic decimal line printer readout. During the manual neon readout mode, address register is advanced manually and the address (channel number) and the content of the

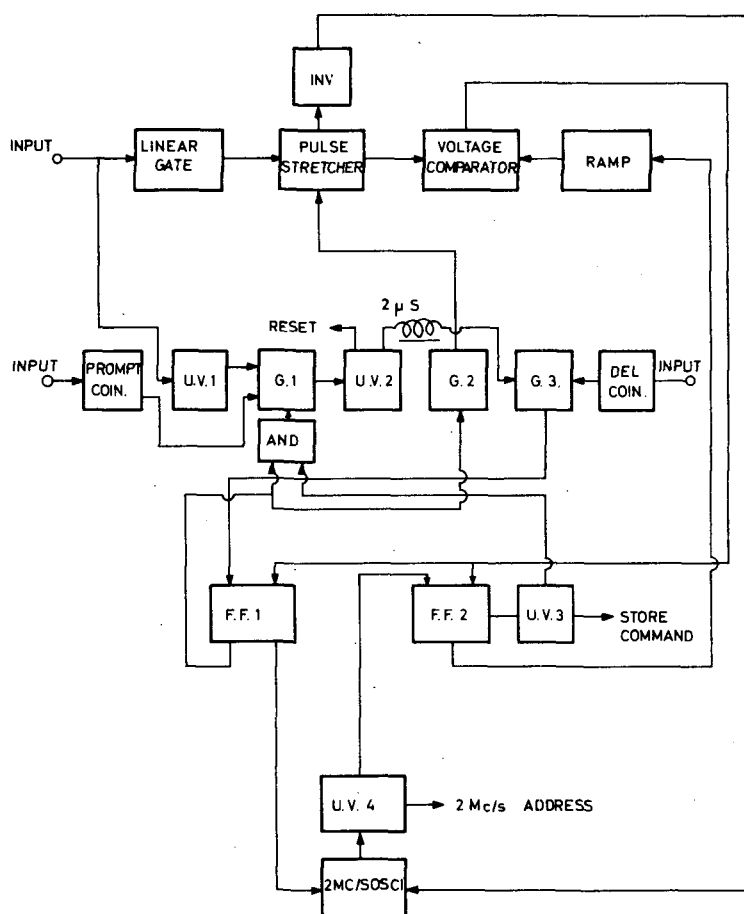


FIG. 2. Block diagram of ADC

address (counts stored) are displayed by neon lamps on the panel. During the automatic decimal line printer readout mode, the address register is advanced by the print cycle complete pulse. The technique of "complement and serial feed of pulses till the arithmetic register overflows" is adopted to obtain the data in decimal form using a 5-digit line printer.

3. PERFORMANCE OF THE INSTRUMENT

A six months' performance study was conducted and it showed a drift of 0.5 V/d (analyser input range is 3–103 V) and $\pm 0.5\%$ integral linearity. A synchronous motor driven, precision mercury relay sliding-pulse generator was used for this study.

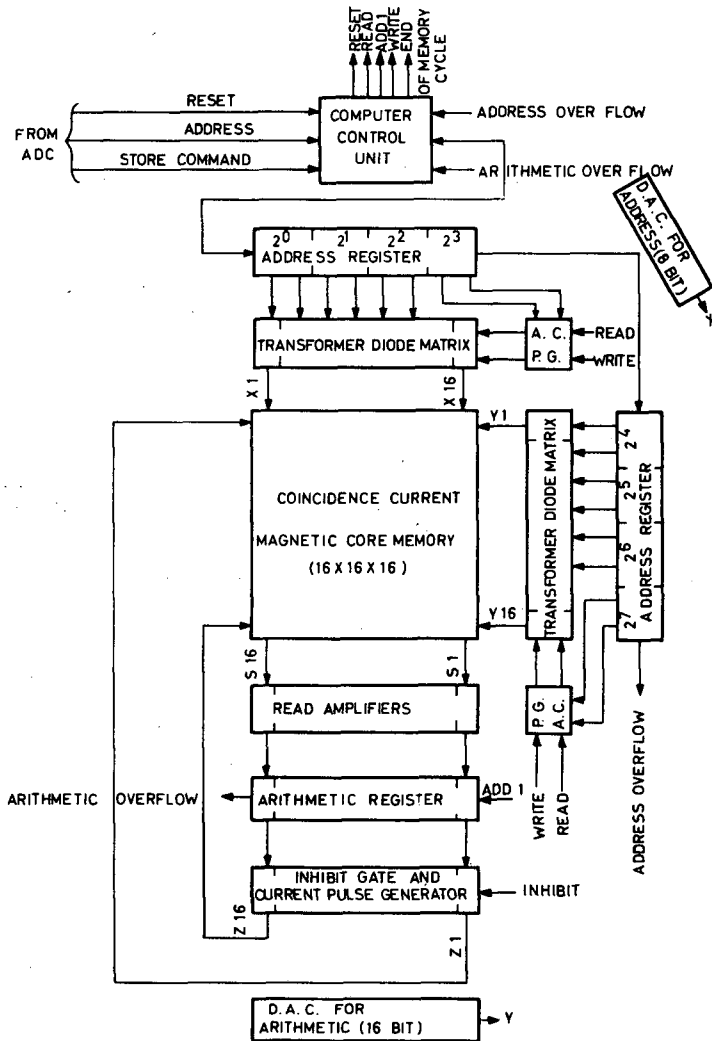


FIG. 3. Block diagram of computer

4. EXPERIMENTS AND RESULTS

The initial studies of coolant activity have been planned to establish the background activity. The prominent gamma energies of induced radioactivities mask the gamma peaks due to comparatively smaller concentrations of fission products normally present in the coolant. Figures 4 and 5 show the recordings of the gamma spectra of a 10-ml water sample from the CIR reactor. These spectra were obtained directly, using a fast recorder with pen speed of 12 in./s. The prominent peaks in these spectra are due to ^{75}As , ^{27}Mg , ^{56}Mn and ^{24}Na , and no fission products can be identified.

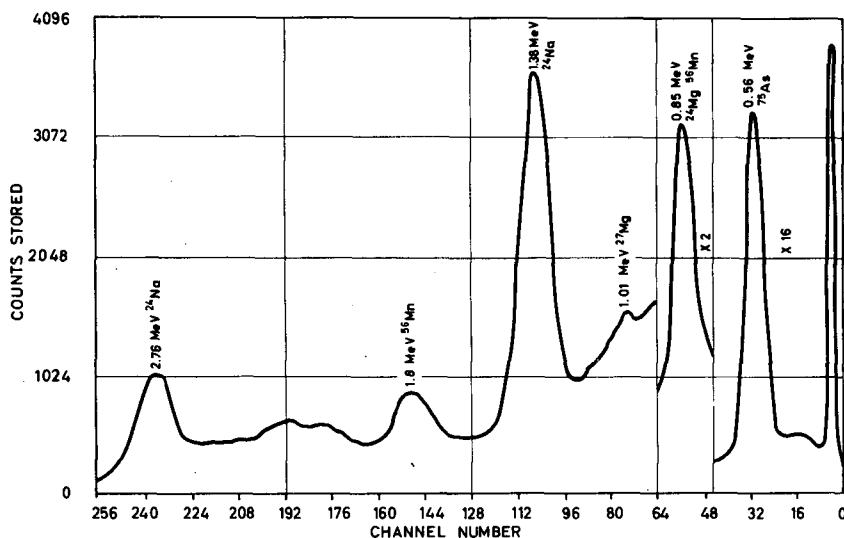


FIG. 4. Gamma spectrum of reactor coolant water

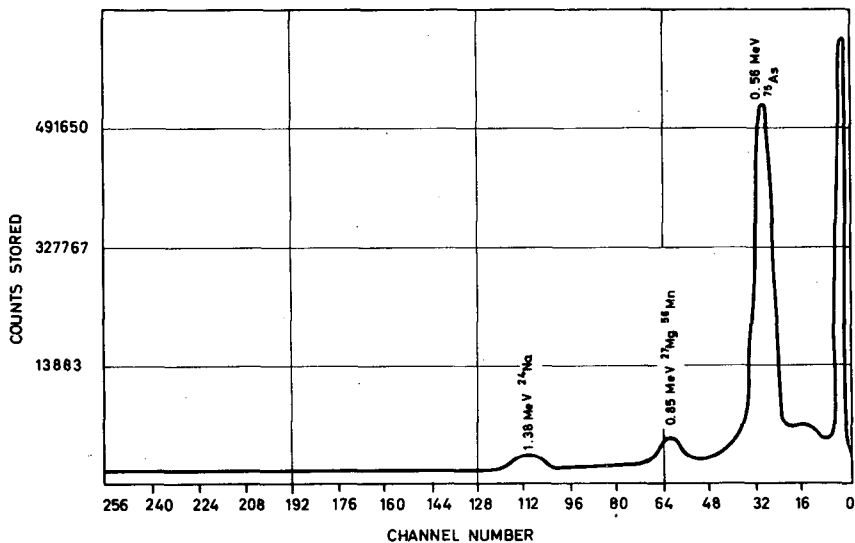


FIG. 5. Gamma spectrum of reactor coolant water

The fission-product background in the coolant is from two sources: (a) recoil of the fission-product atoms from uranium contamination on the outer surface of the cladding, and (b) likely permeation of fission gases from the core through the cladding material. Therefore, studies of fission gases can provide useful information on the fission background activity of the coolant.

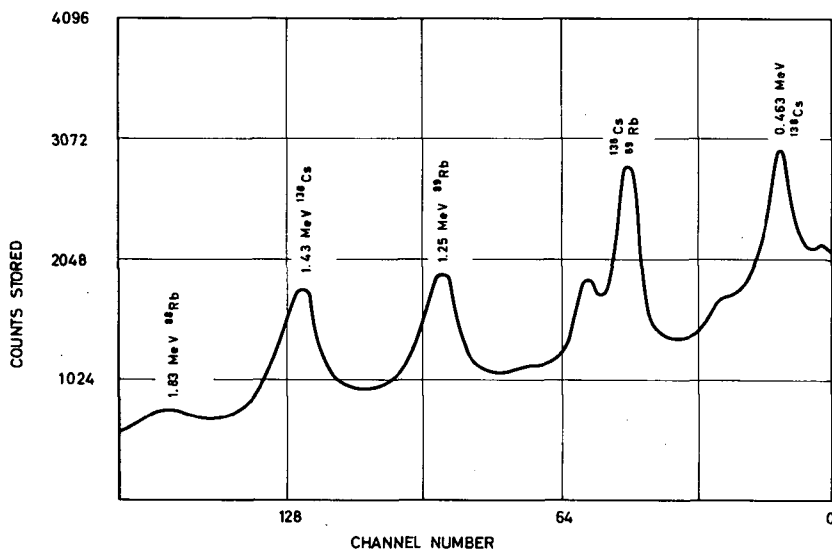


FIG. 6. Gamma spectrum of daughter products of fission gases stripped from reactor coolant water

Figure 6 shows the gamma spectrum of fission gas daughters. The fission gases were first stripped from one litre sample of coolant water from CIR reactor, using nitrogen as carrier gas. After storing in a reservoir for 15 min, the gases were filtered through millipore to collect the daughter activity. The prominent peaks in this spectrum are due to ^{138}Cs , ^{88}Rb and ^{89}Rb , the radioactive daughters of comparatively longer-lived fission gases.

Detailed studies of background activity of fission gases would enable the detection of faults in the cladding at a very early stage by routine monitoring of the coolant samples. This multichannel gamma spectrometer provides a rapid system for storing and recording of the gamma spectra when a large number of coolant samples are to be handled.

ACKNOWLEDGEMENTS

We wish to acknowledge the help given by M. C. Subbaramu in preparing the samples by gas stripping and U. C. Mishra in the interpretation of the gamma spectra. Most of the precision wiring and mechanical construction was done by R. S. Mhatre and S. D. Bedekar whose assistance in the project is also acknowledged.

A NEW DESIGN OF RATIO CIRCUIT FOR FISSION-FRAGMENT STUDIES

P. K. PATWARDHAN AND V. S. INDURKAR
ELECTRONICS DIVISION,
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,
BOMBAY, INDIA

Abstract

A NEW DESIGN OF RATIO CIRCUIT FOR FISSION-FRAGMENT STUDIES. A pulse-voltage dividing circuit is described for studying the mass distribution of fission-fragments in a multi-parameter experimental set-up. In the present method temperature-compensated amplifiers and zero-trigger technique are used to improve upon the over-all sensitivity. The special feature of the circuit is that the output is presented in a digital form, improving considerably the over-all circuit performance in terms of fluctuations and linearity.

A capacitor is charged with a constant current controlled by one of the input pulses so that the drop across the capacitor increases linearly with time. The ramp so obtained is amplified in conjunction with the other pulse by temperature-compensated amplifiers and then compared. The difference becoming zero causes the triggering of a zero-trigger circuit. The time duration between the start and the instant at which the difference becomes zero is directly proportional to the ratio of the two input pulse amplitudes. A flip-flop is used to generate a pulse whose duration equals this time interval. This "time pulse" which carries the information as the pulse duration is used to gate a fixed frequency oscillator. The output pulses from the gated oscillator are totalized by a scalar and the number of counts are proportional to the ratio of the two input pulse amplitudes.

The advantage of the present design is that, after the time-signal proportional to the ratio of the two input pulse heights is obtained, the incident pulses play no part in the logical operations. As such, the fluctuations associated with any one of the incident pulses will not be able to superimpose over the output pulse. Also, the non-linearities are considerably reduced by the use of temperature-compensated amplifiers and the zero trigger.

1. INTRODUCTION

In the study of mass distribution of fission fragments a back-to-back arrangement of detectors is highly desirable since the fission fragments tend to move in opposite directions. The voltage pulses so derived from the detectors carry characteristic information about the masses of these fragments. Analysis and correlation of these pulses gives us information about the mass ratios and their angular distribution.

In this connection pulse voltage dividing circuits have aroused considerable interest, in particular a ratio circuit based on the sampling technique suggested by Griffiths [1] and described by Tsukuda [2]. This circuit presents the output in an analog form. The pulse-forming network utilized for obtaining a more nearly rectangular waveform suffers from fluctuations of the output voltage when one of the input voltages is varied, keeping the ratio of the two constant. "Time conversion techniques" have been suggested by Bennett [3], Bayer [4] and Roeland [5]. Bennett described a circuit for logarithmic conversion of the ratio of the two pulses (peak amplitudes) into an output pulse. However, the logarithmic conversion is not always very convenient.

Despite these limitations to this circuit, it is well recognized that time is a dimension that can be measured with a high degree of precision and

hence such employment of digital technique is highly desirable. Digital systems are therefore more efficient and accurate than analog systems for such applications. In our own development of the design we have been guided by the above considerations.

2. FLUCTUATIONS AND LINEARITY OF RATIO CIRCUITS

To begin with we shall define linearity and fluctuations in this context.

Linearity: If the known ratio (of the two input pulses) is plotted against the observed output, then ideally we would expect a straight line plot. The magnitude at the point of maximum departure as a percentage deviation of the full scale gives the order of non-linearity.

Fluctuations: The output should remain constant for a particular ratio, irrespective of the magnitude of the input pulses within their operational range. Taking a specific ratio, the maximum percentage change in the output for different magnitudes of the input pulses, within their operational range, defines fluctuation for the chosen ratio. The figure of merit of the circuit, in terms of fluctuations, will be defined as the worst case fluctuation at all ratios.

3. THE BASIC SYSTEM

The output pulses from the detectors are suitably amplified, added algebraically and stretched to provide two input signals for the ratio circuit. This circuit is based on the comparison of a ramp voltage with one of the stretched pulses. A capacitor is charged with a constant current controlled by the other input pulse and the ramp so developed is compared with the first input pulse. The comparator yields an index pulse at the instant equality is achieved. This pulse is fed to a rate-of-rise amplifier and a high-speed switch. The rectangular wave-form so obtained is used as a "gate" for a crystal-controlled oscillator, thus providing digital output, the number of output pulses being proportional to the ratio of input pulses. The block diagram shown in Fig. 1 illustrates the new scheme.

4. CIRCUIT ANALYSIS

Let V_A and V_B be the two pulses given out by the detector amplifier systems and proportional to the respective masses M_1 and M_2 . These are added to obtain a pulse

$$V_{A+B} = V_A + V_B$$

Since the design requirements call for positive flat-topped pulses at the input, these are suitably stretched to obtain pulse widths of duration T ($T \approx 8 \mu s$). The two pulses V_{A+B} and V_B now serve as the two reference pulses. The pulse V_{A+B} initiates the charging of a condenser C , with a constant current i_{A+B} which is proportional to V_{A+B} . In the grounded-base configuration, when

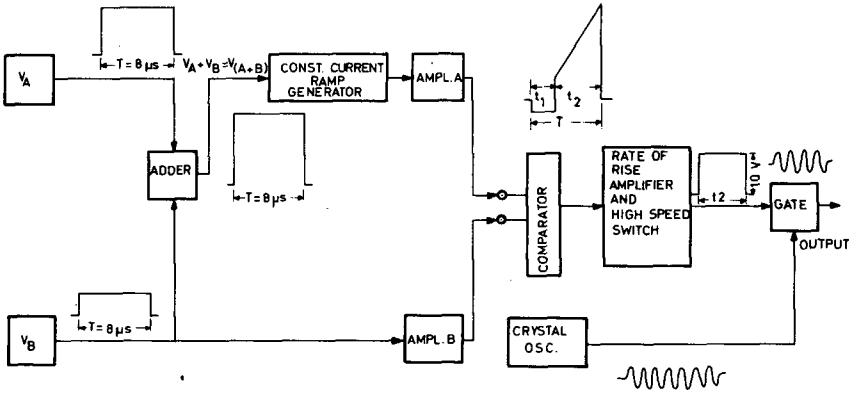


FIG. 1. Block diagram of the system

the source impedance is very large the open circuit current gain is dependent upon the source impedance. As such, this configuration is ideally suited to a constant current generator [6].

As seen from the circuit diagram (Fig. 2), the capacitor C is charged with a constant current i_{A+B} , given by

$$CV = i_{A+B} t$$

therefore

$$t = \frac{CV}{i_{A+B}}$$

(1)

If the gains of the two amplifiers are G_A and G_B , then the output of the amplifier A is $V_0 = G_A V$, where V is the input applied to the amplifier A. Consequently,

$$t = \frac{CV_0}{i_{A+B}} \frac{1}{G_A}$$

(2)

Let t_1 be the time when $V_0 = G_B V_B$, then the Eq. (2) becomes

$$t_1 = \frac{CV_B}{i_{A+B}} \frac{G_B}{G_A}$$

(3)

at time $t = T$, the voltage on the condenser is given by $T = CV_T / i_{A+B}$. When $T = RC$, we get $V_T = V_{A+B}$, and so $T = CV_{A+B} / i_{A+B}$ or,

$$T - t_2 = \frac{V_B}{V_{A+B}} \frac{G_B}{G_A} T$$

$$\frac{t_2}{T} = 1 - \frac{V_B}{V_{A+B}} \frac{G_B}{G_A}$$

and

$$\frac{t_2}{T} = \frac{V_{A+B} G_A - V_B G_B}{V_{A+B} G_A}$$

Now $V_{A+B} = V_A + V_B$, therefore

$$\frac{t_2}{T} = \frac{V_A G_A + V_B G_A - V_B G_B}{V_{A+B} G_A}$$

and

$$t_2 = \frac{V_A}{V_{A+B}} T + \frac{V_B}{V_{A+B}} \left(\frac{G_A - G_B}{G_A} \right) T \quad (6)$$

From this final expression we deduce the following:

(1) We see that if the amplifiers are of identical gain, the second term on right-hand side vanishes; giving

$$t_2 = \frac{V_A}{V_{A+B}} T \quad (7)$$

If $G_A \approx G_B$ then the second term accounts for the non-linearity in the output.

(2) It should be pointed out that, to reduce the non-linearity, G_A should approach G_B and they should be made as large as possible.

(3) It should also be noted that the non-linearities added due to the second term are more predominant for larger values of the ratio V_B/V_{A+B} . Hence the non-linearities of the circuit are reduced as the ratio V_A/V_{A+B} increases. This is a significant and advantageous result in our design; because in the experiment on fission fragment studies the ratio values above 0.5 are more important. In the present circuit it was found that $t_2 \approx V_A/V_{A+B} T$ for ratio $V_A/V_{A+B} \geq 0.4$. Since time T is constant, time t_2 is proportional to the ratio V_A/V_{A+B} .

5. CIRCUIT DESCRIPTION

Figure 1 shows the block diagram of the circuit. Amplifiers A and B are the two identical amplifiers which are used in front of the comparator to increase its sensitivity. The gains of the two amplifiers are respectively G_A and G_B , such that $G_A \approx G_B$.

Transistors Q_4 , Q_5 and Q_7 ; Q_8 constitute the two pairs of difference amplifiers. Since thermal stability of these amplifiers is highly desirable, a difference amplifier configuration has been chosen. This produces a reduction in the temperature dependent variations of the emitter-to-base junction voltage, the current gain, the reverse saturation current and the power supply drifts. The choice of the transistors for the difference amplifiers is guided by their low-leakage current characteristics. Practically negligible change in the amplifier output was observed over a temperature range from room temperature to $+70^\circ\text{C}$.

Transistors Q_{11} and Q_{12} constitute a comparator. Here also the common mode rejection has improved the thermal stability of the comparator. At the arrival of a pulse $G_B V_B$ the transistor Q_{11} is cut off and Q_{12} is conducting. When the base voltage of Q_{11} goes more negative than its emitter voltage, the base current starts flowing in the base-to-emitter junction and hence the transistor is switched on. The output of the comparator is as shown in Fig. 1. The initial slope of this output is guided by the ramp voltage at one of the comparator inputs.

To obtain the desired rectangular pulse suitable for gating an oscillator, a rate-of-rise amplifier followed by a high-speed switch is used. Transistor Q_{14} and the two differentiating loops $R_1 C_1$ and $R_2 C_2$ comprise the rate-of-rise amplifier. If a ramp $e_i = kt$ of long duration is applied to the rate of rise amplifier input and if the two time constants are equal (i. e. $R_1 C_1 = R_2 C_2$); then the output is given by

$$e_0 = G_r k \tau x e^{-x}$$

where $x = t/\tau$, $\tau = R_1 C_1 = R_2 C_2$ and G_r = gain of the rate-of-rise amplifier [6]. Hence the initial slope of the rate-of-rise amplifier output is gain times the initial slope at the input. Also the sharply rising portion of the initial slope at the input is considerably amplified to trigger a high-speed switch. A diode is put in parallel to the resistance R_2 to bypass the positive portion of the pulse appearing at the output of rate-of-rise amplifier. The negative pulse at the emitter-follower Q_{15} is as shown in the Fig. 2 and is sufficient to trigger the high-speed switch.

The rectangular pulse so obtained constitutes a gating pulse for one of the inputs at the coincidence circuit Q_{18} and Q_{19} . A very low value of the collector resistance in the saturated condition allows the coincidence to take place. Normally the two transistors are conducting and the collector potential is near to zero. In the absence of the gating pulse, the changes in the collector potential are very small, though the oscillator presents another input. As the gating pulse appears at the base of Q_{18} this transistor cuts off, producing a large output signal at the collector.

Transistor Q_{17} and a quartz crystal comprise the oscillator (Fig. 3). The equivalent circuit of the quartz crystal is as shown in Fig. 3A, which bears a striking resemblance to a series-tuned Colpitts oscillator. This circuit oscillates at the resonant frequency of the tank circuit determined by the inductance L and the series equivalent C_1 , C_2 , C_3 and C . The oscillator frequency was 5 Mc/s.

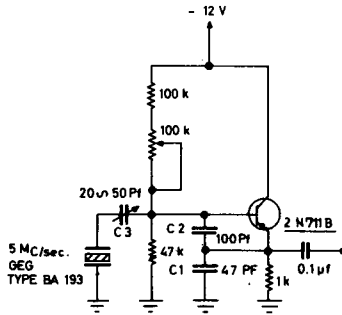


FIG. 3. Crystal controlled oscillator

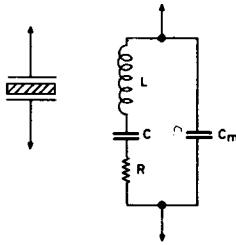


FIG. 3a. Electrical equivalent of quartz crystal

6. PERFORMANCE OF THE RATIO CIRCUIT

The circuit performance is illustrated in Figs. 4-8. These show the plot of the number of counts against the calculated ratio V_A/V_{A+B} . The deviation from linearity was seen to be 2% for the ratio 0.2 to 1; and the fluctuation in the output as V_{A+B} was varied from 1 to 5 V was within $\pm 2\%$. The optimum voltage $V_{A+B} = 4$ V shows a linearity $\approx 1\%$. Also as seen from these plots the circuit behaves more linearly for ratios above 0.4. This is desirable for the experiments on fission-fragment study.

7. ADVANTAGES OF THE PRESENT DESIGN

The advantage of this method is that the output is presented in the digital form, thus eliminating the non-linearities inherent in the analog system. This scheme can be further improved by the use of transistors with common substrate for the two transistors encapsulated in the same case and a common external heat sink for the two difference amplifiers and the comparator. Work in this direction is in progress.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors are indebted to A.S. Rao, Director, Electronics Group, and G.H. Vaze for their interest in this work.

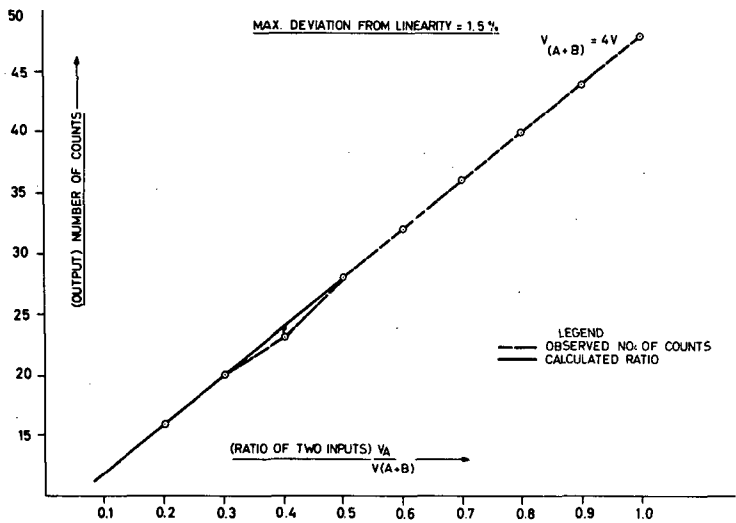


FIG. 4. Linearity curve $V(A+B) = 4V$

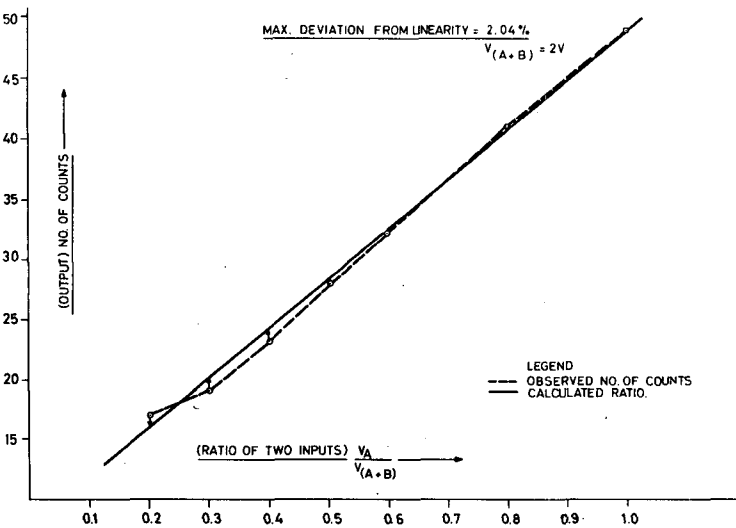
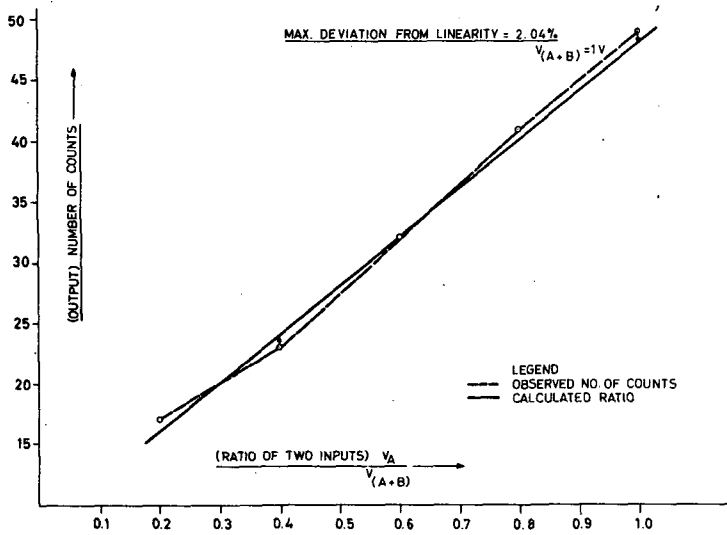
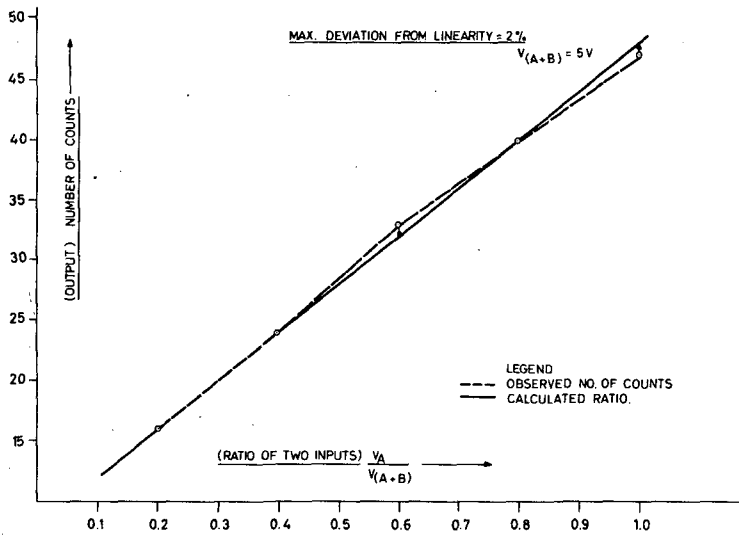
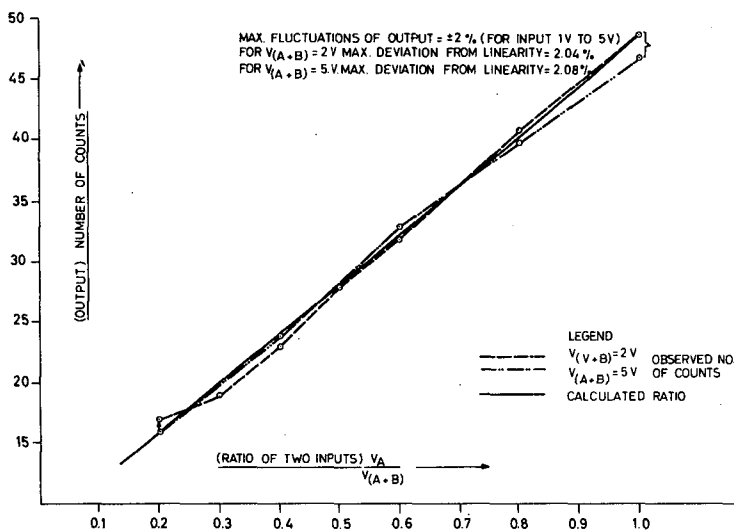


FIG. 5. Linearity curve $V(A+B) = 2V$

FIG. 6. Linearity curve $V_{(A+B)} = 1V$ FIG. 7. Linearity curve $V_{(A+B)} = 5V$

FIG. 8. Plot of output fluctuations for $V(A+B) = 2V$ and $V(A+B) = 5V$

REFERENCES

- [1] GRIFFITHS, R.J., KNIGHT, K.M., Nucl. Instrum. Meth. 15 (1962) 309.
- [2] TSUKUDA, M., Nucl. Instrum. Meth. 25 (1964) 265-68.
- [3] BENNETT, E.F., USAEC Rep. ANL-6479 (Feb. 1962).
- [4] BAYER, R., "The linear circuit to measure the amplitude ratio of two pulses", Nuclear Electronics II, IAEA, Vienna (1962) 337-44.
- [5] ROELAND, L.W. et al., "Mass distribution in fission", Proc. 2nd UN Int. Conf. PUAE 15 (1958) 440.
- [6] MILLMAN, J., TAUB, H., in Pulse and Digital Circuits, McGraw Hill, New York (1956).

V. REACTOR OPERATIONS
(Sessions VI and VII)

DESCRIPTION D'UN TYPE D'APPAREIL DE MESURE DE LA REACTIVITE

M. DEISS ET J. UBERSCHLAG
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE SACLAY

(Présenté par J. Furet)

Abstract — Résumé

DESCRIPTION OF A REACTIVITY MEASURING APPARATUS. Measurement of the reactor period, or doubling time, normally provides the reactor control technician with sufficient data on the behaviour of the installation. The physicist engaged on determining physical parameters cannot be satisfied with these measurements, the concepts of which take no account of the nature of the nuclear fission phenomenon. Normally the physicist must therefore convert period measurement, which has to be carried out over a sufficiently long time in order to eliminate the disturbing transient terms, and to transform this quantity, by means of Nordheim curves, into a reactivity value. This procedure is long and laborious. It therefore seemed desirable to design a type of apparatus capable of evaluating directly and instantaneously the excess multiplication constant δk on the basis of the changes in a physical quantity N assumed to be proportional to the neutron flux prevailing in the reactor core. The coefficient δk is practically coincident with the reactivity near to criticality.

This type of apparatus can therefore resolve the relationship which is the inverse of that defined by the system of differential equations with reference to the reactor, by considering the simplified case of a "point" reactor in the one-group theory.

The application of analog computation techniques leads to the utilization of a Pagels-type network arranged either as an input impedance or as a feed-back impedance of an operational amplifier. This latter structure brings about the inversion of the mathematical operator defining the function of the reactor, and has been adopted for the production of the two apparatuses described. It makes it possible to adapt to the latter the qualities inherent in servo systems and particularly the filtering action of high frequency noise.

The output unit of these various types of instrument consists of a divider extracting the term δk from the product $N\delta k$ supplied by the first stage of the apparatus. The two apparatuses have different dividers in the output unit, in the one case potentiometric, and in the other electronic. The first apparatus is suitable in principle for most normal measurements. The second, by reason of its shorter response time, is suited both to measurements of higher reactivity values with the reactor level rising, and also with the reactor level falling, even over limited power ranges.

DESCRIPTION D'UN TYPE D'APPAREIL DE MESURE DE LA REACTIVITE. La mesure de la période ou du temps de doublement fournit en général au technicien du contrôle des réacteurs une information suffisante sur l'évolution du réacteur. Le physicien attaché à la détermination de paramètres physiques ne peut se satisfaire de la mesure ordinaire de ces grandeurs, dont les concepts font abstraction de la nature du phénomène de la fission nucléaire. Habituellement le physicien doit donc convertir la mesure du temps de doublement, effectuée sur un temps suffisamment long, afin d'en éliminer les termes transitoires perturbateurs, et convertir, par intermédiaire des courbes de Nordheim, cette mesure en valeur de réactivité. Cette procédure est longue et contraignante. Il a donc semblé utile de concevoir un type d'appareil capable d'évaluer directement et instantanément le coefficient de multiplication excédentaire δK à partir de l'évolution d'une grandeur physique N supposée proportionnelle au flux neutronique régnant dans le cœur du réacteur. Le coefficient δK est pratiquement assimilable à la réactivité au voisinage de la criticité.

Un appareil de ce type peut en conséquence résoudre la relation inverse à celle définie par le système des équations différentielles se rapportant au réacteur, en considérant le cas simplifié du réacteur point dans la théorie à un groupe.

L'application des techniques du calcul analogique conduit à utiliser un réseau du type Pagels qui sera disposé, soit comme impédance d'entrée, soit comme impédance de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel. Cette dernière structure réalise l'inversion de l'opérateur mathématique définissant la fonction du

réacteur. Celle-ci a été retenue pour la réalisation des deux appareils décrits. Elle permet d'adapter à ceux-ci les qualités propres aux systèmes asservis et notamment l'action de filtrage des bruits de haute fréquence.

L'organe de sortie de ces divers types d'appareils est constitué par un diviseur extrayant le terme δK du produit $N\delta K$ fourni par le premier étage de l'appareil. Les deux appareils diffèrent entre eux par la nature de l'organe de sortie constitué par un diviseur, soit potentiométrique, soit électronique. Le premier de ces appareils convient en principe dans la plupart des cas habituels de mesure. Le second en raison de son temps de réponse plus réduit est adapté à la mesure en divergence de réactivités de valeurs plus élevées, ainsi qu'à des mesures en convergence, même sur des plages de puissance limitées.

1. INTRODUCTION

L'état d'un réacteur nucléaire est le plus couramment déduit de la mesure du flux neutronique existant à proximité de son cœur. Les variations du niveau de flux sont habituellement évaluées à l'aide des grandeurs de période ou de temps de doublement. Ces grandeurs, liées à la dérivée logarithmique du flux neutronique, sont élaborées par les calculateurs simples, à partir d'un signal proportionnel à ce flux.

Les mesures du flux neutronique et de la période sont en général suffisantes pour permettre aux techniciens du contrôle des réacteurs usuels d'en assurer la conduite avec la sécurité requise.

En fait, le seul terme parfaitement représentatif de l'évolution du réacteur est le coefficient de multiplication k_{eff} ou encore le coefficient de multiplication excédentaire $\delta k = k_{\text{eff}} - 1$, que l'on peut assimiler au terme «réactivité» $\rho = \delta k / k_{\text{eff}}$, au voisinage de l'état critique du réacteur. Le terme «réactivité» ainsi défini est lié au flux neutronique par une relation différentielle. Celle-ci tient compte de la nature des divers phénomènes attachés à la fission nucléaire, notamment de l'action des divers groupes d'éléments générateurs de neutrons retardés, ainsi que de l'éventuelle action d'une source constante de neutrons, tandis que la période et le flux neutronique sont liés par une relation qui exclut l'influence de ces divers phénomènes. La connaissance du terme «réactivité» permet donc une détermination plus exacte du comportement du réacteur.

Le terme «réactivité» définit une grandeur qui est utilisée pour évaluer certaines caractéristiques des éléments constituant le réacteur. A ce titre, sa détermination est indispensable aux physiciens des piles.

La valeur de la réactivité est souvent déduite de celle de la période mesurée à l'aide de la courbe de Nordheim propre au réacteur considéré. Cette équivalence n'est cependant valable que pour les valeurs asymptotiques de la période, les écarts transitoires pouvant être très importants¹. Chaque mesure suivie d'une détermination sur graphique demande un délai non négligeable. Or la structure et la composition des réacteurs de recherche sont fréquemment modifiées. La réestimation fréquente des caractéristiques peut donc, de ce fait, être nécessaire. De plus, par sa nature même, cette méthode de correspondance ne peut être envisagée de façon valable lorsque la plage d'exploration en puissance se trouve étroitement limitée, par un niveau résiduel par exemple.

¹ TOPPEL, B.J., Nucl. Sci. Engng 5 (1959) 88-98.

De telles limitations conduisent à rechercher un type de mesure qui permette d'estimer de façon permanente et instantanée la réactivité ρ , ou encore le coefficient de multiplication excédentaire δk , ceci d'autant que la mesure précise de ce terme en régime sous-critique permettrait de réaliser des démarrages plus rapides ainsi qu'un pilotage sûr, bien que dénué de contraintes de sécurité trop étroites.

2. PRINCIPE DE LA MESURE

La mesure de la réactivité ne peut être effectuée que de manière indirecte: elle doit être déduite de l'évolution de la densité neutronique dont la réactivité est la cause. Ce type de mesure implique l'utilisation d'un calculateur simulant la relation existant entre ces deux grandeurs. Les calculateurs utilisés dans les appareils décrits sont du type analogique.

Dans la théorie à un groupe d'énergie, la cinétique du réacteur est définie par le système suivant de $n + 1$ équations différentielles obtenu en considérant les n principaux groupes précurseurs de neutrons retardés:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{\delta k - \beta}{l} n + \sum_{i=1}^n \lambda_i N_i$$

$$\frac{dN_i}{dt} = \frac{\beta_i n}{l} - \lambda_i N_i$$

dans lequel nous avons

n : densité neutronique

β : taux total des neutrons retardés

l : temps de vie moyen des neutrons prompts

λ_i : constante radioactive du i ème groupe de neutrons retardés

N_i : densité des précurseurs de ce i ème groupe.

En linéarisant ce système par une hypothèse valable à bas niveau de réactivité, nous pouvons en déduire la fonction de transfert du réacteur

$$\frac{n(p)}{\delta k(p)} = \frac{n}{l} \frac{1}{p(1 + \sum_i \frac{\beta_i/l}{p + \lambda_i})}$$

(p : variable de la transformation de Laplace) que l'on peut également écrire

$$\frac{n(p)}{n \cdot \delta k(p)} = \frac{1}{l} \frac{1}{p(1 + \sum_i \frac{\beta_i/l}{p + \lambda_i})} \quad (1)$$

La forme inverse de cette expression

$$\frac{n \cdot \delta k(p)}{n(p)} = l p (1 + \sum_i \frac{\beta_i/l}{p + \lambda_i}) \quad (2)$$

est donc celle d'un élément déterminant un signal de sortie proportionnel au produit $n \cdot \delta k$ lorsqu'on lui fournit à l'entrée un signal proportionnel à n . Cet élément suivi d'un organe diviseur en n nous fournit donc en définitive un signal proportionnel à δk .

Les expressions (1) et (2) sont celles à partir desquelles pourront être déterminés les deux types d'analogies réalisables. La seconde est la caractéristique d'un élément dérivateur disposé en ligne, entre l'entrée et la sortie. Le type de réalisation correspondant est en général évité par les techniciens du calcul analogique, en raison des instabilités dont il peut être entaché. Ceux-ci préfèrent, pour réaliser la dérivation recherchée, avoir recours à l'inversion d'une fonction intégrale telle que celle définie par l'expression (1), en disposant l'élément de simulation correspondant en chaîne de retour d'un asservissement. C'est ce procédé qui a été adopté pour la réalisation du type d'appareil décrit ci-après, bien qu'il nécessite une structure quelque peu plus complexe.

Chacun des deux types d'analogies est réalisé autour d'un amplificateur dont la fonction de transfert est (fig. 1)

$$\frac{S}{E} = - \frac{Z_c}{Z_e}$$

Nous voyons que la forme inverse des deux fonctions de transfert considérées se traduira, pour les deux schémas obtenus, par une simple permutation des groupes d'éléments disposés à l'entrée et en contre-réaction de l'amplificateur. Les relations analogiques obtenues seront donc identiques pour les deux types de calculateurs réalisables.

3. STRUCTURE DU CALCULATEUR

L'analogie de la fonction de transfert (1) est fournie par le réseau électrique représenté à la figure 2. La fonction de transfert de celui-ci est en effet

$$\frac{S(p)}{E(p)} = - \frac{Z_c(p)}{Z_e(p)} = \frac{-i}{RC_p (1 + \sum_i \frac{1/R_i C_i}{p+1/R_i C_i})}$$

Les relations analogiques déduites de la comparaison de ces deux expressions sont, à partir de l'analogie initiale $S = an$ ($a: V/\text{neutrons} \cdot \text{cm}^3$)

$$R_i = \frac{1}{C} \frac{1}{\beta_i} \quad C_i = \frac{C}{1} \frac{\beta_i}{\lambda_i} \quad R = \frac{1}{C} \frac{1}{\delta k_{\max}}$$

$\delta k_{\max}$ étant la grandeur d'échelle choisie pour la mesure de δk . Les valeurs des β_i à considérer sont les valeurs effectives, qui sont des fonctions de l'énergie avec laquelle les neutrons retardés de chacun des groupes considérés sont émis. Ces valeurs peuvent varier d'un réacteur à l'autre, aussi convient-il de pouvoir les régler. Les énergies auxquelles sont émises

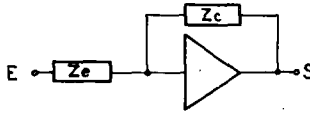


FIG. 1. Diagramme d'un amplificateur opérationnel

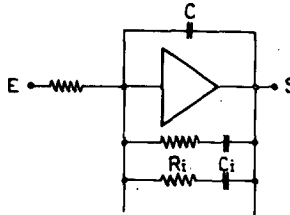


FIG. 2. Réseau analogique de la fonction de transport (1)

les différents groupes étant assez semblables, il suffit pourtant de ne disposer que d'un dispositif commun pour le réglage de l'ensemble des groupes. Ce dispositif est constitué par un organe potentiométrique de coefficient k , disposé entre l'extrémité commune des mailles $R_i C_i$ et la sortie de l'amplificateur opérationnel (fig. 3). La fonction de transfert du dispositif modifié

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{-1}{RCp(1+k\Sigma_i \frac{1/CR_i}{p+1/R_i C_i})} = F(p)$$

conduit en effet aux nouvelles relations analogiques suivantes:

$$R_i = k \frac{1}{C} \frac{1}{\beta_i} \quad C_i = \frac{1}{k} \frac{C}{\lambda_i} \quad R = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\delta k_{\max}}$$

La source K constante de neutrons, dont l'influence est sensible à faible puissance, est simulée grâce à une source de courant supplémentaire à l'entrée de l'amplificateur opérationnel, ainsi que le suggère la première des équations du système différentiel

$$\frac{dn}{dt} = \frac{n \cdot \delta k}{\lambda} - \Sigma_i \frac{dN_i}{dt} + K$$

(K étant évalué en neutrons/cm²·s), dont une analogie est constituée par l'équation des courants au nœud 0

$$C \frac{dS}{dt} = \frac{E}{R} - \Sigma i_i + \frac{E'k'}{R'}$$

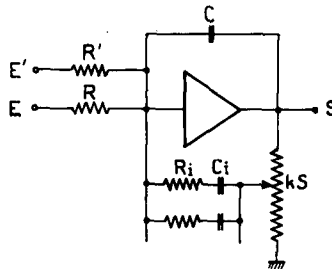


FIG. 3. Réseau analogique avec réglage du taux total des neutrons retardés

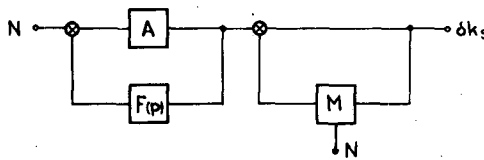


FIG. 4. Diagramme du réactimètre

Le réglage du niveau de source étant obtenu à l'aide du potentiomètre k' , nous avons pour nouvelle relation analogique

$$R' = \frac{E'}{aCK_{\max}}$$

L'ensemble de fonction de transfert $F(p)$ ainsi défini est disposé en chaîne de retour d'un asservissement pouvant comporter ou non des éléments de gain A en chaîne directe (fig. 4).

La fonction de transfert de cette boucle

$$\frac{A}{1+AF(p)} = \frac{1}{F(p)} \frac{AF(p)}{1+AF(p)}$$

est, dans la bande passante de l'ensemble, assimilable à $1/F(p)$. En fournissant à l'entrée de la boucle un signal électrique N analogue à la densité neutronique n , on obtient un signal de sortie de la forme $N \delta k / \delta k_{\max}$ analogue à $n \cdot \delta k$.

La fonction $F(p)$ comporte un facteur d'intégration; il en résulte que l'erreur du système est théoriquement nulle en régime établi. Celle-ci est en fait déterminée par l'importance de la dérive de l'amplificateur intégrateur. Par contre, l'erreur dynamique, d'autant plus sensible que le rapport $\delta k_{\max}/1$ est faible, peut imposer un gain additionnel A en chaîne directe.

Le signal de sortie de ce premier étage est dirigé sur l'élément diviseur en N qui permet d'extraire finalement le signal électrique δk_s analogue à la réactivité δk . Cet élément diviseur est constitué par un organe multiplieur dont la fonction est inversée du fait de sa disposition en chaîne de

retour d'une seconde boucle. Le signal N, identique au signal appliqué à l'entrée de la première boucle, est fourni à la seconde entrée du multiplieur qui peut être, soit du type à servo-mécanisme, soit du type électronique.

Le multiplieur à servo-mécanisme, limité par ses faibles performances dynamiques, convient néanmoins pour les mesures courantes que l'on est susceptible d'effectuer sur la plupart des réacteurs. Le multiplieur électronique est plus particulièrement adapté à des mesures en convergence rapide à partir de niveaux de puissance proches de la valeur résiduelle de celle-ci, ainsi qu'à des mesures en divergence sur des échelles de réactivité légèrement plus étendues que celles permises par l'utilisation du multiplieur à servo-mécanisme.

4. REALISATIONS

Deux ensembles distincts ont été réalisés. Ils comportent tous deux des éléments industriels à transistors du type SCAD de la Compagnie française Thomson-Houston. Les schémas de ces deux ensembles, qui diffèrent essentiellement par la nature des éléments diviseurs utilisés, sont représentés aux figures 5 et 6. Ils sont conçus pour fonctionner sur deux gammes de mesure commutables choisies égales, l'une à ± 500 pcm pour les opérations courantes au voisinage de la criticalité, l'autre à -5000 pcm pour l'estimation d'antiréactivités globales de barres, déterminées lors de leur chute.

4.1. Réactimètre électromécanique

4.1.1. Structure schématique (fig. 4)

La boucle d'asservissement du calculateur est précédée d'un atténuateur d'entrée permettant d'adapter à l'amplitude maximale de 10 V le signal d'entrée provenant de la chaîne linéaire de mesure à courant continu. La boucle d'asservissement comporte trois amplificateurs.

Le premier constitue l'élément comparateur de la boucle. La capacité disposée en série avec sa résistance de contre-réaction permet d'accroître le gain à basse fréquence, sans préjudice pour la stabilité de la boucle.

Le second est utilisé à la fois comme élément inverseur et correcteur de gain en commutation de gamme.

Le troisième, disposé en chaîne de retour, constitue la base du dispositif simulateur. Il peut être disposé en état déphaseur, afin de permettre l'affichage de la condition initiale du calcul avant chaque période de ce calcul. Le temps d'affichage est réduit par mise simultanée en court-circuit des résistances des mailles $R_i C_i$. Le choix de la gamme de mesure utilisée est effectué par commutation de la résistance d'entrée de l'amplificateur.

La boucle de division comporte un amplificateur opérationnel en chaîne directe. L'organe multiplieur disposé en chaîne de retour est constitué par le potentiomètre adjoint au potentiomètre asservi au niveau du signal d'entrée de l'appareillage.

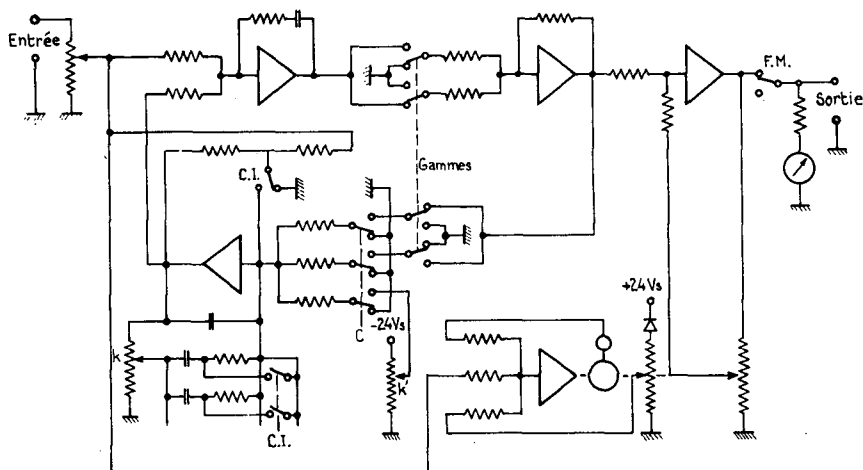


FIG. 5. Schéma simplifié du réactimètre à multiplieur électromécanique

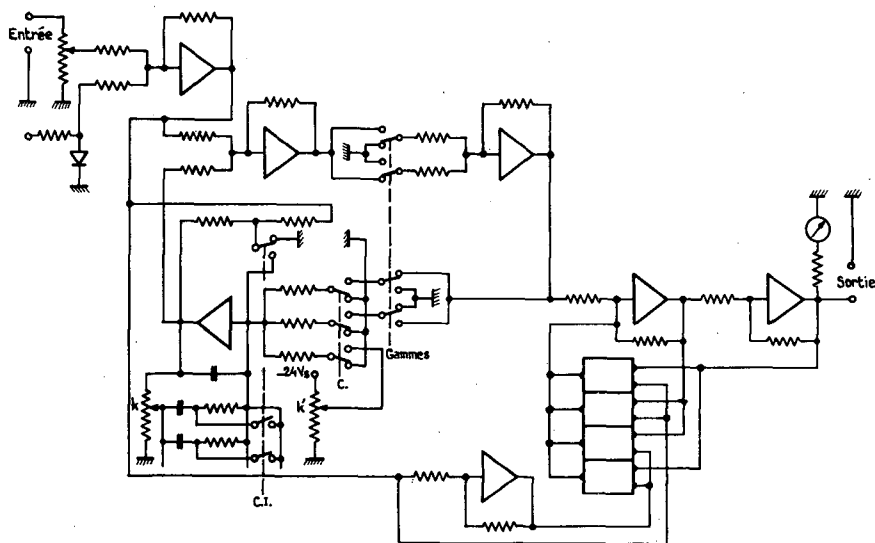


FIG. 6. Schéma simplifié du réactimètre à multiplieur électronique

Le signal de sortie est supprimé lorsque le signal d'entrée est inférieur au centième de la valeur maximale choisie.

4.1.2. Constitution

Les amplificateurs opérationnels, l'amplificateur d'asservissement et le servo-moteur constituent des modules enfichables dans un châssis à glissières.

Celui-ci est fixé sur une face avant de châssis 5U3 ajourée, qui comporte en outre les éléments d'adaptation et de test du signal d'entrée, de commutation de gammes et de mise en condition initiale.

A l'arrière du châssis se trouvent le connecteur d'alimentation, le connecteur du signal d'entrée ainsi que le connecteur du signal de sortie comportant les branchements des commandes extérieures destinées à assurer à distance les changements de gammes et la mise en état de «condition initiale».

Au module servo-moteur ont été adjoints les éléments de réglage du niveau de source et du taux effectif des neutrons retardés, ainsi que les divers relais du circuit. La suppression du signal de sortie hors de la plage de mesure du signal d'entrée, limitée à deux décades, est réalisée à l'aide d'une came montée sur l'axe du servo-moteur.

4.1.3. Performances

Les caractéristiques les plus importantes des éléments constituant l'appareillage sont la linéarité et la résolution des potentiomètres de multiplication et d'asservissement, le niveau de dérive des amplificateurs opérationnels, la précision des éléments statiques des circuits de simulation, ainsi que l'équilibrage du couple des résistances d'entrée du comparateur et du couple des résistances de déphasage utilisées en état «condition initiale».

D'après les essais effectués avec l'appareillage décrit, il apparaît que, en fonction du niveau de la puissance neutronique, les variations du niveau de la réactivité sont inférieures à 1% de ce niveau, pour la décade supérieure. Ces fluctuations demeurent inférieures à 3% sur la décade inférieure. L'erreur sur la fidélité des mesures est inférieure à 1%.

La vitesse du multiplieur utilisé limite les mesures de réactivité effectuées en divergence à un maximum approximatif de 350 pcm.

4.2. Réactimètre électronique

4.2.1. Structure schématique

La boucle d'asservissement de cet appareil est identique à celle du précédent.

L'organe multiplieur est essentiellement constitué de quatre cellules de fonctions quadratiques auxquelles sont fournis les signaux N et δ ks sous leurs deux polarités. Cet ensemble est capable d'opérer dans les quatre quadrants du plan défini par les deux variables, alors que le flux neutronique garde le même signe. Afin d'utiliser l'ensemble de l'espace des deux variables et accroître ainsi la précision du calcul, il est réalisé sur le signal d'entrée de l'appareillage, après l'atténuateur, une transformation du type $N' = 2N - 10 V$. Ceci permet d'étendre la plage de variation de N' entre $\pm 10 V$, soit les limites pratiques d'utilisation des amplificateurs utilisés.

4.2.2. Constitution

Les caractéristiques constitutives de cet appareil sont identiques à celles signalées pour l'appareil précédent, à cela près que les modules comportant l'amplificateur d'asservissement et le servo-moteur sont remplacés dans ce cas-ci par les modules de fonctions quadratiques et un module amplificateur supplémentaire.

4.2.3. Performances

Le nombre de réseaux à diodes compris dans les cellules de fonction quadratique utilisées définit un nombre réduit de segments pour les contours approchant les paraboles théoriques des types $S = [(N + \delta ks)/10]^2$ et $S = [(N - \delta ks)/10]^2$. De ce fait, la précision des calculs n'est valable que sur la décade supérieure de la puissance neutronique. La vitesse du diviseur rend néanmoins l'appareil parfaitement utilisable pour les deux cas particuliers d'emploi signalés précédemment, à savoir, mesures en convergence rapide à partir de niveaux de la puissance proches de la valeur résiduelle et mesures en divergence sur une plage plus étendue de la réactivité. Dans cette plage réduite du niveau de puissance, les performances obtenues sont identiques à celles indiquées pour l'appareil précédent.

5. RESULTATS D'ESSAIS

Un appareil du type électromécanique a été utilisé lors de la détermination des caractéristiques physiques effectuée par le Département d'études de piles avant le nouveau démarrage du réacteur TRITON du CEN de Fontenay-aux-Roses.

Les mesures réalisées ont porté sur l'étalonnage en divergence de l'efficacité des barres, ainsi que sur la détermination des antiréactivités globales par chutes. Pour les 16 mesures en divergence effectuées, les écarts relevés entre les indications fournies par le réactimètre et les évaluations déduites des mesures de type classique sont situés dans une plage comprise entre -1,5% et +1,2%.

La courbe d'efficacité de l'une des barres de compensation a été de plus tracée de façon continue en fonction de la cote de barre, sur enregistreur XY, en trois tronçons qui ont été juxtaposés (fig.7). Grâce à la disposition d'un signal proportionnel à la position de la barre, ce type de mesure permet de réduire de façon considérable les temps couramment nécessités pour de tels étalonnages.

6. CONCLUSION

L'utilité d'un tel type d'appareil est évidente pour les réacteurs de recherche. Ne nécessitant qu'un étalonnage préalable simple, il fournit la mesure immédiate d'un terme dont l'obtention par le procédé classique est longue et relativement complexe.

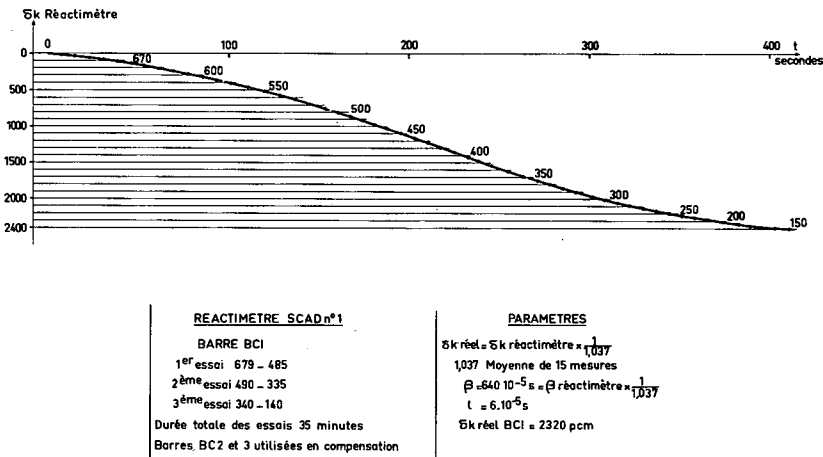


FIG. 7. Etalonnage en opération continue d'une barre du réacteur TRITON (CEN de Fontenay-aux-Roses)

Nanti d'un dispositif de commutation convenable, cet ensemble pourrait de plus être utilisé pour assurer un contrôle effectif et sûr des opérations de démarrage.

DISCUSSION

E.S.F. KING: Is there temperature control of the resistors and capacitors in order to maintain accuracy in the reactivity meter?

J. FURET: No. As I mentioned, the precision achieved was 1%, and temperature control of these components would not appear to be necessary in the control room environment. Moreover, we try to use, without modification, components developed for automation purposes.

REACTIMETRE

G. CHAUVET, R. GARIOD ET E. TOURNIER,
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE GRENOBLE, FRANCE

Abstract — Résumé

REACTIMETER. The "reactimeter" is an apparatus by which the reactivity in a reactor, particularly during reactivity transients, can be measured directly and instantaneously. The apparatus has a measuring range from $\pm 50 \times 10^{-5}$ to $\pm 5000 \times 10^{-5}$. The accuracy of measurement is $\pm 1\%$ for a power range of about 2.5 decades.

From the behaviour of the reactor, given by Nordheim equations, the Pagels circuit enables one to obtain a current $i = K\rho n$, where ρ is the reactivity and n the neutron flux. The Pagels circuit consists of resistor and capacitor subcircuits representing neutron families. An electronic divider enables one to obtain the reactivity term $\rho \sim (k\rho n/h)$ directly.

The apparatus is housed in a 3U2 drawer subchassis and consists of a measuring amplifier, Pagels circuit, electronic divider, and LT and HT supply for the compensated ionization chamber.

Comparative studies were carried out on the basis of conventional measurements and an accuracy of the order of $\pm 1\%$ was obtained on the following reactors: Alizé (CEN Saclay), Azur (CEN Cadarache) and Siloëtte (CEN Grenoble). When the period of the reactor is positive no precautions need to be taken with regard to the positioning of the chamber. When the period is strongly negative (shut-down) it is sufficient to arrange the chamber in such a way that part of the core is between the rod being studied and the chamber. In this way rod anti-reactivity can be measured with an accuracy of $\pm 1\%$.

The "reactimeter" has several applications: reactor safety; measurement of reactor poisoning; and evaluation of rod anti-reactivity with reactor power rising or falling.

REACTIMETRE. Le réactimètre est un appareil qui permet la mesure directe immédiate du terme réactivité dans un réacteur, notamment pendant les transitoires de réactivité. Il a une gamme de mesure allant de ± 50 pcm à ± 5000 pcm. La précision des mesures est de $\pm 1\%$ pour une dynamique de puissance de 2,5 décades environ.

A partir du comportement du réacteur, donné par les équations de Nordheim, le circuit Pagels permet d'obtenir un courant $i = K\rho n$, ρ étant la réactivité et n la puissance neutronique. Le circuit Pagels est constitué des réseaux R.C. équivalents aux familles de neutrons. Un diviseur électronique permet d'obtenir directement le terme réactivité $\rho \sim (k\rho n/h)$.

L'appareillage présenté dans un tiroir 3 U2 comprend l'amplificateur de mesure, le réseau Pagels, le diviseur électronique, les alimentations BT et HT pour la chambre compensée.

Des études comparatives ont été faites avec des mesures classiques, et une précision de l'ordre de $\pm 1\%$ a été obtenus sur les réacteurs suivants: Alizé (CEN Saclay), Azur (CEN Cadarache), et Siloëtte (CEN Grenoble). En période positive, aucune précaution de positionnement de la chambre n'est à prendre. En période négative forte (chute de barre), il suffit que la chambre soit disposée de façon telle qu'une partie du cœur soit entre la barre étudiée et la chambre. On obtient ainsi des pesées de barres à $\pm 1\%$ près.

Les applications du réactimètre sont nombreuses: sécurité de réacteur; mesures d'empoisonnement, et pesée de barres en divergence ou convergence (rod-drop).

INTRODUCTION

Après avoir décrit les deux principes généralement mis en œuvre dans les réactimètres [1 à 5] pour la mesure directe et instantanée de la réactivité d'un réacteur, nous décrirons l'appareil que nous avons étudié et fait développer au Centre d'études nucléaires de Grenoble. Cette étude suit d'ailleurs celles déjà faites sur un périodemètre numérique de précision et un périodemètre rapide [6].

1. GENERALITES SUR LES PRINCIPES MIS EN ŒUVRE DANS LES REACTIMETRES

Pour un calcul analogique des équations de la cinétique d'un réacteur et une détermination de la réactivité, deux solutions sont proposées:

1.1. Recherche de l'identité d'état entre le réacteur étudié et le modèle simulé de ce réacteur [7]

Le modèle du réacteur est un simulateur classique utilisant un réseau Pagels (fig. 1).

En considérant le réacteur (ρ , n) et son modèle (ρ_0 , n_0), un asservissement permet de rechercher $\rho = \rho_0$ à partir de la condition $N = N_0$.

Dans le schéma du bouclage (fig. 2), si A a les propriétés requises, on peut avoir $\rho = \rho_0$. Soit F la fonction de transfert du réacteur telle que $N = F \cdot \rho$ et $F = F_0$, fonction de transfert du simulateur. Des équations $\rho_0 = A(N - N_0)$, $N_0 = F_0 \rho_0$ et $N = F \rho$ on tire $\rho_0 = A(\rho F - \rho_0 F_0)$.

$$\rho_0 = \rho \frac{1}{F_0/F + 1/AF}$$

Si $F = F_0$ et $AF \gg 1$, on a $\rho_0 = \rho$.

1.2. Calcul direct de la réactivité ρ sans asservissement (seconde méthode possible)

Considérons la partie du simulateur comprenant le réseau Pagels (fig. 3). Dans le montage classique et bien connu des simulateurs de réacteur utilisant les propriétés des amplificateurs opérationnels (fig. 4), il faut observer que lorsque le réseau Pagels est traversé par un courant proportionnel à ρN , la tension à laquelle il est soumis est proportionnelle à N. Réciproquement, si un réseau Pagels (linéaire) est soumis à une tension N, le courant qu'il produira sera proportionnel à ρN .

Donc, à partir de la mesure N du flux neutronique, un réseau Pagels peut fournir un courant proportionnel à ρN . Ce courant ρN converti en tension n'a plus qu'à être divisé par N pour donner le terme cherché, et ceci sans boucle d'asservissement (fig. 5).

C'est la solution par calcul direct de la réactivité que nous avons choisie.

Les caractéristiques et les propriétés de ce réactimètre ont été définies après de nombreux essais effectués sur des réacteurs du CEA de types divers.

2. DESCRIPTION DES ELEMENTS DU REACTIMETRE (fig. 6)

2.1. Amplificateur de mesure à semi-conducteurs

Il est incorporé à l'appareil afin que ses qualités soient celles requises par le réactimètre. La dynamique de mesure est de plus de trois décades,

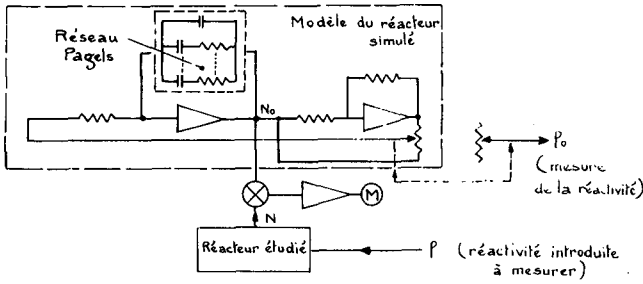


FIG. 1. Schéma de principe de la mesure de ρ par asservissement en N d'un réacteur et de son modèle

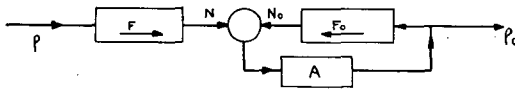


FIG. 2. Schéma de principe du bouclage

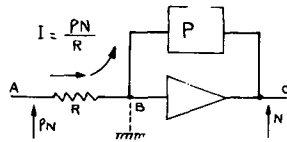


FIG. 3. Montage du réseau Pagels P

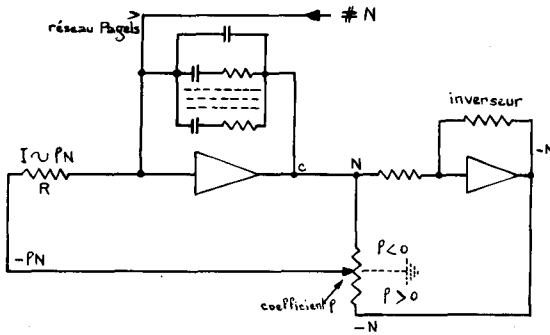


FIG. 4. Schéma d'un simulateur classique de réacteur

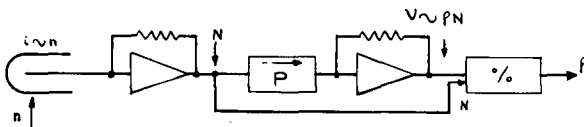


FIG. 5. Schéma de principe d'un réactimètre par calcul direct de ρ

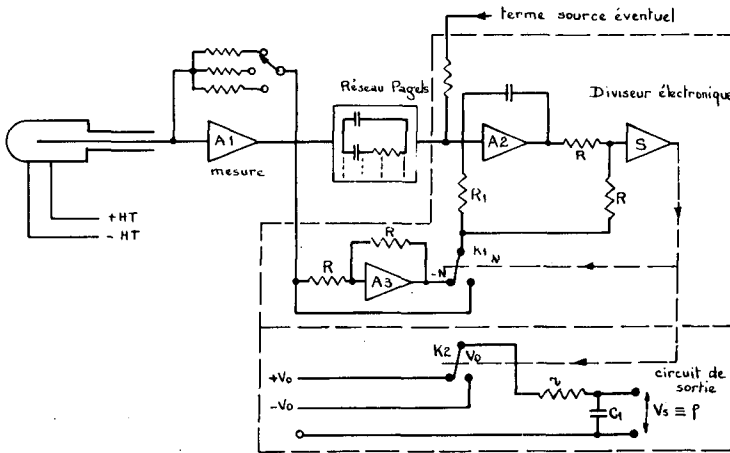


FIG. 6. Schéma de principe du réactimètre

la linéarité est meilleure que 1% par gamme, la tension de sortie possible est de 100 V, la dérive de tension est inférieure à $0,5 \cdot 10^{-3}$ V et la dérive de courant est inférieure à $5 \cdot 10^{-13}$ A.

L'appareil a neuf gammes commutables manuellement et permet des mesures de 10^{-11} A à 10^{-3} A.

2.2. Haute tension d'alimentation de la chambre d'ionisation

La haute tension positive est variable par bonds de 100 V, de 1000 V à 500 V. La haute tension négative est variable continûment de 0 V à -200 V.

2.3. Diviseur électronique

Nous avons évité l'emploi de diviseurs potentiométriques et choisi un diviseur électronique dont la fiabilité et la vitesse sont plus satisfaisantes. Les portes d'inversion k_1 et k_2 représentées sur le schéma de principe (fig. 7) sont à semi-conducteurs.

Le diviseur électronique que nous proposons est fondé sur l'exploitation des propriétés que présente une relation entre les temps T_1 et T_2 mis par un oscillateur pour passer en dent de scie de la tension $+N$ à la tension $-N$, et de $-N$ à $+N$.

Fonctionnement

Le réseau Pagels fournit un courant $K\rho N$. L'ensemble de l'intégrateur A_2 , du circuit de seuil S et de l'inverseur varie de $+N$ à $-N$. (fig. 8).

Le calcul qui suit s'attachera à démontrer que le rapport $(T_1 - T_2) / (T_1 + T_2)$ est proportionnel à la réactivité.

Les temps de charge et de décharge de la capacité C sont T_1 et T_2 . Calculons le rapport de ces temps en observant que la variation de tension

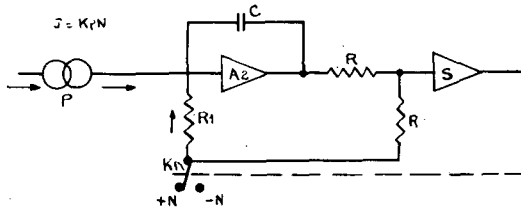


FIG. 7. Schéma de principe du diviseur

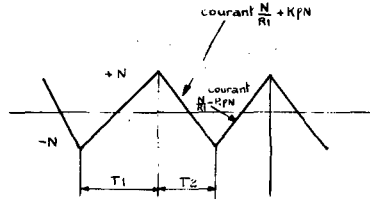


FIG. 8. Tension à la sortie de l'intégrateur A2

aux bornes de C est de $2N$ et en supposant $I = K\rho N$ constant pendant les intervalles de temps considérés.

$$\left| \frac{1}{T_1} \right| = \frac{N/R_1 - K\rho N}{2NC} \quad \frac{T_1}{T_2} = \frac{N/R_1 + K\rho N}{N/R_1 - K\rho N}$$

$$\left| \frac{1}{T_2} \right| = \frac{N/R_1 + K\rho N}{2NC}$$

On en déduit facilement le rapport

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{K\rho}{1/R_1} = R_1 K\rho.$$

Le circuit de sortie permet d'obtenir la valeur du rapport $(T_1 - T_2)/(T_1 + T_2)$, donc la réactivité ρ .

L'inverseur k_2 est synchronisé avec l'inverseur k_1 .

La tension de sortie sera la valeur moyenne de la tension appliquée au filtre rc_1 (fig. 9).

$$V_s = \frac{V_0 T_1 - V_0 T_2}{T_1 + T_2} = V_0 \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}$$

on a bien

$$V_s = V_0 R_1 K\rho \sim \rho.$$

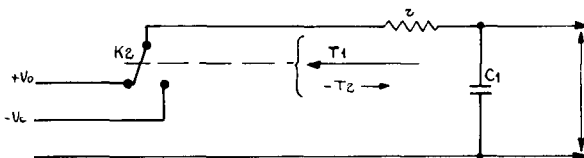


FIG. 9. Schéma de principe du circuit de sortie

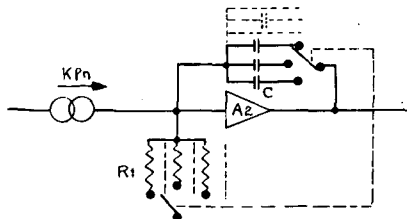


FIG. 10. Schéma de principe du changement de sensibilité

2.4. Choix des gammes de réactivité (fig. 10)

Ce choix se fait par commutation de R_1 , on a en effet $V_s = V_0 R_1 K \rho$. Il faut commuter simultanément C et R_1 pour que la fréquence de l'auto-oscillateur reste dans une plage donnée pour conserver le même temps de réponse. En effet, le calcul montre que

$$T_1 + T_2 = \frac{4R_1 C}{1 - R_1^2 K^2 \rho^2}$$

et si $R_1 K \rho < 1$ on montre que

$$f \sim \frac{1}{4R_1 C}$$

Six gammes de mesures commutables manuellement permettent des mesures positives ou négatives $\pm(100, 200, 500, 1000, 2000$ ou 5000 pcm).

2.5. Détermination des éléments du réseau Pagels

Nous considérerons six familles de neutrons retardés caractérisées par λ_j et β_j .

L'équivalence des éléments de ce réseau avec chaque famille se traduit par trois équations:

$$\frac{1}{r_j \gamma_j} = \lambda_j \quad (1)$$

$$\frac{1}{r_j \gamma_0} = \frac{\beta_j}{1} \quad (2)$$

$$I = \left(\frac{\gamma_0}{1} \right) \rho N \quad (3)$$

λ_j caractérise la décroissance de chaque famille,

β_j est la fraction du nombre moyen de neutrons prompts produits par fission, pour la famille j .

l est la durée totale moyenne de vie des neutrons.

r_j, γ_j sont les valeurs électriques du réseau équivalent.

a) Choix de γ_0

Electriquement les valeurs imposées sont I, N , et la gamme de ρ .
 l est connue pour un réacteur donné.

Exemple

On désire $10 \mu A$ pour $N = 10 V$ et une gamme de $1000 pcm$, soit
 $\rho = 1000 \cdot 10^{-5} = 10^{-2}$.

Pour un réacteur dont le combustible est de l'uranium-235, $l = 60 \mu s$.
 On tire de l'équation (3)

$$\gamma_0 = \frac{I}{\rho N} = \frac{10^{-5} \cdot 60 \cdot 10^{-6}}{10^{-2} \cdot 10} = 6000 \cdot 10^{-12} F$$

soit $\gamma_0 = 6000 pF$.

b) Choix de r_j

Le tableau donné dans ANL 5800 (Reactor Physics Constants) permet de calculer d'abord r_j par l'équation (2) (tableau I)

$$r_j = \frac{1}{\beta_j \gamma_0}$$

pour $j = 1$ on aura

$$r_1 = \frac{60 \cdot 10^{-6}}{21,1 \cdot 10^{-5} \cdot 6000 \cdot 10^{-12}} = 47 \cdot 10^6 \Omega$$

c) Choix de γ_j

L'équation (1) permet alors de calculer $\gamma_j = 1/\lambda_j r_j$ pour $j = 1$.

$$\gamma_j = 80,6 \frac{1}{47 \cdot 10^6} = 1,72 \cdot 10^{-6} F$$

TABLEAU I

VALEURS DE $1/\lambda$ ET DE β
POUR LES SIX FAMILLES DE L'URANIUM-235

Famille j	$\frac{1}{\lambda_j}$ (sec)	β (pcm)
1	80,645	21,1
2	32,787	140,2
3	9,009	125,4
4	3,322	252,8
5	0,885	73,6
6	0,333	26,9
		$\Sigma \beta_j = 640$

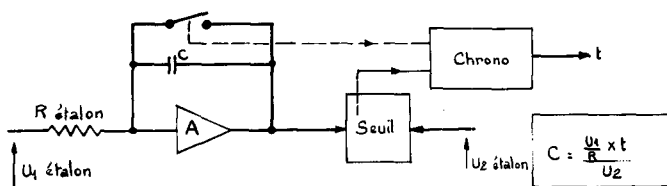


FIG. 11. Schéma de principe de l'étalonnage des capacités

Remarque

La seule méthode qui ait donné satisfaction pour l'étalonnage des valeurs de γ_j est classique. Elle est fondée sur le temps mis par intégration pour atteindre aux bornes de γ_j une tension U_2 donnée en un temps donné t (fig. 11).

3. LIMITES D'UTILISATION DU REACTIMETRE

Le réactimètre peut s'utiliser chaque fois que les équations de la cinétique peuvent être considérées comme une approximation satisfaisante du réacteur. Ceci implique pour la détermination du réseau Pagels une connaissance suffisante des paramètres λ_i , β_j , l .

Le réactimètre ne fait que résoudre analogiquement les équations classiques du réacteur.

$$\frac{dn}{dt} = \frac{\rho n}{l} - \sum_i \frac{dC_i}{dt} + S \quad (4)$$

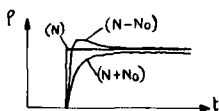


FIG. 12. Courbes de réponse pour une erreur de réglage

$$\frac{dC_i}{dt} = \frac{\beta_i n}{1} - \lambda_i C_i \quad (5)$$

Pratiquement d'autres limites d'utilisation interviennent; nous les étudierons ci-après:

3.1. Réactivités positives

N n'est plus représentatif de l'état neutronique n lorsque interviennent des décalages de niveau dus aux mauvaises compensations en γ des chambres neutroniques et aux dérives d'amplificateurs. L'erreur est évidemment plus sensible aux faibles valeurs de N. La figure 12 montre l'erreur introduite par un décalage équivalent N_0 de N, pour un échelon de réactivité.

La compensation de la chambre d'ionisation doit donc être soignée à bas niveau. La dérive des amplificateurs est négligeable dans notre cas.

3.2. Réactivités négatives

Le réactimètre donne des indications précises lorsque la façon d'introduire la réactivité négative n'entraîne pas de distorsion locale importante de flux au niveau du détecteur.

Pour les faibles réactivités les résultats sont toujours bons.

Pour les fortes réactivités (chute de barres de contrôle) le maximum d'éléments combustibles doit se trouver entre la barre étudiée et la chambre de mesure.

3.3. Terme source S (remarque)

L'équation (4) montre que le terme source de la forme $\rho n/1$ s'introduit facilement, il se traduit simplement par l'injection d'un courant au point de sommation de l'amplificateur: $I = U_s/R$ (fig. 13).

4. DOMAINES D'UTILISATION

4.1. Mesure de réactivité classique positive

Les résultats du réactimètre correspondent à environ 1% près à ceux donnés par une courbe de Nordheim à partir d'un périodemètre numérique effectuant ces mesures pendant le régime exponentiel. Ces résultats ont été vérifiés sur plusieurs réacteurs du CEA: MELUSINE et SILOETTE (CEN de Grenoble), AZUR et CABRI (CEN de Cadarache).

Des exemples de réactivités mesurées par un périodemètre classique et la courbe de Nordheim et par un réactimètre sur le réacteur AZUR¹ sont donnés au tableau II.

Malgré le choix de valeurs entières pour le réactimètre, 56% des mesures se situent entre 0 et 0,5%, 22% entre 0,5 et 1%, et 22% entre 1 et 1,7%.

4.2. Mesures de fortes réactivités négatives

Des expériences ont été effectuées sur le réacteur SILOETTE² pour vérifier des pesées de barres à l'aide du réactimètre, l'antiréactivité de ces barres étant connues à 5% près. Plusieurs positions de la chambre ont été essayées pour chacune des cinq barres (28 mesures). La figure 14 montre que les résultats sont à mieux que 10% des valeurs connues si la chambre est telle qu'il y ait le maximum d'éléments entre elle et la barre étudiée.

D'autres essais de ce type sont prévus:

4.3. Mesures particulières

Des mesures sur l'empoisonnement au xénon et le coefficient de température ont été effectuées avec le réactimètre sur le prototype à terre du réacteur du sous-marin atomique et ont donné entière satisfaction.

4.4. Mesures transitoires

Des mesures à faible temps de doublement ont montré sur le réacteur CABRI l'intérêt de l'information immédiate délivrée par le réactimètre.

La comparaison des résultats obtenus à l'aide du réactimètre avec ceux calculés à partir de la période initiale mesurée par un périodemètre rapide, pour la valeur de l'excès de réactivité introduit initialement, donne les valeurs suivantes (28 résultats)³:

10 résultats entre 0 et 0,5%,	soit 36% des mesures
6 résultats entre 0,5 et 1%,	soit 21% des mesures
6 résultats entre 1 et 2%,	soit 21% des mesures
3 résultats entre 2 et 3%,	soit 11% des mesures
3 résultats à plus de 3%,	soit 11% des mesures.

Ces résultats, obtenus pour des périodes variant de 200 à 300 ms, sont considérés comme bons car les conditions de mesure sont délicates pour le périodemètre numérique. Le même rapport³ donne les résultats d'essais du réactimètre dans des conditions transitoires sévères (voir fig.15 et 16: excursions 375 et 382).

¹ Mesures effectuées par MM. Bideau et Mocquart.

² Par M. Warlop.

³ Rapport de M. A. Tattegrain.

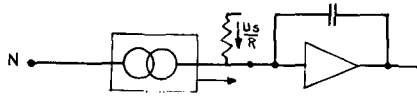


FIG. 13. Principe de la correction du terme source

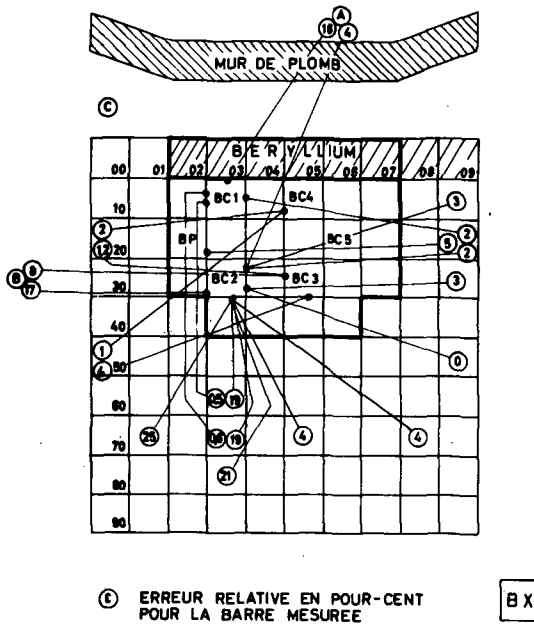


FIG. 14. Mesure de fortes réactivités négatives (pesée de barres)

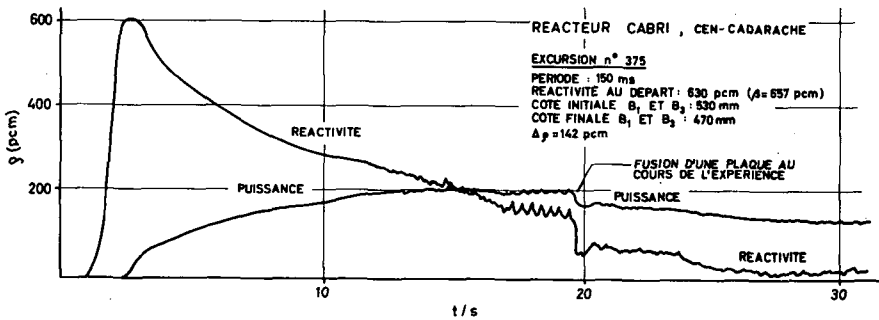
FIG. 15. Palier de puissance avec circulation forcée à 400 m³/h - Fusion d'une plaque au cours de l'expérience

TABLEAU II

REACTIVITES MESUREES
SUR LE REACTEUR AZUR

Essais faits le 8. 2. 1964		
Réactimètre (pcm)	Périodemètre + Nordheim (pcm)	ε (%)
197 · 10 ⁻⁵	197,05 · 10 ⁻⁵	+ ε
175	174,57	-0,25
130	130,41	+0,3
87,5	87,32	-0,2
74	74,15	+0,2
Essais faits le 10. 2. 1964		
82 · 10 ⁻⁵	83,43 · 10 ⁻⁵	+1,7
167	168,78	+1
146	146,40	+0,25
147	146,10	-0,6
73	73,99	+1,4
164	163,54	-0,3
62	62,43	+0,65
200	201,01	+0,5
85	83,44	-1,9

La comparaison des résultats du réactimètre aux résultats de calcul est en cours.

4.5. Réactimètre de sécurité

Le réactimètre semble bien adapté à une fonction de sécurité, surtout pendant les transitoires de réactivité, où le périodemètre logarithmique donne une indication erronée.

Il permet en outre, pendant l'exploitation, de suivre directement toutes les variations de réactivité introduites notamment par les dispositifs expérimentaux.

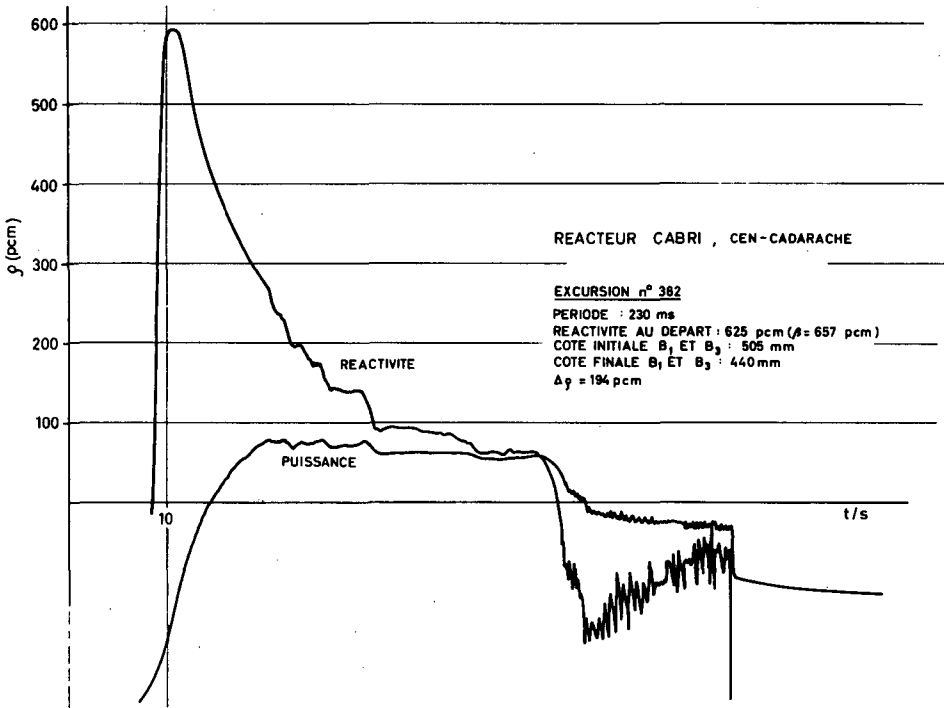


FIG. 16. Palier de puissance avec circulation forcée à 440 m³/h (sens descendant) avec réduction du débit à 250 m³/h 20 s avant la fin

CONCLUSIONS

Le réactimètre est un appareil simple. Les neutroniciens, que la connaissance immédiate de la réactivité intéresse, l'ont essayé en particulier pour ses caractéristiques de mesure en convergence ou en divergence: six gammes de mesure (100 pcm à 5000 pcm)
 courant de chambre de 10^{-11} A à 10^{-3} A en neuf sensibilités
 dynamique par sensibilité: trois décades
 précision: $\sim 1\%$
 temps de réponse: ~ 20 ms
 deux appareils indicateurs permettant la lecture de ρ et de N
 sortie de 0 à 50 mV, prévue pour être utilisée par un enregistreur potentiométrique extérieur
 ensemble entièrement à semi-conducteur présenté en blocs fonctionnels enfichables.

Nous espérons que le principe et les caractéristiques de cet appareil permettront aux neutroniciens d'employer de nouvelles méthodes de mesure sur les réacteurs et de nouvelles méthodes de contrôle.

REFERENCES

- [1] STUBES, G. S., IRE Trans. nucl. sci. 3 (1956) 40-48.
- [2] WEILL, J., Measurement of reactivity, Nucleonics 11 3 (1953) 36-39.
- [3] SASTRE, C. A., Nucl. Sci. Engng 8 (1960) 443-47.
- [4] DEISS, M., Réactimètre et calculateur xénon, Bull. Inform. sci. tech. 61 (1962) 1-5.
- [5] CHAUVET, G., Essais d'un réactimètre pour réacteur à eau légère, Rapport CEA R 2513 (1964).
- [6] DELCROIX, V., HENRY, M., LACOUR, J., PINON, Y., ROCHET, A., TATTEGRAIN, A., «TD-mètre rapide à circuits intégrés», ces comptes rendus (CN-22/24).
- [7] DEISS, M., UBERSCHLAG, J., «Description d'un type d'appareil de mesure de la réactivité», ces comptes rendus (CN-22/11).

DISCUSSION

D. ROUX: How did you establish the accuracy of the measurements carried out on the Siloëtte reactor and described in your presentation?

R. GARIOD: We correlated reactimeter measurements with values given by the neutron physicists, who employed a method (raising the rods by successive steps) having an accuracy of not better than 5%. Hence, zero divergence between the reactivity meter readings and the values given by the physicists still does not mean that we know the absolute rod values. If we can establish a suitable chamber position beforehand, it may soon be possible to use the reactimeter as a standard.

PROCEDURE DE DEMARRAGES RAPIDES – ANALYSE SUR CALCULATEUR ANALOGIQUE ET COMPARAISON AVEC DES ESSAIS REELS

C. CAILLET, M. DEAT, J. FURET ET J. WEILL
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE SACLAY, FRANCE

Abstract — Résumé

PROCEDURE FOR RAPID START-UP – ANALYSIS ON AN ANALOG COMPUTER AND COMPARISON WITH RESULTS OF REACTOR TRIALS. With the automatic start-up procedure described a reactor can pass from any unknown subcritical state to a subcritical state very close to criticality under satisfactory conditions of speed and safety. The procedure was described in studies published in 1964, but the results obtained recently both on a simulator and in reactor trials provide fresh information, particularly on start-up when the reactor is not in equilibrium. The principle of the procedure is recapitulated below.

The initial reactivity δk_0 is not known; only the neutron level n_0 is available. The rods are withdrawn rapidly at a fast rate "a" until the neutron level rises from n_0 to $n_{10} = qn_0$ ($q=2$ being the proportionality factor). The rods are then held for a period Δ at the end of which the level n_{10} has become $n_{1\Delta}$. If $n_{1\Delta} > pn_0$ (p being the proportionality factor optimized at 2,3) the procedure is brought to a stop. If $n_{1\Delta} < pn_0$ the procedure is resumed; rods raised at rate "a", stopped when n reaches $qn_{1\Delta}$, held for period Δ , comparison of $n_{2\Delta}$ with $n_{1\Delta}$. Generally speaking, the procedure is resumed as long as $n_{i\Delta} < pn_{i-1\Delta}$; it is brought to a stop when the opposite state is reached.

The authors show the influence of average lifetime ($\theta = 10^{-3}$ to 10^{-7} s), the rate of withdrawal of the rods ($a = 50$ to 200×10^{-5} s) and the measurement parameters (q, p and Δ). They compare the results obtained for the start-up of a reactor in equilibrium (some time after shut-down) and not in equilibrium (shortly after the dropping of the rods). They also compare the results obtained on the analogue computer with the reactor trial values and conclude by considering the types of reactor for which the procedure might be suitable.

Note: The trials were carried out on the CABRI reactor ($\theta = 5 \times 10^{-5}$ s). No fast reactor trials were carried out, the authors confining themselves to simulator calculations.

PROCEDURE DE DEMARRAGES RAPIDES – ANALYSE SUR CALCULATEUR ANALOGIQUE ET COMPARAISON AVEC ESSAIS REELS. Ce procédé de démarrage automatique permet de passer, dans des conditions de rapidité et de sécurité satisfaisantes, d'un état sous-critique quelconque inconnu à un état sous-critique très proche de la criticité. Ce procédé a fait l'objet de publications en 1964, mais des résultats obtenus dernièrement, tant sur simulateur que sur réacteur, apportent des informations nouvelles, principalement lorsque le démarrage a lieu à un instant où le réacteur n'est pas à l'équilibre. Le principe est rappelé pour mémoire.

La réactivité initiale δk_0 du réacteur est inconnue. Seul est accessible le niveau neutronique n_0 . On retire les barres à une vitesse élevée « a » jusqu'à ce que le niveau neutronique passe de n_0 à $n_{10} = qn_0$ (q , facteur de proportionnalité égal à 2). Les barres sont alors arrêtées pendant un temps Δ au bout duquel le niveau n_{10} est devenu $n_{1\Delta}$. Si $n_{1\Delta} > pn_0$, le processus est arrêté (p , facteur de proportionnalité optimisé à 2,3). Si $n_{1\Delta} < pn_0$, le processus recommence; levée des barres à la vitesse « a », arrêt lorsque n atteint $qn_{1\Delta}$, attente durant le temps Δ , puis comparaison de $n_{2\Delta}$ à $n_{1\Delta}$. D'une façon générale, le processus est repris tant que $n_{i\Delta} < pn_{i-1\Delta}$, il est arrêté dans le cas contraire.

On montre l'influence du temps de vie moyen ($\theta = 10^{-3}$ s à 10^{-7} s), de la vitesse de retrait des barres ($a = 50$ pcm/s à 200 pcm/s) et des paramètres liés à la mesure (q, p et Δ). On compare les résultats obtenus dans les cas où le démarrage a lieu à l'équilibre (réacteur à l'arrêt depuis un certain temps) et en déséquilibre (réacteur venant de subir une chute des barres). On dresse un bilan des calculs et expériences réalisés et l'on conclut en considérant les types de réacteurs pour lesquels le procédé paraît souhaitable.

Remarque: Les essais réels ont été effectués sur le réacteur CABRI ($\theta = 5,10^{-5}$ s). Seules des simulations ont été réalisées pour les réacteurs rapides.

1. INTRODUCTION

Le procédé de démarrage rapide présenté ici a fait l'objet d'études durant l'année 1963 et de publications partielles pendant l'année 1964 [1 à 3].

Les résultats complémentaires obtenus dernièrement sur calculateur analogique et sur réacteur nous permettent de développer davantage ce sujet, en insistant plus particulièrement sur les expériences réelles.

Il faut noter cependant que ce procédé, mis au point pour obtenir des gains de temps appréciables, serait de moindre intérêt si l'on savait faire une mesure correcte et rapide de l'état sous-critique d'un réacteur: il serait en effet beaucoup plus simple de relever les barres, aussi rapidement qu'on le désirerait, d'un niveau sous-critique initial quelconque mais connu à un niveau final proche de la criticalité.

Le principe du démarrage rapide proposé est le suivant: la réactivité initiale δk_0 du réacteur est inconnue. Seul est connu le niveau neutronique n_0 . On retire les barres à une vitesse élevée a jusqu'à ce que le niveau neutronique passe de n_0 à $n_{10} = qn_0$ (q , facteur de proportionnalité égal à 2). Les barres sont alors arrêtées pendant un temps Δ au bout duquel le niveau n_{10} est devenu $n_{1\Delta}$. Si $n_{1\Delta}$ est plus grand que pn_0 (p , facteur de proportionnalité optimisé vers 2,3), le processus est arrêté. Si $n_{1\Delta}$ est inférieur à pn_0 , le processus recommence: levée des barres à la vitesse a , arrêt lorsque n atteint $qn_{1\Delta}$, attente durant le temps Δ , puis comparaison de $n_{2\Delta}$ avec $n_{1\Delta}$.

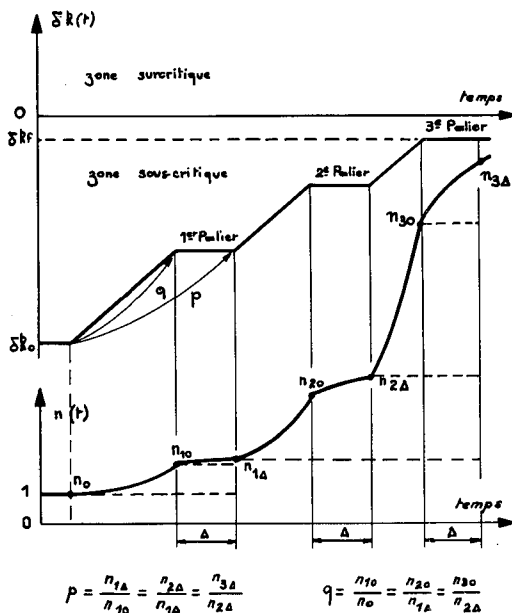


FIG. 1. Processus de démarrage rapide

D'une façon générale, le processus est repris tant que $n_{1\Delta}$ est inférieur à $pn_{1-1\Delta}$; il est arrêté dans le cas contraire.

La figure 1 montre le mécanisme du processus, qui peut être entièrement automatisé.

2. ETUDE ANALOGIQUE

2.1. Réacteurs initialement à l'équilibre

2.1.1. Réacteurs à neutrons thermiques

Des essais très complets ont été effectués en supposant le temps de vie moyen des neutrons θ égal à 10^{-4} s et la fraction β des émetteurs de neutrons retardés par fission égale à 640 pcm. Le tableau I donne l'ensemble des résultats obtenus en prenant 100 pcm/s pour vitesse de libération de réactivité. Les quantités t_1 , t_2 et t_2/t_1 représentent respectivement le temps nécessaire pour atteindre la réactivité finale (mais non la puissance finale) par le procédé rapide proposé, le temps nécessaire pour

TABLEAU I

RESULTATS DE L'ETUDE ANALOGIQUE DE LA PROCEDURE
DE DEMARRAGE RAPIDE
(réacteurs initialement à l'équilibre)

Réactivité initiale (pcm)	Réactivité finale (pcm)	t_1 (s)	t_2 (s)	t_2/t_1	Nombre de paliers
- 500	- 21	4,79	47,9	10	1
- 800	- 185	6,15	61,5	10	1
- 1000	- 295	7,05	70,5	10	1
- 2000	- 216	27,84	178,4	6,41	2
- 3000	- 495	35,05	150,5	7,15	2
- 4000	- 184	58,16	381,6	6,56	3
- 5000	- 331	66,69	466,9	7	3
- 6000	- 476	75,24	552,4	7,34	3
- 7000	- 100	99,00	690,0	6,97	4
- 8000	- 177	108,23	782,3	7,23	4
- 10 000	- 320	126,80	948,0	7,6	4
- 12 000	- 466	145,34	1153,4	7,94	4
- 14 000	- 96	179,04	1390,4	7,77	5
- 16 000	- 166	198,34	1588,4	7,89	5

$\theta = 10^{-4}$ s

montée rapide: $a = 100$ pcm/s (avec paliers)

$\beta = 640$ pcm

montée lente: $a = 10$ pcm/s (sans paliers)

$p = 2,3$

$\Delta = 10$ s

$q = 2$

atteindre la même réactivité par un procédé classique (montée continue des barres à la vitesse de 10 pcm/s), et le gain réalisé par la première méthode par rapport à la seconde.

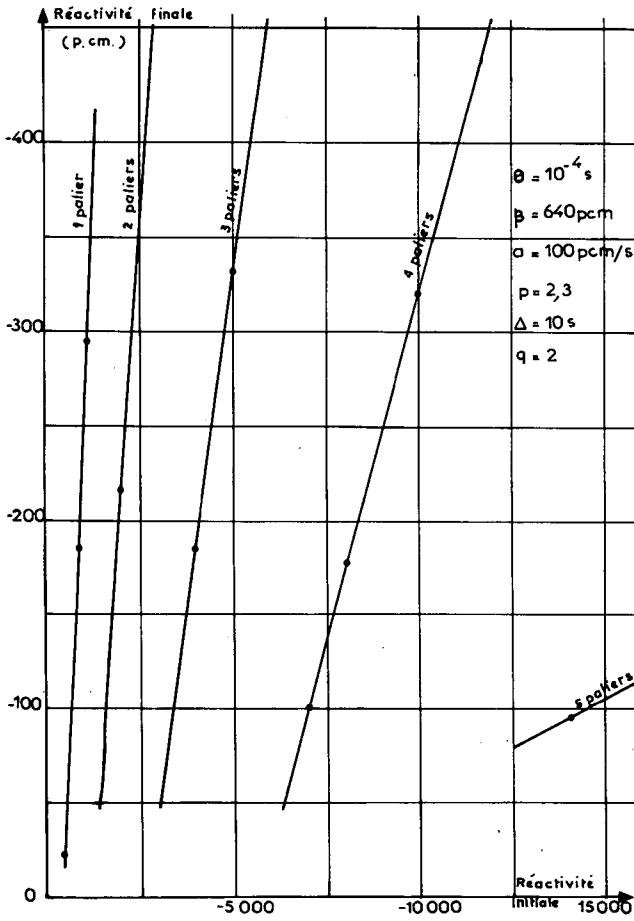


FIG. 2. Correspondance entre les réactivités initiale et finale en fonction du nombre de paliers

On constate que la réactivité finale est négative dans tous les cas et qu'il existe une correspondance linéaire entre celle-ci et la réactivité initiale (fig. 2).

En outre, on peut faire les remarques suivantes:

a) Le choix de la vitesse (50, 100, 150, et 200 pcm/s) n'influe pas sur la nature des résultats. La réactivité finale demeure négative.

b) L'influence du temps de vie moyen est négligeable. Nous avons fait varier θ de $2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ à 10^{-5} s .

c) L'hypothèse d'une mesure instantanée de la puissance et de l'accomplissement sans retard des fonctions logiques a été levée en introduisant

volontairement des constantes de temps de 0,5 s, 1 s et 2 s. Les valeurs finales de la réactivité évoluent, mais cette dernière demeure négative.

d) L'influence de p et q a été considérée, tout d'abord en faisant varier q (donc le rapport p/q), puis en faisant varier p et q de telle sorte que le rapport reste constant. Les tableaux II à IV rendent compte des résultats: n étant constant, la réactivité finale s'éloigne de la criticalité lorsque q croît et s'en rapproche lorsque q décroît. En outre, l'étalement de la réactivité finale correspondant aux différentes valeurs de la réactivité initiale croît avec q . Les tableaux font apparaître que le couple ($p = 2, 3$; $q = 2$) représente un choix voisin des conditions optimales.

2.1.2. Réacteurs à neutrons rapides

Des essais analogiques ont été réalisés pour un réacteur du type rapide, c'est-à-dire où θ est égal à 10^{-7} s et β à 547 pcm. Les résultats sont tout aussi satisfaisants, comme le montre le tableau V: le couple ($p = 2, 3$; $q = 2$) permet d'atteindre des réactivités finales voisines de zéro sans jamais être positives.

2.2. Réacteurs initialement en déséquilibre

Ce cas peut se rencontrer dans des conditions différentes.

2.2.1. Incident en cours de démarrage

On suppose que le réacteur dont l'état sous-critique est tel que δk_0 est inférieur à -2000 pcm est démarré à une vitesse de 20 pcm/s. Puis, lorsqu'on atteint le niveau de -2000 pcm, on admet que la réactivité passe de cette valeur à $+\beta$ (ici 640 pcm) en un dixième de seconde. Lorsque le niveau neutronique atteint 10^9 fois la valeur initiale, on déclenche une chute de barre de telle sorte que la réactivité passe de $+\beta$ pcm à δk_0 en un dixième de seconde. La puissance décroît rapidement. Lorsque la valeur atteint $10 n_0$, on donne l'ordre d'un démarrage rapide (les cas $100 n_0$ et $1000 n_0$ ont également été traités).

Les résultats sont donnés au tableau VI. On constate que la valeur finale de la réactivité est souvent négative et que, dans les cas où elle est positive, elle est assez voisine de zéro. D'ailleurs, il est possible d'améliorer les résultats en jouant sur la valeur du paramètre q .

2.2.2. Démarrage rapide après chute de barres

On suppose que le réacteur fonctionne à haut régime et est à l'équilibre. On déclenche alors la chute des barres. La réactivité devient négative et la puissance décroît rapidement. Lorsque la valeur atteint environ 10^{-5} fois le niveau initial, on redémarre le réacteur en utilisant le procédé rapide. Les résultats sont rassemblés au tableau VII.

TABLEAU II
ETUDE ANALOGIQUE DE LA PROCEDURE DE DEMARRAGE RAPIDE
Influence de δk_0 et q sur la réactivité finale

δk_0 \ q (pcm)	1,55	1,60	1,65	1,70	1,75	1,80	1,85	190	1,95	2	2,05	2,10
- 800	+ 166 (3)	- 23 (2)	+ 6 (2)	+ 27 (2)	+ 59 (2)	+ 77 (2)	- 225 (1)	- 212 (1)	- 207 (1)	- 185 (1)	- 178 (1)	- 164 (1)
- 1000	+ 70 (3)	+ 107 (3)	+ 138 (3)	- 60 (2)	- 30 (2)	- 4 (2)	+ 21 (2)	+ 33 (2)	- 311 (1)	- 295 (1)	- 277 (1)	- 261 (1)
- 2000	+ 11 (4)	+ 79 (4)	+ 121 (4)	- 81 (3)	- 41 (3)	+ 3 (3)	+ 39 (3)	- 279 (2)	- 243 (2)	- 216 (2)	- 185 (2)	- 771 (1)
- 3000	+ 49 (5)	+ 108 (5)	- 50 (4)	+ 1 (4)	+ 59 (4)	- 191 (3)	- 160 (3)	- 114 (3)	- 72 (3)	- 495 (2)	- 457 (2)	- 417 (2)
- 4000	+ 116 (6)	- 9 (5)	+ 65 (5)	+ 123 (5)	- 75 (4)	- 18 (4)	+ 30 (4)	- 281 (3)	230 (3)	- 184 (3)	- 139 (3)	- 662 (2)
- 5000	+ 18 (6)	+ 104 (6)	- 31 (5)	+ 35 (5)	+ 85 (5)	- 126 (4)	- 77 (4)	- 31 (4)	- 388 (3)	- 331 (3)	- 274 (3)	- 235 (3)
- 6000	+ 136 (7)	+ 30 (6)	+ 107 (6)	- 53 (5)	+ 13 (5)	+ 76 (5)	- 172 (4)	- 121 (4)	- 69 (4)	- 476 (3)	- 405 (3)	- 355 (3)
- 7000	+ 87 (7)	- 39 (6)	+ 49 (6)	+ 117 (6)	- 66 (5)	+ 9 (5)	- 283 (4)	- 213 (4)	- 148 (4)	- 100 (4)	- 540 (3)	- 476 (3)
- 8000	+ 22 (7)	+ 132 (7)	- 19 (6)	+ 70 (6)	- 124 (5)	- 54 (5)	+ 10 (5)	- 310 (4)	- 238 (4)	- 177 (4)	- 116 (4)	- 603 (3)
- 10 000	+ 108 (8)	+ 12 (7)	+ 100 (7)	- 55 (6)	+ 31 (6)	- 194 (5)	- 114 (5)	- 52 (5)	- 398 (4)	- 320 (4)	- 252 (4)	- 193 (4)

 $\theta = 10^{-4}$ $\beta = 640$ pcm $p = 2,3$ $\Delta = 10$ sMontée rapide: $a = 100$ pcm/s (avec paliers)

Les chiffres entre parenthèses indiquent le nombre de paliers.

TABLEAU III

ETUDE ANALOGIQUE DE LA PROCEDURE DE DEMARRAGE RAPIDE
Influence de δk_0 et q sur la réactivité finale

δk_0 (pcm) \ q	1,55	1,60	1,65	1,70	1,75	1,80	1,85	1,90	1,95	2	2,05	2,10
- 800	- 14 (2)	+ 20 (2)	+ 53 (2)	+ 77 (2)	+ 104 (2)	- 214 (1)	- 198 (1)	- 177 (1)	- 158 (1)	- 146 (1)	- 128 (1)	- 111 (1)
- 1000	+ 134 (3)	- 66 (2)	- 38 (2)	- 1 (2)	+ 28 (2)	+ 60 (2)	- 308 (1)	- 291 (1)	- 272 (1)	- 255 (1)	- 233 (1)	- 217 (1)
- 2000	+ 83 (4)	+ 149 (4)	- 44 (3)	+ 1 (3)	+ 47 (3)	- 292 (2)	- 258 (2)	- 212 (2)	- 187 (2)	- 144 (2)	- 752 (1)	- 718 (1)
- 3000	+ 126 (5)	- 42 (4)	+ 10 (4)	+ 81 (4)	- 181 (3)	- 130 (3)	- 80 (3)	- 28 (3)	- 480 (2)	- 430 (2)	- 387 (2)	- 339 (2)
- 4000	- 10 (5)	+ 77 (5)	- 117 (4)	- 60 (4)	+ 4 (4)	+ 65 (4)	- 266 (3)	- 200 (3)	- 153 (3)	- 698 (2)	- 643 (2)	- 597 (2)
- 5000	+ 124 (6)	- 43 (5)	+ 56 (5)	- 186 (4)	- 122 (4)	- 53 (4)	+ 10 (4)	- 374 (3)	- 293 (3)	- 225 (3)	- 176 (3)	- 834 (2)
- 6000	+ 9 (6)	+ 116 (6)	- 50 (5)	+ 34 (5)	+ 86 (5)	- 161 (4)	- 103 (4)	- 39 (4)	- 480 (3)	- 377 (3)	- 306 (3)	- 1090 (2)
- 7000	+ 150 (7)	+ 40 (6)	+ 125 (6)	- 46 (5)	+ 7 (5)	- 280 (4)	- 198 (4)	- 132 (4)	- 61 (4)	- 521 (3)	- 437 (3)	- 371 (3)
- 8000	+ 113 (7)	- 36 (6)	+ 58 (6)	- 137 (5)	- 54 (5)	+ 14 (5)	- 306 (4)	- 223 (4)	- 153 (4)	- 662 (3)	- 571 (3)	- 483 (3)
- 10 000	+ 6 (7)	+ 104 (7)	- 51 (6)	+ 36 (6)	- 180 (5)	- 97 (5)	- 21 (5)	- 383 (4)	- 308 (4)	- 240 (4)	- 814 (3)	- 713 (3)

$$\theta = 10^{-4}$$

$$B = 640 \text{ pcm}$$

$$p = 2,3$$

$$\Delta = 10 \text{ s}$$

Montée rapide: $a = 200 \text{ pcm/s}$ (avec paliers)

Les chiffres entre parenthèses indiquent le nombre de paliers.

TABLEAU IV
 ETUDE ANALOGIQUE DE LA PROCEDURE DE DEMARRAGE RAPIDE
 Influence de δk_0 et q sur la réactivité finale

q Réactivité initiale (pcm)	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,1
- 1000	- 112 (2)	- 408 (1)	- 363 (1)	- 324 (1)	- 295 (1)	- 260 (1)
- 5000	- 473 (4)	- 271 (4)	- 135 (4)	- 451 (3)	- 331 (3)	- 227 (3)
- 10 0000	- 260 (6)	- 398 (5)	- 187 (5)	- 476 (4)	- 320 (4)	- 175 (4)

$$\theta = 10^{-4} \text{ s}$$

$$\beta = 640 \text{ pcm}$$

$$\frac{p}{q} = \frac{2,3}{2} = 1,15$$

$$\Delta = 10 \text{ s}$$

Montée rapide: $a = 100 \text{ pcm/s}$ (avec paliers)

Les chiffres entre parenthèses indiquent le nombre de paliers.

TABLEAU V

ETUDE ANALOGIQUE DE LA PROCEDURE DE DEMARRAGE RAPIDE
Influence de δk_0 et q sur la réactivité finale

δk_0 (pcm) \ q	1,55	1,60	1,65	1,70	1,75	1,80	1,85	1,90	1,95	2	2,05	2,10
- 800	+ 81 (3)	+ 119 (3)	- 46 (2)	- 25 (2)	+ 1 (2)	+ 22 (2)	+ 46 (2)	- 249 (1)	- 230 (1)	- 219 (1)	- 205 (2)	- 194 (1)
- 1000	+ 14 (3)	+ 62 (3)	+ 87 (3)	+ 111 (3)	- 70 (2)	- 44 (2)	- 26 (2)	- 5 (2)	- 342 (1)	- 322 (1)	- 310 (1)	- 295 (1)
- 2000	+ 130 (5)	+ 10 (4)	+ 65 (4)	+ 100 (4)	- 84 (3)	- 48 (3)	- 18 (3)	+ 13 (3)	- 288 (2)	- 260 (2)	- 229 (2)	- 205 (2)
- 3000	+ 150 (6)	+ 51 (5)	+ 107 (5)	- 48 (4)	+ 1 (4)	+ 44 (4)	- 202 (3)	- 160 (3)	- 126 (3)	- 85 (3)	- 492 (2)	- 457 (2)
- 4000	+ 56 (6)	+ 130 (6)	+ 2 (5)	+ 57 (5)	- 126 (4)	- 63 (4)	- 19 (4)	+ 21 (4)	- 277 (3)	- 238 (3)	- 190 (3)	- 148 (3)
- 5000	+ 133 (7)	+ 44 (6)	+ 107 (6)	- 39 (5)	+ 25 (5)	- 187 (4)	- 134 (4)	- 78 (4)	- 36 (4)	- 379 (3)	- 326 (3)	- 277 (3)
- 6000	+ 80 (7)	+ 142 (7)	+ 57 (6)	- 113 (5)	- 35 (5)	+ 14 (5)	- 228 (4)	- 158 (4)	- 118 (4)	- 49 (4)	- 430 (3)	- 382 (3)
- 7000	+ 11 (7)	+ 100 (7)	+ 6 (7)	+ 57 (6)	- 123 (5)	- 45 (5)	+ 8 (5)	- 263 (4)	- 199 (4)	- 134 (4)	- 81 (4)	- 505 (3)
- 8000	+ 124 (8)	+ 48 (7)	+ 117 (7)	- 9 (6)	+ 69 (6)	- 115 (5)	- 57 (5)	0 (5)	- 282 (4)	- 217 (4)	- 164 (4)	- 645 (3)
- 10 000	+ 44 (8)	+ 129 (8)	+ 32 (7)	+ 106 (7)	- 57 (6)	+ 40 (6)	- 174 (5)	- 107 (5)	- 48 (5)	- 374 (4)	- 308 (4)	- 251 (4)

$$\theta = 10^{-7}$$

$$\beta = 540 \text{ pcm}$$

$$p = 2,3$$

$$\Delta = 10 \text{ s}$$

Montée rapide: $a = 100 \text{ pcm/s}$ (avec paliers)

Les chiffres entre parenthèses indiquent le nombre de paliers.

TABLEAU VI

ETUDE ANALOGIQUE
Réactivité finale en fonction de δk_0 et du niveau de puissance
au moment du démarrage

δk_0 (pcm) Seuil de démarrage rapide	$10 n_0$	$100 n_0$	$1000 n_0$
- 3000	- 172 (2)	- 166 (2)	- 104 (2)
- 5000	- 425 (2)	- 219 (2)	- 105 (2)
- 7000	+ 51 (3)	- 207 (2)	- 15 (2)
- 10 000	- 320 (2)	- 112 (2)	+ 108 (2)

$\theta = 10^{-5}$ 1^{ère} phase: montée lente de δk_0 à -2000 pcm (20 pcm/s)
 $\beta = 640$ pcm 2^e phase: montée accidentelle de -2000 pcm à β (1/10 s)
 $p = 2,3$ 3^e phase: chute des barres de β à δk_0
 $q = 2$ 4^e phase: démarrage rapide (100 pcm/s) lorsque la puissance
 $\Delta = 10$ s retombe à 10, 100, 1000 fois sa valeur initiale

TABLEAU VII

ETUDE ANALOGIQUE
Influence de δk_0 sur la réactivité finale

δk_0	- 3000	- 5000	- 7000	- 10 000
δk_f	+ 92	- 5	- 40	- 35

$\theta = 10^{-5}$ 1^{ère} phase: réacteur à l'équilibre; puissance n_0
 $\beta = 640$ pcm 2^e phase: chute de barres; introduction de δk_0
 $p = 2,3$ 3^e phase: enclenchement du démarrage rapide
 $q = 2$ (100 pcm/s) lorsque la puissance atteint $10^{-8} n_0$
 $\Delta = 10$ s

3. ETUDE EXPERIMENTALE ET RESULTATS REELS

Une série de démarrages (230 environ) ont été effectués sur le réacteur CABRI, du Centre d'études nucléaires de Cadarache. Il n'a pas été possible

de se placer dans des conditions de fonctionnement identiques à celles choisies lors de l'étude analogique. Le but de ces expériences était de faire apparaître des difficultés éventuelles qui pourraient surgir du point de vue de la sûreté.

3.1. Dispositifs expérimentaux utilisés

Le schéma de principe du dispositif expérimental est montré sur la figure 3. Pour augmenter le nombre d'informations, le réacteur se trouvant à l'état sous-critique, un détecteur sensible du type BF_3 est utilisé. La logique de la procédure indiquée à la figure 1 a été respectée. La mesure du niveau neutronique est faite en des temps égaux aux temps de comptage $t/2 \dots t/2^{i-2,3}$. t est fonction du nombre d'impulsions fournies par le détecteur. Pendant les expériences, t était inférieur ou égal à 1 s. Les expériences ont été effectuées à partir d'un réacteur considéré comme initialement à l'équilibre; elles ont le plus souvent été répétées plusieurs fois afin de s'assurer de la constance des résultats.

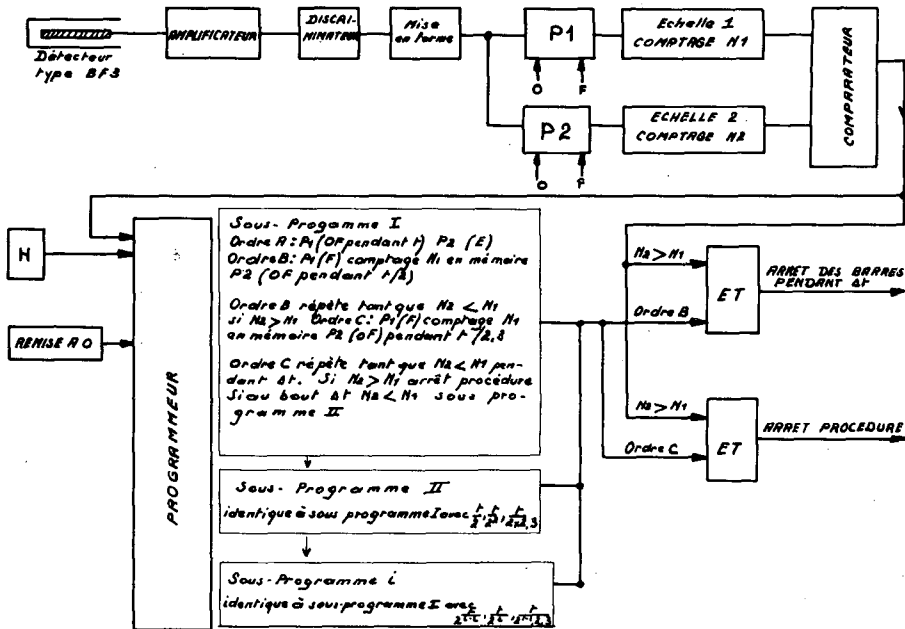


FIG. 3. Dispositif expérimental

3.2. Résultats d'expériences pour des vitesses $a \leq 90$ pcm/s

Les conditions d'expérimentation du réacteur étaient les suivantes:
 temps de vie des neutrons $\theta = 5 \cdot 10^{-5}$ s
 proportion de neutrons retardés $\beta = 652$ pcm
 vitesse des barres: 20 pcm/s et 55 pcm/s.
 Les résultats sont indiqués au tableau VIII.

TABLEAU VIII

RESULTATS D'EXPERIENCES DE DEMARRAGE RAPIDE
EFFECTUEES SUR LE REACTEUR CABRI

Réactivité initiale pcm	Réactivité 1 ^{er} palier pcm	Réactivité 2 ^e palier pcm	Réactivité 3 ^e palier pcm	Réactivité 4 ^e palier pcm
- 6100	- 3083	- 1804	- 615	- 93 (4)
- 6100	- 2995	- 1754	- 427 (3)	
- 3700	- 1941	- 692 (2)		
- 3700	- 1924	- 678 (2)		
- 3700	- 1937	- 696 (2)		
- 1400	- 228 (1)			
- 1400	- 190 (1)			
- 1400	- 230 (1)			
$a = 70 \text{ pcm/s}$ $\theta = 5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$ $\beta = 657 \text{ pcm}$ $p = 2,25$ $q = 2$				
- 970	- 243 (1)			
- 1100	- 325 (1)			
- 3200	- 1053 (1)			
- 3200	- 1078 (1)			
- 3200	- 973 (1)			
$a = 55 \text{ pcm/s}$ $\theta = 5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$ $\beta = 657 \text{ pcm}$ $p = 2,25$ $q = 2$ $\Delta = 12 \text{ s}$				

3.3. Résultats d'expériences pour des vitesses $a \geq 90 \text{ pcm/s}$

Les conditions d'expérimentation du réacteur étaient les suivantes:

temps de vie des neutrons $\theta = 58,5 \cdot 10^{-6} \text{ s}$

proportion de neutrons retardés $\beta = 783 \text{ pcm}$

vitesse des barres comprise entre 90 pcm/s et 720 pcm/s .

Les valeurs indiquées pour les réactivités initiales sont approximatives par suite du manque de précision dans l'étalonnage de la réactivité des barres de contrôle. Par contre, les valeurs finales de la réactivité sont

beaucoup moins approximatives puisque la cote critique est connue avec une très bonne précision. Dans la grande majorité des cas, l'état final du réacteur correspond à une valeur négative de la réactivité. Lorsque cette valeur finale est positive, on peut constater qu'elle est très inférieure à β , ce qui est compatible avec une bonne sécurité de fonctionnement.

3.4. Comparaison des résultats d'expériences et des résultats de simulations

Les résultats d'expériences et de simulations pour les mêmes conditions initiales et la même vitesse de libération de réactivité sont indiquées au tableau IX. Pour les vitesses de 90 et 180 pcm/s, les résultats de simulations montrent que le nombre de paliers est légèrement plus grand et l'état final de la réactivité plus proche de la criticalité que dans le cas des expériences. Par contre, pour les vitesses supérieures à 180 pcm/s, la comparaison des résultats est difficile, étant donné les conditions de mesure expérimentales du flux (durée de comptage de plusieurs dizaines de secondes).

4. CONCLUSION

Lorsque l'état initial du réacteur est stable, le principe de la méthode est valable, à condition que le nombre d'informations fournies par le détecteur soit suffisant pour que les fluctuations ne soient pas gênantes. Cette restriction peut entraîner dans certains cas l'utilisation de dispositifs spéciaux: augmentation du niveau des sources, position du détecteur, discrimination neutrons-gamma.

La valeur de la vitesse de libération de réactivité n'est pas critique. Même dans le cas de très grandes vitesses et avec des constantes de mesure relativement grandes, la réactivité finale est le plus souvent négative.

Des verrouillages doivent bien entendu être prévus pour éviter de libérer de la réactivité à vitesse élevée au voisinage de l'état critique. Des études sont en cours sur le cas où l'état initial de réacteur correspond à une puissance non stable (décroissance en particulier). Des essais ont été effectués et les résultats des comparaisons expériences-simulations seront communiqués dans un proche avenir.

REMERCIEMENTS

Nous exprimons toute notre reconnaissance à Mme Tellier, M. Bami, M. Bras pour leur contribution à certains travaux analogiques; à MM. Kaiser et Garau pour leur contribution à l'étude et à la réalisation du dispositif expérimental et pour l'aide apportée pendant les expériences; et à l'équipe du réacteur CABRI.

TABLEAU IX
COMPARAISON DES RESULTATS D'EXPERIENCES ET DE SIMULATIONS

Antiréactivité initiale (pcm)	$q - p - \Delta t(s)$	a (pcm/s)	Expériences			Simulations		
- 3300	2-2,22-10	90	- 1280 (1)			- 1462 (1)	- 527 (2)	
	2-2,4-10	90	- 1410 (1)	- 600 (2)	- 180 (3)	- 1464 (1)	- 528 (2)	- 18 (3)
	2-2,22-10	180	- 1260 (1)			- 1413 (1)	- 451 (2)	
	2-2,3-10	270	- 1300 (1)			- 1386 (1)	- 410 (2)	
	2-2,3-10	360	- 820 (1)			- 1362 (1)	- 380 (2)	
	2-2,3-10	720	- 240 (1)			- 1323 (1)	- 320 (2)	
- 2600	2-2,22-10	90	- 1155 (1)			- 1103 (1)	- 334 (2)	
	2-2,4-10	90						
	2-2,22-10	180	- 1035 (1)			- 1052 (1)		
	2-2,3-10	220	- 900 (1)			- 1022 (1)		
	2-2,3-10	360	- 610 (1)			- 1007 (1)	- 186 (2)	
	2-2,3-10	720	- 330 (1)			- 962 (1)		
- 2150	2-2,22-10	90	- 840 (1)			- 869 (1)	- 201 (2)	
	2-2,4-10	90	- 750 (1)	- 280 (2)		- 869 (1)	- 201 (2)	
	2-2,22-10	180	- 650 (1)			- 821 (1)		
	2-2,3-10	270	- 630 (1)			- 791 (1)		
	2-2,3-10	360	- 500 (1)			- 772 (1)		
	2-2,3-10	720	+ 48			- 735 (1)		
- 1650	2-2,22-10	90	- 562 (1)			- 604 (1)		
	2-2,4-10	90	- 450 (1)			- 604 (1)	- 61 (2)	
	2-2,22-10	180	- 420 (1)			- 556 (1)		
	2-2,3-10	220	- 320 (1)			- 528 (1)		
	2-2,3-10	360	- 300 (1)			- 513 (1)		
	2-2,3-10	720	+ 75			- 474 (1)		
- 1200	2-2,22-10	90	- 285 (1)			- 367 (1)		
	2-2,4-10	90	- 300 (1)			- 365 (1)		
	2-2,22-10	180	- 200 (1)			- 319 (1)		
	2-2,3-10	220	- 8 (1)			- 295 (1)		
	2-2,3-10	360	+ 25 (1)			- 279 (1)		
	2-2,3-10	720						
- 680		90						
	2-2,4-10	90	+ 36 (1)			- 40 (1)		
	2-2,22-10	180	+ 54 (1)			- 37 (1)		
	2-2,3-10	220	+ 190 (1)			- 15 (1)		
	2-2,3-10	360						
	2-2,3-10	720						

$\theta = 58,5 \cdot 10^{-5} s$

$\beta = 783 \cdot 10^{-5}$

REFERENCES

- [1] WEILL, J., FURET, J., Procédé nouveau de démarrage rapide des réacteurs nucléaires, C.R. Acad. Sci., Paris, 258 (1964) 887-89.
- [2] FURET, J., WEILL, J., Le démarrage rapide des piles atomiques, Onde élect. 19 (1964) 448-49.
- [3] CAILLET, C., DEAT, M., FURET, J., WEILL, J., Calcul analogique et contrôle - Le démarrage rapide d'un réacteur nucléaire, Journées d'information sur le contrôle et la commande des réacteurs nucléaires, Saclay, 16 décembre 1964, Mesures régulation automatisme 30 (1965) 79-83.

DISCUSSION

J. CHERNICK: What effects would variations in temperature and xenon have, during start-up of reactors sensitive to such effects, on the factors which your experience at Cadarache shows to be involved in this rapid start-up method?

J. WEILL: Variations in temperature and xenon lead to slow variations in reactivity unlikely to exceed $(4-6) \times 10^{-5} \text{ s}^{-1}$. Under these conditions the rods appear to be withdrawn at a slightly different rate; however, we have found that even large variations (by a factor of four) in withdrawal rate do not affect our method.

P.E. BLOMBERG: One cannot use this method immediately after shut-down since reactivity feedback effects are present with time constants comparable to the time constant used in the start-up programme.

J. CHERNICK: The reason why rapid start-up is not generally used is that there may be trouble if the rods continue to go out at their maximum rate. Would you care to comment on this?

J. WEILL: This is the controversial question. Quite apart from the possibility of blocking the process in the case of a breakdown, the risks are small; if there is a positive reactivity, then, in the power region, the negative temperature coefficient limits the power rise, giving the electronic controls time to scram the reactor. Hence, although the control rods may have to be dropped in the event of an accident during the process, this ensures shut-down.

P.E. BLOMBERG: Have you investigated the use of this rapid start-up method when photoneutrons produced in the reactor tend to increase the period for which the reactor power continues to follow a transient?

J. WEILL: The paper contains an example of start-up when the reactor is at 10^{-5} of full power after a scram; the same conditions apply when photoneutrons are reducing the reactor power.

P.E. BLOMBERG: Have you considered practical ways of meeting the requirement of safety authorities that there be no risk of a failure in the system which could lead to a prompt critical condition?

J. WEILL: For safety reasons such a system must clearly be duplicated, by either an identical or a different system.

At full or high power, however, the reactor has its own protection; in addition to the temperature effect, the speed of operation of the electronic controls is at a maximum in this region. Accordingly reactivity accidents are generally less important at high powers than at very low powers.

I. KLIGER: Why do you stop each time the power is doubled? Why do you not simply work with a constant ramp and follow the rate of increase in power?

J. WEILL: This is a possible method, but we consider it easier to observe the reactor when the rods have been stopped than to observe reactor and rods simultaneously.

NEUTRON DYNAMICS OF BROOKHAVEN'S HIGH FLUX BEAM REACTOR

J. CHERNICK
BROOKHAVEN NATIONAL LABORATORY,
UPTON, LONG ISLAND, N. Y.,
UNITED STATES OF AMERICA

Abstract

NEUTRON DYNAMICS OF BROOKHAVEN'S HIGH FLUX BEAM REACTOR. Brookhaven's High Flux Beam Reactor (HFBR) is a high power density research reactor with many novel features. These include a compact, undermoderated core, cooled, moderated and reflected by high velocity D_2O . The large D_2O reflector plays the dominant role in neutron moderation and in controlling the reactor. Resulting safety features include a long neutron generation time and negative temperature and void coefficients throughout the core and reflector. Dynamic characteristics of the reactor have been explored both by analog and digital computing machines.

The temperature coefficients of the reactor include a small fuel expansion coefficient, a large core D_2O expansion coefficient and a very large reflector D_2O expansion coefficient. The latter coefficient generally dominates the neutron dynamics of the reactor. Control rod action also takes place in the reflector. Although xenon poisoning is less than that of a comparable high flux thermal reactor, it is still substantial and at full power (40 MW) power perturbations in the absence of appropriate control rod action would yield a slow positive period.

Since the reactor core is undermoderated it would gain reactivity if the heavy-water coolant were completely replaced by ordinary water. For this reason the ultimate reactor shut-down agent is an aqueous solution of cadmium nitrate. Other conceivable methods of gaining reactivity include the flooding of empty beam tubes or rearrangements of core fuel elements. The reactivity gains have been measured experimentally and calculations show that they are completely tolerable. An anti-critical grid, consisting of a set of stainless steel bars, is mounted in the base of the reactor vessel to prevent criticality in the remote contingency that the core should overheat, melt and resolidify in the bottom of the vessel.

Other small but unusual effects that will be investigated during reactor start-up include the reactivity held by helium bubbles as a function of helium cover gas pressure and flow effects caused by changes in coolant velocity. Studies of possible experiments to separate the effects of the core and reflector temperature coefficients have also been carried out.

1. INTRODUCTION

The High Flux Beam Reactor (HFBR) is a high-intensity research reactor which is currently being brought into operation at the Brookhaven National Laboratory [1]. The HFBR is the third of Brookhaven's research reactors, the others being Brookhaven's graphite research reactor (BGRR) which recently celebrated its fifteenth year of continuous service and Brookhaven's medical reactor (BMR), a 5-MW research reactor of the swimming pool type. While three different coolants, D_2O , air and ordinary water, are therefore in use, the same basic fuel alloy, highly enriched uranium-aluminium, clad in aluminium is used in each reactor. The alloy for the BGRR is probably the most dilute ever required while that for the HFBR is about the most concentrated, containing 30 wt.% uranium, 3 wt.% silicon and 67 wt.% aluminium.

The HFBR concept is an offshoot of early Brookhaven studies of small liquid metal cooled reactors, which indicated a number of advantages for epithermal externally moderated research reactors [2]. A preliminary

design of a D_2O cooled, moderated and reflected epithermal research reactor was presented at the Second Geneva Conference [3].

The novel features of the reactor are the high fluxes achievable at modest power levels and the spatial separation of peak epithermal and thermal fluxes in the core and reflector. Experimentalists at BNL have found the latter feature most useful in reducing background problems. In addition, xenon poisoning is reduced and the burn-up cycle of the fuel is of reasonable length at the design power level of 40 MW. By mild pressurization of the reactor vessel (200 lb/in² gauge), the average power density of the core has been raised to 0.5 MW/litre, which is still modest compared to the USSR SM-2 reactor or the Oak Ridge HFBR reactor. Unlike the latter, however, the BNL reactor is not primarily a production facility but is a general purpose research reactor, tailored to the needs of its experimentalists. In the past, comparisons of the performance of D_2O moderated reactors with MTR-type research reactors [4] have been limited to thermal, low power density reactors such as the CP-5 at Argonne or DIDO at Harwell. If the HFBR achieves its expected performance, this should no longer be the case. Figure 1 compares typical flux distributions in ordinary and heavy-water moderated and reflected reactors. The rapid reduction of the thermal flux in an H_2O reflector is in sharp contrast with the broad peak seen in the D_2O reflector. The D_2O reactor also has the advantage that it is readily controlled by rods located outside the reactor core. While the situation may be somewhat improved for water reactors by the use of solid reflectors, the latter are subject to radiation damage problems and complicate the reactor design.

2. HFBR DESIGN FEATURES

The HFBR is very compact with an active core volume of only 88 litres. At its nominal power level of 40 MW, the thermal flux in the reflector peaks at $7 \times 10^{14} \text{ n cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$. The total flux in the core runs about $1.8 \times 10^{15} \text{ n cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$. A breakdown by energy groups is shown in Fig. 2. Experimental measurements in an HFBR mock-up of the thermal flux in the reflector show good agreement with calculations.

The reactor vessel is shown in elevation in Fig. 3. The reactor core, consisting of 28 MTR-ETR type fuel boxes lies at the centre of the 7-ft diameter, spherical base of the reactor vessel. The heavy water enters through the inlet duct and is directed downward by the flow shroud. It flows through the core at a velocity of 35 ft/s. On reaching the bottom of the vessel the flow reverses direction, passing upward through the reflector to the outlet duct. At the bottom of the vessel is a series of quarter-circular stainless steel bars called an anti-critical grid. The main purpose of the grid is to prevent the possibility of "second criticality" in the remote event that the core should overheat, melt and resolidify at the bottom of the vessel.

There are two sets of reactor control rods which operate in the reflector. There are 8 top driven main blades with a gang worth of 30.5% and 8 bottom-driven auxiliary blades with a gang worth of 7%. Shadowing effects between rods are found to be small. The control rod blades are composed of rare earth oxides (primarily Eu_2O_3) clad with stainless steel and set into hollow, right-angled steel frames.

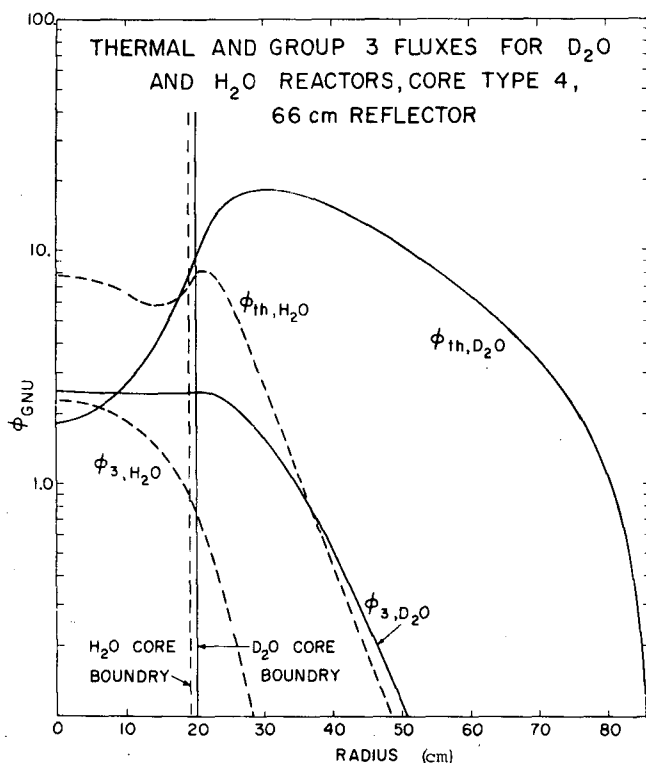


FIG. 1. Comparison of thermal and intermediate energy fluxes in D_2O and H_2O reactors

Figure 4 is a cross-section of the reactor which shows the fuel boxes, control rod blades, beam tubes, a large cold neutron facility and various irradiation thimbles. There are two irradiation thimbles in the core, two at the core edge and three in the reflector. The principal purpose of the reactor, however, is the extraction of neutron beams and several beam tubes are shown. Most of these are thermal beam tubes which terminate in regions of peak thermal flux. It may be noted that these are placed tangentially to the core, since BNL mock-up experiments have shown that the background of gamma rays and fast neutrons are drastically reduced in this way. There are two resonance beam tubes which terminate closer to the core. However, only one of these, which is connected to a fast chopper, looks directly at the core. The present experimental facilities design differs substantially from our initial concept which visualized a greater number of resonance neutron beam tubes and left little provision for irradiation thimbles.

Details of the HFBR fuel element are shown in Fig. 5. Each fuel box contains 17 standard curved aluminium plate sandwiches 50 (15-20-15) mils thick and two end plates 140 mils thick. The standard separation between fuel plates is 102 mils. The fuel housing dimensions are 2.88 in. $\times$ 3.22 in. by 57.25 in. long with an active core height of 20.75 in. The fuel elements were selected after an extensive development programme which included high burn-up tests in the MTR and ETR reactors.

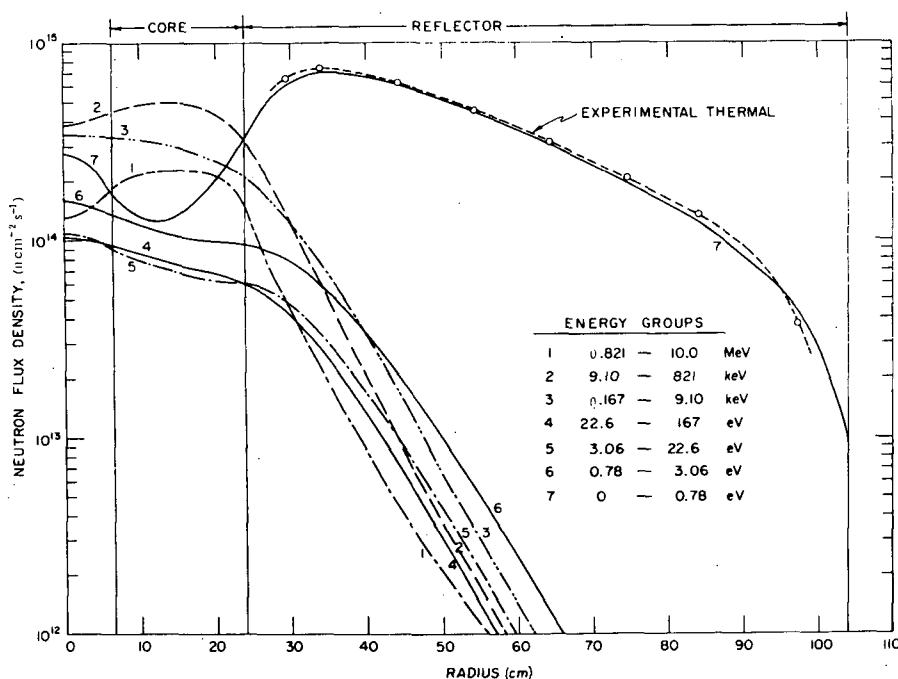


FIG. 2. HFBR flux distributions for various energy groups

The $D/^{235}\text{U}$ and $\text{Al}/^{235}\text{U}$ atom ratios of the core are 172 and 109 respectively. The 7.67-kg ^{235}U loading is expected to yield an excess multiplication factor of 13.4% for the initial critical loading. The fuel cycle time is six weeks, split into two half cycles of three weeks each. At the end of each half cycle the fuel in the outer 14 boxes is removed and replaced by the partially burned fuel of the inner 14 boxes. Fresh fuel is introduced in the latter region. Initially, the fuel will be carried to an average burn-up of 20%. Higher burn-ups corresponding to initial uranium concentrations of up to 40% by weight may be possible in the future.

The peak-to-average power density in a freshly fuelled core is 3.44 and is 3.18 in an equilibrium core. The large power peaking is primarily the result of the fact that the undermoderated core acts as a sink for thermal neutrons returning from a highly efficient reflector. The half cycle reloading scheme not only reduces the magnitude of the peaking factor but also reduces the maximum local burn-up to about 40% for the core at 20% average burn-up. Figure 6 shows an experimental power density distribution across the midplane of a uniformly poisoned critical assembly. The experimental data were used to normalize calculations of the effect of fuel burn-up on power distributions.

3. REACTOR SAFETY AND CONTROL

The HFBR has many unusual features from the viewpoint of reactor safety. The use of heavy water as moderator and reflector results in a re-

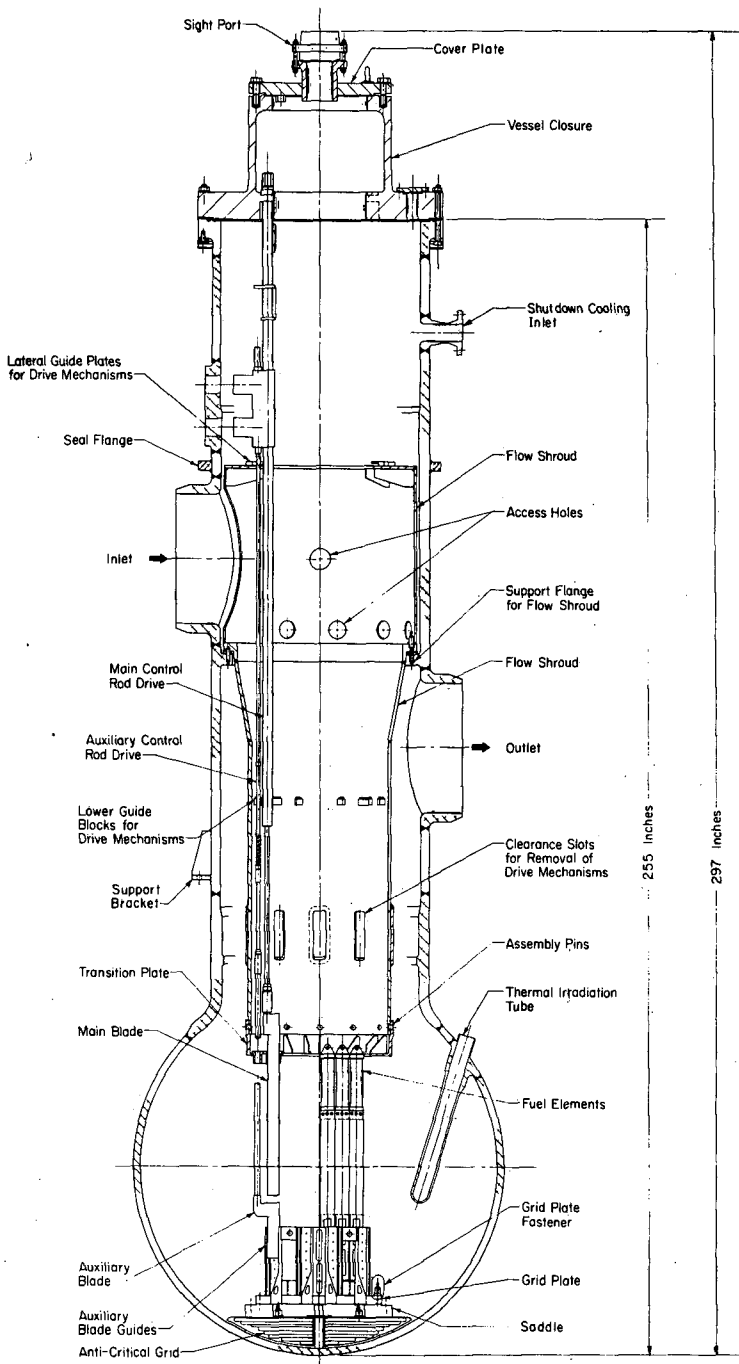


FIG. 3. HFBR reactor vessel

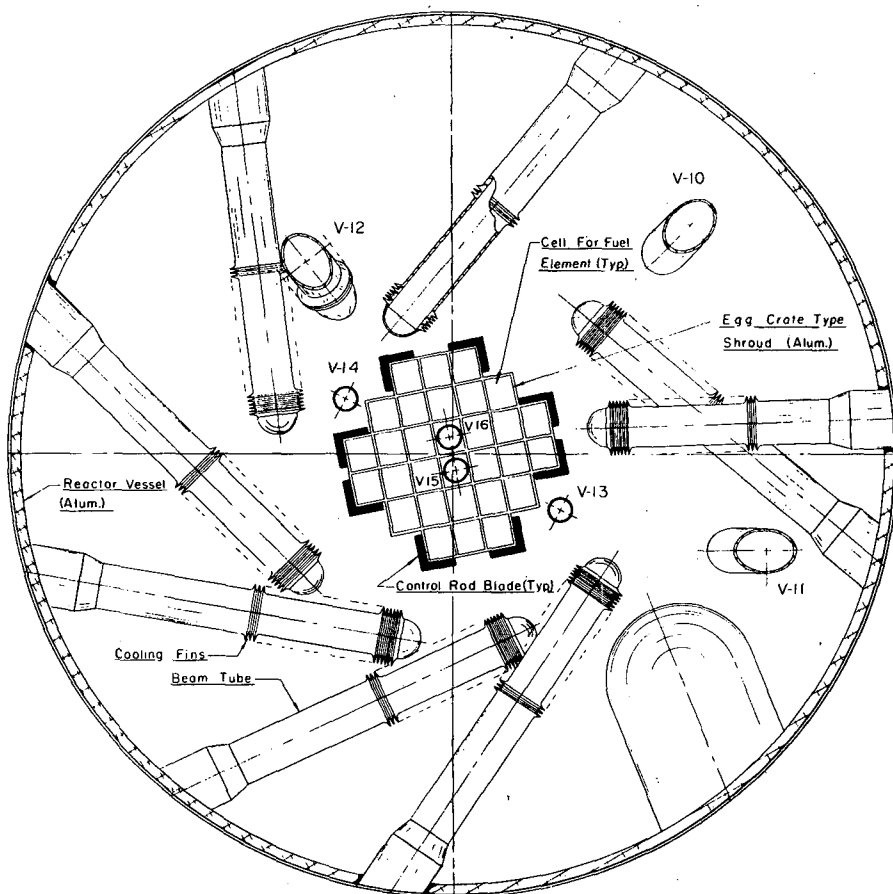


FIG. 4. Cross-sectional view of HFBR reactor

latively long neutron generation time. The response of the reactor to large reactivity insertions is therefore more sluggish than that of a comparable light-water reactor. As shown by recent tests on the D_2O moderated SPERT-II reactor at the National Reactor Testing Site in Idaho [5], pressure effects in a reactor of similar lifetime are quite small at reactivity insertions of the order of a dollar or more.

Inherent control is provided by temperature and void coefficients. The main negative effects are due to D_2O expansion. Thermal expansion of the fuel plates squeezes D_2O from the core resulting in a small negative coefficient of $-0.5 \times 10^{-3} \% \Delta k$ per degC. Expansion of D_2O in the core also increases the neutron leakage, resulting in a uniform core water coefficient of $-6.7 \times 10^{-3} \% \Delta k$ per degC. Finally, expansion of D_2O in the reflector yields the large reflector water coefficient of $-17.2 \times 10^{-3} \% \Delta k$ per degC. The reflector coefficient is, however, partially delayed since the coolant transit time through the reflector is nearly 4 seconds. In addition the void coefficient of the core is estimated at $-0.35 \times 10^{-3} \% \Delta k/cm^3$ of void.

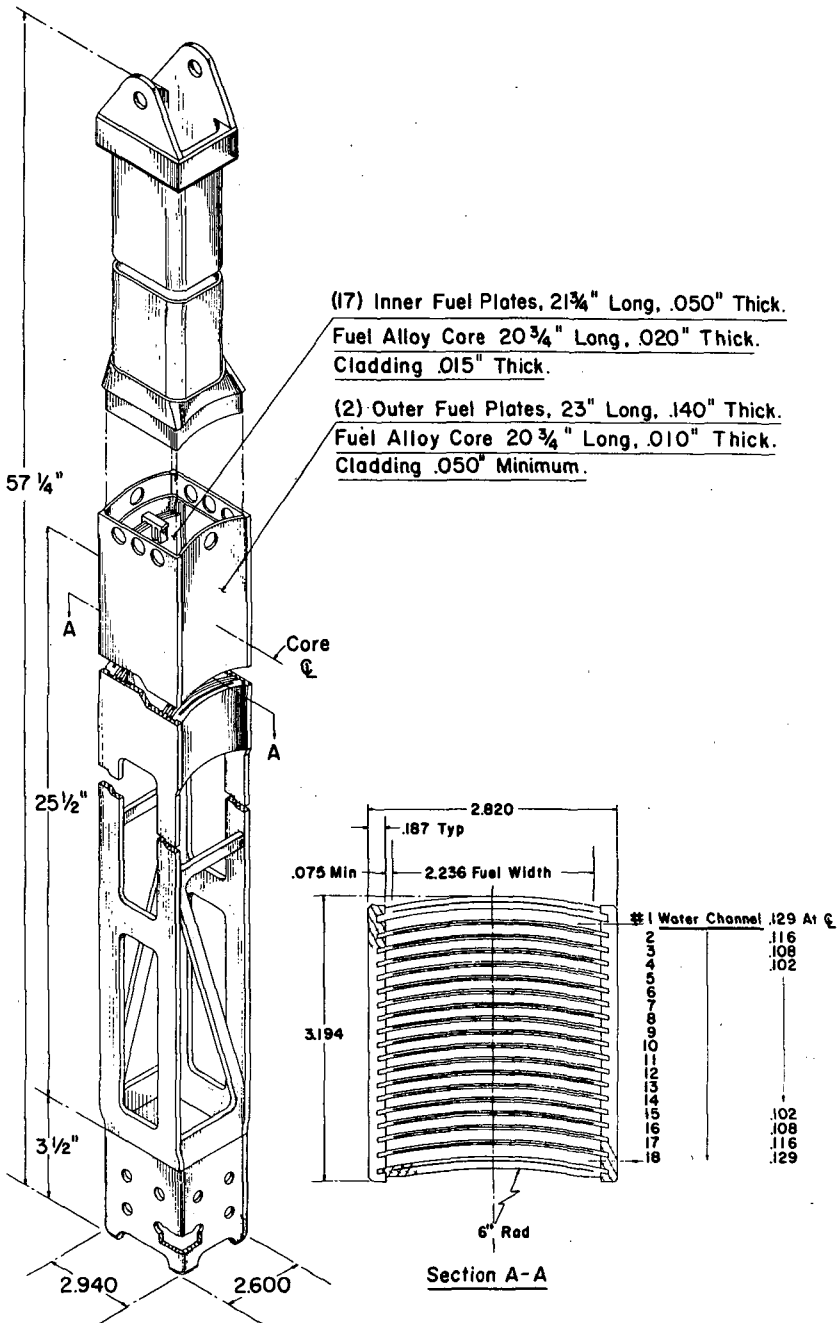


FIG. 5. The HFBR fuel element

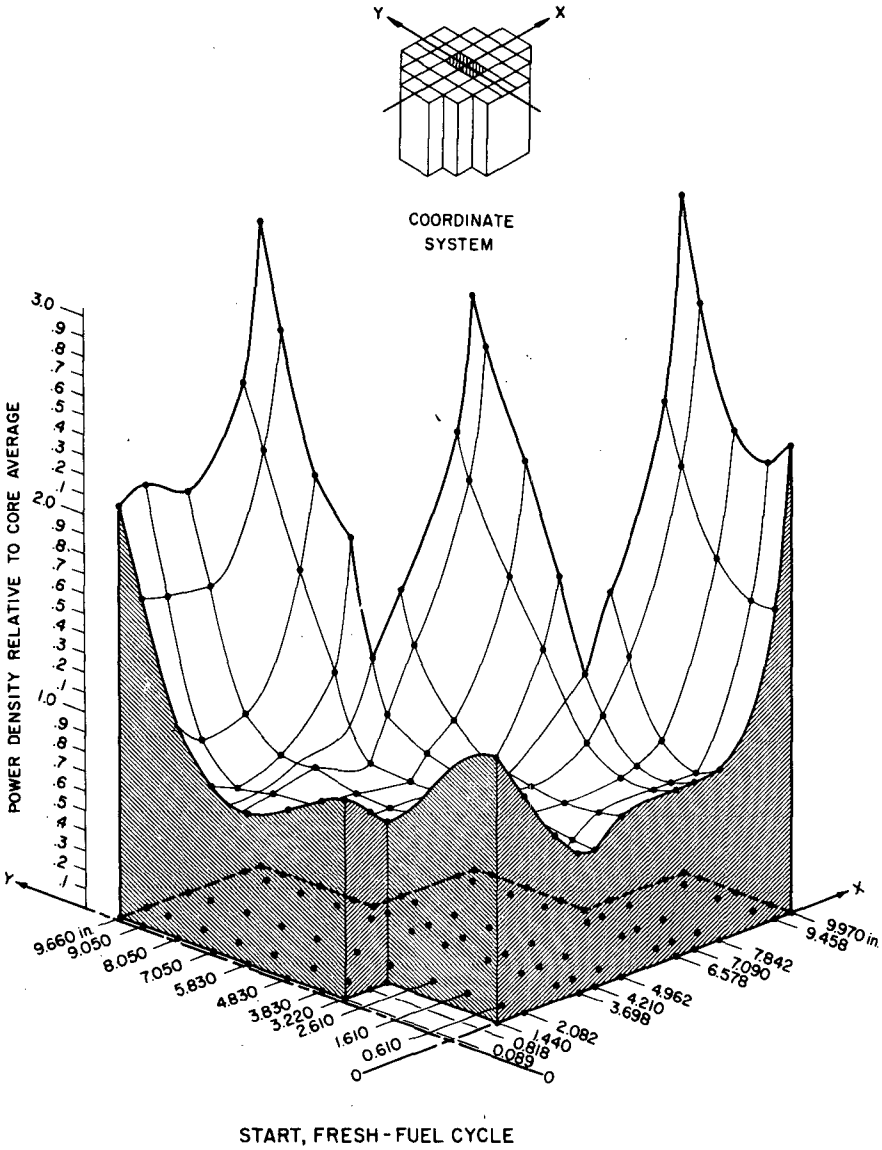


FIG. 6. Midplane power distribution in HFBR

These results are somewhat modified by spectrum effects, which may be complex, particularly during transients. Thus the effective neutron temperature of the core at a given time is dependent on coolant temperatures in the reflector. However, the bulk of the reactivity compensation in credible accidents without control rod action is found to be largely attributable to the reflector temperature coefficient.

In spite of these inherent controls, design practice has been to base the safety of the reactor upon the speed and reliability of its safety rods, upon redundant instrument systems and upon the successive containment systems around the fuel. The instruments monitoring the neutronic behaviour of the reactor and the critical process conditions are arranged with three parallel but independent channels for each variable. Any two out of three parallel channels cause reactor shut-down. This arrangement permits frequent testing of each instrument channel during operation. The eight main control rods and the eight auxiliary control rods are all driven by independent mechanisms. The reactor is protected against accidental ruptures of the primary system by the design of the reactor vessel and by the arrangement of the shield which is such as to ensure that the core remains covered with coolant even if the reactor vessel were itself ruptured. Means are provided to cool the core after shut-down in the event of a loss of all coolant pumping power. The shield is constructed so that in the worst conceivable reactor accident any gas overpressures would be relieved by controlled venting and no solid missiles would escape from the shield. The speed of the control system is indicated in Fig. 7 which shows the response of the reactor to a step reactivity input of $1.5\% \Delta k$. Comparison of the curves with and without the inclusion of inherent control shows that there is little dependence on inherent control in the design of the mechanical control system.

The large worth of a main rod in the reflector (3.82%) makes it possible to shut down the reactor with only three rods in the normal core, which has an initial excess reactivity requirement of $10.6\% \Delta k$. The maximum reactivity requirement occurs only for the first core (13.4%), which can be shut down with 4 out of the 8 main rods.

One odd feature of the undermoderated HFBR is that the withdrawal of a fuel box may lead to an increase rather than a decrease in reactivity. Critical experiments have therefore been carried out on cold, clean reactor cores to determine the most reactive configurations. These experiments have verified that the fully loaded core can be held subcritical by any four of the eight main control rods. The most reactive configuration with a multiplication factor of 1.02 was one with the 14 outer fuel boxes in place and with three additional fuel boxes near the reactor centre. This configuration could be held subcritical with any five main rods.

Calculations have also shown that an HFBR core would be supercritical with all rods inserted if the heavy water in the reactor vessel were replaced by ordinary water. Figure 8 shows a computed curve for the multiplication factor of a cold, clean, unburned core as a function of the percentage of light water in the system. Experimental results gave an excess multiplication factor of 7% for this configuration when filled with water. A careful study of possibilities of light water contamination has therefore been necessary. Where possible, ordinary water lines have been excluded, and where necessary, as in the thermal shield coolant circuit the entire water inventory is insufficient to raise the multiplication factor above 0.90 even if it were somehow possible to leak the entire circuit into the primary system. Nevertheless a 350-gallon tank containing an aqueous solution of 3300 pounds of cadmium nitrate is available to provide positive shut-down even if the heavy water in the reactor primary system were completely displaced by light water.

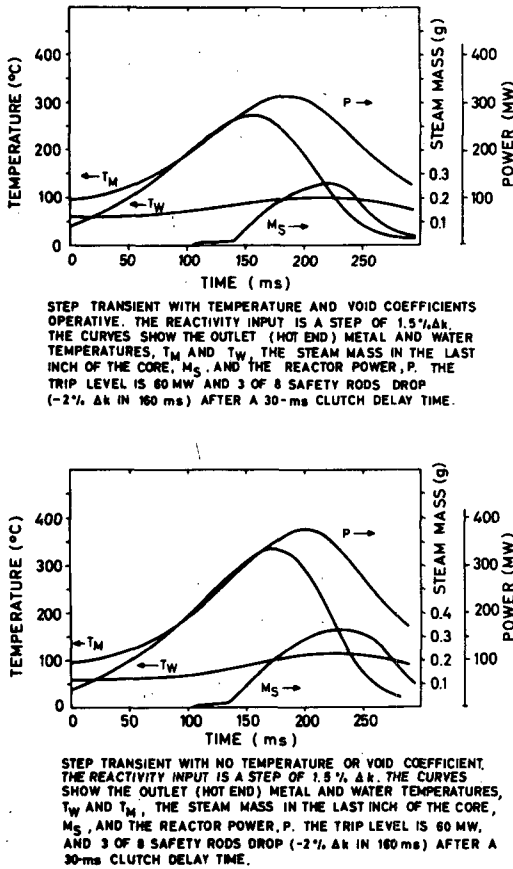


FIG. 7. Response of HFBR to a large reactivity insertion

Although the xenon poisoning in the HFBR is less than that of a comparable water-cooled reactor, it is nevertheless quite important at operating flux levels. A plot of the reactivity against time after shut-down from equilibrium at full power is shown in Fig. 9 for an early design study (core J). The effect of xenon build-up peaks at about 10 hours after shut-down. Despite the excess reactivity available at the start of a fuel cycle it will not be possible to override xenon at all times after a scram. Late in the cycle it may be necessary to introduce a fresh core or to wait 40 to 50 hours before restart is possible.

Despite the high flux levels spatial xenon oscillations do not appear to be possible in the HFBR because core dimensions are not large compared to a migration length. As a result, communication is good between different parts of the core and the latter should respond as a unit to reactivity changes. However, the HFBR is unstable to xenon burn-up in its fundamental mode and hence reactivity perturbations in the absence of control rod action give rise to an eventual increase in power. Figure 10 shows the response of the reactor to a one second reactivity ramp at full power. In the 80- μ s ramp a peak is seen in the curve at short times where the reflector coefficient

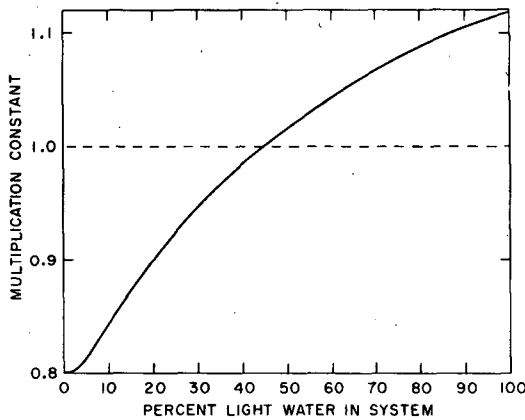


FIG. 8. Multiplication constant of fresh fuel HFBR with all rods inserted versus percentage light water

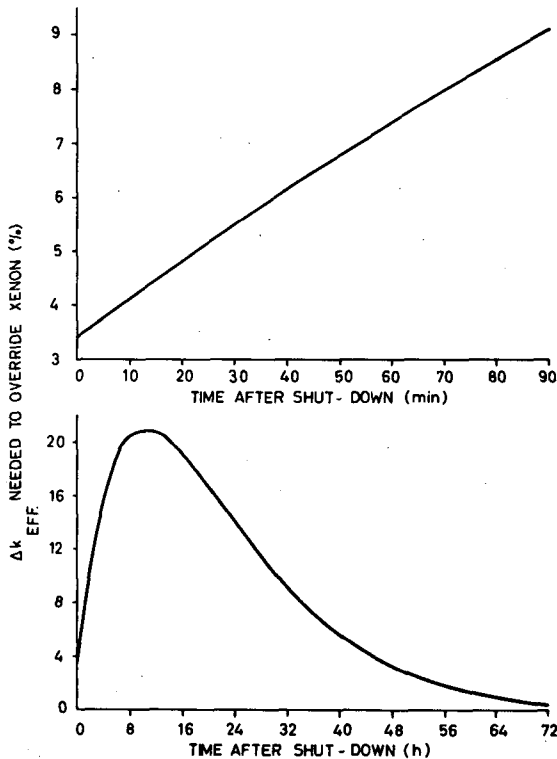


FIG. 9. Xenon reactivity plotted against time after shut-down from 40 MW for HFBR Core J

dominates. Eventually xenon burn-out dominates and the power level moves up. Although there appears to be ample time for control rod action, prudence (and burn-up correlations) suggest that scram action be initiated before the reactor approaches the 100-MW power level.

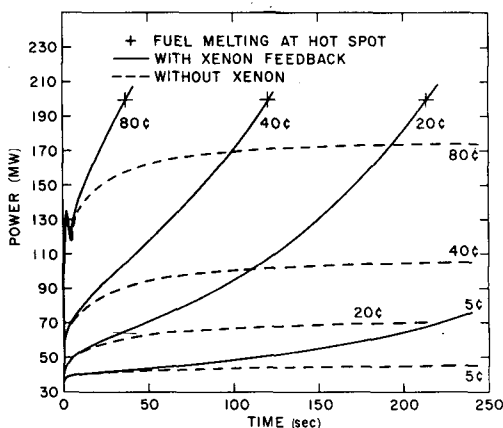


FIG. 10. Response of HFBR at power to 1-s reactivity ramps

4. ACCIDENT STUDIES

The design of the HFBR has been guided as much by safety considerations as by the needs of the experiments since it is realized that abnormal environmental conditions, system malfunctions and human errors can occur.

The most severe results of equipment failure or malfunction would be limited to fuel plate melting caused by channel blockage or by faulty fuel elements. Most of the resultant fission product activity in the primary coolant would be removed by the demineralizer system. Noble gases and some of the halogens would be released from the reactor stack at a controlled rate through the cover gas exhaust system. Similarly a spent fuel element is vulnerable to equipment failure or human error during its removal from the reactor and the possibility of its melting has been considered. Shut-down coolant flow for heat removal is supplied by any one of two primary pumps or two shut-down pumps with the two main coolers or the shut-down cooler. The shut-down pumps are driven from the normal electrical supply or from either of two emergency power systems. In the event of a complete failure of all motive power, natural circulation paths in the vessel automatically open which are sufficient to reverse the flow for shut-down cooling by natural circulation.

Although the system has been designed so that gross ruptures of the primary system will not uncover the core, the consequences of an accident leading to complete melt-down of the core and the release of its fission products to the containment building have been examined. The fission product afterheat then leads to a slow evaporation of coolant into the building atmosphere. The pressure and temperature build-up and the resulting fission product leakage from the containment building have been calculated on conservative grounds. Under the worst expected meteorological conditions calculated doses on site and in all areas off site are well below USAEC guidelines.

The fastest rate at which reactivity can be added to the reactor from the control rod system occurs via ganged motion of the main rods at the critical position ($\approx 10 \text{ } \$/\text{s}$ at a maximum velocity of 4 in./min). If this action con-

tinues, it is found that the power overshoots are modest following scram action of the rods from their fully withdrawn position at an overpower trip of 50 MW. The size of the overshoot depends on the initial power level. With only four rods operative, the calculations show an overshoot to 51 MW from an initial level of 40 MW and an overshoot to 58 MW from an initial level of 10 kW. Power transients following a break in a control rod blade or follower were also considered. In these cases the most severe transient was that resulting from a break in an auxiliary rod follower with the reactor at full power. Under the assumption of a 2-g expulsion of the control blade and with scram action of only 4 of the 8 main rods at an overpower trip of 50 MW, a peak power of 81 MW is reached 190 ms after initiation of the transient. In this case, burn-out conditions in the hot channel of a freshly fuelled core would be approached on the basis of conservative, steady state burn-out correlations.

Since the HFBR is basically a neutron beam facility, the reactivity allotment for irradiation experiments is small. A total of only 1.4% Δk is allotted for both experiments and operational control. The irradiation thimbles in the reactor vessel will normally be filled with D₂O. However, future experiments may involve helium cooling of a voided thimble. Critical experiments have measured the reactivity effect of flooding empty tubes in the reactor. These range from 85¢ (0.66% Δk) for each central irradiation thimble to 50¢ for a thermal beam tube and 24¢ for a core edge irradiation thimble. The beam tubes are normally voided and in total are worth 2.63% Δk . Calculations indicate that instantaneous flooding of an empty central irradiation thimble will not lead to fuel damage in a normal core at power if as few as 4 of the 8 main rods scram at the 50 MW trip level even on the basis of steady state burn-up correlations.

The classical "cold water" accident is not a cause of serious concern because of the existence of both interlocks and moderate coolant temperatures (120°F inlet, 134°F outlet). The excess reactivity requirements of the HFBR for temperature is only 0.9% Δk . Interlocks prevent rod withdrawal unless primary water flow exists at normal levels and the main pumps cannot be started unless the rods are fully inserted. Nevertheless calculations have been carried out of the effect of the sudden mixing of a very cold water loop with an operating loop at half power. The power transient is slow because of the long transit time through the reflector and with control rods operative there is practically no overshoot of the overpower trip level. Even in the absence of rapid control rod action, calculations indicate no core damage in credible cold-water accidents.

The HFBR system is moderately pressurized to improve its thermal performance. The normal helium cover gas pressure is 200 lb/in² gauge. The cover gas pressure is monitored by three instruments which give an alarm at high (220 lb/in² gauge) or low (190 lb/in² gauge) pressure and cause a scram in two out of three coincidence at 180 lb/in² gauge. The response times of the pressure switches are all within 0.5 s. The helium system includes a number of connections to the exhaust gas manifold which are normally closed by valves. A pipe break or the inadvertent opening of a valve could dump the pressurizing gas in as little as 4 s. While the drop in pressure could momentarily bring hot-spot fuel temperatures to saturation and cause some local boiling it is found that no fuel burn-up would result.

5. REACTOR START-UP

The HFBR is at present undergoing a thorough shakedown of its mechanical and hydraulic components. Every precaution has been taken in its design and in preparations for start-up. The reactor design calculations have involved many members of the BNL staff in addition to its regular HFBR Project staff. The reactor physics calculations have been checked by various reactor codes, Eyewash, GNU, and AIM-6 in particular, and against Olcott's under-moderated D_2O critical experiments [6]. The calculations have also been checked by critical experiments at BNL. Various aspects of the design not as reliably estimated by calculation such as the neutron spectrum from a beam tube, the adequacy of flow reversal for shut-down cooling and the gamma-ray heating of structural members have also been checked by experiments. Reactor kinetics models have been tested by comparison with SPERT-III transients and estimates of pressure effects during transients by comparison with the heavy-water moderated SPERT-II experiments. Nevertheless the HFBR is a research reactor with several unique neutronic and hydraulic features. For these reasons, planning of the start-up experiments was begun at an early date in order to check adequately operational behaviour with the limited neutronic instrumentation available.

The start-up programme on the HFBR includes several partial loadings to determine the most reactive fuel box configurations. After the initial reactor loading to criticality and control rod calibrations, a number of relatively conventional measurements will be carried out. These include the reactivity effects of thimbles and samples, the effect of xenon at various power levels and the uniform temperature coefficient of reactivity. The energy required to heat the system for the latter measurement will be supplied by the primary pumps.

A more unusual experiment involves reactivity effects caused by the evolution of helium dissolved in D_2O with system changes in temperature and pressure, although the effects are expected to be small. Coolant flow effects are not always predictable in high specific power reactors and changes of reactivity with coolant flow rates will be measured. At each step of reactor power escalation reactor noise measurements will be made to search for abnormalities which might be caused by vibration, flow instabilities or local boiling. A reactor oscillator would also be useful for such measurements but at present it is not clear that one will be available.

During start-up a neutron source of about 10^7 n/s will be located in one of the in-core irradiation thimbles. At least three independent neutron detection channels will be used to detect the insertion and removal of the source. The normal reactor channels will be supplemented by three neutron counters and three additional ion chambers located in beam tubes. A very useful instrument for the continuous measurement of reactivity changes is the reactivity computer [7] Rhoette which has been in constant use at Brookhaven for control rod calibrations and the measurement of large reactivity changes. The accuracy of this instrument is shown by Fig. 11 which compares its results with reactor period measurements taken on a small (17 in. $\times$ 19-3/8 in. $\times$ 24 in.) water-moderated critical assembly containing 7.6 kg of ^{235}U and 22 kg of aluminium.

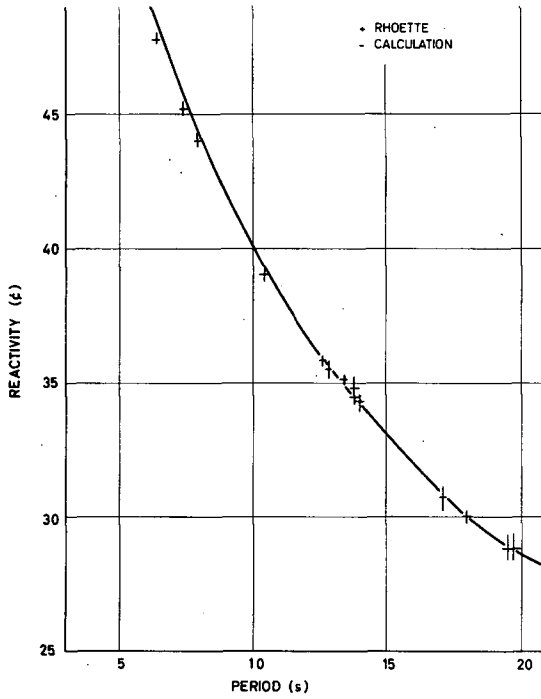


FIG. 11. Reactivity plotted against period

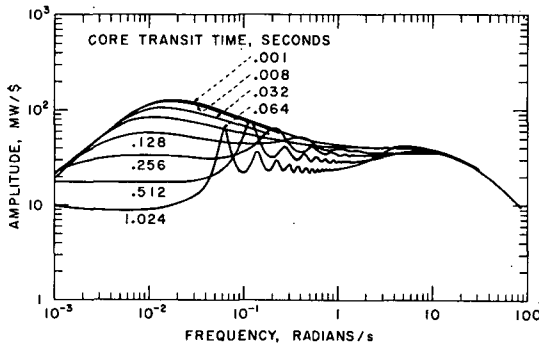


FIG. 12. Transfer function at 40 MW for various core transit times

The analysis of HFBR reactor transients indicates that, despite spatial complexities in neutron flux and component temperatures, a "point" reactor model with conduction type temperature delays is generally satisfactory. A more sophisticated model is one which assumes "slug flow" of the coolant through the core and reflector and thus includes coolant transport delays. The transfer function of the reactor for various assumed coolant flow rates is shown in Fig. 12. At low flow rates the transport delay through the reflector results in a number of resonances of finite amplitude. At the design core

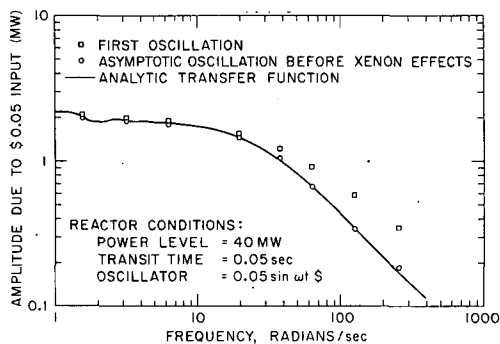


FIG. 13. Comparison of transfer function and solution of differential equations

transit time of 0.05 s, however, circulation damping suppresses the resonances and the transfer function of the reactor is similar to that of a conduction delay model. At very low frequencies (not shown) the xenon instability shows up.

The adequacy of the transfer function of the reactor as a guide to actual amplitudes encountered in transients is shown in Fig. 13. The result of the solution of the exact (partial differential) equations are shown after initiation of a 5-¢ oscillation at 40 MW. The circles show the asymptotic amplitudes obtained before xenon burn-up causes a gradual divergence of the reactor. The squares show the amplitude of the first oscillation. Only at high frequencies is the analytic transfer function inaccurate.

ACKNOWLEDGEMENTS

The persons who have made significant contributions to the work reported here are too numerous for individual mention. The great bulk of the work was carried out by the HFBR Project Staff under the leadership of J. Hendrie. T. Auerbach, G. Lellouche and the late J. Juliens, of the Nuclear Research Center, Mol, Belgium, contributed importantly to early studies of the reactor concept and W. Zinn and associates drew up the first rough mechanical design and cost estimate. W. Rothenstein (now of the Technion at Haifa, Israel), P. Michael and L. Epel carried out most of the subsequent reactor physics calculations. The critical experiments were planned and carried out under the direction of H. Kouts and the planning of the start-up experiments by C. Sastre. I. Kaplan and E. Gyftopoulos contributed as consultants to the planning of the start-up programme. The bulk of the transient studies were carried out by H. Kouts, C. Sastre, and G. Lellouche.

REFERENCES

- [1] HENDRIE, J. M., Proc. 3rd UN Int. Conf. PUAE 7 (1965) 372.
- [2] CHERNICK, J., Nucl. Sci. Eng. 1 (1956) 151.
- [3] AUERBACH, T. A., CHERNICK, J., JULIENS, J., LELLOUCHE, G., ZINN, W., et al., Proc. 2nd UN Int. Conf. PUAE 10 (1958) 60.

- [4] WEINBERG, A. M., WIGNER, E. P., in *The Physical Theory of Neutron Chain Reactors*, Univ. Chicago Press (1958) 417.
- [5] GRUND, J. E., National Reactor Testing Site Rep. IDO-16891 (1963).
- [6] OLCOTT, R. N., Nucl. Sci. Eng. 1 (1956) 327.
- [7] SASTRE, C. A., Nucl. Sci. Eng. 8 (1960) 443.

DISCUSSION

J. WEILL: What trouble have you had with samarium formation?

J. CHERNICK: In a high-flux reactor, such as the HFBR, the samarium poisoning rapidly reaches equilibrium and the degree of reactivity loss is essentially complete - that is to say, it is proportional to the yield of both samarium isotopes.

J. FURET: Since publication of this paper, have you decided to carry out transfer function measurements at different power levels using a reactivity oscillator?

J. CHERNICK: At present we do not have a reactivity oscillator capable of operating at various power levels, although we realize that such an instrument is possible and would be useful. The project has not been able to spare the manpower necessary for this purpose, and it will be built only if the hydraulic tests still under way show that the instrument is needed.

J. FURET: What are the efficiency and location of the detector employed for spectral analysis of the neutron noise?

J. CHERNICK: The detector is a recent Milletron product. At present it is located in a beam tube, but it will be moved out as we go to higher power.

D. ROUX: What kind of neutron flux variation do you expect at the reactor control ionization chambers during a reactor cycle?

J. CHERNICK: We do not expect a large change during the reactor cycle. However, the chambers are frequently recalibrated by comparison with a heat balance for the reactor.

R. D. JAIN: You have mentioned in your paper that you get slow positive periods on certain occasions. Will you explain this point?

J. CHERNICK: The slow periods occur some time, of the order of many seconds, after a transient. They are shown in Fig. 11. They are caused by the fact that the reactor is unstable with regard to xenon burn-up and, as shown in the figure, they do not occur when xenon burn-up is neglected in a study of the transient.

SYSTEME DE PILOTAGE AUTOMATIQUE DU REACTEUR PEGGY

J. BERTRAND, D. DESANDRE NAVARRE, G. FRIEDLING

ET

R. MOURCHOU

CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE CADARACHE, FRANCE

Abstract — Résumé

AUTOMATIC CONTROL SYSTEM OF THE PEGGY REACTOR. The paper describes the automatic control system designed to replace the previous system of the Peggy reactor. The main characteristics of the system are that it permits

- change-over at a constant period of 20 s from an initial to a final power differing by a factor of as much as 10^6 ;
- accurate stabilization of the power, the change from a transient to a stabilized state being made automatically.

The equipment consists of a d. c. linear amplifier, with automatic range commutation from decade to decade, and an assembly of circuits for producing from the signal emitted by the amplifier a signal proportional to the logarithm of the power over six decades. A constant power period is achieved by adjusting the logarithm of the power to a value provided continuously by an electronic programmer which produces a voltage gradient with a slope corresponding to the period of 20 s and a saturation value equal to the logarithm of the power required.

When the power approaches the value required, a voltage comparator switches the system to a stabilized state by adjusting the linear power value to the preset value by conventional methods. At the beginning of a transient state the system also functions in reverse, enabling the reactor to pass from a stabilized state to a transient state. The control system also makes it possible to approach the required power level from above or below.

The author discusses the principles underlying the design of the equipment.

SYSTEME DE PILOTAGE AUTOMATIQUE DU REACTEUR PEGGY. L'exposé porte sur un système de pilotage automatique étudié dans le cadre de la réfection de l'ensemble de commande du réacteur Peggy. Les principales caractéristiques du système sont de permettre:

- d'abord le passage à période constante de 20 s d'une puissance initiale à une puissance finale, ces deux valeurs de puissance pouvant être dans un facteur aussi grand que 10^6 ;
- ensuite la stabilisation précise de la puissance, le changement de régime du ralliement à la stabilisation étant automatique.

L'appareil comporte un amplificateur linéaire de courant continu, à commutation automatique de gamme, de décade en décade, et un ensemble de circuits permettant d'engendrer un signal proportionnel au logarithme de la puissance sur six décades, à partir du signal issu de cet amplificateur. Le ralliement de puissance à période constante s'effectue en asservissant le logarithme de la puissance à la valeur fournie à tout instant par un programmeur électronique, lequel engendre une rampe de tension dont la pente correspond à la période de 20 s et dont la valeur de saturation est égale au logarithme de la puissance que l'on désire rallier.

Lorsque la valeur de la puissance approche de celle que l'on désire rallier, un comparateur de tension commute le système en régime de stabilisation, en asservissant alors par les méthodes conventionnelles la valeur linéaire de la puissance à la valeur de consigne. Au démarrage d'un transitoire le système fonctionne également en sens inverse permettant de passer du régime de stabilisation au régime de ralliement. Enfin, le pilotage permet évidemment de faire des approches par valeurs supérieures aussi bien que par valeurs inférieures.

L'auteur discute les principes retenus dans la conception de l'appareil.

A l'occasion de la récente transformation de l'installation de contrôle et de commande du réacteur PEGGY, un nouveau système de pilotage auto-

matique a été étudié au Centre d'études nucléaires de Cadarache, qui permet d'effectuer des ralliements de puissance et de stabiliser cette puissance.

Le schéma bloc-diagramme de l'installation comporte un appareil de mesure de la puissance, un appareil d'affichage de la puissance de consigne, un programmeur pour les variations de puissance et un organe de comparaison et de modulation pour élaborer le signal d'erreur alimentant la servo-commande de la barre de pilotage.

1. PRINCIPE (fig. 1 et 2)

Le principe de ralliement consiste à passer d'une puissance à une autre, à période constante; cela est rendu possible par un programmeur qui transforme une demande brutale de puissance en une variation de tension linéaire en fonction du temps, cette tension représentant le logarithme de la puissance affichée, soit $\log P_0$; le signal $\log P_0$ est comparé en permanence au signal $\log P$, P étant la puissance actuelle du réacteur, et l'égalité des deux signaux est maintenue au fur et à mesure de la divergence (ou de la convergence) lorsque la barre de pilotage reste dans la position qui correspond à la vitesse d'évolution voulue pour $\log P_0$. Lorsque P_0 approche de la valeur finale P_{0f} recherchée, le programmeur amorce un régime transitoire qui, sur un ou deux octaves de puissance, ordonne des variations de plus en plus lentes de $\log P_0$, et on observe dans ce régime un mouvement lent de la barre de réglage vers la cote qui correspond à la stabilité rigoureuse de P_0 ; cette cote est atteinte lorsque $\log P_0$ prend la valeur $\log P_{0f}$ qui correspond à la puissance finale demandée.

Lorsque la puissance demandée est ralliée, la stabilisation est effectuée avec précision grâce à une comparaison entre la valeur de puissance demandée en échelle linéaire et la valeur de puissance actuelle mesurée en échelle linéaire.

Il faut donc une mesure de puissance actuelle en échelle linéaire et en échelle logarithmique; en fait, on prend un appareil linéaire Aclic à commutation automatique de décade et on élabore, à partir du signal linéaire de sortie et des signaux logiques indiquant le numéro de la décade de fonctionnement, un signal proportionnel au logarithme de la puissance P .

Il faut aussi un affichage linéaire de la puissance demandée et un affichage logarithmique; en fait, on part d'un affichage linéaire par potentiomètre à dix tours, pour l'intérieur d'une décade, et d'un clavier pour le numéro de la décade choisie; à partir de ces deux affichages, on élabore un signal logarithmique représentant la puissance demandée dans toute l'étendue de mesure.

La commutation du régime de ralliement au régime de stabilisation est automatique et intervient lorsque la puissance actuelle P atteint la valeur finale demandée P_{0f} à quelques pour cent près; le passage du régime de stabilisation au régime de ralliement est également possible et il intervient lorsque la puissance finale demandée P_{0f} et la puissance actuelle P diffèrent de plus de 10% par exemple.

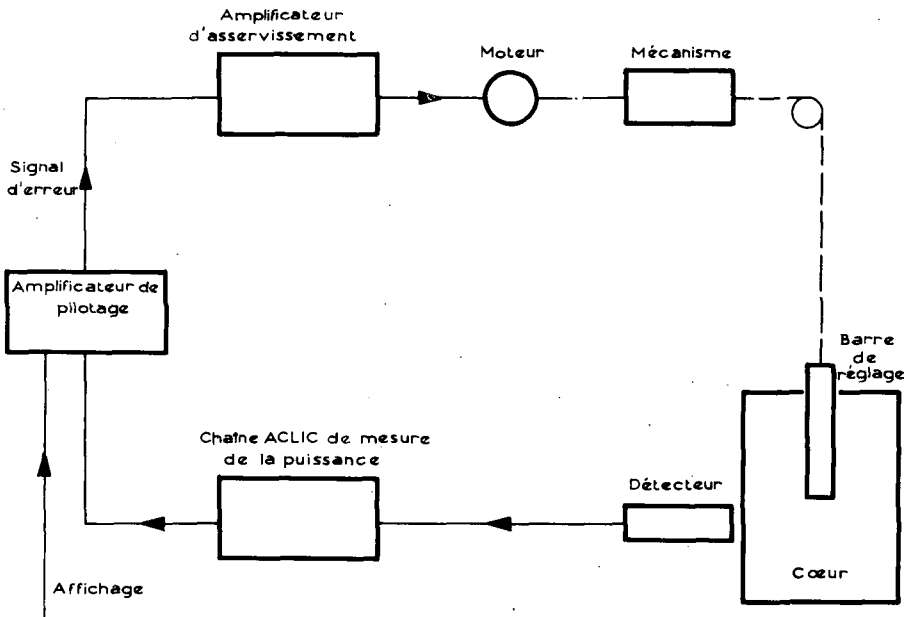


FIG. 1. Principe classique de pilotage

2. DESCRIPTION

La description du système ne porte que sur les circuits d'élaboration du signal d'erreur, et non sur la servo-commande proprement dite de la barre de pilotage (amplificateur, mécanisme).

La plupart des circuits utilisés pour l'élaboration du signal d'erreur comportent des amplificateurs opérationnels commerciaux à transistors utilisés de manière classique avec de forts taux de contre-réaction.

Les caractéristiques de ces amplificateurs sont les suivantes:

Gain en boucle ouverte	: 20 000
Coefficient de température ramené à l'entrée:	40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Dérive en 8 h, ramenée à l'entrée	: $\pm 50 \mu\text{V}$
Impédance d'entrée différentielle	: 200 $\text{k}\Omega$
Fluctuations ramenées à l'entrée	: 40 μV crête
Sortie maximale	: $\pm 10 \text{ V}$, 1 mA
Impédance de sortie en boucle ouverte	: 40 Ω

2.1. Mesure de la puissance

Le schéma est donné à la figure 3.

L'amplificateur Aclic fournit une tension proportionnelle à la puissance du réacteur; cette tension reste comprise entre 10 et 1 V; on convertit cette tension proportionnelle au logarithme de la sortie Aclic, la relation étant 1,4 V/décade, et on ajoute à ce signal logarithmique, qui ne représente que l'intérieur d'une décade, un signal de $n \cdot 1,4 \text{ V}$ si on se trouve dans la $(n+1)^{\text{ème}}$

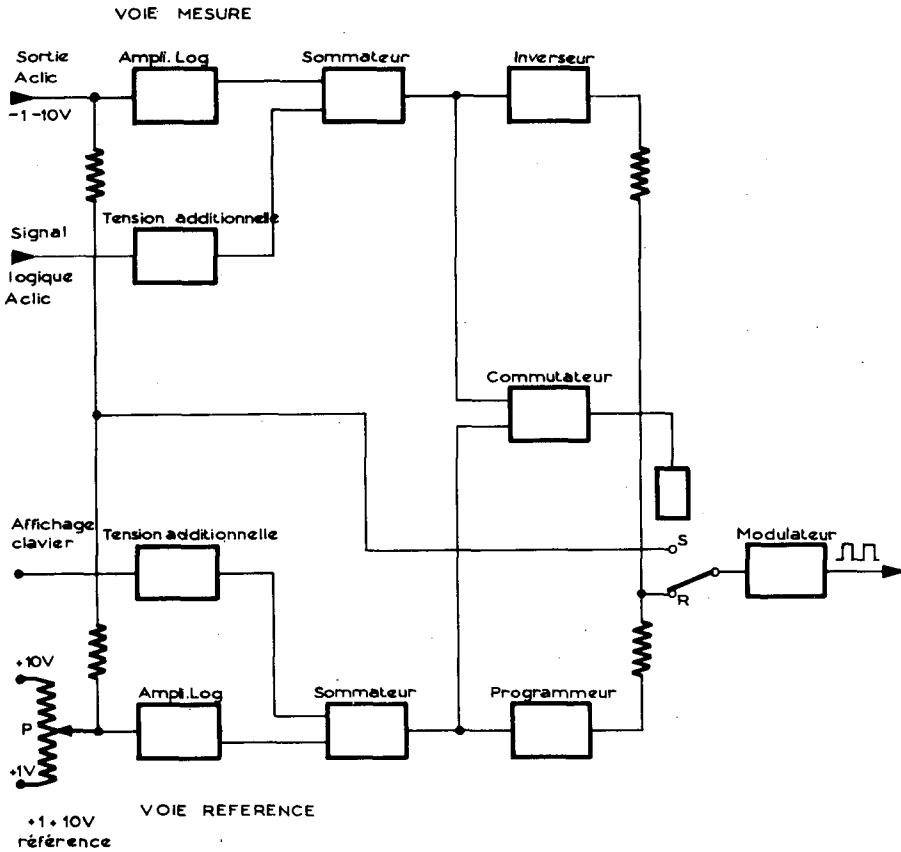


FIG. 2. Schéma bloc-diagramme de l'amplificateur de pilotage

décade; le signal logique de l'Aclic commande les entrées du sommateur par l'intermédiaire d'un registre qui distribue une tension de 1,4 V; on a donc en sortie logarithmique générale une tension variant de 0 à 9,8 V pour une variation de sept décades.

Amplificateur logarithmique (fig. 4)

La loi logarithmique est fournie par la caractéristique d'une diode 18 P 2; la contre-réaction partielle appliquée à la diode permet d'avoir en sortie une tension par décade plus élevée que celle donnée par la diode elle-même.

Sur la deuxième entrée du différentiel, le montage utilisé permet de minimiser l'effet de la température, en compensant par une deuxième diode les variations de zéro enregistrées par la diode logarithmique proprement dite.

A la température ambiante normale, la logarithmicité de l'amplificateur logarithmique est de $\pm 1\%$ sur la valeur du logarithme en extrémité d'échelle, ce qui correspond à $\pm 2\%$ sur les valeurs linéaires.

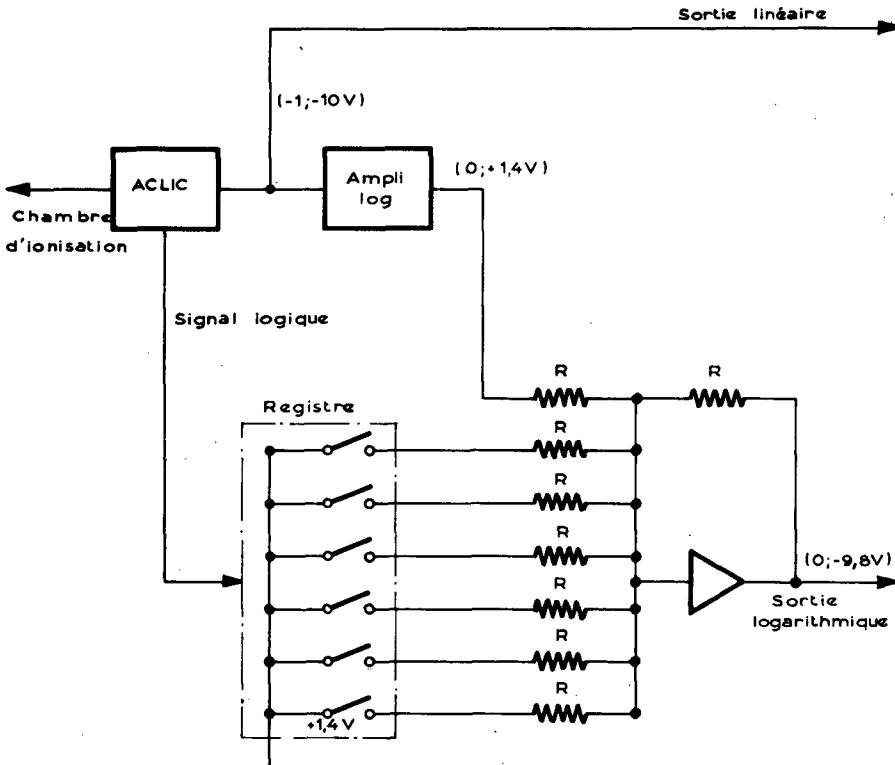


FIG. 3. Mesure de la puissance du réacteur - Elaboration de la forme logarithmique du signal

Amplificateur sommateur

L'addition des diverses tensions de 1,4 V et de la tension de sortie de l'amplificateur logarithmique est réalisée par un amplificateur sommateur à sept entrées; la précision de l'opération est de 10^{-3} .

Remarque

Dans l'amplificateur Aclic, la commutation automatique de résistance de mesure est obtenue aux niveaux 1 V ou 10 V par l'action de deux déclencheurs à seuil. En fait, l'utilisation de tensions additionnelles pour le repérage des décades impose un réglage des seuils de commutation aux mêmes valeurs si l'on veut retrouver des valeurs identiques de la tension de sortie lorsqu'on ajoute ou retranche cette tension additionnelle. Le seuil haut reste à 10 V, et le seuil bas est donc réglé à 1 V. Pour éviter le battement, un circuit complémentaire interdit toute commutation sur la décade en service. Pour commuter, l'opérateur doit positionner un commutateur à sept positions, correspondant aux sept décades, sur la décade immédiatement inférieure ou supérieure, suivant le sens de la variation. Ce circuit, associé au circuit de

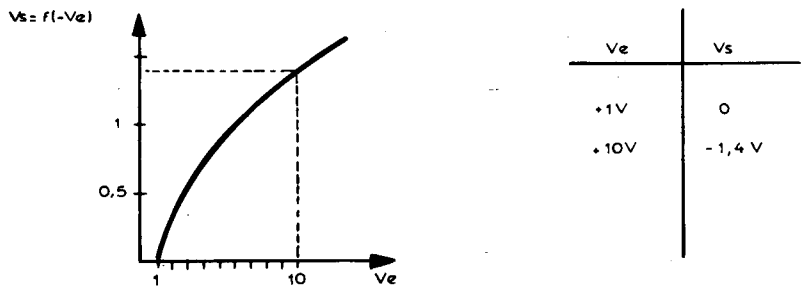
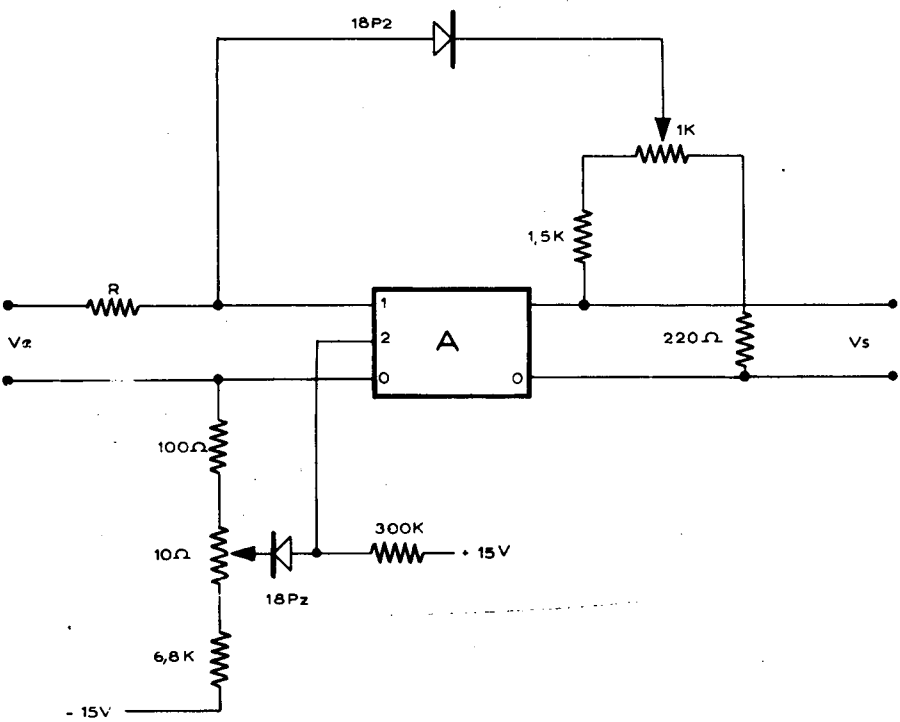


FIG. 4. Amplificateur logarithmique

sécurité décadaire, est décrit dans le paragraphe sur la sécurité de fonctionnement.

2.2. Affichage de la puissance de consigne

Le schéma est donné à la figure 5.

Le système d'affichage est tout à fait semblable au système de mesure de la puissance. Il comporte deux commandes complémentaires:

- Un potentiomètre dix tours pour l'affichage linéaire précis de la valeur de

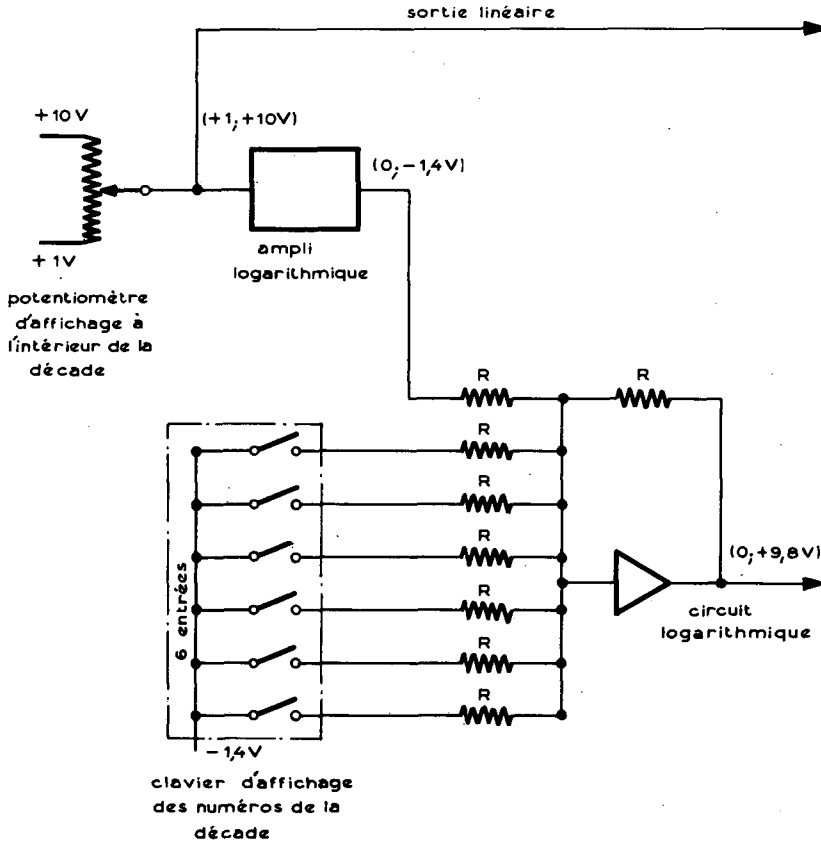


FIG. 5. Affichage de la puissance de consigne

consigne entre 1 et 10 V.. Ce potentiomètre occupe, par rapport aux circuits suivants, la même position que le signal de sortie de l'amplificateur Aclic.

- Un clavier d'affichage d'une tension $n \cdot 1,4$ V pour repérer la $(n+1)^{\text{ème}}$ décade, de la même façon que les signaux logiques de l'amplificateur Aclic repèrent la décade en cours de mesure.

Un amplificateur logarithmique convertit le signal de sortie du potentiomètre 10 tours en une tension de la forme $1,4 \log P_0$ et, en sortie de l'amplificateur sommateur, on obtient une tension variant de 0 à 9,8 V pour une variation de puissance de sept décades.

L'amplificateur logarithmique et le sommateur sont du même type que ceux déjà décrits.

2.3. Programmeur

Le schéma est donné à la figure 6.

Ce circuit permet d'atteindre une tension de consigne affichée de manière quelconque par l'opérateur, d'abord par une tension rampe, puis par un arrondi lorsqu'on approche de la valeur affichée.

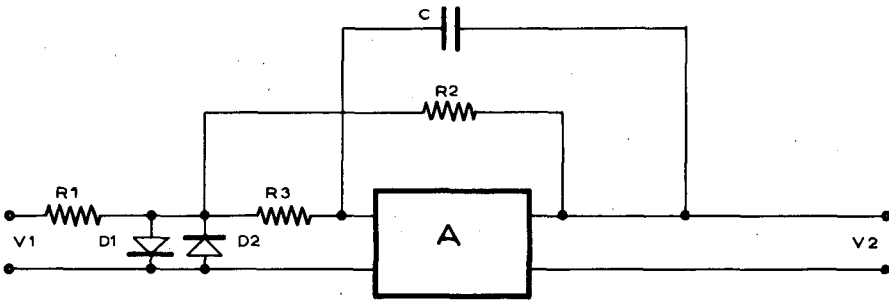


FIG. 6. Programmeur

Le fonctionnement est le suivant: Lorsqu'on applique à l'entrée une tension positive V_1 de valeur très supérieure à la valeur absolue de la tension de sortie V_2 de l'amplificateur, la diode D_1 se sature; la tension aux bornes de D_1 est intégrée par le système CR_3 et donne une rampe de tension en sortie d'intégrateur; cette rampe se prolonge avec la même pente jusqu'à ce que $|V_2|$ approche de V_1 , ce qui entraîne la désaturation de la diode D_1 par la contre-réaction sur R_2 de même valeur que R_1 ; à ce moment, la rampe croît moins rapidement et il se produit une saturation de la tension de sortie du programmeur. L'état d'équilibre vers lequel le système converge est tel que les deux tensions V_1 et V_2 soient rigoureusement égales si $R_1 = R_2$.

La deuxième diode montée tête-bêche permet le même fonctionnement, mais pour les diminutions de la tension d'entrée.

La pente de la rampe de sortie est déterminée par les valeurs de C , R_3 et de la tension de saturation des diodes; elle correspond ici à une période d'évolution du réacteur de 20 s.

2.4. Amplificateur inverseur

Cet amplificateur de gain 1 a pour rôle de faire subir au signal logarithmique de puissance du réacteur le même nombre d'inversions successives que le signal logarithmique de puissance affichée; cela est nécessaire étant donné que le signal d'erreur est obtenu successivement à partir des signaux logarithmiques et à partir des signaux linéaires; par ailleurs, le fait qu'il y ait opposition de phase entre les sorties logarithmiques et linéaires est compensé par le fait que le comparateur élaborant le signal d'erreur comporte une seule inversion de phase dans le fonctionnement linéaire et deux inversions de phase dans le fonctionnement logarithmique.

2.5. Amplificateur comparateur et modulateur (fig. 7)

L'élaboration du signal d'erreur est réalisée par l'addition algébrique des deux signaux qui sont présentés avec des phases opposées à l'entrée du comparateur.

Le comparateur utilisé en fonctionnement linéaire a un gain de 20; sa précision est de 10^{-3} . En fonctionnement logarithmique, un deuxième amplificateur est inséré en cascade derrière le comparateur proprement dit pour

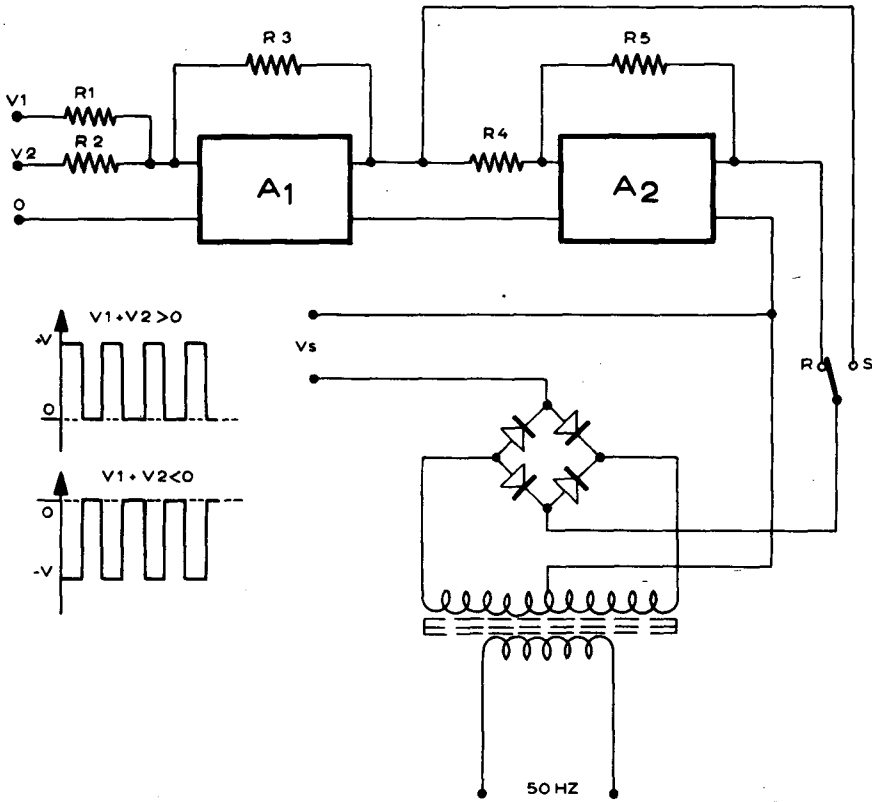


FIG. 7. Compérateur et modulateur

compenser l'effet de compression introduit par la forme logarithmique des signaux et, par conséquent, fournir le gain total nécessaire au fonctionnement correct de l'ensemble de régulation.

Le modulateur est un circuit en pont de diodes alimenté par une tension rectangulaire alternative à 50 Hz obtenue à partir du réseau sur lequel est branché le moteur diphasé de la servo-commande.

2.6. Circuit de commutation ralliement-stabilisation (fig. 8)

La commutation du régime de ralliement au régime de stabilisation s'effectue lorsque la différence entre les deux signaux logarithmiques devient inférieure, en valeur absolue, à 30 mV, ce qui correspond à un écart de puissance de 5%; cela est obtenu par deux déclencheurs à seuil, l'un comparant la différence à un seuil de + 30 mV, l'autre comparant à un seuil de -30 mV.

La commutation du régime de stabilisation au régime de ralliement s'effectue de la même façon, lorsque la différence entre les deux signaux logarithmiques devient supérieure en valeur absolue à 70 mV, ce qui correspond à un écart de puissance de 12%; cela est obtenu par les deux déclencheurs déjà mentionnés qui comportent une variation automatique du seuil à 70 mV

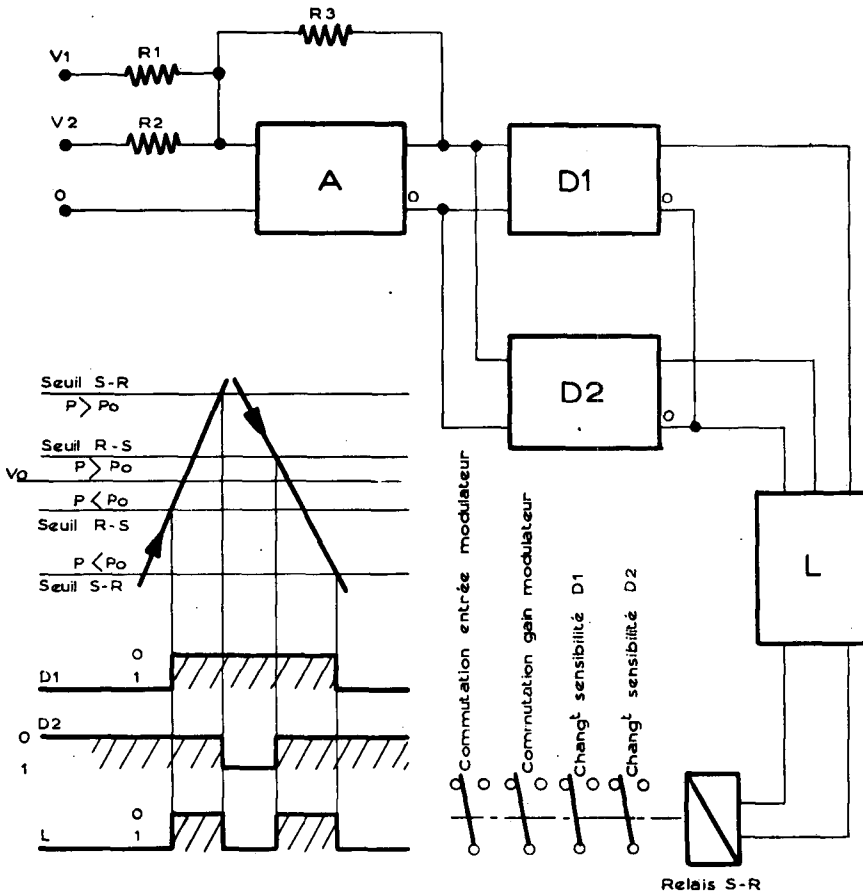


FIG. 8. Circuit de commutation ralliement-stabilisation

lorsque la différence devient inférieure à 30 mV; de même, d'ailleurs, le seuil est automatiquement passé à 30 mV lorsque la différence devient supérieure à 70 mV.

Les valeurs des seuils choisis tiennent compte des marges d'erreur nécessaires en raison de l'imperfection des amplificateurs logarithmiques.

Ce système réalise donc une fourchette variable et évite ainsi un battement inadmissible au moment des commutations.

Les sorties des deux déclencheurs à seuil sont utilisées dans un circuit logique simple, réalisant ainsi le fonctionnement indiqué à la figure 8.

2.7. Circuits annexes

Bon fonctionnement

L'amplitude du signal d'erreur est proportionnelle à l'écart des tensions à l'entrée du modulateur. En fonctionnement normal, cet écart ne dépasse

pas un certain niveau, la puissance de la pile devant suivre à tout instant la puissance de référence. Un déclencheur, dit déclencheur de bon fonctionnement, réglé pour une valeur crête du signal alternatif de sortie, commande un relais excité en fonctionnement normal et qui envoie une information « défaut » pouvant commander l'arrêt du réacteur en cas d'anomalie.

Passage manuel - automatique

En pilotage manuel du réacteur, c'est-à-dire lorsque l'opérateur commande directement la position de la barre de pilotage, on fait en sorte que la tension aux bornes de la capacité du programmeur recopie à tout instant la valeur correspondant à la puissance instantanée du réacteur; cela est nécessaire pour le cas du passage du régime manuel au régime automatique où il faut que la tension initiale de l'intégrateur corresponde à la puissance du réacteur juste avant la commutation et non pas à une valeur quelconque conservée en mémoire par l'intégrateur.

Passage automatique - manuel

En pilotage automatique du réacteur, le système d'affichage de la position de la barre placé au pupitre fonctionne à son tour en recopie de la position instantanée de la barre; un petit mécanisme de télécommande placé sous le pupitre actionne le cadran et son bouton de manœuvre, à partir du signal fourni par les synchromachines associées au treuil de la barre de pilotage et d'un amplificateur d'asservissement réservé à cet usage; cela est nécessaire pour le cas du passage du régime automatique au régime manuel où il faut que la cote initiale affichée soit la cote de la barre juste avant la commutation et non une cote quelconque restée affichée d'une manœuvre antérieure.

Circuits de tests et réglages

Les tests et réglages des différents circuits ne sont pas possibles en fonctionnement normal. Un commutateur interdit les tests sur fonction mesure, et sur fonction test, agit sur le circuit de bon fonctionnement qui envoie une information défaut.

Sécurité décadaire (fig. 9)

Ce circuit interdit toute commutation sur la décade en service. Pour commuter, l'opérateur doit positionner un commutateur à sept positions, correspondant aux sept décades, sur la décade immédiatement supérieure ou inférieure, suivant le sens de la variation de la puissance.

Dans l'utilisation normale de l'amplificateur Aclic en commutation automatique de sensibilité, il faut réunir trois conditions pour attaquer l'entrée logique du circuit de commutation; ici on ajoute une quatrième condition par sélection des tensions logiques de commande des relais commutant les résistances de mesure. Deux déclencheurs permettent d'envoyer une information défaut pouvant arrêter la pile, si la tension de sortie Aclic devient inférieure à 1 V ou supérieure à 10 V. Ces déclencheurs agissent en cas de non-commutation.

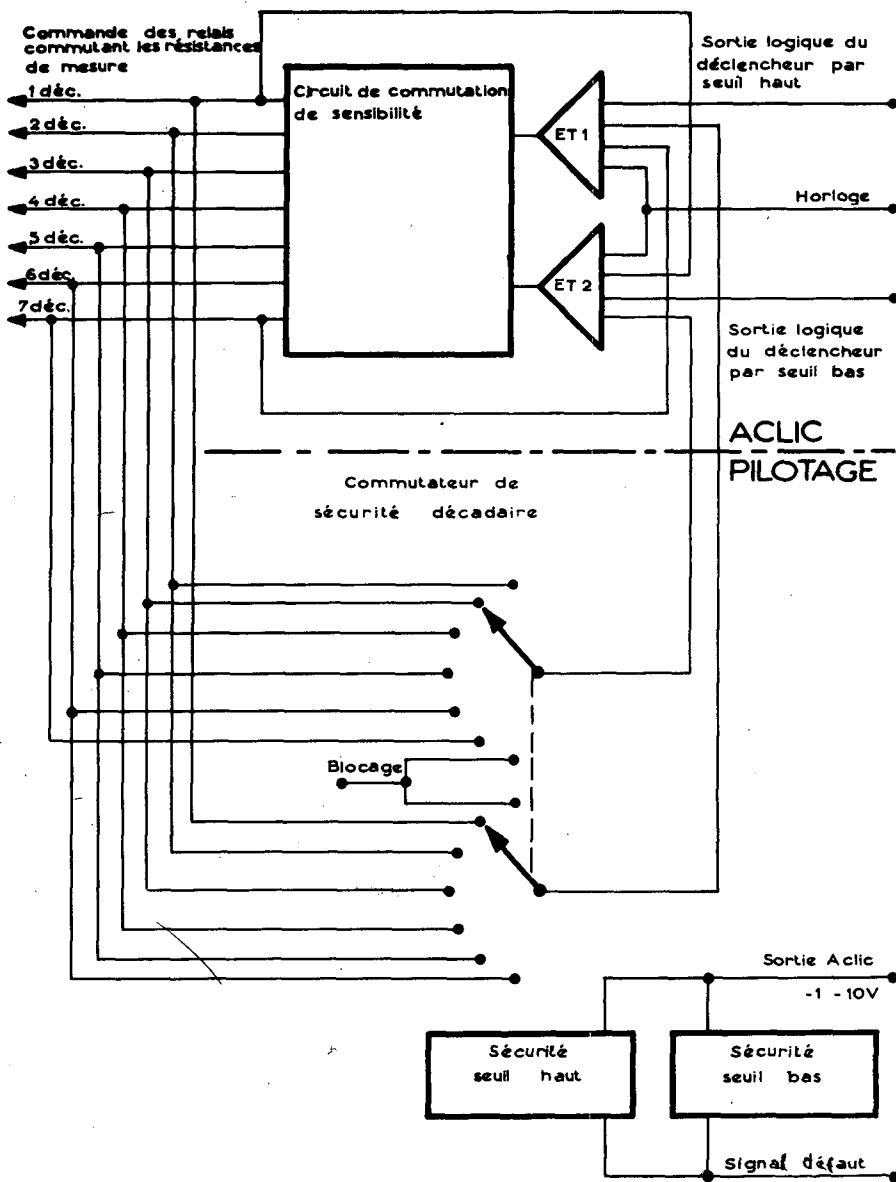


FIG. 9. Circuit de sécurité décadaire

3. RESULTATS

Ce système (fig. 10) a été réalisé et associé, d'une part, à un amplificateur linéaire Aclic, d'autre part, à l'amplificateur de puissance et au treuil de commande réellement destinés au réacteur; le réacteur lui-même a été simulé sur une machine analogique, et on a accouplé l'ensemble de pilotage et

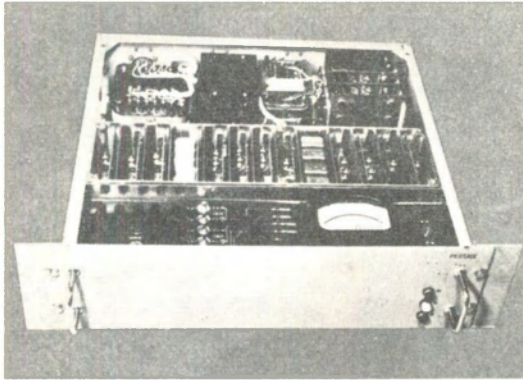


FIG. 10. Appareil de pilotage du réacteur PEGGY

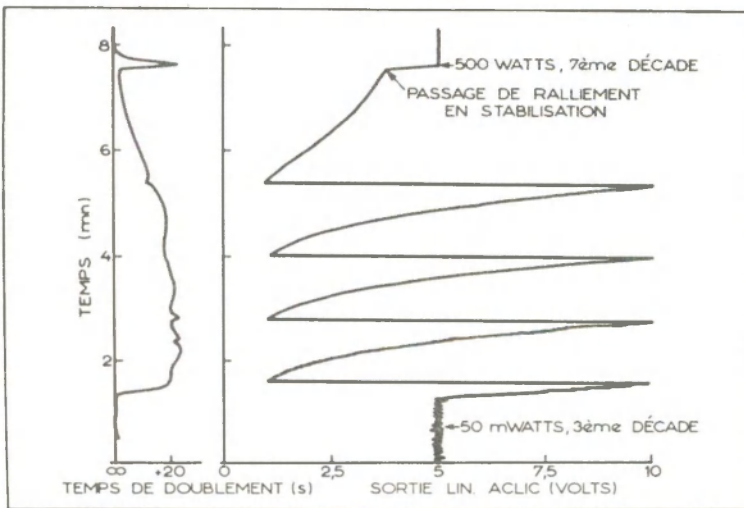


FIG. 11. Divergence typique du réacteur PEGGY

le réacteur simulé en envoyant au simulateur un signal de réactivité prélevé sur un potentiomètre actionné par le treuil et en réinjectant le signal de puissance fourni par le simulateur à l'entrée de l'amplificateur Aclic. On a procédé à des essais complets de ce type avant l'installation de l'ensemble de pilotage sur le réacteur PEGGY.

Depuis l'installation sur le réacteur, l'appareil fonctionne comme prévu; une divergence typique est représentée par la figure 11.

GENERAL DISCUSSION

R.J. COX: I fully support the work of the French workers in this field in searching for techniques that allow reactors to be started up much more quickly. I feel that in a number of areas of reactor safety we are still at the stage where men with the red flags walk in front of the steam locomotive. I would not be at all unhappy about a safety submission on a start-up scheme similar to that proposed by Mr. Weil in paper CN-22/21 providing it had suitable protection provisions. If we take the case of a power reactor covering a power range of $10^8:1$ or $10^{10}:1$, then there are a number of decades of power between the level at which criticality is achieved and the level at which physical damage to the reactor is possible. This allows a comfortable range in which the safety equipment can operate should this fast start-up equipment not stop when it should. I would suggest that one line of protection could be a power level measurement at, say, 10^{-4} or 10^{-5} of full power to inhibit fast rod motion after that power level is reached. This would be a separate set of safety equipment not connected to the equipment controlling the start-up.

R. GARIOD: What are your views, as chairman of your local safety committee, on the use of universal digital computers in reactor safety and start-up? They have the advantage of permitting rapid start-up not only from the nuclear point of view, but also by rapid linking of the sequences which precede start-up, especially of large reactors.

R.J. COX: At present in the United Kingdom we do not view with favour the use of a stored programme computer as an integral part of a primary safety function. We insist that the safety system that performs important functions such as reactor shut-down be separate physically and electrically from other equipment. However, I would agree that computers can be very useful for checks before start-up and for annunciation. I am sure computers will in due course be used for primary safety functions, but I think a lot of development and education is necessary before we reach that stage.

P.K. PATWARDHAN: A general-purpose digital computer, used as an integral part of the reactor control and safety equipment and in conjunction with a CRT display and drum storage, would constitute a very powerful tool both for diagnostics during start-up and, given the drum-stored data available, for looking into the reactor operation profiles at any later time.

SPECIAL CONTRIBUTION

P. KOVANIC: I would like to present some information on our new equipment which was brought into operation only a short time before the beginning of this Conference and therefore it was not possible to prepare a full paper. The co-author of this report is Jaroslav Rygl and the study has been carried out in the Nuclear Research Institute of the Czechoslovak Academy of Sciences in Řež.

In the past we have devoted a great deal of effort to systems with movable detectors and we have become convinced of their advantages. Nevertheless, in recent years we have been studying problems connected more with fixed than with movable detectors. The reasons are both of a particular and a general character:

(1) It was necessary to develop a system of fully automatic control for an experimental heavy-water, low-power reactor. The most frequent operating condition of such a reactor is the start-up, that is operating subcritically with a very weak input signal to the control equipment.

(2) In the lower part of the power range it is desirable to work with fixed detectors to utilize to the maximum the information contained in this signal. For some types of reactors the system with movable detectors is not the best solution.

(3) The rapid development of digital techniques offered new possibilities of handling the impulse signals.

These circumstances induced us to formulate the following problem: to construct digital equipment which would handle the impulses of a fixed-position pulsed neutron detector and which would have the advantages usually found with movable detectors. This problem was solved both in principle and, to a certain extent, from the technical point of view.

The advantages of movable detectors which we would like to have with fixed detectors are:

(1) Operation over a broad range of reactor power without switching from range to range or switching to vary the sensitivity of the measuring channels;

(2) Obtaining the period signal from the same measuring unit that gives the exact measurement of the reactor power, and measuring its deviation from the reference value;

(3) Automatic control both of the reactor power and of the period with only one control unit;

(4) Easy interchange of measuring and control units;

(5) Easy fault detection in each unit by the introduction of simple signal circuits;

(6) Easy mutual comparison of different measuring units and of measuring units with the control unit to find defects in these units;

(7) Easy checking of units before putting them into operation.

Everybody interested in these problems knows that the key to all these advantages is a measuring unit with the following properties:

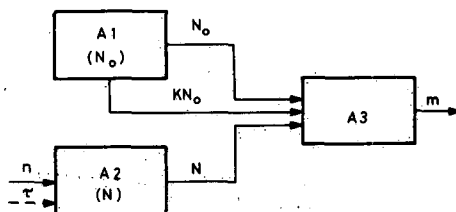
(1) A basic circuit that provides an output signal proportional to the relative deviation of the input signal from the reference quantity;

(2) Inclusion of an exponential element;

(3) The possibility of closing the feedback, to create a feedback system where every value of the input signal is in accordance with a corresponding value of a certain material parameter of the unit.

When using digital techniques, there is no problem to creating a unit with those properties; the problem is to create it economically.

The formulation of a relative deviation in our equipment can be shown in a simplified scheme (Fig. 1).



$$N = m\tau$$

$$N_0 = n_0\tau$$

$$|K| \ll 1$$

$$N - N_0 + mKN_0 = 0$$

$$m = \frac{1}{K} \cdot \frac{N_0 - N}{N_0} = \frac{1}{K} \cdot \frac{n_0 - n}{n_0}$$

In the binary accumulator A1, a reference number N_0 is stored. In the other binary accumulator A2, neutron detector pulses are accumulated during the time of the sampling interval τ . At the end of the interval a number

$$N = n\tau$$

is stored in the accumulator A2, where the average rate of pulses is n . Thus

$$N_0 = n_0\tau$$

for a reference number N_0 , where n_0 is the reference pulse rate. Following the sampling interval there is a substantially shorter computing interval which is not longer than a fraction of a second. A difference $N - N_0$ is formed in the accumulator A3. Further calculation proceeds in cycles. A K -th part of the number N_0 obtained by shifting the number N_0 with regard to the contents of the accumulator A3 is added to the contents of the accumulator A3 in every cycle. Both numbers are binary, the shifting is equivalent to multiplication or division by a power of two.

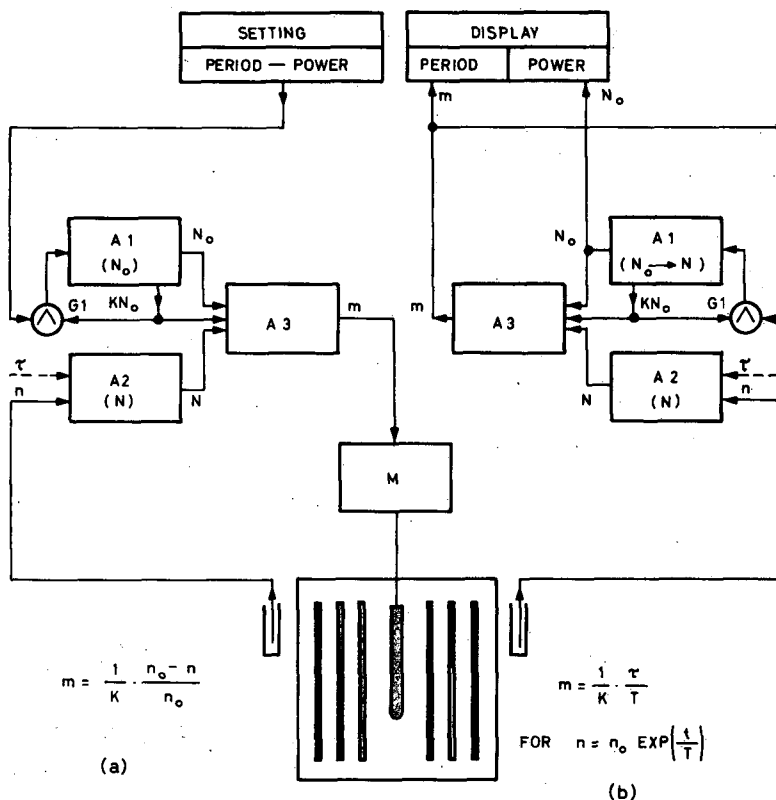
The absolute value of K is much smaller than 1 and its sign is opposite to the sign of the difference $N - N_0$ so that, after completion of m cycles, the sign of contents of the accumulator A3 changes. For this moment

$$N - N_0 + mKN_0 = 0$$

or

$$m = \frac{1}{K} \cdot \frac{N_0 - N}{N_0} = \frac{1}{K} \cdot \frac{n_0 - n}{n_0}$$

The equipment emits a pulse in every cycle of calculation. The number of pulses emitted during the time of calculation is therefore m and this is proportional to the relative deviation of the measured pulse rate n from the reference rate n_0 . The procedure repeats periodically. This is digital equipment whose output signal is proportional to the relative deviation from the reference value.



In the given equipment an exponential element can be obtained by creating a feedback. We shall show it on an example of automatic control of the period (Fig. 2a). If (for example) for the automatic control of constant period we need the reference number N_0 increasing or decreasing exponentially with time, we close with gate G1 around the accumulator A1 a feedback which adds to the contents of accumulator A1 or subtracts from it its K-th part at regular intervals. Both the frequency of addition and the number K determine the controlled period. Numbers m are transformed to a movement of the control rod by the circuit M and the "great" feedback over the reactor is closed. We have a feedback system in which the number N in the accumulator A2 at the end of every interval increases or decreases in the same way as the reference number N_0 if the reactor period is constant. Number N (as well as the reactor output) follows the reference number N_0 because of the great feedback. When this process is disturbed a corresponding pulse number m appears that

corrects the reactivity. The automatic control of a constant reactor power is evidently a special case of this scheme. For a measuring unit the exponential element is obtained by closing the "small" feedback at the accumulator A1 (Fig. 2b). The algorithms of the unit being unchanged, the number of pulses m emitted during one calculation interval is then inversely proportional to the reactor period T , that is $m = (1/K)(\tau/T)$. The great feedback is here closed from the outlet of the accumulator A3 over the gate G1 in such a way that the same increases are sent into A1 as into A3. At the end of every calculation interval there is a number N within the accumulator A1 that was originally within A2. We have therefore again a feedback system where the contents of the accumulator A1 follow the output of the reactor because of the great feedback. The single measuring system offers digital information about both the reactor power and the reactor period. Disconnecting the great feedback then gives a signal of relative deviation from the constant reference value.

It can easily be seen that the equipment described above has all the advantages of a system with movable detectors, even though operated with fixed detectors. An exception is the intensity of neutron flux at the detector position which is here not constant. But no loss of information is caused by removing the detectors from the reactor core.

The constant sampling interval τ means a constant response time of the system and a variable accuracy in dependence on reactor power. The equipment can be easily modified so that it would adapt the sampling interval τ in accord with the reactor power to operate with a variable response time and constant accuracy; it is also possible to reach a compromise between both these requirements. It is unnecessary to give details of this and other modifications here.

The digital equipment of the type described is being tested in our Institute. The unit works in control and measurement to 10 up to 10^5 counts/s, the testing intervals with automatic adaptation being from 13 to 0.1. This range is sufficient for the given case because at higher outputs the equipment should be operated with movable detectors.

One unit (including circuits signalling defects or scram period) comprises roughly 300 logical cells. Each cell, produced by the Czechoslovak Tesla Works, comprises 1 transistor and 1 ferrite core. Experience obtained by laboratory testing of the new digital unit is encouraging.

DISCUSSION

J. FURET: Do you display the power and the period in digital form?

P. KOVANIC: No, we do not yet have a digital display.

J. FURET: Does the number of logical elements include the decoding assembly? In France, we have devised a similar system with 500 nickel elements of the transistor type.

P. KOVANIC: The 300 elements do not include the display.

V. DELCROIX: How do you solve the time constant and phase shift problems in your facility?

P. KOVANIC: The sampling interval is automatically varied, so that at a low pulse rate it may be as long as 13 seconds, the case of a very sub-critical reactor that is not capable of changing its power quickly. However, if the reactor power rises rapidly the time delay in our facility becomes very short because the input accumulator is charged. Hence, no problem with phase shift exists here.

D. ROUX: The main advantage of a movable detector is that one obtains continuous information about the reactor power from start-up to full power, which may comprise a range up to 10 decades. In your system you lose this advantage because you cover fewer decades than required by the range of your reactor.

P. KOVANIC: As I stated, our facility is designed for operation as a fixed detector system in the lower reactor power region and as a movable system in the higher power region.

ENSEMBLE DE PILOTAGE ET DE SECURITE POUR UN REACTEUR A HAUT FLUX

P. JOVER, J. UBERSCHLAG ET J. FURET
CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE SACLAY,
FRANCE

Abstract — Résumé

CONTROL AND SAFETY ASSEMBLY FOR REACTORS OF VERY HIGH FLUX. The displacement of the autonomous loops which are being tested in the PEGASE high-flux reactor has been the cause of disturbances in the control and safety assemblies based on nuclear detection. Consequently a system has been designed for automatic correction of the amplifier gain.

Each assembly has its own automatic system for correcting disturbances in the detector to which it is coupled. The system consists of a servo mechanism which, when activated by the discrepancy between the output signal and the signal emitted by a computer calculating the thermal power, corrects the disturbance by means of a compensating change in amplifier gain. Satisfactory performance is achieved by the use of filters with suitable transfer properties which compensate to some extent for the response time of the thermal power measuring assembly. Performance during transient operation was analysed with the help of an analog computer and the optimum characteristics of the system determined.

Provision has been made for disconnection of the correction system if it should fail, while ensuring continuity of operation in cases where a fault occurs in one of the elements.

ENSEMBLE DE PILOTAGE ET DE SECURITE POUR UN REACTEUR A HAUT FLUX. Les perturbations créées par le déplacement des boucles autonomes en essai dans le réacteur à haut flux PEGASE, sur les ensembles de pilotage et de sécurité associés aux détecteurs nucléaires ont conduit à étudier un système de correction automatique du gain des amplificateurs.

Chaque ensemble possède son propre système de correction automatique qui lui permet de corriger la perturbation créée sur le détecteur auquel il est associé. Le système de correction est constitué par un servo-mécanisme qui corrige cette perturbation par une variation en sens contraire du gain de l'amplificateur commandée par l'écart qui apparaît entre le signal de sortie et le signal issu d'un calculateur de puissance thermique: l'obtention des performances compatibles avec les conditions imposées est rendue possible grâce à la présence de filtres de fonction de transfert convenable qui permettent de compenser d'une certaine façon le temps de réponse de l'ensemble de mesure de la puissance thermique. Une analyse des performances en régime transitoire a été faite sur calculateur analogique: elle a permis de déterminer les caractéristiques optimales du système.

Des dispositions sont prises pour assurer la déconnection du système de correction défaillant, tout en assurant la continuité de fonctionnement, en cas de panne d'un élément.

1. INTRODUCTION

Le réacteur à haut flux PEGASE [1] est spécialement conçu pour essayer les éléments combustibles des réacteurs de puissance refroidis au gaz. Il se compose essentiellement d'un cœur de forme parallélépipédique de section horizontale carrée ($0,45 \times 0,45 \times 0,91$ m), utilisant de l'uranium enrichi, modéré et refroidi par de l'eau sous pression. Huit boucles autonomes qui contiennent les éléments à essayer peuvent être placées autour du cœur (deux par face). Le cœur et les huit boucles sont immergés dans une piscine d'irradiation; chaque boucle est posée sur un chariot au fond de la piscine: il est donc possible de déplacer une boucle sans qu'il y ait interférence avec les autres.

Jusqu'à présent, le contrôle de la pile pendant la marche à haute puissance [2] était fait de façon tout à fait conventionnelle par:

- Un ensemble de mesure gamma pour la régulation automatique du réacteur, le niveau de puissance étant maintenu constant en asservissant le niveau de rayonnement gamma mesuré par une chambre d'ionisation placée loin du cœur, contre les parois de la piscine, à un niveau de référence déterminé.
- Un ensemble de mesure neutronique comprenant trois chambres d'ionisation à bore placées dans des canaux blindés verticaux légèrement au-dessous du cœur, les courants fournis par ces trois chambres étant utilisés pour la sécurité rapide de dépassement de niveau en circuit de coïncidence 2/3.

On s'est rapidement rendu compte que le mouvement des barres de contrôle ou le déplacement d'une boucle pendant le fonctionnement en régime stabilisé provoquait des perturbations importantes sur ces ensembles de mesure: en fait, tout se passe comme si l'efficacité apparente des détecteurs neutrons et gamma était variable suivant les différentes configurations de l'ensemble cœur - boucles. Du point de vue du pilotage et de la sécurité, ces changements d'efficacité sont caractérisés par leur amplitude et leur vitesse de variation maximales. Différents essais ont montré la relative insensibilité de la chambre gamma à la position des barres de contrôle; par contre, ils ont montré que, dans le cas du déplacement d'une boucle, le changement d'efficacité de la chambre gamma était du même ordre de grandeur que celui des chambres à neutrons et pouvait être fixé à 30%, la vitesse maximale correspondant au déplacement rapide entraînant une vitesse de variation maximale de cette efficacité d'environ 1% par seconde.

Ces perturbations conduisaient à des interventions fréquentes du personnel de quart, qui était contraint de changer le point de fonctionnement du pilotage automatique ou de modifier le gain des amplificateurs de sécurité, le paramètre qui en définitive était maintenu constant pendant toute la durée des irradiations étant la puissance thermique mesurée à partir de l'écart entre la température de sortie et la température d'entrée de l'eau de refroidissement.

Aussi a-t-on décidé, pour alléger la tâche du personnel et éviter les risques d'accidents, d'automatiser ces opérations de recalage des différents ensembles de mesure.

Le système proposé a été étudié à la demande du Département des piles expérimentales. La réalisation a été confiée à la Compagnie des compteurs (Montrouge).

2. PRINCIPES GENERAUX

De façon à corriger en permanence les variations d'efficacité des détecteurs, les signaux fournis par les ensembles de mesure sont comparés indépendamment les uns des autres aux signaux fournis par des ensembles de mesure de la puissance thermique. Le schéma de principe du système de correction automatique est présenté à la figure 1. (Ce système est comparable à celui qui est installé sur le réacteur HFIR d'Oak Ridge National Laboratory.)

Le signal de sortie V de l'amplificateur 1 est comparé par l'intermédiaire du filtre 2 au signal V_T issu du calculateur de puissance thermique 3, qui

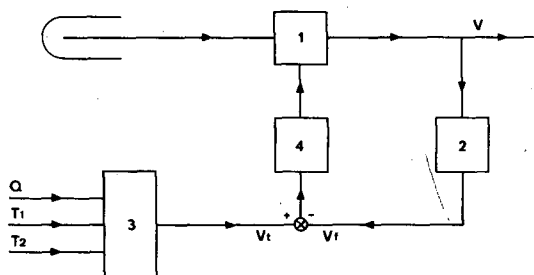


FIG. 1. Schéma de principe

reçoit les informations débit (Q) et températures (T_2 , T_1) en provenance des capteurs de mesure; le signal d'erreur résultant corrige le gain de l'amplificateur à l'aide du servo-mécanisme 4 de façon à maintenir l'égalité $V_F = V_T$ ou, en régime permanent, $V = V_T$. Le signal corrigé V est donc l'image de la puissance thermique du réacteur.

Les perturbations qui peuvent apparaître du fait d'un changement d'efficacité du détecteur sont donc corrigées en permanence par l'asservissement décrit, alors que les variations du niveau de puissance sont transmises directement, sans que le servo-mécanisme réagisse, grâce à l'existence du filtre dont la fonction de transfert est de la même forme que celle de l'ensemble de mesure de la puissance thermique; ce servo-mécanisme étant par construction peu rapide pour des raisons de sécurité, une imperfection dans la forme du filtre n'a pas de conséquences importantes.

Pour que le système complet soit d'un fonctionnement sûr, il est nécessaire que chaque ensemble possède son propre système de correction automatique qui lui permette de s'affranchir individuellement des variations de l'efficacité du détecteur auquel il est associé; ceci permet le groupement en 2/3 des voies de sécurité, un système de discordance entre les calculateurs de puissance thermique entraînant la déconnection automatique de l'ensemble défaillant.

3. DESCRIPTION DE L'ENSEMBLE DE PILOTAGE ET DE SECURITE

3.1. Mesure de la puissance thermique

Pour des raisons particulières à l'installation PEGASE, il y a deux types de calculateurs de puissance thermique, l'un simple et précis utilisé pour la correction de la voie de pilotage, l'autre moins simple et moins précis utilisé pour les voies de sécurité. On ne décrira dans ce paragraphe que le calculateur du premier type.

Le schéma de principe est donné à la figure 2. Les deux amplificateurs de gain G_Q et G_T sont des amplificateurs magnétiques (constructeur: Contrôle et régulation). Les résistances R_1 et R_2 sont celles des sondes de mesure des températures d'entrée (T_1) et de sortie (T_2) de l'eau (résistance de platine de 100 Ω à 0°C). Le courant I fourni par l'amplificateur magnétique de mesure du débit pouvant être considéré comme indépendant de la

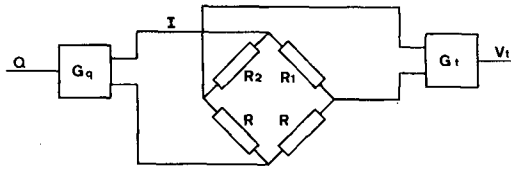


FIG. 2. Calculeur de puissance thermique

résistance de charge, la tension V_T fournie par l'amplificateur G_T est donnée par la formule

$$V_T = A G_T G_q Q (T_2 - T_1) (1 - \eta)$$

A est un coefficient de proportionnalité et η un terme correctif égal à $(R_2 + R_1)/2R$, qui est donc d'autant plus petit que $R_2 + R_1$ est faible devant $2R$.

Le calcul de la puissance thermique fait intervenir cinq variables indépendantes G_T , G_q , Q , T_2 et T_1 . Pour obtenir l'erreur résultante, on appliquera une loi d'accumulation des erreurs du type

$$\epsilon^2 = \sum_i \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \epsilon_i^2$$

ϵ_i étant l'erreur sur l'une des grandeurs x_i de $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$. On remarque que cette formule ne permet de calculer que l'erreur résultant du calcul et non l'erreur globale sur la mesure de la puissance thermique. En supposant que les amplificateurs sont garantis à 1%, que l'erreur d'étalonnage des sondes de température est de l'ordre de $\pm 0,1^\circ\text{C}$ et que l'écart de température $T_2 - T_1$ est égal à 15°C , on trouve une erreur relative résultante égale à environ $\pm 2\%$ de la valeur maximale.

Des essais ont d'autre part donné l'allure de la réponse de l'ensemble de mesure de la puissance thermique pour une variation brusque de la puissance de la pile (fig. 3). On considère que cette réponse est constituée par un retard pur de l'ordre de 1,5 s – temps de transit entre le cœur et l'emplacement de la sonde de température T_2 – et une constante de temps de l'ordre de 10 s – constante de temps de la sonde de température.

3.2. Système de correction automatique de gain

Le schéma des systèmes de correction automatique de gain est le même pour toutes les voies (fig. 4).

Chaque système est constitué par un servo-mécanisme dont le moteur entraîne le curseur d'un potentiomètre: ce potentiomètre a pour mission de modifier le gain de l'amplificateur auquel il est associé. Le choix d'un servo-mécanisme a été fait de préférence à tout autre système, étant donné qu'il permet d'assurer la continuité du fonctionnement en cas de panne entraînant la mise hors service du système de correction automatique.

Pour des raisons de sécurité, la vitesse de rotation du moteur, donc la vitesse de changement de gain, et la course du potentiomètre sont limitées:

- La vitesse maximale de rotation est telle que le changement correspondant

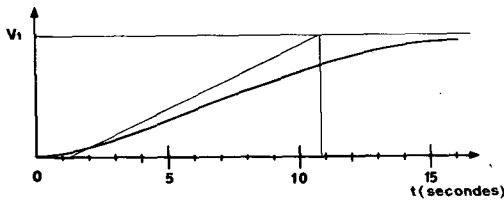


FIG. 3. Courbe de réponse

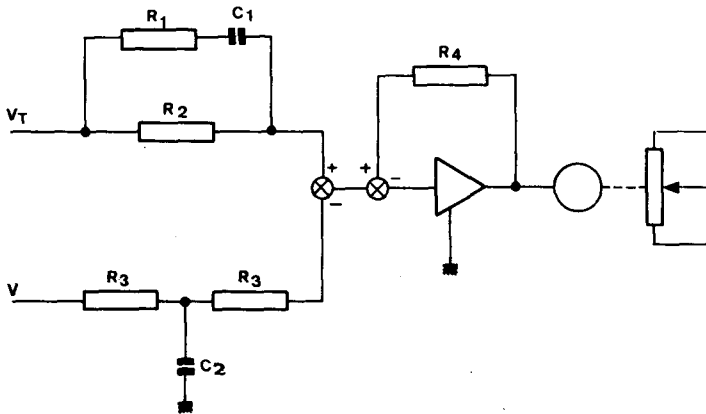


FIG. 4. Système de correction automatique de gain

du gain conduise à une vitesse maximale d'évolution du signal corrigé de l'ordre de 1% par seconde. Cette vitesse permet de corriger la perturbation engendrée par le déplacement d'une boucle.

- La course est limitée mécaniquement de telle sorte que, par rapport à une position moyenne correspondant à l'équilibre pour la puissance nominale, le système puisse corriger des écarts par rapport à la valeur initiale compris entre +30% et -30%.

Lorsque le curseur du potentiomètre arrive en fin de course (minimum ou maximum), un verrouillage ne laisse passer que les ordres qui ont tendance à le ramener à l'intérieur de la zone utile et une signalisation est faite au pupitre; de même, un détecteur d'écart placé à l'entrée de l'amplificateur indique les anomalies de fonctionnement (par exemple amplificateur ou moteur hors service).

En principe, les réglages sont faits une fois pour toutes à la mise en service du système; si, pour une raison quelconque, le curseur du potentiomètre de réglage de gain est en butée, on peut le ramener au milieu de la course utile par un réglage extérieur accessible à l'opérateur.

On verra plus loin qu'une étude sur simulateur analogique des performances du système a conduit à insérer un filtre correcteur dans l'asservissement de façon à améliorer la réponse transitoire pour les perturbations les plus rapides (déplacement d'une boucle à la vitesse maximale).

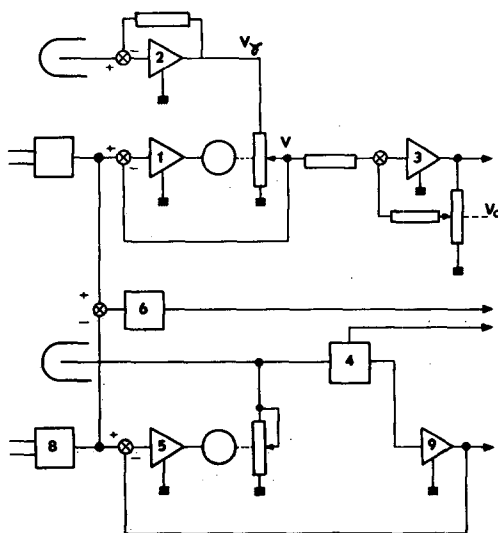


FIG. 5. Ensemble de sécurité et de pilotage

3.3. Ensemble de pilotage et de sécurité

Le schéma général de l'ensemble de pilotage et de sécurité est montré sur la figure 5.

On remarque que pour l'ensemble de pilotage le potentiomètre du système de correction automatique de gain 1 est monté en potentiomètre atténuateur entre l'amplificateur de mesure 2 et le calculateur de pilotage 3, de sorte qu'on réalise l'opération de multiplication $V = KV_y$, K étant égal au rapport potentiométrique.

On n'a fait figurer qu'un seul des trois ensembles de sécurité. On remarque qu'étant donné le principe de fonctionnement de l'amplificateur magnétique de sécurité 4, la correction de gain est faite par une résistance variable placée à l'entrée de l'amplificateur: on peut montrer que l'opération résultante est l'équivalent d'une multiplication. On remarque enfin l'un des circuits comparateurs 6 qui permet par discordance entre les signaux issus des calculateurs de puissance thermique 7 et 8 de déconnecter le système défaillant.

4. ANALYSE DES PERFORMANCES SUR CALCULATEUR ANALOGIQUE

Chaque ensemble doit corriger le mieux possible les régimes transitoires causés par le déplacement d'une boucle ou celui des barres de contrôle. Si les conditions d'évolution ne sont pas trop rapides et si les systèmes de correction réagissent normalement, les interventions des opérateurs sur les appareils ne sont plus nécessaires. Malheureusement, la constante de temps des sondes de mesure de températures est telle que le servomécanisme est informé très tard des variations rapides de l'efficacité:

pour une perturbation de 1% par seconde pendant 20 s, le régime transitoire n'est atténué que de 15% par le système de correction; aussi a-t-on prévu la mise en place d'un filtre d'avance de phase qui permet d'atténuer le régime transitoire de 60%. Le remplacement du type de sonde qui existe actuellement sur le réacteur par un autre type amélioré permettrait d'obtenir un meilleur temps de réponse et rendrait pratiquement nul le dépassement pendant la perturbation.

Il faut remarquer que l'étendue de mesure des ensembles est limitée à l'étendue de mesure du calculateur de puissance thermique. La correction n'est donc efficace que pour une puissance voisine de la puissance nominale du réacteur. De même, l'approximation qui consiste à négliger la puissance thermique dégagée par les rayonnements bêta et gamma des produits de fission introduit, lors du fonctionnement à bas niveau, une erreur systématique sur le signal de sortie des ensembles de mesure; cette erreur n'est pas très gênante et ne justifie pas une complication du système de correction.

REFERENCES

- [1] ARDITTI, R., DAUTRAY, R., RAEVSKI, V., «La pile PEGASE», Actes 3^e Conf. int. util. EAFP, Genève, 1964, 28/P/48.
- [2] LACOUR, J., LEGOIN, P., Rapport de sûreté du réacteur PEGASE, Rapport CEA R 2518 (1964).

SYNTHESIS OF AN OPTIMAL CONTROL SYSTEM FOR NUCLEAR REACTORS WITH GENERALIZED TEMPERATURE FEEDBACK

I. KLIGER
ARGONNE NATIONAL LABORATORY,
ARGONNE, ILL.,
UNITED STATES OF AMERICA

Abstract

SYNTHESIS OF AN OPTIMAL CONTROL SYSTEM FOR NUCLEAR REACTORS WITH GENERALIZED TEMPERATURE FEEDBACK. In changing the power level of large reactors, where local damages might occur, the spatial distribution of the neutron density must be considered. A perfect controller would change the power level in the reactor core without destroying its spatial distribution. To realize such a controller each one of the existing modes must be correctly excited.

This paper discusses the synthesis problem for a single mode represented by the seven-point reactor kinetic equations, two heat exchange equations and by a generalized coupling term, representing the effects of reactor and coolant temperature, T_R and T_C , on the reactivity. The solution to the point reactor problem, which by itself represents average quantities of the reactor, can be applied, with some modifications, to the spatial dependent case, where each of the modes has to follow a given time function.

The control system is synthesized to minimize a performance index S , which is a measure of the deviation of the neutron density n from a desired time function $f_1(t)$, as well as of the deviation of the output power $P(v, T_C)$ from a given time programme $f(t)$. To prevent excessive thermal stresses, the rate of change of the neutron density $\dot{n}$ has to be kept within reasonable bounds determined by a given time function $g(t)$ and the deviation of $\dot{n}$ from $g(t)$ is also included in the performance index S to be minimized.

The available control variables are the input reactivity ρ and the coolant flow v , which are determined in a form of a control law suitable to be realized as a closed loop control system.

The resulting control law, which depends on various reactor parameters and variables that are not known exactly, is sensitive to variations of these parameters. To avoid the sensitivity of the system to mismatch between the various reactor parameters and the controller, the control scheme represented by the obtained control law is reduced to one that is less sensitive (practically insensitive) to the exact values of the reactor parameters.

1. INTRODUCTION

The synthesis problem of a generalized reactor control system is discussed in this study. The problem is formulated such that it is applicable to a large class of optimization problems in the nuclear reactor field. The reactor power generation together with the heat exchange is described by:

$$\frac{dn}{dt} = -\omega n + \sum_{i=1}^6 \lambda_i C_i + \omega n [\rho - A(T, p_k)]$$

$$\frac{dC_i}{dt} = \omega_i n - \lambda_i C_i \quad i = 1, 2, \dots, 6$$

$$M_f C_f \frac{dT_f}{dt} = \alpha_f n - h_{fc} A_f (T_f - T_c)$$

$$M_c C_c \frac{dT_c}{dt} = h_{fc} A_f (T_f - T_c) - h_{ck} A_c (T_c - T_k)$$

$$M_m C_m \frac{dT_m}{dt} = \alpha_m n - h_{mk} A_m (T_m - T_k)$$

$$M_k C_k \frac{dT_k}{dt} = h_{mk} A_m (T_m - T_k) + h_{ck} A_c (T_c - T_k) - \dot{M}_k C_k T_k$$

where $A(\underline{T}, p_k)$ is a generalized reactivity feedback caused by the different temperatures in the system and (for boiling or gas cooled reactors) by the coolant pressure. The heat exchange equations can be further generalized to include some more regions in the reactor core, and after dividing each of the equations by the corresponding heat capacity, they can be rewritten in matrix notation as:

$$\dot{\underline{X}} = \underline{D} \cdot \underline{X} + \omega n [\rho - A(\underline{T}, p_k)] \cdot \underline{1}$$

$$\dot{\underline{T}} = -\underline{B} \cdot \underline{T} + \alpha n - \dot{\underline{M}}_k \underline{R} \cdot \underline{T}$$

These differential equations are generally non-linear since most of the heat transfer coefficients and the heat generation fractions are (slowly varying) functions of the temperature. The control objectives vary from one type of reactor to another. Thus for power reactors the objective might be to force the output power P which is proportional to $\dot{M}_k T_k$ to follow a given time function determined by the consumer demands. A similar situation might exist in a nuclear rocket, where the thrust F (which is proportional to $\dot{M}_k \sqrt{T_k}$) has to follow a given time programme to obtain a certain manoeuvre. Another class of problems are the so called minimum time [1] or minimum propellant [2] problems, where the objective is to change the reactor power level in minimum time, or in minimum coolant flow (minimizing propellant consumption), which is mathematically equivalent to the problem of maximizing the thrust with a given consumable amount or propellant. Still another class of problems are those concerned with the shut-off problem of power reactors, to minimize the xenon poisoning effects or the restarting time after shut-down [3].

In all these problems the control inputs to the system are the reactivity ρ and the coolant flow $\dot{M}_k$, and the synthesis problem is to determine these variables, in a form suitable to be realized as a feedback system. The synthesis procedure is usually carried out in two stages. In the first step the heat transfer equations are considered as having the two control inputs $\dot{M}_k$ and n . According to the problem at hand, a specific controller is designed to yield the coolant flow $\dot{M}_k$, and a neutron density n_d , such that the desired performance is obtained.

Since the outcome of the specific controller n_d has to be realized by the reactor, a second controller is designed to force the reactor neutron density n to follow the desired programme n_d . This second controller is common to all the design problems and is referred to as the universal

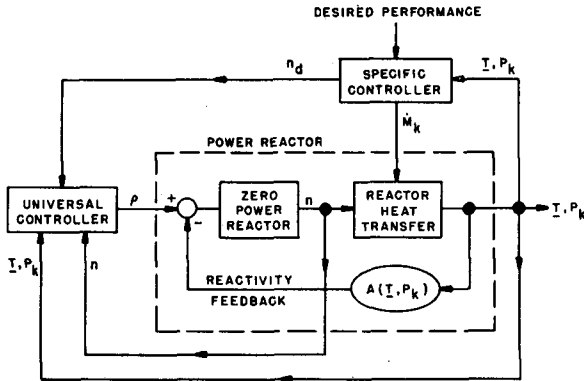


FIG. 1. Schematic realization of the reactor control system

controller, the purpose of which is to force the reactor to follow a given time programme $n_d(t)$. A schematic realization of the reactor control system is shown in Fig. 1. While the design of the "specific controller" depends on the problem at hand, the design of the "universal controller" is common to all of the problems, and it is the synthesis of this controller which is the main purpose of this study.*

2. STATEMENT OF THE PROBLEM

After the specific controller is determined, it is necessary to generate the desired neutron density $n_d(t)$ by the nuclear reactor which is described by (after the insertion of the specific controller):

$$\begin{aligned}
 \dot{n} &= -\omega n + \sum_{i=1}^6 \lambda_i C_i + \omega n [\rho - A(\underline{T}, p_k)] \\
 \dot{C}_i &= \omega_i n - \lambda_i C_i \quad i = 1, 2, \dots, 6 \\
 \dot{T}_j &= f_j(\underline{T}, n, t) \quad j = 1, 2, \dots, r
 \end{aligned} \tag{1}$$

The set (1) of the $(r+7)$ differential equations involves one independent variable (t) , $8+r$ dependent variables $(n, C_1, C_2, \dots, C_6; T_1, T_2, \dots, T_r)$ and one, $[8+r-(7+r)]$, degree of freedom, hence some optimum requirement can be imposed on the reactivity input $\rho(t)$. The optimum control problem is stated as follows; find a control law, i.e. a control function $\rho(t) = \rho(n, C_i, T_j, t)$, in terms of the instantaneous reactor state $\underline{X}(t)$, $\underline{T}(t)$, which minimizes the integral performance index S defined by:

* In Appendix A there is a short outline on the design of the "specific controller", for a power-programme follow-up system.

$$S = \int_0^{\theta} [W^2(t) \{n(t) - n_d(t)\}^2 + \{\dot{n}(t) - g(t)\}^2] dt \quad (2)$$

The integral of the first term is the mean square error of the neutron density $n(t)$ with respect to the desired programme $n_d(t)$. The second term is introduced due to restrictions put on $\dot{n}$, and $W^2(t)$ is a weighting function which is chosen according to the relative significance in meeting the specifications of $n(t)$ versus the restrictions on $\dot{n}$. Here $g(t)$ is chosen to be equal to $\dot{n}_d$, except during those time intervals when $\dot{n}_d$ is too large. In the vicinity of these intervals $g(t)$ is determined by the maximum allowed rate of change of n . In the intervals where $g(t) \neq \dot{n}_d$, W^2 is chosen to be as small as possible, thus weighting heavily the second term in the performance index and causing $n(t)$ to increase at the proper rate. The problem of determining the input reactivity in terms of the instantaneous reactor state, such that (2) is minimized, is referred to as the synthesis problem, the solution of which yields a closed loop controlled reactor.

3. THE SYNTHESIS OF THE UNIVERSAL CONTROLLER

The minimization of the performance index (2) subject to the conditions (1), is best carried out through the maximum principle [4].

The control input ρ that minimizes S , maximizes, at any time t , the Hamiltonian H defined by:

$$H = p_1 \left[-\omega n + \sum_{i=1}^6 \lambda_i C_i + \omega n (\rho - A(\underline{T}, p_k)) \right] + \sum_{i=1}^6 p_{i+1} (\omega_i n - \lambda_i C_i) \\ + \sum_{j=1}^r q_j f_j(\underline{T}, n, t) - W^2(n - n_d)^2 - \left[-\omega n + \sum_{i=1}^6 \lambda_i C_i + \omega n (\rho - A(\underline{T}, p_k)) - g \right]^2$$

where the functions $(p_1, p_2, \dots, p_7; q_1, q_2, \dots, q_r)$ are determined by the Hamilton equations:

$$\begin{aligned} \dot{p}_1 &= -\frac{\partial H}{\partial n} \\ \dot{p}_{i+1} &= -\frac{\partial H}{\partial C_i} & i &= 1, 2, \dots, 6 \\ \dot{q}_\ell &= -\frac{\partial H}{\partial T_\ell} & \ell &= 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (3)$$

and satisfy the transversality conditions at the terminal time θ , i. e.

$$\underline{P}(\theta) = \underline{q}(\theta) = 0 \quad (4)$$

maximizing H with respect to ρ gives the optimal input reactivity ρ^0 in terms of n, c, T_j and p_1 .

$$\rho^0 = \frac{1}{\omega n} \left[\omega n - \sum_{i=1}^6 \lambda_i c_i + \omega n A(T, p_k) + \frac{1}{2} p_1 + g(t) \right] \quad (5)$$

and the synthesis problem is reduced to that of determining $p_1(t)$ in terms of the reactor state and the given programme $n_d(t)$.

Substituting the optimal ρ function as given by (5) into the reactor equations and in the set (3) of the Hamilton equations results in the following $2(r+7)$ differential equations:

$$\begin{aligned} \dot{n} &= \frac{1}{2} p_1 + g(t) \\ \dot{c}_i &= \omega_i n - \lambda_i c_i \quad i = 1, 2, \dots, 6 \\ \dot{T}_j &= f_j(n, T, t) \quad j = 1, 2, \dots, r \\ \dot{p}_1 &= - \sum_{i=1}^6 \omega_i p_{i+1} - \sum_{j=1}^r \frac{\partial f_j}{\partial n} q_j + 2W^2(n - n_d) \\ \dot{p}_{i+1} &= \lambda p_{i+1} \quad i = 1, 2, \dots, 6 \\ \dot{q}_\ell &= - \sum_{j=1}^r q_j \frac{\partial}{\partial T_\ell} f_j(n, T, t) \quad \ell = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (6)$$

from which $p_1(t)$ is to be determined as a function of the reactor's state. Looking at this set of non-linear differential equations, it seems to be a difficult task to express $p_1(t)$ in terms of the reactor state, but further inspection of these questions shows, however, that this can be easily done. Noticing that, while the variables p_{i+1} and q_ℓ do not appear in any of the first $(r+7)$ equations, they enter the last $(r+6)$ free equations linearly. Therefore, the set of the last $(r+6)$ equations is free and linear (in p_{i+1} and q_ℓ). Hence, if all the variables of this set (p_{i+1} , q_ℓ) are zero at a certain moment of time t' , they remain zero for any t . Since p_{i+1} and q_ℓ are zero for $t = \theta$, they are also zero at any other time t , and the set (6) is reduced to:

$$\begin{aligned}
 \dot{n} &= \frac{1}{2} p_1 + g(t) \\
 \dot{p}_1 &= 2W^2(n - n_d) \\
 \dot{c}_1 &= \omega_1 n - \lambda_1 c_1 \\
 \dot{T}_j &= f_j(n, \underline{T}, t)
 \end{aligned} \tag{7}$$

Rewriting the first two equations as one matrix equation

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} n \\ p_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/2 \\ 2W^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{n} \\ p_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g \\ -2W^2 n_d \end{bmatrix} \tag{8}$$

the solution of which can be written as:

$$\begin{bmatrix} n(t) \\ p_1(t) \end{bmatrix} = \underline{\Phi}(t, t') \begin{bmatrix} n(t') \\ p_1(t') \end{bmatrix} + \int_{t'}^t \underline{\Phi}(t, \tau) \begin{bmatrix} g(\tau) \\ -2W^2 n_d(\tau) \end{bmatrix} d\tau$$

where $\underline{\Phi}(t, t')$ is the 2×2 transition matrix of the system (8). The boundary conditions (4) impose: $p_1(t)|_{t=0}$ to be zero, hence:

$$\begin{aligned}
 0 &= \phi_{21}(\theta, t') n(t') + \phi_{22}(\theta, t') p_1(t') \\
 &+ \int_{t'}^{\theta} [\phi_{21}(\theta, \tau) g(\tau) - 2W^2(\tau) \phi_{22}(\theta, \tau) n_d(\tau)] d\tau
 \end{aligned}$$

from which $p_1(t)$ is found to be:

$$\begin{aligned}
 p_1(t) &= -\phi_{22}^{-1}(\theta, t) \phi_{21}(\theta, t) n(t) \\
 &- \phi_{22}^{-1}(\theta, t) \int_t^{\theta} [\phi_{21}(\theta, \tau) g(\tau) - 2W^2(\tau) \phi_{22}(\theta, \tau) n_d(\tau)] d\tau
 \end{aligned} \tag{9}$$

employing the properties of the transition matrix $\underline{\Phi}(t, t')^{\dagger}$ it can be easily

†

$$\begin{aligned}
 1. \quad \underline{\Phi}^{-1}(t, t') &= \underline{\Phi}(t', t) & 2. \quad \frac{d}{dt} \underline{\Phi}(t, t') &= \begin{bmatrix} 0 & 1/2 \\ 2W^2 & 0 \end{bmatrix} \underline{\Phi}(t, t') \\
 3. \quad \frac{d}{dt} \underline{\Phi}^{-1}(t, t') &= -\underline{\Phi}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 1/2 \\ 2W^2 & 0 \end{bmatrix} & 4. \quad \underline{\Phi}(t, t) &= \underline{1}
 \end{aligned}$$

shown that:

$$-2W^2(\tau) \phi_{22}(\theta, \tau) = \frac{d}{d\tau} \phi_{21}(\theta, \tau) \quad (10)$$

Substituting the relation (10) into the integral in (9), and integrating by parts yields:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} p_1(t) &= \frac{1}{2} \frac{\phi_{21}(\theta, t)}{\phi_{22}(\theta, t)} \left(n_d(t) - n(t) \right) + \frac{1}{2} \frac{\phi_{21}(\theta, \tau)}{\phi_{22}(\theta, \tau)} \\ &\quad \cdot \int_t^\theta \frac{\phi_{21}(\theta, \tau)}{\phi_{21}(\theta, t)} \left(\dot{n}_d(\tau) - g(\tau) \right) d\tau \end{aligned} \quad (11)$$

Defining the controller gain $K(\theta, t)$ as: **

$$K(\theta, t) = \frac{1}{2} \frac{\phi_{21}(\theta, t)}{\phi_{22}(\theta, t)}$$

and substituting $\frac{1}{2} p_1(t)$ as given by (11) into (5) results in the following optimal control law:

$$\rho^0 = \frac{1}{\omega n} \left[\omega n - \sum_{i=1}^6 \lambda_i C_i + \omega n A(T, p_k) + K(\theta, t) \left(n_d + \langle \dot{n}_d - g \rangle - n \right) + g(t) \right] \quad (12)$$

where $\langle \dot{n}_d - g \rangle$ is a weighted average of $(\dot{n}_d - g)$ and is given by:

$$\langle \dot{n}_d - g \rangle = \int_t^\theta \frac{\phi_{21}(\theta, \tau)}{\phi_{21}(\theta, t)} \left(\dot{n}_d(\tau) - g(\tau) \right) d\tau$$

The control law (12) involves the precursors density C_i , which are not readily measurable, therefore, C_i must be estimated through the measurements performed on the neutron density n . From the reactor kinetics equations, it is seen that the variable $\lambda_i C_i / \omega_i$ is related to the neutron density n through the differential equation

$$\frac{\lambda_i}{\omega_i} \dot{C}_i = -\lambda_i \frac{\lambda_i}{\omega_i} C_i + \lambda_i n$$

Hence, if the measurement is started while the reactor is in equilibrium,

** In Appendix B, there is a short outline of the computations involved in obtaining the transition matrix $\Phi(t, t')$ from which $K(\theta, t)$ is determined.

$\lambda_i C_i / \omega_i$ can be obtained as the output of a linear system having the transfer function $\lambda_i / (s + \lambda_i)$

$$Y_i = \frac{\omega_i}{\omega} \left(n - \frac{\lambda_i}{\omega_i} C_i \right)$$

is obtained as the output of:

$$\frac{\omega_i}{\omega} \cdot \frac{s}{s + \lambda_i} \quad (13)$$

when fed by $n(t)$.

The expression

$$\frac{1}{\omega} \left[\omega n - \sum_{i=1}^6 \lambda_i C_i \right]$$

can be rewritten as:

$$\sum_{i=1}^6 \frac{\omega_i}{\omega} \left(n - \frac{\lambda_i C_i}{\omega_i} \right) = \sum_{i=1}^6 Y_i$$

and can be obtained by summing the outputs of the R-C networks that realize the transfer function (13) (Fig. 2).

A schematic realization of the control law (12) together with the precursors estimating circuits is shown in Fig. 2.

4. REDUCTION OF THE CONTROL SCHEME

Considering the control law (12) and the control scheme of Fig. 2, it is seen that the input reactivity consists of three parts. The first part, $A(T, p_k)$, compensates for the reactivity feedback effects which exist within the reactor. The second part, which is realized by the inner positively closed loop, causes the transmittance from (b) to n to be $1/s$, as can be seen from the first equation in (6). The third part, which is realized by the outer loop, is the main control loop of the system. The realization of the second part, whose purpose is to reduce the transmittance T_{bn} to $1/s$, seems to be sensitive to mismatch between the reactor parameters ω_i, λ_i and the corresponding parameters ω'_i, λ'_i as realized in the inner loop. In this section the operation of the inner loop is analysed and another scheme, which performs practically the same task, but is not sensitive to the parameter adjustments, is proposed. To analyse the inner loop the following variables are introduced (Fig. 2):

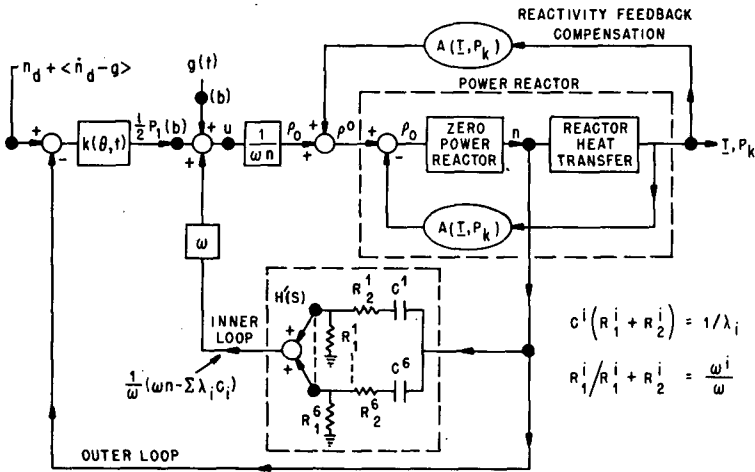


FIG. 2. Realization of the optimal control law (12) and the precursors estimating circuits

$$\rho_0 = \rho^0 - A(I, P_k)$$

$$u = \omega n \rho_0 \quad (14)$$

with the definitions (14) the reactor kinetics equations become

$$\dot{n} = -\omega n + \sum_{i=1}^6 \lambda_i C_i + u$$

$$\dot{C}_i = \omega_i n - \lambda_i C_i$$

from which the transmittance $T_{un} = G(s)$ can be readily computed and is found to be:

$$G(s) = \frac{1}{s \left[1 + \sum_{i=1}^6 \frac{\omega_i}{s + \lambda_i} \right]} \quad (15)$$

The transmittance $\omega'H'$ of the feedback network is given by:

$$\omega'H'(s) = \sum_{i=1}^6 \frac{\omega_i' s}{s + \lambda_i'} = H(s)$$

The pole-zero configuration of $G(s)$ as well as of the inner loop feedback network $H(s)$ is shown in Fig.3. If each of the λ_i and ω_i in the feedback

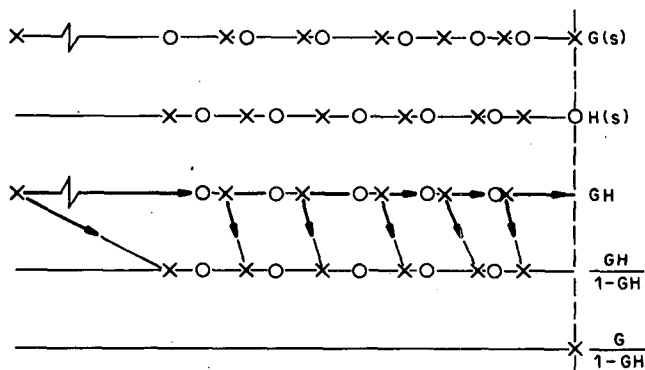


FIG. 3. Pole-zero configuration of $G(s)$, $H(s)$ and of the positively closed inner loop, for perfect matching of the feedback network

network is exactly equal to the corresponding reactor parameters, the resulting positively closed system has a transmittance of $1/s$ as can be seen from the root loci in Fig. 3. The transmittance of $1/s$ exists only for the case of perfect matching between $H(s)$ and $G(s)$. In case of imperfect the resulting system might be unstable (see root loci of GH in Fig. 5-c) and would not yield the desired transmittance of $1/s$. The transmittance of $1/s$ can be realized to a very good approximation by utilizing a derivative negative feedback (with a possible filtering device to reduce noise effects) and having a large gain K_0 in the forward branch. The net results of such a system is illustrated in Figs. 4 and 5 where the pole-zero configuration and the resulting inner loop are shown.

It is worthwhile to note that in this modified scheme, the achieved transmittance of $1/s$ is insensitive to the exact value of K_0 (as long as $K_0 \gg 1$), hence the exact reactivity caused by the control rod is not vital to the performance of the system since it affects only the effective gain of the forward branch.

5. SUMMARY

The synthesis problem of a generalized reactor control system is formulated to include a large class of optimization problems in the nuclear reactor field. The control system is composed of two parts. The first part (the specific controller) controls the reactor heat transfer system, to perform a desired task, through the coolant flow and the neutron density, which is obtained from the reactor. The second controller forces the reactor to generate the desired neutron flux as determined by the first controller. The analytical design of the second controller (the universal controller) is given in the paper, while an outline of the design of a specific controller, for power follow up system of a fast part reactor, is given in the appendix.

The reactor model used is quite general and is applicable to many types of reactors. In the final design of the universal controller (the reduced scheme) the "only" information needed is the feedback effects on the reactivity, as given by $A(\underline{T}, p_k)$ which must be determined experimentally.

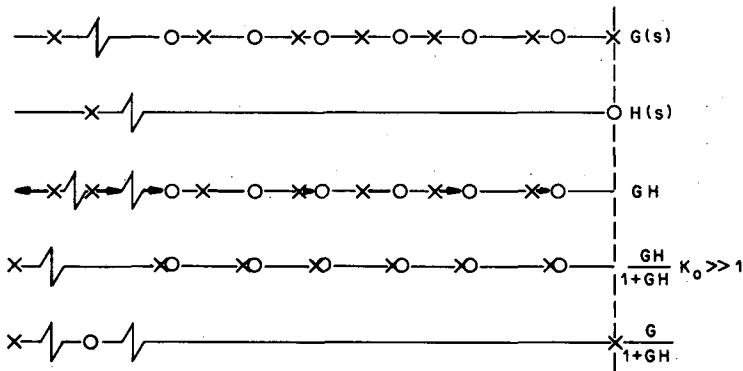


FIG. 4. Pole-zero configuration of the reduced inner loop

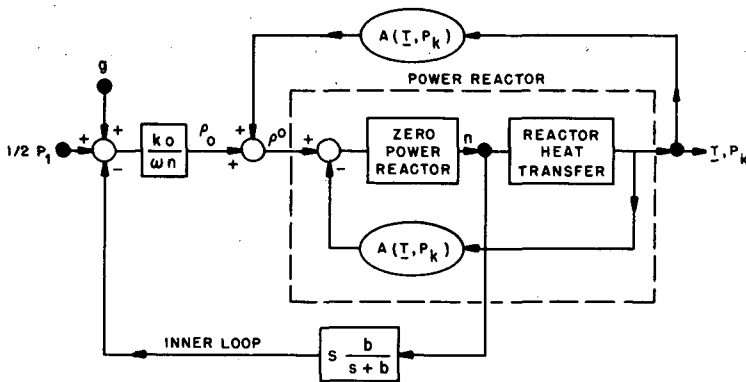


FIG. 5. The modified inner loop for the control scheme 2

APPENDIX A

THE DESIGN OF THE SPECIFIC CONTROLLER FOR A POWER PROGRAM FOLLOW UP SYSTEM

The design of a power program follow up system of a fast reactor is outlined in this section. A simplified model is used to describe the reactor heat transfer, where two temperature equations are considered. T_r represent the averaged reactor (fuel and clad) temperature and T_k is the coolant temperature. The heat exchange equations are given by:

$$\begin{aligned}\dot{T}_r &= \alpha n - h_1 T_r + h_1 T_k \\ \dot{T}_k &= h_2 T_r - h_2 T_k - u T_k\end{aligned}\quad (A.1)$$

(A.1)

where u is proportioned to the coolant flow. The output power is proportional to the product uT_k , and the desired power program is given as a time function $P(t)$. The control objective is to determine the coolant flow $u(t)$ and the neutron density n such that $u \cdot T_k$ will follow as close as possible the given time program $P(t)$, while $n(t)$ and $u(t)$ are constrained by:

$$\begin{aligned} u_{\min} &\leq u(t) \leq u_{\max} \\ n_{\min} &\leq n(t) \leq n_{\max} \end{aligned} \quad (A.2)$$

The bounds $u_{\min, \max}$ and $n_{\min, \max}$ are determined from safety considerations as well as by saturation of the devices which produce the corresponding inputs (the pump in the coolant flow loop and the input reactivity to the reactor). The control problem can be stated as follows; determine the inputs u and n that minimize the mean-square error E ; where

$$E = \int_0^{\theta} [uT_k - P(t)]^2 dt \quad (A.3)$$

subject to the constraints (A.1) and (A.2).

The Hamiltonian [4] for the problem at hand is given by:

$$H = p_1(\alpha n - h_1 T_r + h T_k) + p_2(h_2 T_r - h_2 T_k - u T_k) - [u T_k - P(t)]^2 \quad (A.4)$$

The inputs that minimize (A.3) are those that maximize the Hamiltonian A.4, hence:

$$\begin{aligned} n &= n_{\max} & p_1 &> 0 \\ &= n_{\min} & p_1 &< 0 \end{aligned} \quad (A.5)$$

$$\begin{aligned} u &= u_{\max} & 2P(t) - p_2 &> 2T_k u_{\max} \\ &= u_{\min} & 2P(t) - p_2 &< 2T_k u_{\min} \\ &= \frac{2P - p_2}{2T_k} & 2T_k u_{\min} &< 2P - p_2 < 2T_k u_{\max} \end{aligned} \quad (A.6)$$

The costates p_1 and p_2 are determined from the Hamilton equations

$$\begin{aligned}\dot{p}_1 &= -\frac{\partial H}{\partial T_r} = h_1 p_1 - h_2 p_2 \\ \dot{p}_2 &= -\frac{\partial H}{\partial T_k} = -h_1 p_1 + h_2 p_2 - u(2p - p_2 - 2T_k u)\end{aligned}\quad (A.7)$$

having the boundary conditions:

$$p_1(\theta) = p_2(\theta) = 0 \quad (A.8)$$

with the control inputs as given by (A.5) and (A.6) the two equations (A.7) are:

$$\begin{aligned}\dot{p}_1 &= h_1 p_1 - h_2 p_2 \\ \dot{p}_2 &= -h_1 p_1 + h_2 p_2 - f\end{aligned}\quad (A.9)$$

where f is given by:

$$f = \begin{cases} u_{\max}(2p - p_2 - 2T_k u_{\max}) & ; \quad 2p - p_2 > 2T_k u_{\max} \\ u_{\min}(2p - p_2 - 2T_k u_{\min}) & ; \quad 2p - p_2 < 2T_k u_{\min} \\ 0 & ; \quad 2T_k u_{\min} < 2p - p_2 < 2T_k u_{\max} \end{cases}$$

To obtain a closed loop control system the two sets of equations (A.1) and (A.9) have to be solved simultaneously for an arbitrary state $\underline{T}(t')$ subject to the terminal conditions (A.8), from which $\underline{p}(t')$ can be expressed as function of $\underline{T}(t')$

$$\begin{aligned}p_1(t') &= \chi_1(T_r(t'), T_k(t'), t') \\ p_2(t') &= \chi_2(T_r(t'), T_k(t'), t')\end{aligned}$$

Once the two functions χ_1, χ_2 are given, the control inputs (A.5), (A.6) are obtained in a form suitable to be realized as a closed loop control system.

The solution of the two sets of differential equations (A.1), (A.9) with the boundary conditions (A.8) and arbitrary initial state

$T_r(t'), T_k(t')$ involves the problem of solving nonlinear differential equations with two points boundary conditions. Although the determination of the two functions χ_1 and χ_2 presents some computational difficulties, they can be solved, quite easily, with the aid of a computer by solving the equations backward in time.

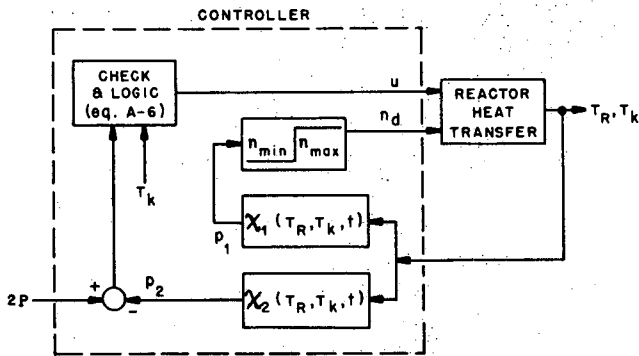


FIG. A-1. Structure of the specific controller for a power follow-up system

APPENDIX B

DETERMINATION OF THE TRANSITION MATRIX $\underline{\Phi}(t, \tau)$

The transition matrix $\underline{\Phi}$ satisfies the matrix differential equation:

$$\frac{d}{dt} \underline{\Phi}(t, \tau) = \begin{bmatrix} 0 & 1/2 \\ 2W^2(t) & 0 \end{bmatrix} \cdot \underline{\Phi}(t, \tau) \quad (\text{B.1})$$

Transition matrices possess the following properties (hence its name)

$$\underline{\Phi}(t, t_1) \cdot \underline{\Phi}(t_1, t_2) = \underline{\Phi}(t, t_2)$$

$$\underline{\Phi}(t, t) = \underline{1} \quad (\text{B.2})$$

hence:

$$\underline{\Phi}(t, t_1) \cdot \underline{\Phi}(t_1, t) = \underline{1}$$

$$\underline{\Phi}^{-1}(t, t_1) = \underline{\Phi}(t_1, t) \quad (\text{B.3})$$

From the properties B.2, B.3 it follows that:

$$\begin{aligned} \underline{\Phi}(t, \tau) &= \underline{\Phi}(t, 0) \cdot \underline{\Phi}(0, \tau) \\ &= \underline{\Phi}(t) \cdot \underline{\Psi}(\tau) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

where $\underline{\Phi}(t)$ satisfies (B.1).

$$\dot{\underline{\Phi}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1/2 \\ 2W^2(t) & 0 \end{bmatrix} \cdot \underline{\Phi}(t) \quad (\text{B.5})$$

Using the property B.3, it is easy to show that $\underline{\Phi}^{-1}(t) = \underline{\Psi}(t)$ satisfies the following differential equation:

$$\dot{\underline{\Psi}}(t) = -\underline{\Psi}(t) \begin{bmatrix} 0 & 1/2 \\ 2W^2(t) & 0 \end{bmatrix}$$

$$\underline{\Psi}(0) = \underline{1} \quad (\text{B.6})$$

Equations B.5 and B.6 determine the elements of $\underline{\Phi}$ and $\underline{\Psi}$ to be given by:

$$\begin{aligned} \ddot{\phi}_{11} &= W^2 \phi_{11} & \phi_{11}(0) &= 1 & ; & \dot{\phi}_{11}(0) &= 0 \\ \ddot{\psi}_{22} &= W^2 \psi_{22} & \psi_{22}(0) &= 1 & ; & \dot{\psi}_{22}(0) &= 0 & \therefore \psi_{22} = \phi_{11} \\ \ddot{\phi}_{12} &= W^2 \phi_{12} & \phi_{12}(0) &= 0 & ; & \dot{\phi}_{12}(0) &= 1/2 \\ \phi_{21}(t) &= \int_0^t 2W^2(\tau) \phi_{11}(\tau) d\tau & ; & & \phi_{22}(t) &= 1 + \int_0^t 2W^2(\tau) \phi_{12}(\tau) d\tau \\ \ddot{\psi}_{12} &= W^2 \psi_{12} & \psi_{12}(0) &= 0 & ; & \dot{\psi}_{12}(0) &= -1/2 \\ \psi_{22} &= \phi_{11} \\ \psi_{21}(t) &= -\int_0^t 2W^2(\tau) \psi_{22}(\tau) d\tau & ; & & \psi_{11}(t) &= 1 - \int_0^t 2W^2(\tau) \psi_{12}(\tau) d\tau \\ &= -\phi_{21}(t) \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

The element $\phi_{21}(t, t')$ is given by (See Eq. B.4)

$$\phi_{21}(t, t') = \phi_{21}(t) \psi_{11}(t') + \phi_{22}(t) \psi_{21}(t') \quad (\text{B.8})$$

since

$$\psi_{21}(t) = -\phi_{21}(t) \quad ; \quad \phi_{21}(t', t') = 0$$

Equation (B.8) gives:

$$\psi_{11}(t') = \phi_{22}(t')$$

hence:

$$\begin{aligned}
 \psi_{11}(t') &= 1 - \int_0^{t'} 2W^2(\tau) \psi_{12}(\tau) d\tau = 1 + \int_0^{t'} 2W^2(\tau) \phi_{12}(\tau) d\tau \\
 &= \phi_{22}(t') \\
 \therefore \int_0^{t'} 2W^2(\tau) [\psi_{12}(\tau) + \phi_{12}(\tau)] d\tau &= 0
 \end{aligned} \tag{B.9}$$

Since (B.9) is satisfied for any $W^2(\tau)$ the integral can be zero only if:

$$\psi_{12}(t) = -\phi_{12}(t)$$

and the elements of the two matrices $\underline{\phi}$ and $\underline{\psi}$ are related by:

$$\begin{aligned}
 \phi_{11} &= \psi_{22} & \phi_{22} &= \psi_{11} \\
 \phi_{12} &= -\psi_{12} & \phi_{21} &= -\psi_{21}
 \end{aligned} \tag{B.10}$$

Using these relations the elements $\phi_{21}(\theta, t)$ and $\phi_{22}(\theta, t)$ are given by:

$$\begin{aligned}
 \phi_{21}(\theta, t) &= \phi_{21}(\theta) \phi_{22}(t) - \phi_{22}(\theta) \phi_{21}(t) \\
 \phi_{22}(\theta, t) &= \phi_{22}(\theta) \phi_{11}(t) - \phi_{21}(\theta) \phi_{12}(t)
 \end{aligned}$$

Both the elements, ϕ_{11} and ϕ_{12} satisfy the differential equation:

$$\ddot{\phi} = W^2 \phi \tag{B.11}$$

with different boundary conditions. Equation (B.11) with the corresponding boundary conditions can be very easily rewritten as the following recursion relation to be generated on a computer.

$$\phi(k+2) = 2\phi(k+1) - \phi(k) + \Delta^2 W^2(k) \phi(k)$$

with the initial conditions:

$$\begin{aligned}
 \phi_{11}: \quad \phi(0) &= 1 & \phi(\Delta) &= 1 \\
 \phi_{12}: \quad \phi(0) &= 0 & \phi(\Delta) &= 1/2 \Delta
 \end{aligned}$$

While the numbers $\phi_{11}(k)$ and $\phi_{12}(k)$ are being generated by the computer, $\phi_{21}(k)$ and $\phi_{22}(k)$ can be obtained as the following sums:

$$\phi_{21}(k) = \sum_{i=0}^{k-1} 2W^2(i) \phi_{11}(i) \Delta$$

$$\phi_{22}(k) = 1 + \sum_{i=0}^{k-1} 2W^2(i) \phi_{12}(i) \Delta$$

To conclude this section it is worthwhile to note that if $W^2(\tau)$ is a piecewise constant function of time, the different elements of $\underline{\phi}$ can be very easily computed analytically to obtain an explicit expression for $\underline{\phi}$.

NOMENCLATURE

n	neutron density [neutron/cm ³]
C_i	delayed neutrons precursors density [atoms/cm ³]
β_i	partial delayed neutron fraction
$\beta = \sum_{i=1}^6 \beta_i$	delayed neutron fraction
λ_i	decay constant of C_i [1/sec]
ℓ	neutron life time [sec]
$\omega_i = \frac{\beta_i}{\ell}$	[1/sec]
$\omega = \sum \omega_i$	
δk	excess reactivity
$\rho = \frac{\delta k}{\beta}$	reactivity in \$
$C_{f,m,c,k}$	specific heat capacity of fuel, moderator, can or coolant [J/kg-°C]
$M_{f,m,c,k}$	mass of fuel, moderator, can or coolant [kg]
h_{ij}	heat transfer coefficient between materials i and j [J/sec-cm ² -°C]
A_i	surface area of material i [cm ²]
α_j	fractioned heat generation is material j [J-cm ³ /sec]
p_k	coolant pressure
$\underline{1}$	a unit vector whose first component is the only non zero one

- X state vector of the zero power reactor ($n, C_1, C_2, \dots, C_6$)
T state vector of the heat transfer system ($T_f, T_m, T_c, T_k, \dots$)
I unit matrix

Underlined letters stand for vectors.

Double underlined letters stand for matrices.

REFERENCES

- [1] KLIGER, I., "An automatic control of nuclear reactor for minimal time response", to be presented at the Third Congress Int. Federation on Automatic Control, London, June 1966.
- [2] MOHLER, L.R., "Optimal nuclear rocket engine control", Univ. Arizona Symp. Neutron Dynamics and Control, April 1965, Tucson, Arizona, to be published by the USAEC.
- [3] ROBERTS, J.J., SMITH, P., "The optimal solution of the reactivity xenon shutdown problem", Univ. Arizona Symp. Neutron Dynamics and Control, April 1965, Tucson, Arizona.
- [4] PONTRYAGIN, L.S., BOLTYANSKI, V.G., GAMKRELIDZE, R.V., MISHEHENKO, E.F., The Mathematical Theory of Optimal Processes, John Wiley and Sons, New York (1962).

DISCUSSION

J. WEILL: Have you tested your system on a computer or a reactor?

I. KLIGER: Part of the system was checked on an analogue computer as a simple exercise for a power programme follow-up system. This is described in Appendix A of the paper.

POWER MEASUREMENT AND AUTOMATIC REACTOR CONTROL BY GAMMA- OR CERENKOV-RADIATION

H. WEISS

ATOMINSTITUT DER ÖSTERREICHISCHEN HOCHSCHULEN,
VIENNA, AUSTRIA

Abstract

POWER MEASUREMENT AND AUTOMATIC REACTOR CONTROL BY GAMMA- OR CERENKOV-RADIATION. A power measuring system is described using the gamma and Cerenkov radiation from the reactor core. A measuring device based on the above principle was installed in the Institute's TRIGA-reactor and was tested for power measurements and automatic reactor control. This new method has some advantages over the conventional system using neutron detectors for power indication. For example, it is possible to mount the detector at some distance from the core with the result that the measurement is not so dependent on local flux variations due to irradiation samples in the core, changes of control rod positions and burn-up of fuel as if the neutron detector were mounted at the reflector. The detectors are free from neutron activation, radiation damage and sensitivity changes due to nuclear reactions in the detector material. Furthermore there are no insulation problems caused by irradiation of insulators. For the measurement of Cerenkov and gamma radiation conventional detectors were used.

For fast power indication and automatic reactor control only the prompt fraction of Cerenkov and gamma radiation need be considered. For this purpose the delayed fraction was simulated by a simple electronic circuit and subtracted from the total detector current. To design the simulating circuit the transfer function of the Cerenkov and gamma radiation resulting from a step change of reactor power must be known. This function was obtained by an experimental method described in the paper.

Current developments of the system and future applications for different types of reactors including high temperature types and also the design of detector probes are discussed.

1. INTRODUCTION

During many experiments with a research reactor it is very desirable to keep the neutron flux in the whole core and beam-holes as constant as possible over a considerable period, regardless of the presence of irradiation samples in the core, the position of the control rods and any changes of temperature in the core and coolant. With the conventional method of reactor control, i. e. using the neutron flux at the edge of the core or the reflector as power indicator and keeping this flux constant by automatic control, it is not normally possible to obtain the stability required. The reason is that the flux is measured too "locally" by the neutron detector, so that the flux may vary in other parts of the core up to 15% or more. This can be observed particularly if there is a strongly neutron-absorbing irradiation sample in the vicinity of the neutron detector; this results in the power level being set too high by automatic control.

If there is water between the core and the neutron detector a change in temperature gives rise to increased flux due to changes in the density of the water and the diffusion length of neutrons. This will be particularly disturbing in the case where the reactor operates at power for only a few

hours and therefore within this time no equilibrium temperature in the coolant can be reached.

To avoid these disadvantages the mean reactor power was measured by the amount of ^{16}N activity in the primary coolant [1-5]. This measurement can be performed only outside the core at a position where the background radiation is low enough. This results in principle in a time lag between a change in power level and the reading on a meter. This method is therefore not suited for automatic control by itself so that it must be combined with a conventional neutron-flux measurement system [6]. This entails a relatively large amount of electronics, however, and is not suitable for safety circuits because a change in cooling rate or a failure of the cooling circuit would affect the power reading or cause a complete breakdown in the indication system. A measurement and control system which avoids most of the difficulties mentioned above and has in addition some advantages over conventional systems was accordingly developed for the TRIGA reactor¹ of the Atominstitut der österreichischen Hochschulen. Two different measuring devices were installed and tested. While the first uses, for power indication, the gamma radiation of the core measured by a conventional ionization chamber, the second makes use of the Cerenkov radiation² which arises in the coolant. Both methods have advantages and disadvantages as will be discussed below.

The gamma radiation in the water decreases less with increasing distance from the core than does the neutron flux. At small distances from core the current of a typical neutron detector is therefore higher than the current of a gamma detector. At large distances the conditions are vice versa. This is particularly true for the measurement of the Cerenkov radiation, where the volume of the radiation emitter can without difficulty be made very large. Figure 1 gives the detector current as a function of the distance from the centre of core (only the actual distance of water between the centre of core and detector is considered, other materials being disregarded). The ratio between neutron current and the gamma current decreases with increasing distance from core and the compensation of the gamma radiation with a compensated ion chamber becomes more and more difficult. Although this ratio may be improved by gamma shielding of the neutron chamber, the temperature effect still remains.

As will be described below, the temperature dependence of the gamma radiation and, more especially, of the Cerenkov radiation is less than that of the neutron flux if the distances from the core are not too large. Therefore it is possible to mount the detector at a greater distance from the core than could be done with a neutron detector. In this way the radiation is not measured so "locally" and the mean power will be indicated more accurately, with the result that the various core effects could be reduced by a factor of 20 to 30 as compared to operation with the conventional control system.

Some additional advantages of the method are:

- (a) Little neutron activation of the detectors and no radiation damage to them, because of their large distance from the core

¹ Steady-state power 250 kW, peak power during pulse 300 MW, maximum neutron flux $10^{13} \text{ n cm}^{-2}\text{s}^{-1}$.

² The Cerenkov radiation is caused by charged particles which move through a transparent medium with a velocity higher than the velocity of light in that medium.

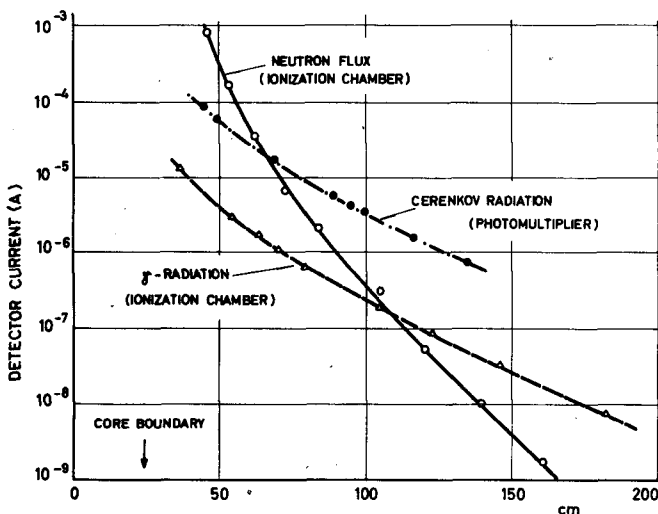


FIG. 1. Neutron flux (thermal), γ - and Cerenkov-radiation plotted against distance from centre of core, power 250 kW.

(b) Little aging effect of the detectors; their sensitivity remains constant over long periods, even with high fluxes

(c) No difficulties with the insulation of electric cables.

Measurement by means of Cerenkov radiation has a number of other specific advantages:

(a) With small probes the flux distribution in the core can be measured up to the highest fluxes

(b) Practically no influence on neutron flux caused by the detector itself

(c) The actual detector (for instance photomultiplier) can be mounted outside the reactor shielding and is thus accessible for service at all times

(d) It is different from other measurement systems

(e) Small temperature dependence for swimming-pool reactors if distances between detector and core are not too large.

Compared with neutron measurement the method has the disadvantage that there are contributions to the gamma and the Cerenkov radiation which are delayed – in relation to the nuclear power – owing to the slow build-up of fission products and the decay of other radioactive isotopes produced by the neutron flux in the core materials and the coolant. The energy spectra of the prompt gamma rays and the delayed gamma rays overlap so that discrimination is difficult³.

In the following sections it will be shown how by means of a simple simulator the delayed contributions were approximately simulated and then subtracted from the total radiation, so that the measurement of gamma radiation (or Cerenkov radiation) could also be used for the indication of fast power changes and, thus, for automatic power control.

³ There is also a delayed β -radiation, but it will be disregarded in what follows because of the relatively low range.

2. POWER MEASUREMENT BY GAMMA - AND CERENKOV-RADIATION

The following considerations will deal only with gamma radiation because analogous conditions exist for Cerenkov radiation, which is caused by secondary electrons (with energies higher than the Cerenkov threshold) due to gamma radiation in water.

Figure 2 shows the time dependence of the intensity of the gamma radiation for a step increase of reactor power. The gamma radiation consists of a prompt contribution γ_p^4 caused by fission, inelastic scattering of fast neutrons, and (n, γ) processes and a delayed contribution with a final value – after infinite time of reactor operation – which may be considered to be proportional to the prompt contribution γ_p . Thus the delayed gamma radiation γ_d becomes

$$\gamma_d = \gamma_p K_{\gamma\infty} \quad (1)$$

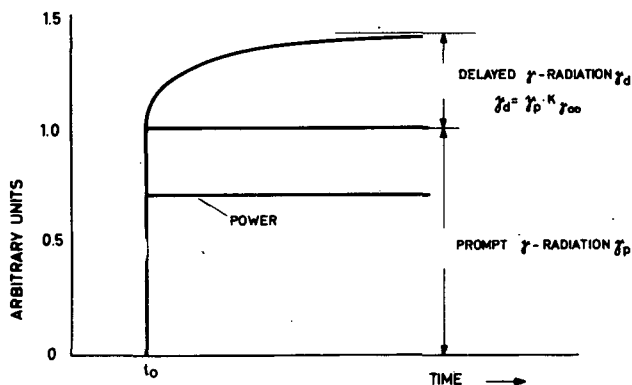


FIG. 2. Time dependence of γ -radiation for a step increase of reactor power

The calculation of $K_{\gamma\infty}$ would be very complex and extremely difficult to carry out because of the many contributing fission products with daughter elements and their dependence on neutron flux. For a single fission product which emits gamma radiation the concentration A as a function of time for a constant neutron flux Φ becomes

$$A(t) = \frac{\gamma_A' \Sigma_f \Phi}{\lambda_A^*} (1 - e^{-\lambda_A^* t}) \quad (2)$$

where $\lambda_A^* = \lambda_A + \sigma_A \Phi$ is the effective decay constant and σ_A is the capture cross-section. Σ_f is the thermal fission cross-section of the fuel material in the reactor and γ_A' is the fission yield.

⁴ Hereinafter γ means the intensity of gamma radiation, and C that of the Cerenkov radiation.

From Eq. (2) it may be seen that the time dependence of the build-up of the fission product depends on the neutron flux and therefore differs between start-up and shut-down of the reactor. The final value is not directly proportional to the neutron flux Φ , but depends also on the ratio $\lambda_A/\sigma_A\Phi$. The time dependence of the gamma radiation shows a slightly different shape due to the γ -radiation emitted in most cases by the neutron capture process. However, many isotopes have very small σ_A so that λ_A^* becomes λ_A in these cases. Besides radiation from fission products there are also contributions from the neutron flux in the materials of the core and in the coolant.

The simulation of the function $K_\gamma(t)$ – a type of transfer function – should be done separately for start-up and shut-down and also for each different power level of the reactor. This becomes too complicated for practical use. However, it was found that for technical measurements in the power-range of the reactor (2-3 decades) a single function gives an acceptable approximation. It would be relatively easy to use two different functions, i. e. one for power increase and one for power decrease, though up to now this has not been done. In future, however, this possibility should be investigated. For the present a compromise is made, namely for short periods the function $K_\gamma(t)$ is obtained from the power increase and for long periods from power decrease experiments.

The simulation was performed in accordance with Eq. (2) by use of the following relation

$$K_\gamma(t) = K_{\gamma\infty} \left(1 - \sum_1^i \alpha_{\gamma i} e^{-\lambda_{\gamma i} t} \right) \quad (3)$$

The constants $\alpha_{\gamma i}$ and $\lambda_{\gamma i}$ were determined experimentally. By means of an appropriate number of terms for i any desired approximation to the actual time dependence of K_γ can be obtained. For actual use it turned out that six terms give an adequate approximation.

Using the transfer function the time dependence of the total γ -radiation becomes

$$\gamma(t) = \gamma_p \left\{ 1 + K_{\gamma\infty} \left(1 - \sum_1^i \alpha_{\gamma i} e^{-\lambda_{\gamma i} t} \right) \right\} \quad (4)$$

An analogous function describes the time dependence of the Cerenkov radiation.

The block diagram of the measuring device is shown in Fig. 3. The detector current passes through a subtracting circuit where the simulated delayed contribution of the current is subtracted. A conventional amplifier follows. A potentiometer is connected to the output of the amplifier for the adjustment of the value of $K_{\gamma\infty}$. In the simulator circuit, which is in a feedback loop, each term $1 - \alpha_{\gamma i} \exp(-\lambda_{\gamma i} t)$ is simulated by an RC circuit for which $\alpha_{\gamma i}$ determines the value of R and $1/\lambda_{\gamma i} = T_{\gamma i}$ that of the time constants. The output of the simulator circuit is connected to the subtracting circuits. A power indicator or recorder and the automatic control system are also connected to the output of the amplifier. For the compensation of extremely long-lived fission products it is possible to feed an adjustable current to the subtracting circuit. Furthermore, setting the potentiometer for the adjustment of $K_{\gamma\infty}$ so that a smaller amount of the delayed portion of the total

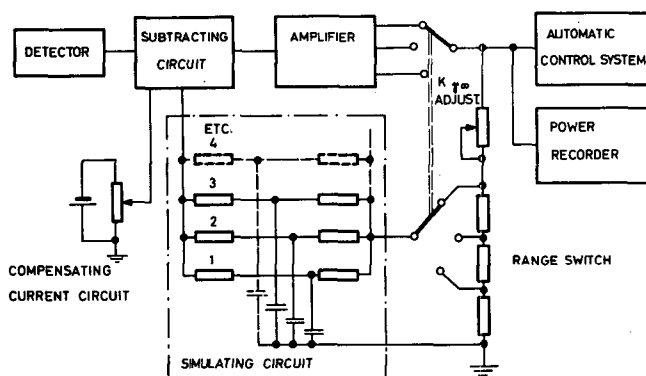


FIG. 3. Block diagram of measuring device

radiation is subtracted, it is possible to get, with good approximation, an indication of the actual instantaneous thermal reactor power instead of the nuclear power.

2.1. Approximate determination of the transfer function

The easiest way to determine the transfer function would be to achieve a step-like change of reactor power and to record simultaneously the gamma radiation with a fast recorder. But in practice it is not possible to achieve such fast power changes and then keep a constant power level. The shut-down procedure from constant power level is also not adequate to determine the fast contributions (in the range of seconds) to the transfer function because the control rod drop takes time and the delayed neutrons are difficult to take into account during the first few seconds after shut-down. In addition the operating time of the reactor must be considered.

The TRIGA reactor, on the other hand, offers the possibility of obtaining fast power pulses with reactor periods down to about 10 ms. The fast power increases are independent of control rod movement because the control rod comes to rest before the actual pulse starts. Moreover, high peaks of power can be generated so that the permanent gamma radiation present at the beginning of the pulse may be disregarded. The γ -radiation and the neutron flux are recorded during the pulse by a fast recorder. The maximum of the gamma radiation in general shows a delay compared to the peak of the neutron pulse (Fig. 4). The delay is caused by the delayed contributions to the γ -radiation which increase with increasing reactor period. This method was preferred to the frequency response method because no special equipment was necessary as would be the case when using the frequency response method which necessitates the installation of a rotating neutron absorber in the core.

If one assumes that the transfer function can be approximated by a simple exponential rise for a small period in the range of the pulse width, the time constant of the exponential rise can be calculated from the delay

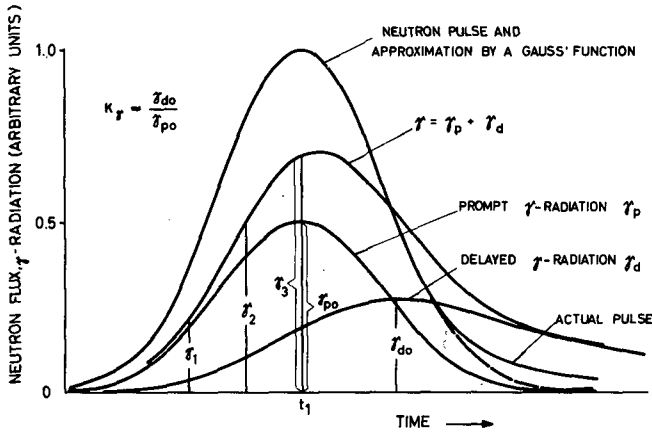


FIG. 4. Gamma radiation caused by a reactor pulse

between the neutron and the gamma pulses. For this purpose the neutron pulse is approximated by a Gaussian function; this can easily be done for the pulse rise and the beginning of the fall. The neutron flux thus becomes

$$\Phi(t) = \Phi_0 e^{-B^2 t^2} \quad (5)$$

where Φ_0 is the peak flux and B is a constant. Figure 4 shows the prompt and delayed contributions γ_p and γ_d to the total gamma radiation. The time dependence of the delayed portion may be calculated using Eq. (5).

$$\gamma_d(t) = \frac{A\Phi_0}{TB} e^{\frac{1}{4B^2 T^2} - \frac{1}{T}} \int_{-\infty}^x e^{-x^2} dx \quad (6)$$

where $x = tB - (1/2BT)$ and A is a constant. From three measured values, γ_1 , γ_2 and γ_3 , of the total gamma radiation the prompt and delayed contributions γ_{p0} and γ_{d0} and also the time constant T can be calculated. For $t_1 \gg T$, the ratio γ_{d0}/γ_{p0} is equal to $K_{\gamma t_1}$, the value of the transfer function at time t_1 after the beginning of the function.

The next step in the procedure is the measurement of a longer pulse which has an instantaneous value at time t_1 (peak of first pulse) of about 1/10 of its peak value. Up to this value one can assume with good accuracy that the pulse rise follows a simple exponential function, i. e. the power increases with a constant reactor period T' . Therefore at time t_1 the prompt gamma radiation is given for a measured total gamma radiation γ by

$$\gamma_{p t_1} = \gamma \frac{1}{K_{\gamma t_1} \frac{T'}{T + T'} + 1} \quad (7)$$

γ_{p0} can now be calculated from γ_{pt_1} for this pulse. From the new measured values γ_{12} , γ_{22} , and γ_{32} a second time constant T_2 and finally $K(\gamma t_2)$ can be obtained for time t_2 .

By continuation of this procedure the transfer function was determined approximately up to 20 s after beginning of the function. To measure the transfer function between about 20 s and 5 min in a direct manner, the reactor instrumentation was slightly changed so that after a fast rise the power could immediately be kept constant, thus approximating a step-like change of power. The subsequent behaviour of the transfer function (up to about 15 h) was, for the reasons already mentioned, determined from the decline in gamma-radiation observed in shut-down experiments, due account being taken of the delayed neutrons and of reactor operating time.

For the difference between $K_{\gamma 15}$ (after 15 h) and $K_{\gamma \infty}$ an estimation gives the value of 0.9% so that $K_{\gamma \infty}$ may be calculated from

$$K_{\gamma \infty} = 1.009 K_{\gamma 15} \quad (8)$$

From a plot of K_{γ} as function of t one can obtain the constants $\alpha_{\gamma i}$ and $1/\lambda_{\gamma i}$ and the simulating circuit can then be designed accordingly. After comparison of the time response of the simulating circuit and the actual time dependence of gamma radiation during reactor operating, some corrections of the constants $\alpha_{\gamma i}$ and $1/\lambda_{\gamma i}$ were made in order to get closer approximation of the actual transfer function. Figure 5 shows the two functions $K_{\gamma}(t)$ and $K_C(t)$ finally obtained. The errors in these functions are less than 0.3% of $K_{\gamma \infty}$ for the time interval from 100 ms to about 12 h after a fast

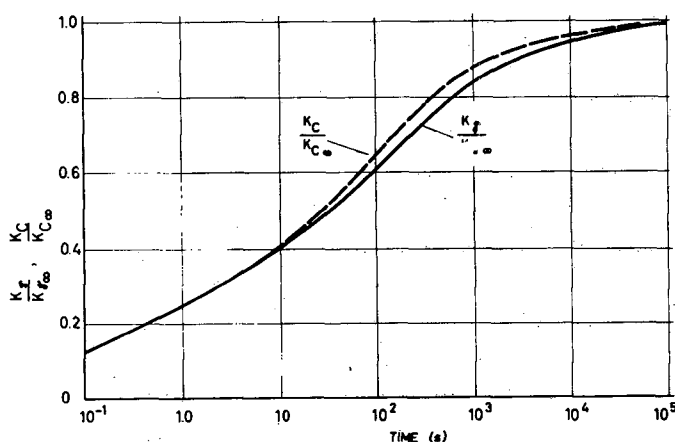


FIG. 5. $K_{\gamma}/K_{\gamma \infty}$ and $K_C/K_{C \infty}$ as functions of time

change of reactor power. The differences between $K_{\gamma}(t)$ and $K_C(t)$ are mainly due to the differing spectral response of the detectors used.

The ratio of the delayed-to-the-prompt gamma radiation depends not only on the spectral response of the detectors but also on where they are located in the reactor. While the time dependence of K is not strongly af-

affected by the distance between detector and core, the final values, for K_γ and K_C show a decrease with increasing distance from core, as shown in Fig. 6. Especially in the case of Cerenkov radiation the delayed radiation becomes much less effective with increasing distance of the Cerenkov probe from the core.

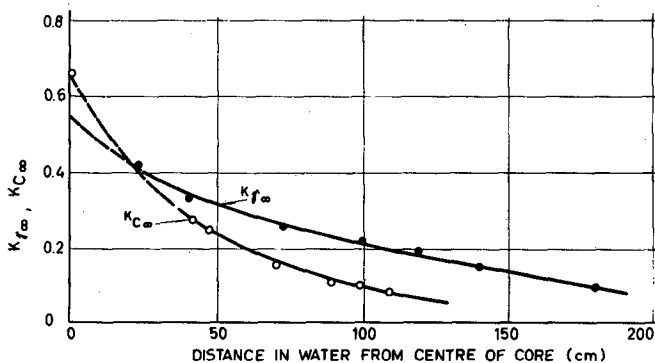


FIG. 6. $K_{\gamma\infty}$, $K_{C\infty}$ plotted against distance from centre of core

3. DETECTOR PROBES

The location of the gamma- and Cerenkov-detectors in the reactor tank can be seen on Fig. 7. The gamma detector is a conventional ionization chamber which is mounted at mean distance of 120 cm from the centre of core.

The Cerenkov probe consists of a water-filled light-tight Al-tube with a photomultiplier on the upper end. The tube is mounted near the wall of the reactor tank. The main portion of the Cerenkov radiation arises in the lower part of the tube, known as the "active" section. The mean distance between this section and the centre of core is about 90 cm. Thus the detector does not measure "locally" but integrally, over a volume which is of the order of 5000 cm³ or rather more.

Figure 8 shows a section through the Cerenkov probe. By means of a lens the lower part of the tube is projected onto the cathode of the photomultiplier. To keep the transmission of light constant, cleaned and filtered water from the reactor cooling circuit is continuously supplied to the tube from which it passes out to the reactor tank through a maze aperture in the bottom of the tube. Bubbles of gas which may arise along the wall of the tube during a lengthy shut-down period leave the tube through a second outlet without disturbing the transmission of light.

To prevent the water from being degassed with increasing temperature owing to the decreased solubility, a certain lower limit of pressure in the water is necessary to avoid gas bubbles. This pressure limit is plotted in Fig. 9 as a function of temperature. The normal operating pressure is 1.2 atm.

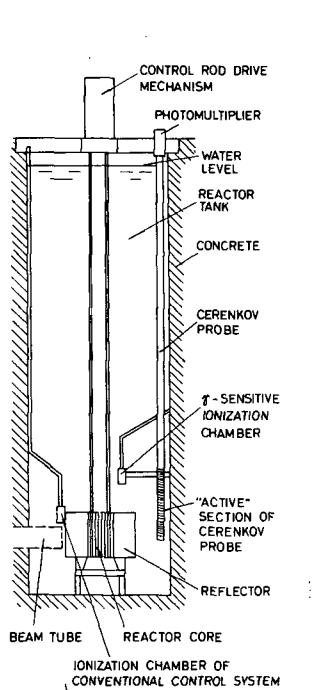


FIG. 7. Elevation of reactor tank

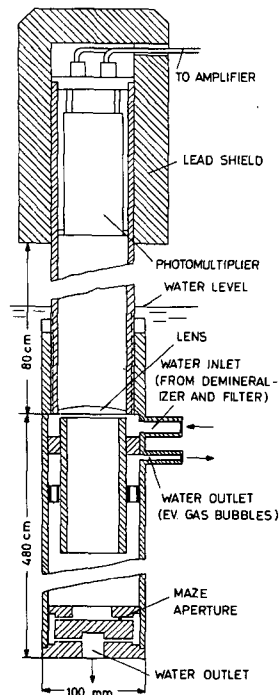


FIG. 8. Section through the Cerenkov probe

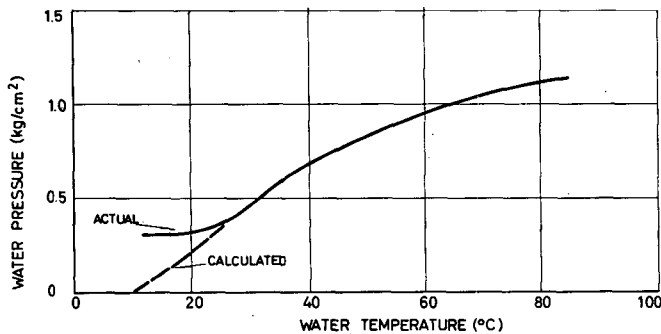


FIG. 9. Minimum water pressure for Cerenkov probe plotted against temperature

The photomultiplier is shielded with lead to lower the influence of direct gamma radiation. With this shield the photomultiplier current due to a ⁶⁰Co gamma dose rate of 1 R/h is equal to the current generated by 25-W reactor power. The probe has a good stability even for long periods of time.

4. VARIOUS FACTORS AFFECTING THE ACCURACY OF MEASUREMENT

The main factor affecting the accuracy of measurements is temperature variations in the reactor tank. The water density and nuclear constants vary with temperature. The results of an approximate calculation for the temperature dependence of thermal neutron flux, 1-MeV gamma radiation and the Cerenkov radiation for various distances from the core are plotted in Fig. 10. The curves are normalized for 20°C.

While the temperature dependence of neutron flux increases heavily for small distances from core, remaining nearly constant for distances larger than about 30 cm, the temperature dependence of gamma- and Cerenkov-radiation increases continuously with larger distances from the core. This fact puts a limit on the choice of the distance between detector and core. For the gamma detector and Cerenkov probe that were installed the errors due to temperature variation between 20 and 45°C are +2.8 and 2% respectively. In both cases the errors are smaller than those of the neutron flux measurements which are about +7%.

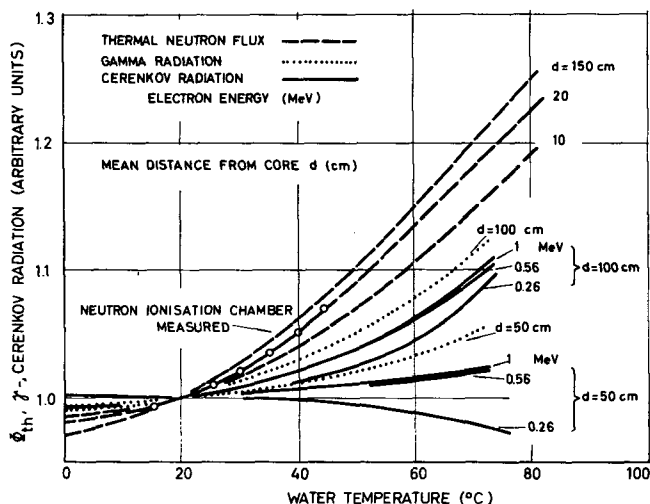


FIG. 10. Temperature dependence of thermal neutron flux, γ -radiation and Cerenkov radiation

The errors actually measured including those of the detectors are less, namely +1% for the gamma measurements and +0.5% for the Cerenkov system. The temperature dependence of the Cerenkov radiation is essentially less than that from gamma radiation because of a negative contribution to the positive temperature coefficient of the gamma radiation, due to decrease of water density in the Cerenkov probe, which results in a decrease of the Cerenkov radiation.

Since the compensation of the delayed gamma radiation works only up to 12 h after a fast change in power, there is an error for a longer operating time or longer periods after shut-down. The error also increases with increasing burn-up of the fuel and approaches, for infinite time of operation,

about 0.3% of full power or 0.8% of $K_{\gamma\infty}$. If the reactor were in continuous operation for a period of 30 d the values would be 0.15 and 0.4% respectively. For these cases the errors are considerable and the range of measurement cannot be extended much over one decade. For operating times in the region of 100 h two decades, and for still shorter operating times, three decades may be used. For the compensation of extremely long-lived gamma emitters an adjustable current can be fed to the subtracting circuit as shown in Fig. 3.

Another source of error is strong irradiated samples in the core. But these errors are not so large. For instance a 100-Ci source adds only 0.2% to the core activity 12 h after shut-down from an 8-h period of reactor operation at full power.

The deviation from linearity over three decades of power was within the measuring accuracy of 0.25%.

5. APPLICATION FOR HIGHER TEMPERATURES

To apply the method described to reactors with higher operating temperatures two suggestions will be studied.

With the gamma probe shown in Fig. 11 the decrease of water density due to higher temperature is automatically compensated by a thicker layer of water between core and detector because the water can expand only along the axis of the tube. The container must be designed to resist the pressure of the water or the water steam mixture which exists at higher temperatures.

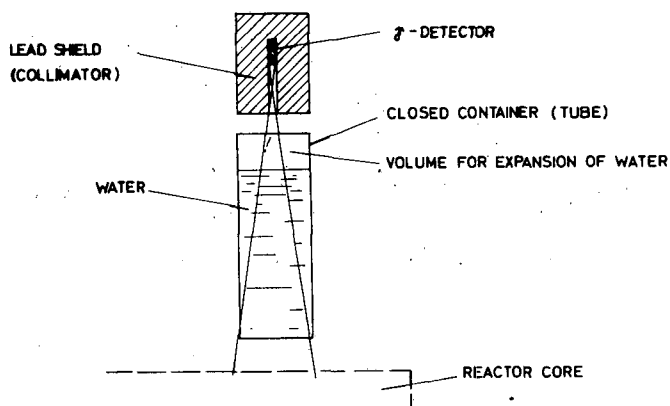


FIG. 11. Suggested gamma probe for higher reactor temperatures

The probe in Fig. 12 makes use of a radiation-resistant quartz as emitter for Cerenkov radiation. At higher temperatures the radiation effects on the transparency of the quartz are expected to be low even with protracted irradiation at small distances from the core. All except the Cerenkov radiation is held back by a filter so that the long-wave spectrum (heat) is suppressed. The tube makes an angle to protect the photomultiplier from direct radiation generated by the core.

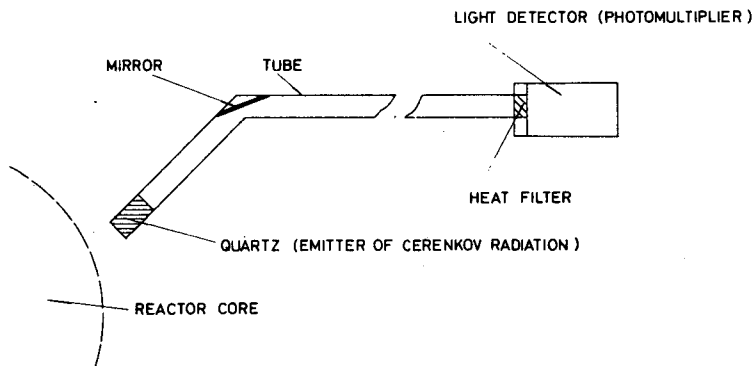


FIG. 12. Suggested Cerenkov probe for higher reactor temperatures

6. CONCLUSION

The measuring system described is not intended to replace the neutron flux measurements during start-up and in the lower power ranges. In the higher power ranges, up to full power, good results are obtained because the mean power is better indicated than is possible by "local" measurements of the neutron flux. In addition the temperature dependence is less compared to the conventional system. There are no difficulties with automatic control of the reactor. The system may be used for safety circuits as well.

In the full power range the long-term stability due to build-up of fission products is in any case better than 0.3% of full power. During operation at power levels differing by more than two decades the method is only useful for operating periods of the order of days because otherwise the influence of long-lived fission products becomes too large.

The measurement of gamma radiation will be advantageous in all cases where no radiation damage in the detector can occur and where it is not economic to use a Cerenkov probe.

The main advantages of the system using the Cerenkov radiation as a power indicator are that the influence of temperature is only slight and that the system can be used for as high a neutron flux as desired, because the detector can be mounted outside the reactor shielding.

REFERENCES

- [1] DRUCKER, E.E., WALLACE, W.D., Determination of reactor power by coolant activity monitoring, Nucl. Sci. Engng. 3 (1958) 215-31.
- [2] LALERE, J., Contrôle de la puissance d'une pile par la mesure de l'activité du fluide de refroidissement - cas particulier de EL3, Rapport CEA No 1196 (1959).
- [3] KROCK, R.E., KRESNY, H.S., Nitrogen ^{16}N monitoring systems, WCAP 6043 (1960) 12-34.
- [4] KROCK, R.E., Evaluation of ^{16}N monitoring in WTR primary coolant for measuring flow and reactor power, WCAP 6045 (1961).
- [5] KONGSÖ, A.E., SKANBORG, P.Z., NIELSEN, K.O., Power measurement at the Danish reactor DR 2 based on ^{16}N activity of the primary coolant, Risø Rep. 29 (1961).

- [6] SOMMER, M., Automatic control of the average core flux by measuring ^{16}N coolant activity at the FRM Munich Research Reactor, Proc. 3rd UN Int. Conf. PUAE (1965) paper 647.
- [7] LOVVORN, J.L., Reactor power monitor utilizing Cerenkov radiation, IRE Trans. nucl. Sci. 8 (1961) 3-5.
- [8] RIPPON, S.E., Cerenkov detectors for the measurement of reactor power, Nucl. Instrum. Meth. 21 (1963) 192-96.
- [9] WEISS, H., Leistungsmessung von Reaktorimpulsen durch Cerenkov-Strahlung, Atomkernenergie 8 (1963) 70-73.
- [10] WEISS, H., Messung der Leistungsverteilung über dem Core-Querschnitt bei schnellem Leistungsanstieg des TRIGA Reaktors, Acta Phys. Austriaca 18 (1964) 324-33.

DISCUSSION

E. V. R. RAO: How many delayed gamma groups have you taken into account for compensation in the Cerenkov detector used for reactor control?

H. WEISS: One cannot speak of certain gamma rays being taken into account for compensation of the delayed radiation. However, the transfer function experimentally obtained was simulated by six delay circuits. The time constants of these circuits are chosen between 0.25 and 12 000 seconds to get a good approximation of the transfer function up to about 12 hours after a change in reactor power. For better approximation of the transfer function one can use more than six delay circuits.

REACTEURS G2 ET G3: MESURES DE PUISSANCE ET CHAINE DE SECURITE

J. MEIFFREN ET F. DECOOL
CENTRE DE PRODUCTION DU PLUTONIUM,
MARCOULE, FRANCE

Abstract — Résumé

SAFETY SYSTEMS AND THE MEASUREMENT OF NEUTRON FLUX IN THE G-2 AND G-3 REACTORS. From the outset the control and safety requirements of the G-2 and G-3 reactors have posed two particular problems: the measurement of neutron flux and safe operation based on this measurement.

Substantial increases in the power of the reactors since the initial stages of the project have made the modifications described virtually indispensable. By 1962, moreover, the operating experience acquired over several years, together with the constant desire to make maximum provision for reactor safety in all its aspects, and rapid technical progress necessitated the substantial modification of the original installation. It was decided that a new system should be installed which would be completely independent of the original system, fully transistorized and relatively easy to operate.

The paper briefly discusses the original flux measurement system and safety devices and describes the new equipment, giving reasons for the choice made. It presents the results of laboratory testing of the equipment, an account of its installation and initial operation, and the operating results obtained over several months. The good results obtained in numerous tests and the satisfactory functioning of the equipment during several months of reactor operation lead one to hope that the new system will fulfil expectations.

REACTEURS G2 ET G3 : MESURES DE PUISSANCE ET CHAINE DE SECURITE. Les impératifs de contrôle et de sécurité des réacteurs G-2 et G-3 ont évidemment posé, dès l'origine, le problème de la mesure de la puissance neutronique et celui de la sécurité du fonctionnement de l'ensemble à partir de cette mesure notamment.

Les augmentations importantes de puissance des réacteurs, par rapport au projet initial, ont rendu ces modifications pratiquement indispensables. De plus, l'expérience acquise par plusieurs années d'exploitation des réacteurs, le souci constant de soigner au maximum le détail en matière de sécurité, et les rapides progrès de la technique font qu'il a paru nécessaire d'envisager, dès 1962, d'importantes modifications de l'installation initiale. Compte tenu de ces impératifs, des travaux importants ont été envisagés et le choix s'est porté sur une installation nouvelle, complètement indépendante de l'ancienne, entièrement transistorisée et de mise en œuvre relativement facile.

Le mémoire décrit sommairement l'installation de mesure de puissance et les dispositifs de sécurité prévus à l'origine; puis l'ensemble du matériel nouveau utilisé en donnant les raisons du choix ainsi que le fonctionnement en essais au laboratoire, le montage et la mise en service sur les réacteurs, enfin les résultats de quelques mois d'exploitation. Les bons résultats obtenus à la suite de nombreux essais accomplis, ainsi que le fonctionnement satisfaisant sur les réacteurs pendant les premiers mois après la mise en service, permettent d'espérer que ces nouvelles dispositions présenteront le caractère de sécurité attendu.

1. HISTORIQUE

Les impératifs de contrôle des réacteurs G2 et G3 ont évidemment posé dès l'origine deux problèmes: la mesure de la puissance neutronique et la sûreté de fonctionnement de l'ensemble.

Ce dernier point est d'une importance incontestable pour l'exploitation, qui dépend directement et presque totalement de la mesure de la puissance.

Ces deux problèmes avaient été résolus de façon satisfaisante à l'époque de la construction des réacteurs; toutefois, après quelques années d'exploitation et du fait des très rapides progrès de la technique, il est apparu que des modifications importantes pouvaient être envisagées. De plus le souci constant de soigner au maximum le détail en matière de sûreté nous mettait dans l'obligation de revoir, sinon les principes directeurs, du moins un grand nombre d'automatismes et de relais.

Enfin, la Sous-commission de sûreté des piles, qui avait déjà eu l'occasion d'examiner de très près cette question, possédait un point de vue qui ne laissait subsister aucun doute: les modifications étaient indispensables.

1.1. Réalisation initiale

L'étude des modifications portera sur deux sous-ensembles des réacteurs: la mesure du flux (ou de la puissance neutronique) et la chaîne de sécurité.

La mesure du flux était effectuée à l'aide de plusieurs chaînes intervenant de la façon suivante:

1.1.1. Comptage sous-critique

Un comptage sous-critique est effectué à partir d'un compteur à BF_3 qui envoie, après amplification, une information sur un enregistreur. Un signal d'alarme est donné par un contact placé sur l'enregistreur lorsqu'un niveau de comptage déterminé est atteint.

1.1.2. Faible puissance (FP)

Dans le cas des faibles puissances, trois chaînes constituées chacune par une chambre d'ionisation CPC2¹, une électronique amplificatrice à tubes et un système d'enregistrement fonctionnent simultanément. Deux d'entre elles donnent une indication linéaire de la puissance, la troisième est logarithmique. Chacune de ces trois chaînes permet également l'enregistrement du temps de doublement de la puissance.

La sécurité à partir de ces chaînes est assurée lorsque se produisent deux dépassements simultanés de la puissance ou du temps de doublement ainsi que lorsque deux amplificateurs tombent en panne en même temps.

1.1.3. Puissance élevée (PE)

Lorsque les puissances sont plus élevées (au-dessus de 25 kW), quatre chaînes de même constitution que celles réservées aux faibles puissances se mettent en service et donnent simultanément deux enregistrements liné-

¹ CPC2: Chambre à plateaux compensée modèle n°2, appellation du constructeur (Société alsacienne de construction mécanique).

aires, deux enregistrements logarithmiques et quatre enregistrements du temps de doublement.

Comme dans le cas précédent, deux dépassements de puissance ou du temps de doublement ainsi que deux électroniques en panne provoquent l'arrêt du réacteur.

1.1.4. Chaîne de sécurité

Outre les postes précédents (faible puissance, puissance élevée et temps de doublement) pouvant donner des ordres de chute de barres à la chaîne de sécurité, la détection d'autres défauts détermine également l'arrêt du réacteur par chute de barres:

- Dépassement de la température limite du CO₂ circulant dans les canaux: deux dépassements simultanés d'un seuil de température fixé sur trois enregistreurs branchés en suiveurs sur des thermocouples à la sortie des canaux donnent un ordre de chute de barres.
- Défaut d'alimentation électrique: les trois défauts suivants, liés à l'installation électrique, provoquent une chute de barres: baisse de 127 V alternatif (contrôle), baisse de 5,5 kV (puissance), manque complet d'alimentation électrique de secours.
- Défaut de soufflage: les quatre défauts suivants, liés à l'installation de refroidissement, provoquent une chute des barres: niveau très bas du château d'eau de secours, déclenchement des deux moteurs de 5,5 kV des moto-soufflantes secondaires, déclenchement d'un moteur de 5,5 kV d'une moto-soufflante primaire avec vitesse de la turbo-soufflante inférieure à 1800 tours/min, déclenchement d'une turbo-soufflante si la vitesse est supérieure à 1800 tours/min.
- Défaut de pression des piles: deux dépassements simultanés, soit sur trois détecteurs de baisse de pression «lente», soit sur trois détecteurs de baisse de pression «rapide», provoquent une chute de toutes les barres.
- Défaut de détection de rupture de gaine: trois dépassements simultanés sur les six prospecteurs plus un dépassement sur la détection de rupture de gaine générale ou sur le dispositif de contrôle continu de l'activité du CO₂ provoquent une chute des barres.

1.2. Imperfections

1.2.1. Défauts de principe

Tout d'abord, dans le principe, il est à noter que les indications logarithmiques et linéaires ne peuvent donner des sensibilités comparables, donc intervenir au même titre dans la sécurité qui, de ce fait, bien qu'apparemment du type «2/3» ou «2/4», n'est en réalité que du type «2/2». De plus, les dépassements sont introduits dans la chaîne de sécurité par des contacts placés sur les enregistreurs: les réglages sont délicats et le fonctionnement aléatoire.

Un autre inconvénient grave réside dans le fait qu'il n'existe aucune chaîne complète de rechange capable de pallier une défaillance des chaînes en service.

1.2.2. Défauts d'appareillage

Les appareils utilisés dans la construction datent évidemment d'une période où les réalisations techniques étaient moins parfaites qu'actuellement. Les chambres CPC2, en particulier, accusent une dérive non négligeable dans le temps ainsi qu'une compensation gamma défectueuse. En outre, l'augmentation sensible des performances des réacteurs fait apparaître un seuil de saturation gênant, situé aux environs de 240 MW.

La mesure du temps de doublement est donnée par des réactimètres qui restent sensibles à trop de parasites et le verrouillage des sécurités qui leur sont associées est obligatoire pendant les régimes transitoires, lorsque des changements de sensibilité sont nécessaires sur les chaînes, sous peine d'inévitables arrêts intempestifs.

1.2.3. Difficultés de manœuvre

L'ensemble des relais constituant la chaîne de sécurité n'apparaît pas de façon nette à l'opérateur, qui doit effectuer assez souvent des manœuvres de verrouillage ou de remise en service de postes de déclenchement. L'opérateur ne peut donc pas, d'une part, se rendre compte à tout instant de l'état de la chaîne et des organes assurant la sécurité; il peut, d'autre part, libérer un verrouillage qui n'est pas en état d'assurer la sécurité et, par conséquent, provoquer une chute de barres intempestive.

1.2.4. Défauts de montage

Il apparaît enfin que, dans la hâte spectaculaire qui a présidé à la construction des réacteurs, certaines conditions n'ont pas toujours été remplies pour obtenir une réalisation irréprochable. Les parasites seraient moins nombreux si davantage de câbles étaient blindés, si les circuits de terre étaient mieux adaptés et les châssis mieux isolés entre eux.

Les câblages complexes et quelquefois touffus ainsi que les repérages rares rendent les interventions délicates, et l'entretien, lorsque les réacteurs fonctionnent, est hasardeux, voire impossible.

1.3. Décisions

Les divers inconvénients résumés ci-dessus n'ont été mis en évidence que peu à peu, mais ils ont assez rapidement amené les responsables de l'exploitation des réacteurs à envisager l'étude de modifications importantes sur les chaînes de mesure de puissance.

De plus, les demandes des responsables de la sûreté étaient formelles: une sécurité effective du type 2/3 est obligatoire et celle-ci doit être maintenue en service sur les temps de doublement en cas de dépassement pendant les périodes transitoires.

Par ailleurs, on pouvait émettre des doutes quant à la sûreté de manœuvre de verrouillage et déverrouillage des différents postes de sécurité: ces manœuvres étaient effectivement réalisées par des interventions, soit à l'aide de clés, soit à l'aide de cavaliers disposés de façon peu rationnelle.

A la fin de 1962, il a donc été décidé d'entreprendre une étude d'ensemble dont les principes étaient les suivants:

1.3.1. Mesure de puissance

- Remplacement des chambres CPC2 par des chambres correctement compensées dont la qualité technique soit la meilleure possible: chambres CC5² choisies après essais;
- Mise en place de chaînes de secours complètes;
- Adoption pour la sécurité «puissance» de la coïncidence 2/3 sur chaînes linéaires, en faible puissance aussi bien qu'en puissance élevée;
- Adoption pour la sécurité «période» de la coïncidence 2/3 sur chaînes logarithmiques, en faible puissance aussi bien qu'en puissance élevée;
- Conservation du comptage sous-critique;
- Remise en état de tous les câblages.

1.3.2. Chaîne de sécurité

Etablissement d'un synoptique donnant en permanence l'état de la chaîne de sécurité et permettant les manœuvres de verrouillage et déverrouillage, l'ensemble des relais primaires autres que ceux relatifs à la mesure de puissance étant conservé.

1.4. Choix de la solution

L'avant-projet comprenait un examen panoramique des diverses solutions susceptibles de répondre en tous points aux principes adoptés. Il est apparu très rapidement que des modifications partielles de l'installation existante étaient insuffisantes et qu'une refonte totale était nécessaire: le nombre des chambres devait être augmenté et les électroniques en place n'étaient pas récupérables, car elles ne pouvaient délivrer directement les informations sur la chaîne de sécurité, elle-même à refaire dans sa partie nucléaire, c'est-à-dire à 75% environ.

De plus, des modifications partielles sur une installation déjà peu claire entraîneraient son indisponibilité, donc un arrêt de réacteur, pendant plusieurs mois.

On a donc défini une modification globale permettant la préparation de sous-ensembles complets dont la vérification soit possible en atelier et le raccordement rapide sur le réacteur.

Une solution transistorisée a paru très sûre et de mise en œuvre relativement facile. Le principe en a été adopté avec l'accord de la Sous-commission de sûreté des piles. Cette solution est la suivante:

1.4.1. Faibles puissances (FP)

- Remplacement de deux bouchons porte-chambre actuels par deux bouchons à deux alvéoles chacun, soit au total quatre chambres CC5 dont

² CC5: Compensées cylindriques modèle n° 5, appellation du constructeur (Alcatel).

- trois sont raccordées sur trois chaînes linéaires et une en réserve, les trois amplificateurs délivrent les informations qui permettent la coïncidence 2/3 pour la sécurité «puissance»;
- Deux bouchons actuels conservés, à équiper chacun d'un compteur BF₃ commutable sur l'électronique existante.

1.4.2. Puissances élevées (PE)

- Mise en place de quatre bouchons à double alvéole;
- Montage d'une chambre CC5 dans chaque alvéole;
- Trois chambres liées à trois amplificateurs linéaires assurant la sécurité «puissance», une chambre liée à une chaîne linéaire en réserve;
- Trois chambres liées à trois amplificateurs logarithmiques assurant la sécurité «temps de doublement» à partir de 50 W, une chaîne logarithmique en réserve.

1.4.3. Chaîne de sécurité

La chaîne de sécurité est entièrement contenue dans une armoire de relais logiques, qui remplace les relais de la chaîne actuelle, sur cartes débrochables.

1.4.4. Synoptique de la chaîne de sécurité

Il donne l'état de la chaîne et permet l'intervention sur l'état de la chaîne de sécurité.

Cette solution, tout à fait satisfaisante a priori du point de vue technique, nécessitait tout de même quelques aménagements dictés par un souci d'économie. Des essais ont donc été entrepris en vue de définir la version la plus simple sans toutefois diminuer la sûreté de fonctionnement, qui devait demeurer totale.

Un prototype de chaîne logarithmique de puissance élevée a été fabriqué et monté, à titre d'essai, sur le réacteur G3. Le démarrage de cette chaîne à moins de 50 W a permis de décider que son utilisation était possible pour les faibles puissances. Les chaînes logarithmiques sur les chambres de faible puissance ont, de ce fait, été abandonnées.

Enfin, bien qu'il soit intéressant de conserver deux compteurs à BF₃, il n'a pas paru indispensable de monter une chaîne électronique sur chacun d'eux. La possibilité de commuter les deux BF₃ sur une seule chaîne a été jugée suffisante.

2. FONCTIONNEMENT DES NOUVELLES INSTALLATIONS

Les nouvelles installations ont été étudiées de façon que leur constitution permette un fonctionnement qui réponde très exactement aux principes définis précédemment. Les lignes qui suivent ont pour but de décrire assez simplement, d'une part, chacune des chaînes et la manière dont elles s'articulent et, d'autre part, les principaux appareils adoptés.

2.1. Principes et schémas

2.1.1. Puissances élevées (fig.1)

De part et d'autre du réacteur, quatre doigts de gant disposés latéralement et au niveau de l'axe sont utilisés pour la mesure des puissances élevées. Chacun de ces logements reçoit un bouchon capable de porter deux chambres à son extrémité côté réacteur et deux préamplificateurs associés aux chambres à l'extrémité qui reste accessible lorsque le réacteur fonctionne. Sur les huit informations disponibles au total, quatre, soit une par bouchon, sont envoyées chacune sur un amplificateur linéaire; les quatre autres sont reçues par quatre amplificateurs logarithmiques. Tous les amplificateurs, ainsi que les appareils placés en aval, sont situés dans la salle de commande.

Les indications linéaires aboutissent à un tableau de sélection qui permet d'en retenir trois, la quatrième étant en réserve. Les trois valeurs sélectionnées sont envoyées, d'une part sur trois enregistreurs, d'autre part, dans l'armoire de relayage logique qui contient la chaîne de sécurité. Deux dépassements simultanés entraînent la chute des barres. L'une quelconque de ces trois valeurs est commutable sur le vernier de puissance.

Les quatre informations logarithmiques sont également envoyées sur un tableau de sélection. Trois d'entre elles sont introduites dans les périodemètres. Les valeurs correspondantes du temps de doublement sont utilisées dans la chaîne de sécurité et enregistrées. Un enregistrement logarithmique de la puissance est maintenu.

Ces chaînes logarithmiques donnent des indications sûres à partir d'une puissance de 50 W. Elles sont donc utilisées également pour les faibles puissances.

2.1.2. Faibles puissances (fig.2)

Outre ces chaînes logarithmiques, le contrôle du réacteur dans la zone des faibles puissances est effectué à partir d'informations captées dans quatre doigts de gant plus longs que ceux qui servent aux puissances élevées. (Les chambres sont donc plus près du cœur.) Ils sont disposés à la partie inférieure du réacteur.

Deux bouchons sont équipés chacun d'un compteur à BF_3 et de son préamplificateur commutables sur un intégrateur logarithmique associé à un ensemble de comptage sous-critique ainsi qu'à un enregistrement de la puissance et du temps de doublement pendant une divergence.

Les deux autres bouchons sont à double alvéole. L'un d'eux porte deux chambres et deux préamplificateurs, l'autre deux chambres commutables sur un seul préamplificateur. Une chambre est donc en réserve. Les trois préamplificateurs sont reliés à trois amplificateurs. Pour faciliter le montage, on a prévu un tableau de sélection. Les valeurs amplifiées sont envoyées dans la chaîne de sécurité et sur trois enregistreurs de puissance. L'une quelconque de ces trois valeurs est commutable sur le périodemètre à échelles utilisé lors de la divergence.

Quelques remarques intéressantes du point de vue de la sécurité sont à formuler au sujet du fonctionnement des chaînes à faible puissance et à puissance élevée. Tout d'abord, les chaînes qui sont en réserve sont ali-

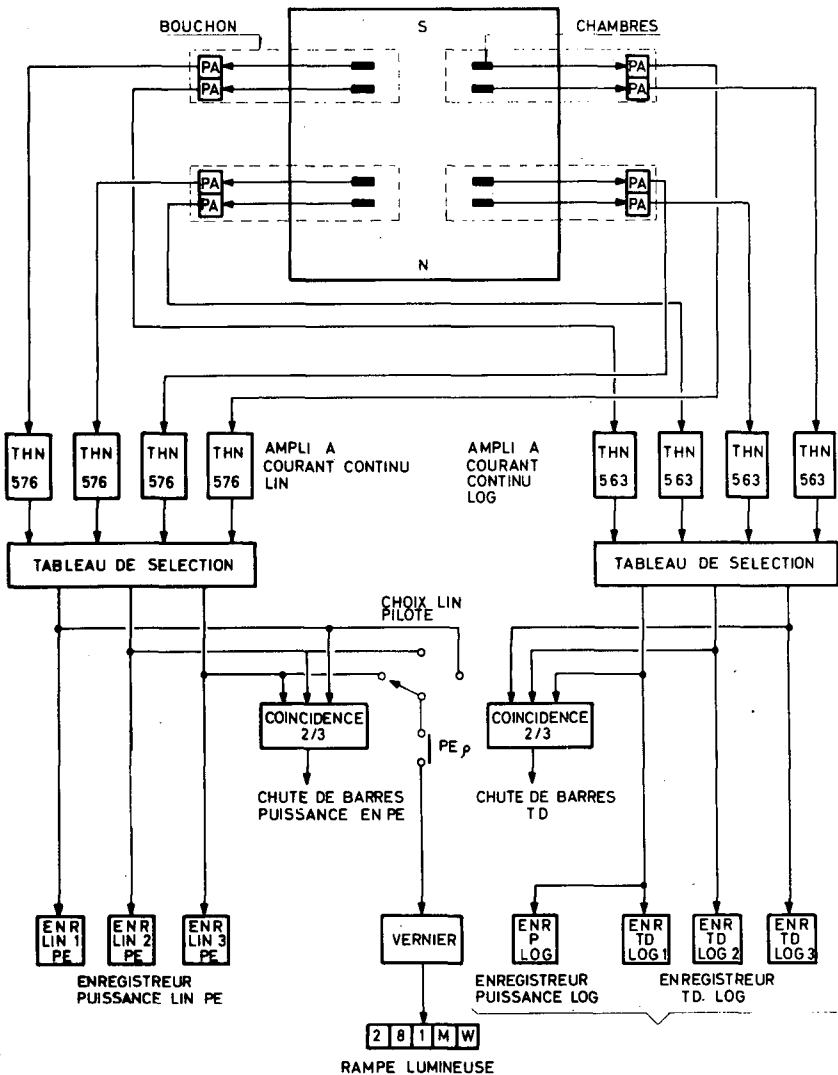


FIG. 1. Chaînes de mesure de puissances - Puissances élevées

mentées en permanence et peuvent immédiatement remplacer une chaîne en service qui serait défectueuse. De plus, les informations de dépassements sont directement issues des amplificateurs. Ce procédé supprime les aléas dus à l'ancienne disposition qui prenait les ordres sur les contacts placés sur les enregistreurs. Enfin, les manipulations ou les réglages à effectuer sur les amplificateurs n'exigent plus de manœuvre spéciale de verrouillage de sécurité. Ce dernier se fait automatiquement, mais seule-

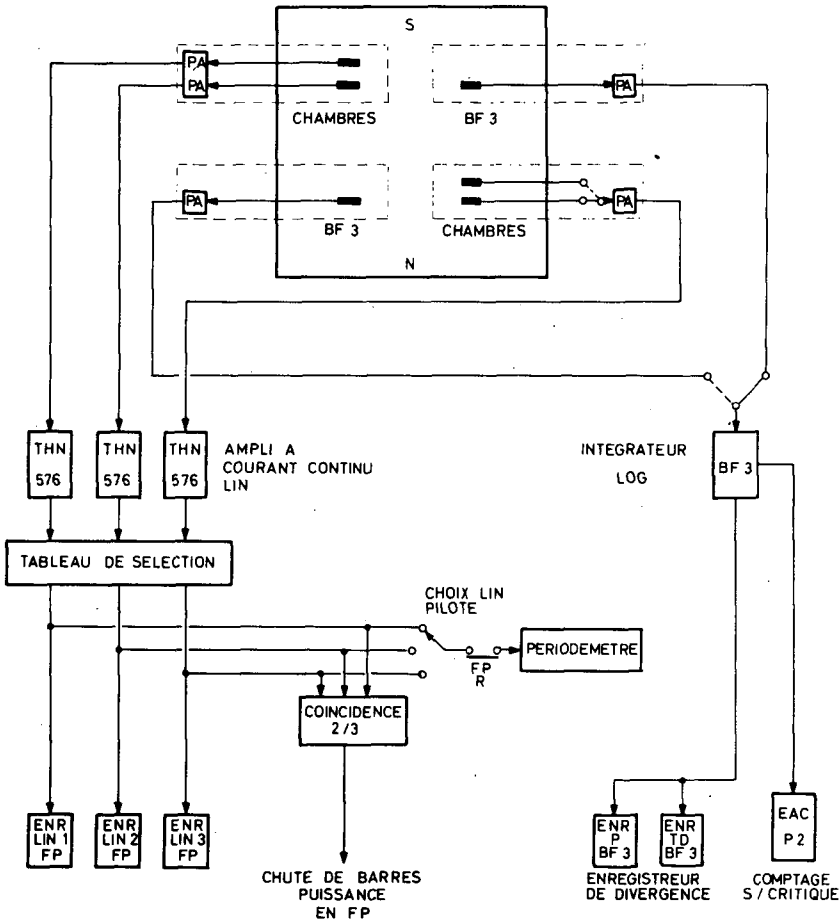


FIG. 2. Chaînes de mesure de puissances - Faibles puissances

ment sur l'amplificateur en jeu, lorsqu'on ouvre son tiroir. La sécurité du type 2/2 subsiste donc pendant l'opération.

Par ailleurs, l'affichage de la puissance sur le vernier permet, grâce à la modification de son dispositif de commande, un affichage toujours instantané quel que soit le sens de variation de la puissance.

2.1.3. Armoire de relayage logique

L'ensemble désigné par le terme « armoire de relayage logique » constitue un élément important de la modification. Cette armoire centralise à l'aide de circuits logiques la totalité du relayage classique qui est disposé dans les tableaux nucléaires. Elle comprend les sous-ensembles suivants: circuits donnant les alarmes, chaîne de sécurité groupant tous les postes de chute de barres, circuits permettant les changements de sensibilité des amplificateurs des chaînes de mesure de puissance, circuits de commande

des bouchons de faible puissance, circuits relatifs au synoptique des sécurités.

Lorsqu'une alarme est donnée, la signalisation lumineuse correspondante est maintenue. L'effacement volontaire est obtenu à l'aide de «l'acquiescement».

Les divers postes de chute de barres sont évidemment les mêmes que ceux qui existaient sur l'installation d'origine. L'armoire comprend huit postes dont sept sont utilisés, le huitième étant en réserve. Ces postes sont les suivants:

- Dépassement de puissance, FP ou PE (fig. 3). Les ordres primaires de ce poste sont issus des amplificateurs linéaires des faibles puissances et des puissances élevées. Ces ordres sont mis en coïncidence 2/3. Le choix entre les FP et les PE est effectué par le sélecteur de changement de sensibilité.
- Dépassement du temps de doublement (fig. 4). Les amplificateurs logarithmiques des chaînes de puissance envoient des ordres primaires qui sont mis en coïncidence 2/3. Ce poste est maintenant entièrement séparé du précédent.
- Dépassement de température du CO₂ dans les canaux. Pour ce poste, il a été nécessaire de conserver des contacts d'enregistreurs qui donnent les ordres primaires. Ces ordres ne pouvaient être issus des amplificateurs car une modification complète des chaînes de mesures aurait été nécessaire. La stabilité des informations ne justifiait d'ailleurs pas ces modifications.
- Défaut d'alimentation électrique.
- Défaut de soufflage.
- Défaut de pression dans la pile.
- Dépassement DRG.

Ces quatre derniers postes trouvent l'ordre primaire dans les relais d'origine qui n'ont pas été modifiés. Le poste de réserve est entièrement câblé et l'ordre primaire est maintenu en permanence par un shunt.

Le principe de fonctionnement des chaînes qui correspondent à ces divers postes est représenté sur la figure 5. Chaque chaîne est composée de deux demi-chaînes qui se vérifient successivement sans apporter de perturbations, car un ordre simultané des deux demi-chaînes est nécessaire pour que la chute de barres se produise. Les ordres de vérification sont émis régulièrement et envoyés aux demi-chaînes dont la sélection est effectuée par un ensemble de comptage. S'il y a bon fonctionnement, la demi-chaîne est remise en service, par contre, si la vérification donne un résultat incorrect, la demi-chaîne est éliminée, le défaut signalé et la vérification arrêtée. L'autre demi-chaîne intervient alors seule sur le relais de maintien des barres de sécurité. L'intervention est possible sur les chaînes après leur élimination. Elle ne peut se faire que par l'intérieur de l'armoire, à l'aide de clés.

Le sous-ensemble de l'armoire de relayage logique, qui a pour but de commander la manœuvre des bouchons de chambres à faible puissance, ne présente aucune particularité nouvelle; la manœuvre s'effectue à un niveau de puissance de 25 kW, soit en descente, soit en montée, suivant que la puissance croît ou décroît, cela afin d'éviter la saturation des chambres FP à puissance élevée.

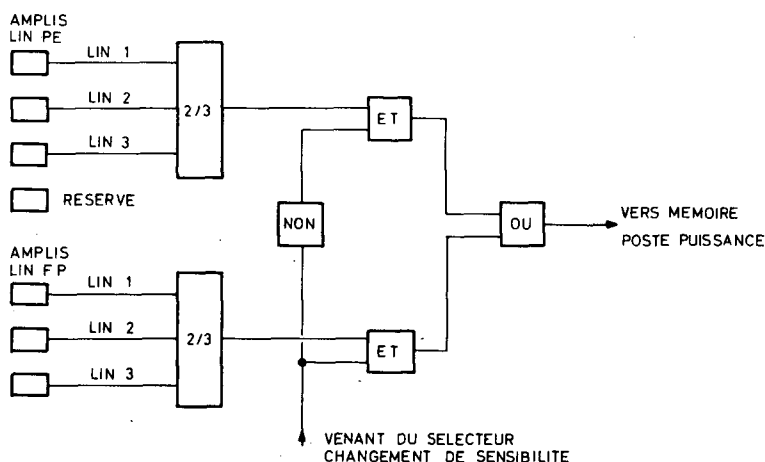


FIG. 3. Détection de dépassement de puissance

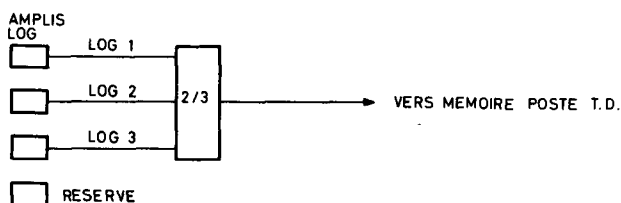


FIG. 4. Détection de dépassement de temps de doublement

Le changement de sensibilité a, par contre, été modifié de façon importante. Les relais qui assurent le changement de gamme des amplificateurs sont commandés à partir d'un bouton unique placé sur le pupitre du conducteur de pile, par l'intermédiaire d'un contacteur pas à pas à deux sens de marche. La valeur de la sensibilité est affichée en permanence sur des voyants. Sur chaque gamme des amplificateurs, deux seuils ont été définis, l'un au tiers de l'échelle, l'autre aux deux tiers. Le premier définit le niveau auquel il est nécessaire de passer sur la gamme inférieure, le second celui qui doit amener la gamme supérieure. Ces seuils ont été déterminés à partir des possibilités de recouvrement des gammes (fig. 6).

Le changement de sensibilité des trois amplificateurs aurait pu être commandé par le passage sur un seuil de la valeur donnée par un quelconque des amplificateurs, si quelques inconvénients n'étaient apparus. En effet, si un amplificateur dérive vers 0, il commande le passage de trois sur la gamme inférieure, mettant ainsi les deux autres en alerte et entraînant la chute des barres intempestivement. Si un décalage important se produit entre les valeurs données par les trois amplificateurs, l'un d'eux peut ordonner le changement de sensibilité dans un sens et le suivant faire changer immédiatement après dans l'autre sens, créant ainsi une instabilité peu souhaitable.

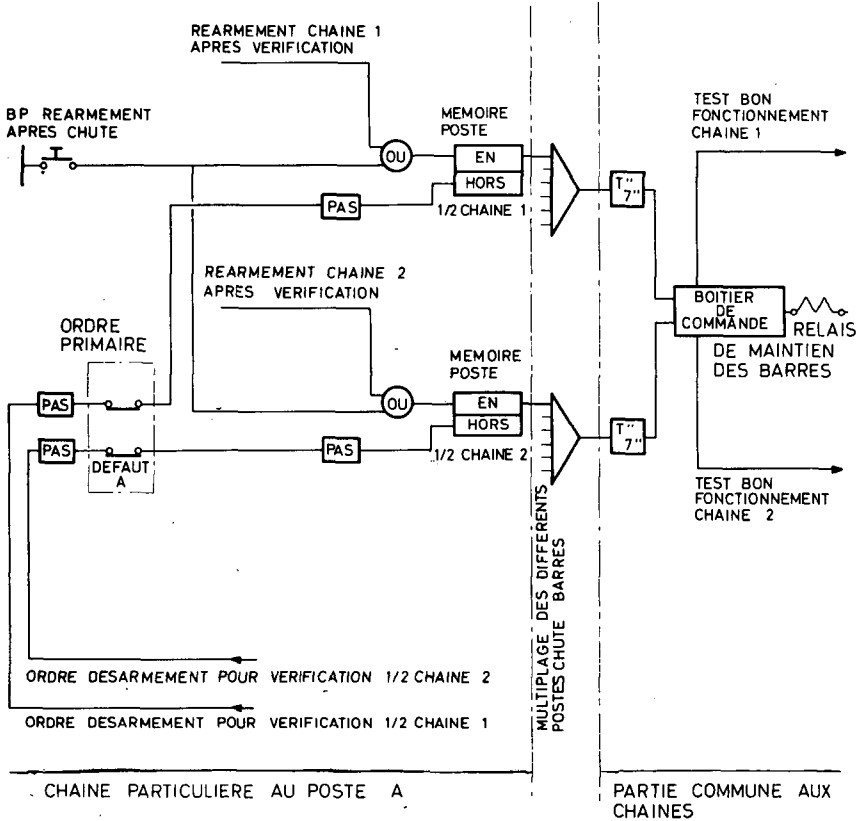


FIG. 5. Chaîne de sécurité - Principe d'un poste de chute de barres

Afin de remédier à ce genre d'inconvénients, il a été convenu que la coïncidence 2/3 serait, là aussi, adoptée. Donc, lorsque deux amplificateurs passent le seuil, la touche unique du conducteur de pile qui est rendue lumineuse par deux lampes alimentées en parallèle et normalement éteintes se met à clignoter en même temps que se déclenche un avertissement sonore pendant une seconde. Une pression sur la touche amène le changement de sensibilité nécessaire. Durant une seconde, après la manœuvre, la touche reste éclairée à feu fixe et toute nouvelle manœuvre est inopérante, ceci afin que plusieurs gammes ne puissent être « sautées » à la fois.

2.1.4. Synoptique des sécurités (fig. 7)

Le synoptique des sécurités donne en permanence l'état de la chaîne de sécurité et devient le seul appareil permettant d'effectuer les manœuvres de verrouillage et de déverrouillage des divers postes.

Les voyants et les touches qui le constituent sont lumineux et bicolores : une moitié est verte, l'autre est rouge.

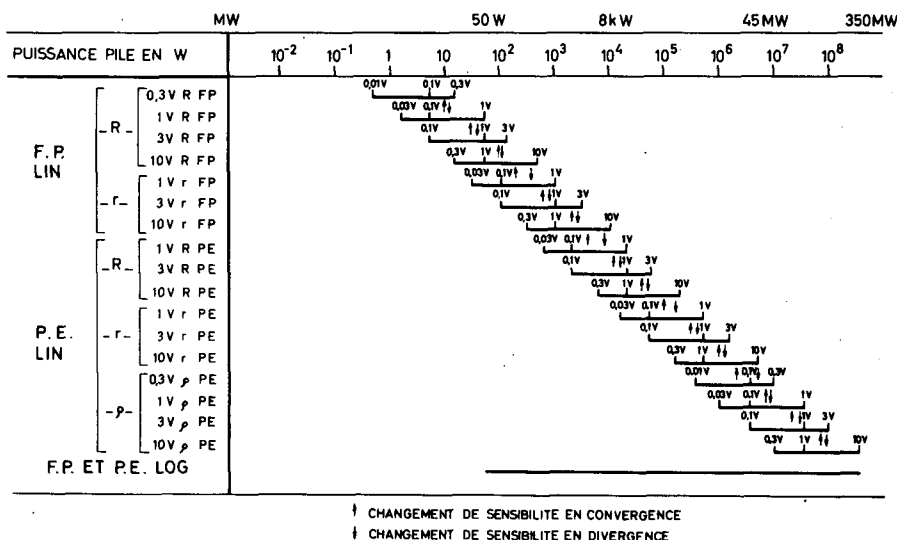


FIG. 6. Chaînes de mesure de puissance - Tableau de recouvrement des gammes.

La partie rouge indique l'état de l'alerte: elle est allumée à feu fixe lorsque la chaîne ou la partie de chaîne représentée par le voyant ou la touche n'est pas en alerte; elle se met à clignoter dès qu'elle est en alerte.

La partie verte indique l'état du verrouillage: elle est éclairée à feu fixe lorsque la chaîne ou la partie de la chaîne représentée n'est pas verrouillée; elle clignote dans le cas contraire.

Dans tous les cas, les fonctions verrouillage et alerte sont indépendantes, c'est-à-dire que malgré le verrouillage d'une chaîne, le voyant rouge donne l'état de la chaîne en amont de ce verrouillage. Cette possibilité permet de prévoir les conséquences d'un déverrouillage de la chaîne.

La manœuvre des diverses touches n'est possible que si la clé d'autorisation a été tournée sur le panneau du synoptique. L'enlèvement de la clé bloque à nouveau mécaniquement l'ensemble des touches.

Le synoptique des sécurités fait apparaître également la façon dont fonctionnent les automatismes de conséquence. Il indique si les ordres ont été envoyés et s'ils ont été exécutés. Cette représentation permet donc, lors d'une chute de barres, d'identifier rapidement l'origine du défaut et de vérifier aussitôt si les conditions de refroidissement du réacteur à l'arrêt sont remplies.

2.2. Matériel utilisé

Les descriptions qui suivent ne donnent que les caractéristiques essentielles des principaux appareils utilisés, dans le seul but d'en donner une image. Les caractéristiques détaillées figurent dans des rapports techniques établis au cours de l'étude.

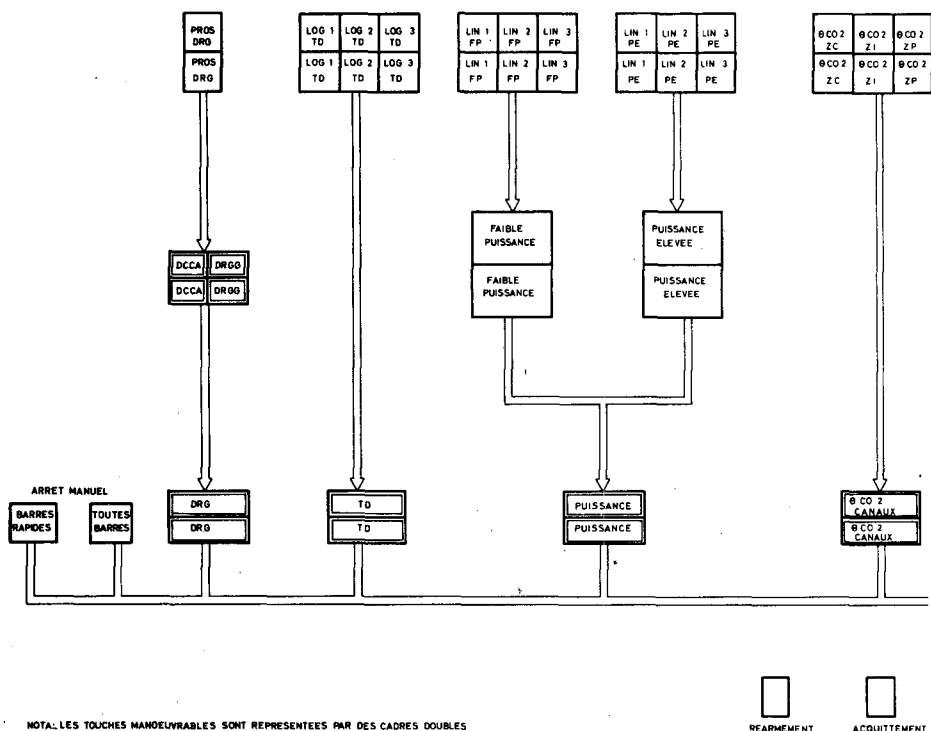


FIG. 7. Synoptique des sécurités

2.2.1. Chambres d'ionisation

Les chambres d'ionisation du type CC5 compensées sont destinées à la mesure de flux de neutrons thermiques. Elles sont constituées par deux chambres cylindriques concentriques, l'une sensible aux neutrons et aux gamma, l'autre uniquement aux gamma. La mise en opposition des courants délivrés par ces deux chambres alimentées par des tensions de signe contraire réduit considérablement l'information due aux rayonnements gamma.

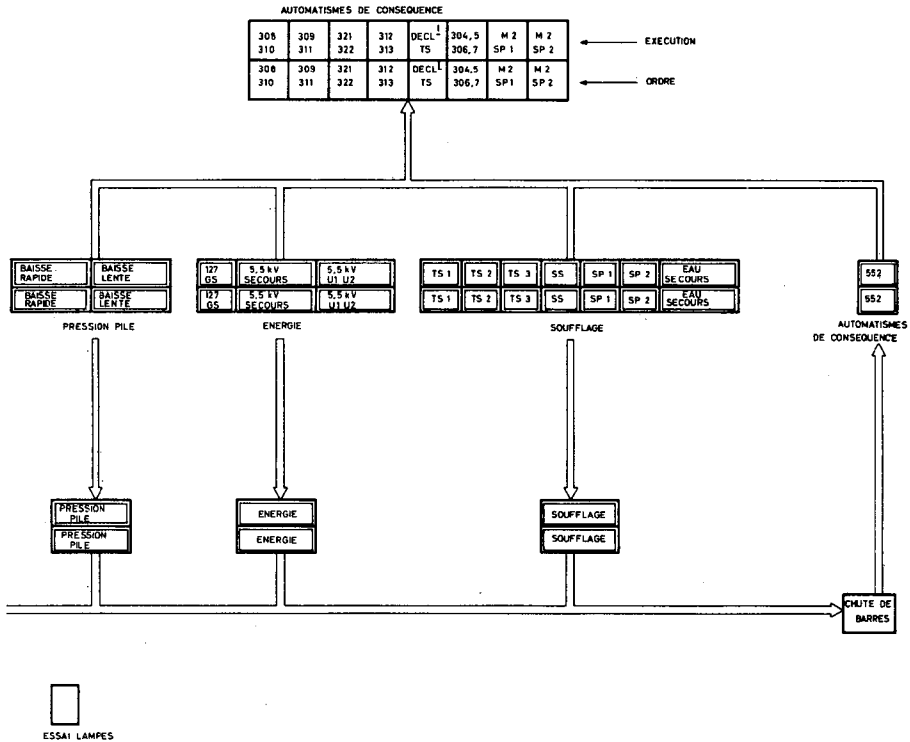
Elles sont construites en aluminium et leur isolant est céramique. Leur faible encombrement a permis le montage de deux chambres sur un même bouchon (diamètre 48 mm; longueur avec connecteur 550 mm).

La sensibilité aux neutrons thermiques est de $1,7 \cdot 10^{-14}$ A/neutron $\cdot$ $\text{cm}^2 \cdot \text{s}$ et celle aux gamma de 10^{-11} A/R $\cdot$ h.

2.2.2. Bouchons porte-chambres

Les anciens bouchons simples ont été remplacés par des bouchons doubles permettant l'introduction de deux chambres d'ionisation côte à côte dans la pile. L'encombrement extérieur de ces bouchons reste inchangé.

Ils comportent essentiellement, des chambres vers les préamplificateurs; une protection avant de 400 mm en plomb sous tube Brillalumag et un tube d'acier de 4885 mm rempli de béton, à l'intérieur desquels sont noyés



deux tubes hélicoïdaux 23-25 Vallinox dans lesquels cheminent les câbles de liaison chambres-préamplificateurs. Le mécanisme de positionnement est intégralement conservé.

2.2.3. Amplificateurs linéaires THN 576

Ces appareils ont d'abord été construits par la société Thomson-Houston sous la dénomination THN 575³. Les modifications apportées pour satisfaire nos conditions ont amené la version THN 576.

Ils sont destinés à la mesure des courants faibles fournis par une chambre d'ionisation. Le châssis de mesure contenant l'alimentation et les hautes tensions pour le détecteur associé comprend un amplificateur linéaire, deux courants de test destinés au contrôle de l'appareil, deux tests à déclenchement réglable et un seuil d'alerte.

Le châssis de mesure est connecté à un préamplificateur TH5 760A pour les faibles puissances et TH5 760B pour les puissances élevées.

Ce châssis se présente sous une forme monobloc standard et comporte un appareil de mesure pour la lecture du courant. Les commandes d'exploitation sont situées sur un bandeau qui se trouve derrière la face avant.

³ THN 575: Thomson-Houston n° 575, appellation du constructeur.

Les circuits sont entièrement transistorisés (à l'exception du préamplificateur) et raccordés par des câblages fonctionnels sur circuits imprimés enfichables.

2.2.4. Amplificateurs logarithmiques THN 563

Ces appareils permettent la mesure du flux neutronique et de la période d'un réacteur, à partir d'informations données par une chambre d'ionisation. Le châssis de mesure qui contient l'alimentation et les hautes tensions pour le détecteur associé comprend un amplificateur logarithmique (huit décades de courant), un différentiateur à deux gammes de mesure de période, deux courants tests qui permettent l'étalonnage et des sécurités réglables à un seuil mini pour l'amplificateur logarithmique et à un seuil pour la période.

Ce châssis est connecté à un préamplificateur logarithmique TH5 600. Sa présentation est identique à celle du châssis THN 576 (même standard). Il est également entièrement transistorisé et câblé à l'aide de circuits fonctionnels imprimés enfichables.

2.2.5. Armoire de relayage logique

Cette armoire, dont les dimensions sont réduites (longueur 1752 mm, profondeur 812 mm, hauteur 2050 mm), contient tous les éléments de la chaîne de sécurité. Les portes avant s'ouvrent à 180° et permettent l'accès aux câblages et aux portes « techniques » qui supportent les paniers contenant les étriers dans lesquels s'enfichent les circuits imprimés (standard CEA, 180×97 mm). Leur capacité maximale est de douze éléments logiques MOG⁴ de Merlin-Gerin (ni, mémoires, inverseurs, base de temps, entrée, puissance, signalisation sont employés dans notre cas). Tous les modules sont équipés de transistors au germanium.

L'alimentation est effectuée à partir des batteries 48 V. Les températures de fonctionnement peuvent varier entre -10° et +55°C. Le nombre total de circuits utilisés est le suivant:

Ni	800	Mémoires	150
Signalisations	300	Circuits de puissance 25 W	20
Entrées	70	Bases de temps	30

Le schéma a été découpé de façon qu'un circuit imprimé enfichable corresponde à une fonction logique complète, bien définie. La répétition de ces fonctions dans le montage permet de limiter le nombre de plaques de réserve nécessaires pour le dépannage. De plus, le groupement sur un circuit imprimé d'une fonction complète évite de perturber plusieurs circuits lors de l'extraction d'une plaque.

Le raccordement sur le reste des installations se fait à l'aide de 60 prises Socapèx à 19 conducteurs et câbles souples.

⁴ MOG: Module statique logique à semi-conducteurs pour automatismes séquentiels, appellation du constructeur.

2.2.6. Synoptique des sécurités

Il se présente sous la forme d'un châssis monobloc dont le panneau avant est fixé sur le tableau de contrôle. Ce panneau avant est de fabrication Lumitex multicolore gravé, découpé pour laisser le passage aux touches des claviers et translucide à l'emplacement des voyants.

Les claviers sont à enclenchement verrouillé à blocage de position par électro-aimant et à touches lumineuses bicolores (rouge et vert). Les électro-aimants de verrouillage des claviers sont commandés par une clé. Ce panneau est raccordé à l'armoire logique à l'aide de deux prises Socapex.

2.2.7. Vernier de puissance

Cet ensemble permet l'affichage de la puissance nucléaire du réacteur en mégawatts à partir des indications fournies par l'un des amplificateurs linéaires de puissance élevée. Il comprend un dispositif électronique comparant la tension fournie par l'amplificateur à une tension étalon, un sélecteur à 35 pas et deux sens de marche dont l'avance est réglée par le dispositif précédent, un enregistreur Meci, type «Speedomax», dont l'échelle s'étend de -2 à +9 MW (le mécanisme d'équilibrage de ce Meci entraîne le curseur d'un codeur - Code Gray), un système d'affichage numérique de la puissance alimenté par ce codeur, au moyen de boîtiers indicateurs «Counting Instruments» (trois chiffres et les lettres MW).

La partie électronique de cet ensemble est entièrement transistorisée et câblée sur circuits imprimés.

La précision de la mesure à partir de l'amplificateur linéaire est de 0,05 MW sur le Meci et de 1 MW sur le boîtier d'affichage. La capacité de l'ensemble vernier de puissance est de 350 MW.

3. MISE EN PLACE SUR LES REACTEURS

3.1. Urgence

Bien que cette modification ait fait l'objet d'une étude d'ensemble, la réalisation des diverses parties qui la constituent ne présentait pas le même degré d'urgence. L'état des installations existantes nécessitait pour certaines parties des interventions rapides, alors que pour d'autres, il était possible d'attendre. D'autre part, la définition précise de certains matériels à adopter pouvait se faire assez rapidement, alors que celle des autres était beaucoup plus laborieuse. En définitive, un plan de travail a été établi, qui tenait compte des éléments résumés ci-dessous.

3.1.1. Remplacement des chambres

Ce point était urgent. Les chambres CPC2 montées à l'origine donnaient de plus en plus souvent des signes de fatigue. Les pannes étaient nombreuses, les réparations aléatoires et le fonctionnement après réparation de moins en moins satisfaisant. De plus, la fabrication était arrêtée.

De nouvelles chambres devaient être essayées en vue d'effectuer un choix. Deux versions de chambres satisfaisantes à priori existaient: les chambres cylindriques compensées au gamma du type CCC2⁵ et celles du type CC5. Les essais en pile conduisirent à adopter les chambres CC5.

La fabrication des bouchons à double alvéole était également urgente afin qu'on puisse en équiper les doigts de gant «puissances élevées». On disposait ainsi en marche normale de quatre chambres dont le fonctionnement était plus sûr et, à défaut de chaînes complètes de réserve, de quatre chambres de réserve que l'on pouvait raccorder, réacteur en marche.

3.1.2. Définition précise du matériel et des schémas

Le travail qui, après le remplacement des chambres, était le plus urgent consistait à définir les appareils de base tels que les amplificateurs et les circuits logiques. Les principes choisis au départ pour la modification ont permis de retenir, parmi les appareils fabriqués à l'époque, plusieurs types.

Après essais, le choix s'est porté, finalement, sur les appareils Thomson-Houston.

Le même procédé a été utilisé pour la définition des circuits logiques MOG et de divers appareils tels que commande du vernier de puissance, éléments de synoptique, etc.

Les schémas définitifs ont donc pu être établis et les appareils dont les délais de fabrication étaient assez longs ont été commandés.

3.1.3. Préparation des câblages

Afin de réduire au maximum les temps d'arrêt du réacteur nécessaires pour effectuer la mise en place, il a été décidé que les nouveaux câblages seraient réalisés en interférant aussi peu que possible avec les câblages existants. Les liaisons ont été prévues sur des chemins de câbles indépendants et réalisables à l'avance. Les essais de sous-ensembles ont été exécutés en atelier. Les raccordements et les essais d'ensemble ont été menés à bien pendant un arrêt du réacteur de trois semaines environ.

3.2. Plan de montage

3.2.1. Etude

L'étude d'ensemble des nouvelles chaînes de sécurité a débuté en août 1962. Divers essais de laboratoire ont permis de faire un choix parmi les solutions possibles, de sorte qu'à fin 1963 l'exécution des schémas définitifs pouvait être entreprise. Les principales études de détail étaient terminées en juillet 1964. L'ensemble a été achevé en décembre 1964.

⁵ CCC2: Chambres compensées cylindriques modèle n° 2, appellation du constructeur (Alcatel).

3.2.2. Commandes

La plupart des commandes ont été passées d'octobre 1963 à octobre 1964. Seuls quelques accessoires d'importance secondaire n'ont été commandés qu'à la fin de 1964. Les livraisons ont été normalement soldées en avril 1965.

3.2.3. Réalisation

La mise en place des nouvelles chaînes de sécurité se fait en deux étapes d'inégale importance.

On a profité des arrêts des réacteurs G2 et G3 en 1964 pour mettre en place les bouchons porte-chambres à double alvéole sur les puissances élevées de façon à disposer, avec huit chambres CC5, d'une marge de sécurité confortable.

Au cours des mêmes arrêts, certaines informations destinées à l'armoire de relayage logique ont été amenées à un sous-tableau de répartition.

Les travaux principaux de raccordement de l'armoire à relayage logique, de mise en place des nouvelles chaînes de mesures neutroniques, de modification correspondante des pupitres nucléaires etc. nécessitant un arrêt de réacteur ont été effectués en juillet et août 1965.

4. CONCLUSIONS

Les premières années d'exploitation des réacteurs ont mis en évidence plusieurs imperfections des installations de contrôle qui pouvaient rendre, dans certains cas, l'exploitation insuffisamment sûre.

L'étude qui a été entreprise en 1962 a pu être menée à bien peu à peu, dans les meilleures conditions, à l'aide d'appareils quelque peu modifiés disponibles chez les constructeurs français de matériel électronique. Grâce à une coopération efficace entre ces différents constructeurs et les responsables de la sûreté des réacteurs, un ensemble cohérent a pu être mis au point sans perturbation importante de la marche des réacteurs.

Par suite de la longueur des délais nécessaires à l'exécution d'un tel ensemble et de sa mise en service récente, il ne sera possible de donner un résultat définitif lié à l'exploitation en marche continue que dans plusieurs mois.

Compte tenu de l'évolution extrêmement rapide des techniques utilisées, pour le contrôle des réacteurs en particulier, il semble qu'il soit difficile de mettre au point une installation qui puisse bénéficier longtemps de tous les avantages et perfectionnements existants. Toutefois, les bons résultats obtenus à la suite de nombreux essais démontrent que le caractère de sécurité attendu est assuré.

VI. REVIEW OF REACTOR SAFETY
(Session VII cont. and VIII)

PULSE CODING TECHNIQUES FOR REACTOR SAFETY LOGIC SYSTEMS

I. WILSON, R. E. WHYARD AND A. B. KEATS
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT WINFRITH, DORCHESTER, DORSET,
UNITED KINGDOM

(Presented by R. J. Cox)

Abstract

PULSE CODING TECHNIQUES FOR REACTOR SAFETY LOGIC SYSTEMS. Reactor safety logic systems for use on large nuclear power stations must provide an extremely high reliability for shutting down the plant for genuine fault conditions combined with the conflicting requirement of relative freedom from unnecessary shut-downs due to minor faults, particularly in the logic system. Most systems employ redundancy - often in the form of three or more instruments measuring each parameter - together with a majority vote technique. The latter frequently takes the form of danger signals from two out of three instruments measuring the same parameter being necessary to cause shut-down.

The use of solid-state logic elements such as transistors has given rise to a rapid advancement of techniques. The paper deals with the majority vote part of such a system and the problem of being able to test that this part of the system is functioning correctly.

A number of pulse coding techniques have been developed in which the input from each instrument is a coded pattern of pulses rather than a continuous train of pulses. Under normal conditions these pulse code patterns combine in the majority logic network to produce a continuous train of pulses at the output. If a single input disappears or a fault in the network develops, then the output pulse pattern changes giving information on the fault but not causing plant shut-down. A majority of inputs missing gives zero output and results in shut-down.

Information is given on two different types of system that have these properties.

1. INTRODUCTION

Since 1959 solid-state logic devices have been under investigation at Winfrith with the aim of developing better control systems for reactors. This work has embraced logic elements and other components as well as logic systems. It has reached the point where considerable operational reactor experience has been gained with safety circuits using magnetic cores and transistors. Also, a new approach to majority vote logic has been conceived and tested on a small scale and will, it is believed, influence considerably the design of control systems for future reactors operating on a continuous or near continuous basis.

2. PAST EXPERIENCE WITH DIMPLE

Every available opportunity has been taken to employ semiconductor logic using conventional discrete components in relatively non-critical applications such as automatic flux scanning and foil counting equipment. The first opportunity to design an operational safety circuit system came when the DIMPLE reactor was moved from Harwell to Winfrith in 1961.

The safety circuit system used on DIMPLE has already been described [1]. Briefly, it includes all interlock circuits, trip, by-pass and maintenance circuits. A few output contactors are employed to switch 240-V 50-cycle supplies to motors but these are the only electromechanical devices used apart from limit switches and relays in some instruments. To gain as much experience as possible two different types of logic stage were used. One employed only transistors and the other a toroidal magnetic core. The latter also used a transistor in a regenerative circuit to facilitate the interconnection of cascaded stages. The system became operational in June, 1962 and has since been in virtually continuous operation apart from a break of about three months in 1963 when a new core assembly was fitted to the reactor. At that time substantial alterations were made to the logic to provide the new interlock conditions required and to cater for changes from motor-driven safety rods released under gravity to a pneumatically controlled moderator dump system. It is worth noting that after these changes had been planned and executed the system recommission went extremely smoothly.

During early life a small number of faults occurred in wiring (two dry soldered joints out of approximately 10 000) and in power transistors (a design weakness easily corrected). However there was a relatively high incidence of faults in a particular brand of capacitor used in some of the transistor logic stages. These faults were finally attributed to a manufacturing defect which could lead to the development of a variable high resistance connection between electrodes and lead wires. As wholesale changes to the circuits would not have been acceptable on safety grounds without repeating all the commissioning and proving tests, an exercise which would have disrupted the reactor's programme to an unacceptable extent, the replacement of all suspect capacitors had to be spread over a fairly long time. This prolonged the period during which these failures persisted but after complete replacement had been effected by capacitors of the same type but of later manufacture faults from this cause disappeared. During the early part of this year there was evidence of an unexpected degree of deterioration in four electrolytic tantalum capacitors out of a total of approximately 80 used in "memory" stages but these appear to have been isolated failures and have not continued to manifest themselves.

During the initial months of operation when the maintenance staff were having to familiarize themselves with what was, to them, an entirely new technique there were reservations among operators about the success of the DIMPLE system. However, this installation was part of a development programme and the development staff were always close at hand. Nowadays the maintenance engineers are completely satisfied with the installation and are very quick to point out how reliable and consistent these circuits are in comparison with those on other reactors which use relays.

3. MORE RECENT DEVELOPMENTS

More recently attention has been directed towards the problems of those reactors which employ redundancy in their protection systems in

order to achieve a satisfactory compromise between safety and availability. The type of logic currently employed in the safety circuits of this class of reactor to give majority vote decisions suffers from the inherent disadvantage that it cannot respond to the removal of a minority of inputs. Consequently straightforward overall proof testing of the voting circuits and associated instruments is impossible; the best that can be achieved is partial proof testing and even then some interference with the logic circuits is involved. For example, a two out of three voting circuit using relays can be made to respond to a change in one input by the judicious opening of switches which have been added to the voting circuits. These additional switches and their associated wiring are potential sources of failures which tend to decrease the availability of the plant. Also, since single safe failures can remain undetected, the probability of causing a spurious trip when proof testing can be extremely high. To quote an extreme case, a materials testing reactor was once alleged to have averaged one unintentional shut-down per month from this cause. In relay voting circuits meters or similar indicators can be added locally which respond to the removal of single inputs. Since they must be observed at the relay racks their usefulness is limited to deliberate testing. They do not provide automatic annunciation of safe failures. Whilst techniques such as these help to overcome the shortcomings of conventional voting circuits they complicate not only the circuits but also proof testing procedures. They do not provide an ideal solution to problems which stem from a fundamental property of conventional voting logic, nor are they conveniently applied to the type of dynamic logic appropriate to solid-state protection systems.

For about eighteen months development has been proceeding on the idea of exploiting the fast switching properties of solid-state logic devices to "label" inputs to a voting circuit so as to obtain at the output some additional information relating to the state of the inputs. This has led to the realization of a powerful technique, now referred to as pulse coded logic, which overcomes the inherent weaknesses of conventional logic when applied to voting circuits. Reference to the basic ideas has been made elsewhere [2, 3] and two possible methods, combination scanning and time correlation, have been studied in detail and their feasibility established in the laboratory.

Combination scanning circuits behave in a similar way to voting circuits employing conventional dynamic logic in which the absence of pulses (or of an a.c. signal) represents the output "0" condition and their presence the output "1" condition. The difference lies in the additional information contained in the "1" signal. The pattern of pulses provides information on the number of inputs available and, with suitable additional logic, enables missing inputs to be identified. If less than the minimum number of inputs necessary to sustain a "1" are present the output signal vanishes, preventing the complete identification and annunciation of missing inputs from the output signal pattern. On the other hand it is usually only when one input is missing that the plant operator or maintenance technician is interested in its identity. The logic diagram in Fig. 1 illustrates the way in which 2 out of 3 voting is carried out. From the timing diagram it will be seen that loss of a single input leads to a reduction of the output pulse frequency by a factor of 3, a condition which is readily monitored. To identify the

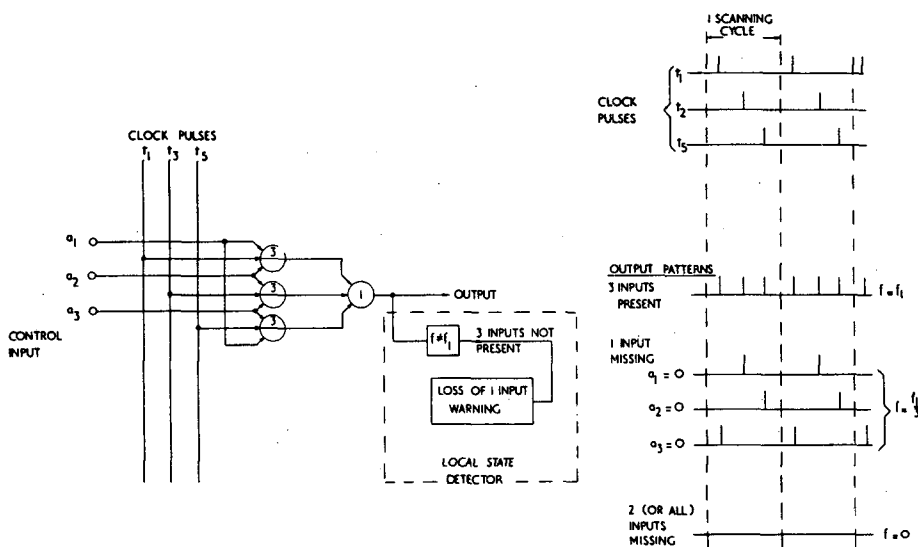


FIG. 1. 2 out of 3 circuit: combination scanning method

missing input, coincidence circuits and further logic are required. This could be provided, though the cost of doing so may be comparable with the cost of monitoring all inputs with simple local annunciation circuits. On the other hand, if a process control digital computer were available on the plant, it could carry out the necessary analysis and could be programmed to identify not only missing inputs but also, in the case of failures within the logic circuits, the section of circuit at fault. The combination scanning technique becomes unwieldy for voting logic of higher order than 3/4 but this should be no disadvantage in reactor protection systems.

Time correlation differs from combination scanning in two important respects. Identification of missing inputs is impossible as the signal obtained after combining inputs contains as many pulses per scanning cycle as there are "1" inputs and always appears in one consecutive group irrespective of which inputs are present (Fig. 2). The circuits are less obviously safe as obtaining the final output signal involves the examination of the existence of a pulse at a particular point in the scanning cycle. This places great reliance on the circuits used to perform the time correlation or coincidence. Time correlation is, nevertheless, an elegant logical method and is most attractive for higher order voting circuits.

In building up a practical pulse coded protection system the designer soon discovers that there is scope for considerable variation in the way the necessary logic can be performed. Experimental work at Winfrith has made use of magnetic logic in the form of toroidal core and transistor elements, mainly because past experience with fail safe logic elements of this type in DIMPLE has been so successful. This has influenced the logical design of an experimental protection system which has been proved on a laboratory scale and which is described in the following paragraph. Whilst this is by no means the only approach it does illustrate a particular method

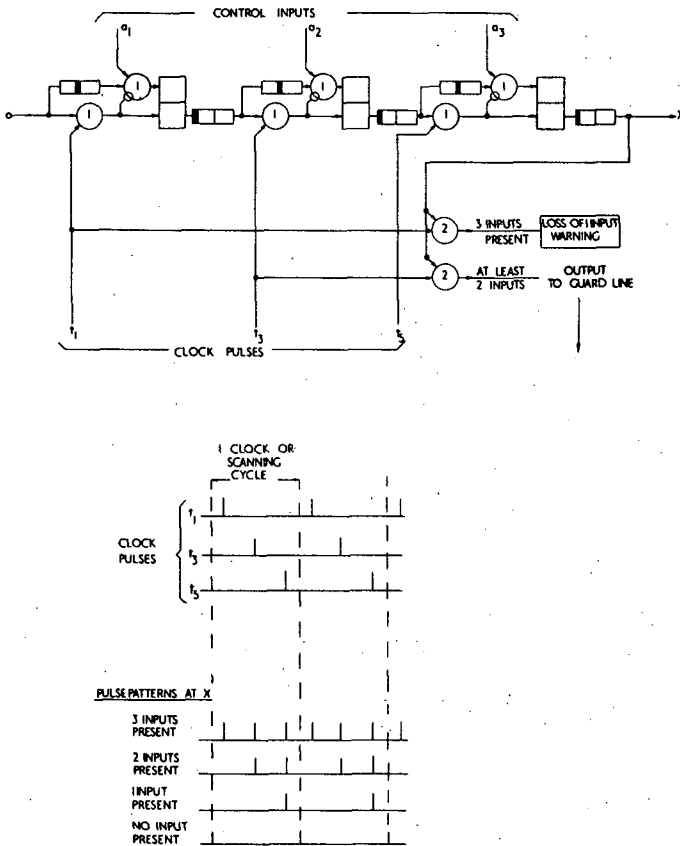


FIG. 2. 2 out of 3 circuit: time correlation method

of forming guard lines and indicates the points at which information can be obtained from pulse patterns within the system.

Figure 3 shows the logic of a combination scanning guard line. Each group of input parameter states is scanned by a voting circuit, of the type shown logically in Fig. 1, whose output is applied to the left-hand side of a bistable element. The guard line itself consists of several of these elements cascaded in such a way that a pulse applied to the right-hand side of the uppermost bistable will be propagated downwards until it reaches any bistable not set up by a previous pulse from a voting circuit. Clock pulses are generated by a simple oscillator/bistable/ring counter combination shown at the top of Fig. 3. Combination scanning clock pulses occurring at times t_1, t_3 and t_5 in the scanning cycle are interleaved with pulses at t_2, t_4 and t_6 . A further pulse at t_7 is required if local circuits are required to indicate the disappearance of single inputs from any of the parameter groups. The corresponding pulse at t_8 plays no part in the sequence of operation. Groups of parameter inputs are scanned in unison (t_1, t_3, t_5) with the result that with all inputs present in all groups, a train of these pulses (t_1, t_3 and t_5)

logic with the resulting d.c. signals. This avoids the need for synchronism between the clock generators supplying each guard line. Whether pulse coding is justified for this final phase of the protection system logic will depend upon a number of factors including the type of actuator employed, which may have multiple inputs and may be capable of performing OR logic, the number of guard lines and the balance required between safety and availability of the plant.

A point worth noting is that given the facility for immediate warning of loss of any input or of any safe failure within voting circuits and guard lines their construction can be such as to permit maintenance by replacement of plug-in assemblies. Present-day connectors have a good performance and any connector failures which do occur can be detected and corrected promptly.

4. FUTURE DEVELOPMENTS

Designers of protection systems for civil reactors have always striven to achieve a high degree of preferential failure (to safety) in the logic circuits. In pursuing the development of solid-state logic devices in the United Kingdom the aim has always been to eliminate all possibility of failures in components and wiring resulting in an undetected, and hence unsafe, failure. This philosophy has been necessary primarily because of the difficulty of carrying out conclusive proof tests of the logic without interfering with normal operation of the plant. The use of voting circuits does nothing to relieve the situation. It is true that various measures have been adopted to enable proof testing to be carried out but these introduce undesirable complication and are, at best, clumsy attempts to overcome a fundamental weakness of conventional logic in voting circuits. Now that pulse coded logic techniques offer an elegant method of proof testing, it is interesting to speculate on their impact on future protection and control systems.

Given a situation in which every part of the protection system logic can be tested in rotation automatically and at any time, except during the repair of circuit failures which should be rare and can be quickly rectified, it is tempting to postulate that a high degree of failure to safety in logic stages becomes unnecessary. Provided that the incidence of all failures is reasonably low and is well established, the frequency of proof testing can be chosen to give an acceptably low probability of unsafe system failure. For such a situation to be tenable in practice depends upon several factors. The most obvious are that the way in which proof tests are applied to the logic circuits must simulate the removal of input signals correctly and that any interruption in the testing sequence must be quickly and reliably announced. It may be that the problem of ensuring predictable performance from the system is transferred from the logic circuits themselves to their appended testing and monitoring circuits and that in the long run it is better to use highly safe logic stages and to carry out relatively infrequent proof tests manually. This approach is worth further study, particularly in view of the possibility of using the allegedly highly reliable integrated circuits and of reaping the benefits of lower cost and more predictable performance expected from devices made in large quantities under close quality control.

5. CONCLUSIONS

Despite early disappointments with defective components the first large-scale operational use of solid-state logic elements in the safety circuits of a UK reactor has been extremely successful. When their full potential is exploited in pulse coded logic the same type of fail-safe logic element can enhance the degree of protection afforded by facilitating conclusive proof testing and also reducing considerably the possibility of spurious protective action occurring as a consequence of proof testing. Depending upon the design of the logic circuits, pulse coded systems could make use of a process control digital computer to carry out fault diagnosis and to confirm the removal of single inputs during proof testing. With testing potentially much easier to carry out and even to automate it is worth re-considering whether the present philosophy of the completely fail-safe design of protection system logic will be the right one for the future. It will be interesting to see whether there will be a trend towards the use of less fail-safe logic elements, such as integrated circuits, in protection systems which rely on regular proof testing to achieve an acceptable degree of safety.

REFERENCES

- [1] WILSON, I., WHYARD, R. E., KEATS, A. B., Solid state safety circuits for the Dimple Reactor, J. Brit. nucl. Energy Soc. 2 1 (1963).
- [2] WILSON, I., Redundancy in high integrity reactor protection systems, Elect. Rev. Lond. 176 12 (1964).
- [3] KEATS, A. B., British Patent Application No. 3411/65.

DISCUSSION

J. RASMUSSEN: Have you carried out a failure analysis to prove that your monitoring system does not introduce coupling between your measuring channels? This is normally the difficulty with automatic testing systems.

R. J. COX: One of the merits of the systems we have described is that they inherently introduce a small degree of coupling, and this problem of coupling is a factor that we use to guide our development programme. Naturally, we have paid attention to the theoretical aspects of this factor, as well as to the practical engineering aspects.

We do perform such analyses for safety submission, but do not take the results of the calculations to mean that they convey the entire story.

J. MEIFFREN: Has the safety system presented by you been tested or used on one of your reactors?

R. J. COX: No, all the work to date has been in the laboratory on representative complex and simple arrays.

ÉVOLUTION DE LA SECURITE DANS LE CONTROLE DES REACTEURS AU COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE

J. FURET

CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES DE SACLAY,
FRANCE

Abstract — Résumé

EVOLUTION OF SAFETY SYSTEMS FOR THE CONTROL OF CEA REACTORS. The evolution of the safety systems is the result of many years' experience of reactor operation, improved knowledge of reactor dynamics, the considerable progress in safety studies, new control techniques (in particular the rapid spread of automation), the improved performance of measuring equipment, and with advances in electronic technology. In describing the evolution of safety systems for reactor control the author analyses each of these points, taking into account past experience, current projects, operational needs and present safety requirements. Since a compromise has to be reached one must define the requirements to be met by the entire reactor control system envisaged.

The author considers these requirements in relation to various types of reactor, paying particular attention to two essential aspects of safety: level safety and interlock safety.

The paper stresses that the present development of instrumentation is making it increasingly possible to meet the standards required, thus considerably enhancing the safety of reactor operation.

EVOLUTION DE LA SECURITE DANS LE CONTROLE DES REACTEURS AU COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE. Cette évolution est liée au résultat de l'exploitation des réacteurs en fonctionnement depuis plusieurs années, à la meilleure connaissance de la dynamique des réacteurs, au développement considérable des études de sûreté, à de nouvelles conceptions dans le contrôle, en particulier l'essor de l'automatisme et aussi aux performances des appareillages de mesure et à la technologie de l'électronique. Pour définir l'évolution de la sécurité dans le contrôle, chacun de ces points est analysé en tenant compte de l'expérience passée, des projets en cours, des impératifs d'exploitation et des exigences actuelles de la sécurité. Le compromis qu'il est indispensable de faire conduit alors à définir les performances auxquelles doit satisfaire l'ensemble du contrôle du réacteur envisagé.

L'examen de ces performances relatives en particulier aux deux types de sécurités essentiels - sécurité de niveau et sécurité de verrouillage - est fait pour différents types de réacteurs.

Il est souligné que l'évolution actuelle de l'instrumentation permet de plus en plus de satisfaire aux performances exigées pour améliorer considérablement la sécurité de fonctionnement des réacteurs.

1. INTRODUCTION [1, 2]

L'évolution de la sécurité dans le contrôle des réacteurs au CEA est liée, d'une part, aux résultats de l'exploitation des réacteurs en fonctionnement et à la meilleure connaissance des études de sûreté, d'autre part, à l'évolution du contrôle.

Les résultats d'exploitation des réacteurs révèlent que les arrêts dus au fonctionnement intempestif des dispositifs de sécurité sont encore trop nombreux et que, pour les faire diminuer, il est nécessaire de tenir compte de l'expérience acquise en cours d'exploitation, qui permet de compléter utilement les rapports de sûreté, principalement dans le domaine des réacteurs expérimentaux. La meilleure connaissance de la dynamique des réacteurs, en particulier des réacteurs à eau légère pour lesquels d'importants programmes d'expériences sont mis au point dans différents

pays, montre que les accidents de réactivité ne sont pas toujours les plus graves et qu'ils peuvent être évités par un contrôle des performances relativement facile à atteindre. Le développement considérable des études de sûreté montre l'importance particulière qu'il faut accorder à la thermique du cœur du réacteur et aux différents systèmes de réfrigération et l'effort qui reste à faire pour améliorer les mesures thermodynamiques. Le contrôle évolue surtout dans le sens d'une amélioration de la sécurité.

2. CRITERES ACTUELS DE SECURITE DANS LE CONTROLE [3 à 5]

Au stade actuel de développement des réacteurs nucléaires, ces critères ne peuvent plus être les mêmes pour tous les réacteurs.

2.1. Réacteurs expérimentaux de faible puissance

Une partie importante de la sécurité repose sur des consignes administratives, étant donné le grand nombre de manœuvres possibles. La facilité expérimentale favorise toujours les fausses manœuvres, qui peuvent avoir ici des conséquences sur le bilan de réactivité et entraîner des divergences intempestives lors de certaines opérations effectuées dans le cœur ou à proximité.

2.2. Réacteurs expérimentaux à haut flux

Une partie de la sécurité repose sur des consignes. Néanmoins la facilité expérimentale doit systématiquement être incompatible avec les fausses manœuvres. Ici, l'expérience d'exploitation du réacteur joue un rôle important.

2.3. Réacteurs de production

La part de sécurité confiée aux consignes administratives est très réduite. Le programme d'exploitation peut être parfaitement défini par avance et ceci est très important.

Une part importante de la sécurité est confiée à des automatismes.

3. PERFORMANCES AUXQUELLES DOIT SATISFAIRE L'ENSEMBLE DE CONTROLE DU REACTEUR

Ces performances doivent bien entendu permettre de satisfaire aux critères précédents. Le contrôle théorique qui y satisfait est celui qui n'entraîne en toutes circonstances que des évolutions lentes des grandeurs physiques les plus importantes: réactivité, flux neutronique, température, pression. Malheureusement, ce type de contrôle ne peut pas toujours être compatible avec la dynamique du réacteur, d'une part, et avec le programme d'exploitation ou de fonctionnement, d'autre part.

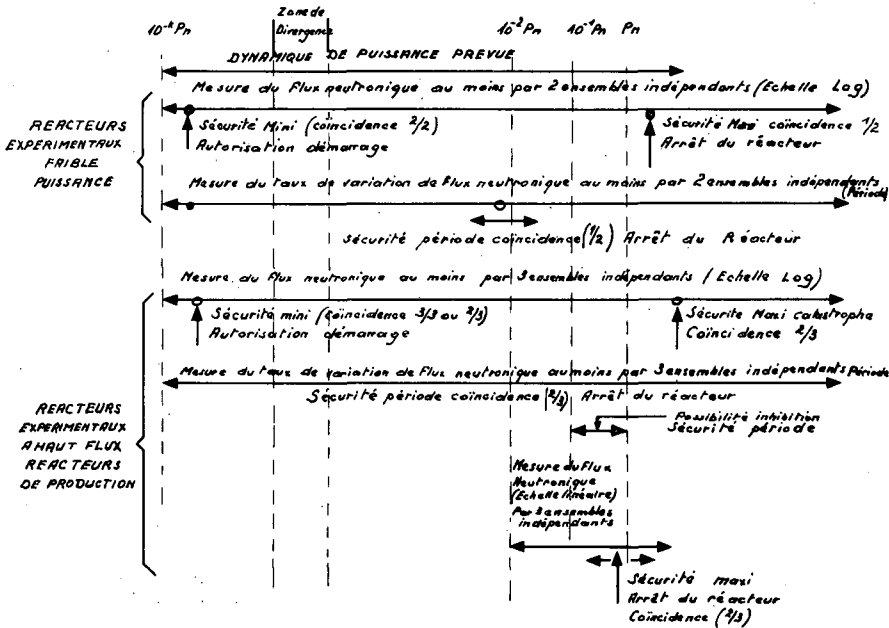


FIG. 1. Sécurités liées aux mesures neutroniques

3.1. Instrumentation destinée aux mesures neutroniques [6 à 8]

Les sécurités liées à ces mesures sont indiquées à la fig. 1; le nombre d'ensembles de mesure imposé est soit de deux pour les réacteurs expérimentaux de faible puissance, soit de trois pour les réacteurs expérimentaux à haut flux ou de production, le système de coïncidence étant du type 2/3.

La mesure du flux neutronique sur toute la dynamique de fonctionnement, et, en particulier, pour des niveaux sous-critiques assez bas, oblige en général à prévoir des sources dans le cœur. Elle entraîne obligatoirement l'utilisation des détecteurs les plus sensibles pour les ensembles de démarrage, en particulier l'utilisation de détecteurs du type BF_3 ou à dépôt de bore pour les réacteurs expérimentaux de faible puissance. Elle pose des problèmes difficiles de positionnement géométrique et de discrimination neutrons-gamma pour les réacteurs à haut flux de production.

Le nombre d'informations électriques par unité de temps fourni par les détecteurs de neutrons utilisés en fonction du flux dans lequel ils se trouvent est indiqué à la figure 2. Il est peut-être intéressant de remarquer que, pour des ensembles électroniques fonctionnant avec des détecteurs à impulsions, le temps de réponse est limité uniquement par les performances du détecteur, alors que des limitations peuvent provenir des performances des électroniques pour les ensembles liés à des détecteurs fonctionnant en courant.

Lorsque l'efficacité du détecteur est inférieure à 10^{-4} , le compromis taux de déclenchements intempestifs - temps de réponse obéit au calcul des probabilités, la loi statistique de la répartition dans le temps des informa-

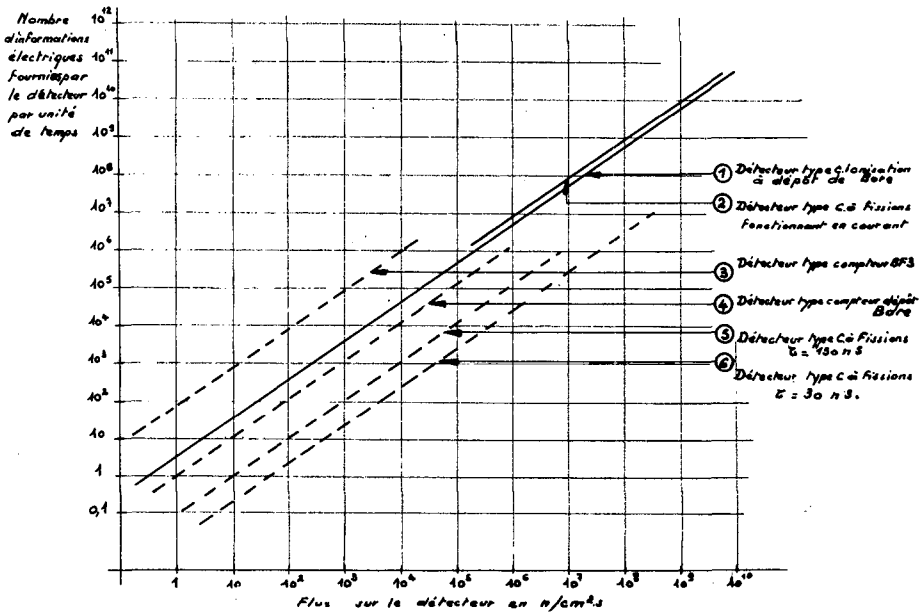


FIG. 2. Informations électriques fournies par les détecteurs de neutrons en fonction du flux

tions électriques étant connue. Néanmoins, l'expérimentation est nécessaire pour qu'on puisse tenir compte des perturbations électriques parasites qui existent dans toute installation, et l'élimination de ces perturbations peut nécessiter une augmentation des temps de réponse.

La figure 3 représente le nombre d'informations électriques par seconde que fournissent les détecteurs actuels de neutrons en fonction de la puissance, pour différents types de réacteurs. Il est facile d'en déduire les temps de réponse susceptibles d'être obtenus dans le fonctionnement des sécurités associées à ces détecteurs. En particulier, pour le cas ⑨, où la solution « déplacement de détecteur » est retenue, le nombre d'informations est beaucoup plus faible que celui que permettent d'obtenir les solutions classiques.

Les résultats d'exploitation et le calcul montrent que les sécurités « périodes » liées à des différentiateurs à faible constante de temps, lorsque le niveau d'information fourni par le détecteur est faible, entraînent un trop grand nombre de déclenchements intempestifs dus, d'une part, au bruit d'origine neutronique, et, d'autre part, au bruit d'origine parasite électrique. C'est la raison pour laquelle des sécurités dites « décadaires » ont été installées sur certains tableaux de contrôle (fig. 4).

Elles sont destinées essentiellement à supprimer le circuit différentiateur classique et à obliger un opérateur à suivre avec vigilance l'évolution de la puissance. Les inconvénients qu'elles présentent sont leur complexité relative (technologie) et la nécessité d'effectuer un certain nombre de commutations, soit manuelles, soit automatiques, même lorsqu'on utilise un amplificateur logarithmique.

Tout ensemble électronique lié à un détecteur doit, de par sa conception et sa construction, satisfaire à un certain nombre de critères (fig. 5) qui

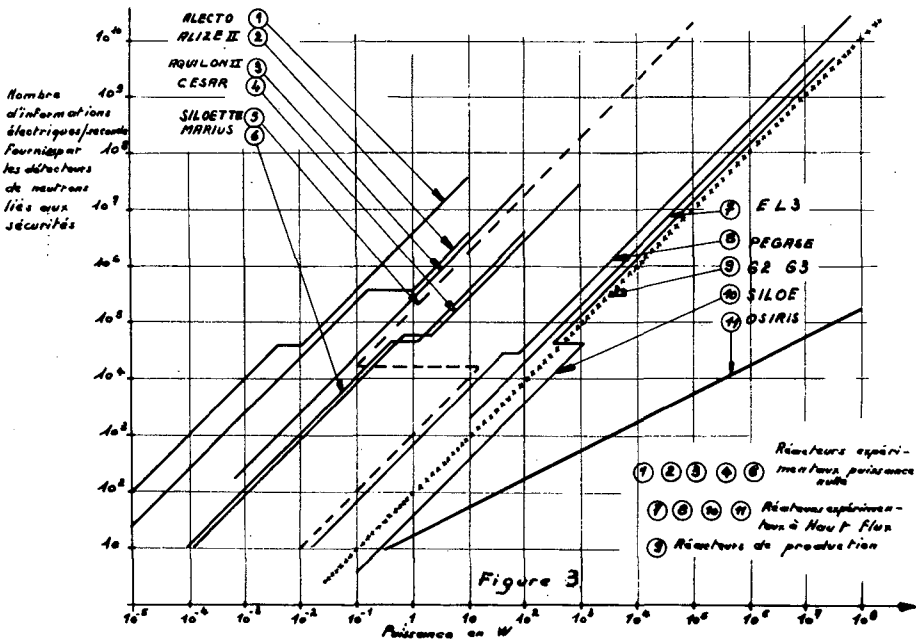


FIG. 3. Informations électriques fournies par les détecteurs de différents réacteurs en fonction de la puissance

se résument ainsi: chaque fois que l'ensemble n'est pas apte à remplir la fonction sécurité qui lui est fixée, il doit automatiquement entraîner la mise en action du dispositif prévu.

3.2. Instrumentation destinée aux mesures thermodynamiques [9]

Des sécurités liées aux mesures thermodynamiques sont indispensables dès que les puissances spécifiques et les puissances résiduelles sont significatives. Au niveau du régime de fonctionnement en puissance, le gradient de température, par exemple de la gaine de l'élément combustible, peut avoir priorité au point de vue de la sécurité sur le gradient de l'évolution de la puissance neutronique. La figure 6 montre l'importance des sécurités liées aux mesures thermodynamiques.

Ces sécurités posent des problèmes dans le cas des réacteurs de production refroidis au gaz, pour lesquels la mesure du débit est difficile.

Dans le cas des réacteurs expérimentaux à haut flux du type à eau légère, c'est la mesure de l'écart de température entre la sortie et l'entrée du fluide réfrigérant qui est difficile. La mesure de la température de la gaine est le plus souvent très difficile à effectuer. Pourtant, pour les puissances spécifiques élevées, des sécurités liées à ces mesures de températures seraient très souhaitables, d'où l'intérêt porté à la détection de l'ébullition locale du fluide réfrigérant, aussi bien dans les réacteurs à haut flux du type pressurisé que dans les réacteurs de puissance du type rapide.

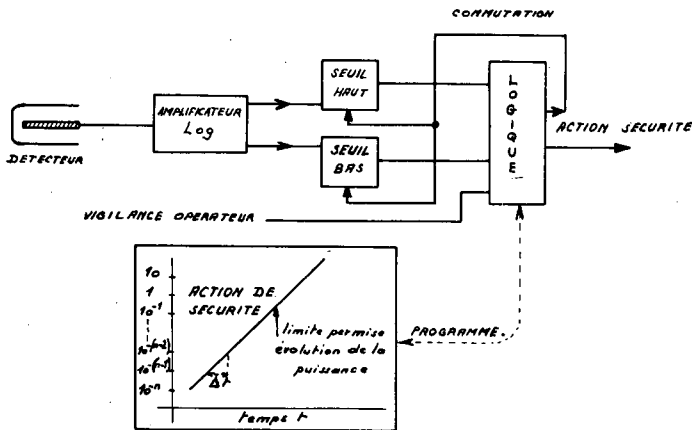


FIG. 4. Schéma de principe de la sécurité (évolution de puissance ou décadaire)

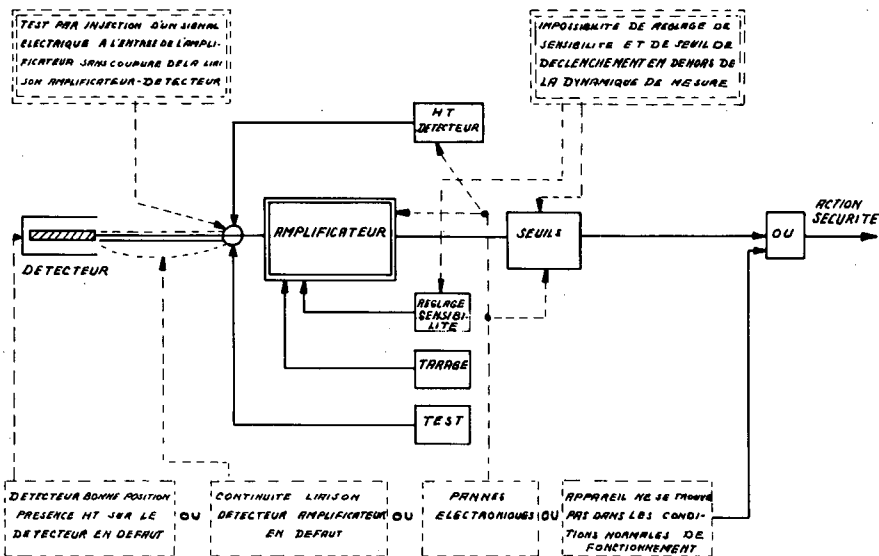


FIG. 5. Critères auxquels doit satisfaire tout ensemble électronique de mesure remplissant une fonction sécurité

Il faut peut-être souligner que l'augmentation des puissances spécifiques entraîne, dans le domaine des sécurités, le développement de mesures aussi bien thermodynamiques que neutroniques dont la source d'information doit se trouver de plus en plus souvent dans le cœur du réacteur. Il en découle des problèmes technologiques difficiles qu'il faut résoudre aussi bien pour les détecteurs thermodynamiques (température, pression, débit) que pour les détecteurs nucléaires (flux de neutrons, rayonnement gamma).

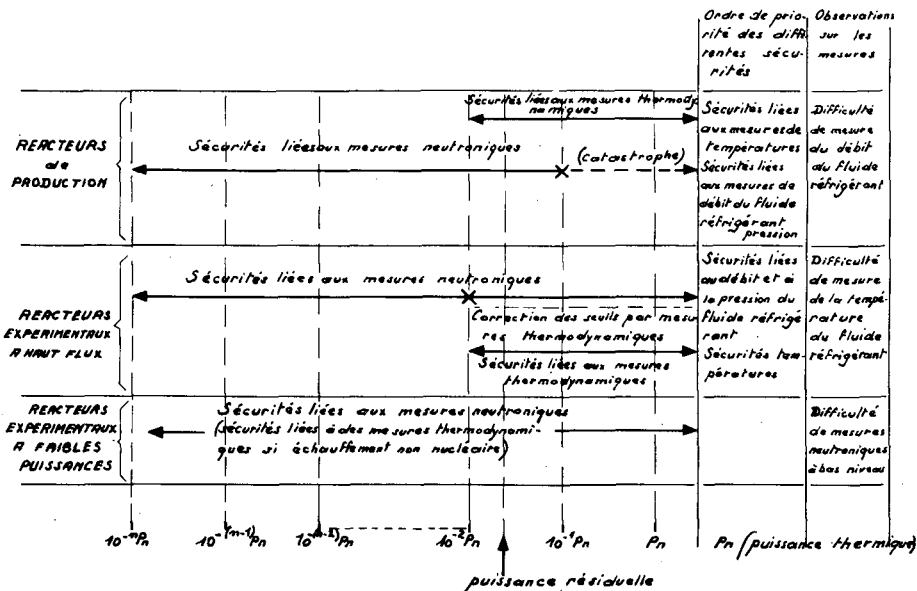


FIG. 6. Répartition des sécurités liées aux mesures thermodynamiques

3.3. Verrouillages et logiques

Les sécurités de verrouillage sont essentiellement destinées à éviter des incidents dus à de fausses manœuvres. Comme le montre la figure 7, les «logiques» élaborent les actions correctrices à partir des sécurités liées à des mesures et des sécurités liées à des verrouillages. L'évolution de la technologie de ces logiques et leur utilisation dans les ensembles de sécurité sont indiquées (fig. 7). Une attention particulière doit être portée à l'organisation et à la technologie des blocs logiques qui commandent l'action correctrice entraînant l'arrêt du réacteur le plus rapidement possible. Bien qu'on dispose des résultats d'expériences de logiques statiques (magnétiques ou semi-conducteurs) sur des réacteurs en fonctionnement pendant plusieurs années, le problème du test des logiques et des amplificateurs commandant les actions correctrices peut se poser, pour satisfaire le mieux possible au critère «temps de non-protection». Les pannes les plus probables étant dues essentiellement aux transitoires possibles des tensions d'alimentation, un contrôle partiel du bon fonctionnement peut être obtenu par l'utilisation de logiques du type dynamique (magnétiques, par exemple basculement continu du flux magnétique d'un état à un autre) et d'amplificateurs à porteuse. Les solutions susceptibles d'être retenues pour les réacteurs expérimentaux à haut flux et les réacteurs de production sont indiquées à la fig. 8. La solution ② semble systématiquement développée pour les réacteurs expérimentaux à très haut flux. Les solutions ③ et ④ sont adoptées pour les réacteurs de production. On peut remarquer que le centralisateur de tests comporte en général autant d'éléments logiques, sinon plus, que les blocs logiques à tester, et que la fiabilité des ensembles

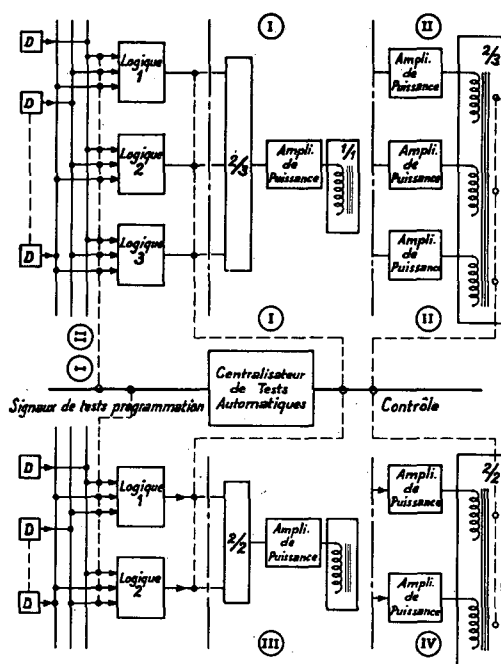


FIG. 8. Organisation des logiques et des tests

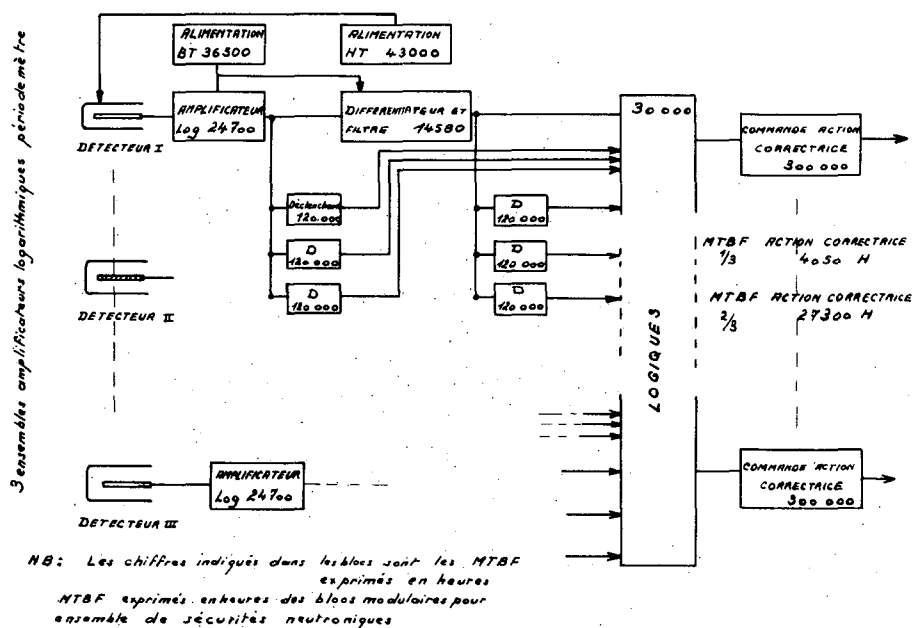


FIG. 9. Centralisateur de tests

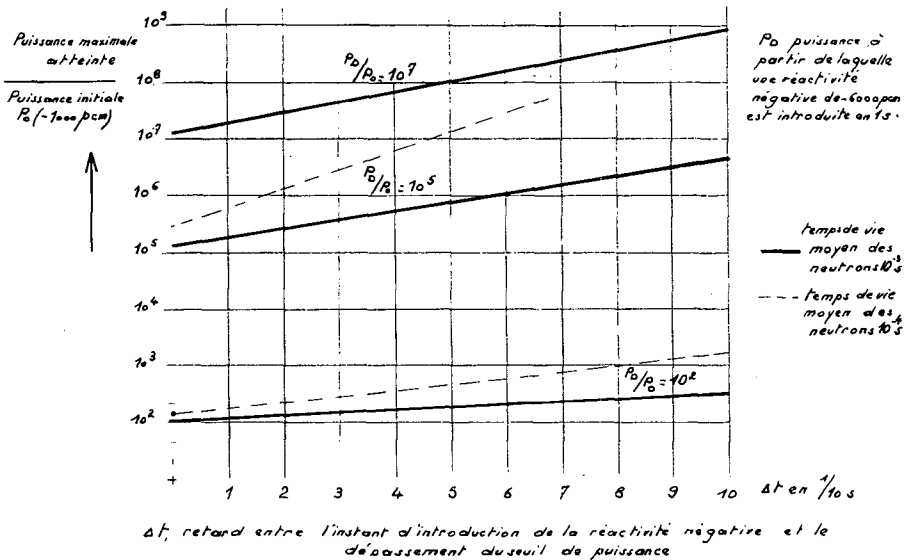


FIG. 10. Simulation d'incidents de libération de réactivité (100 pcm/s) - réacteurs à uranium sans coefficient de température

tion et des ensembles de sécurité de l'ordre de quelques dixièmes de seconde et des dispositifs d'introduction d'antiréactivité à caractéristiques classiques (fig. 10).

4. SECURITE DANS LE CONTROLE DES REACTEURS A L'ARRET ET MESURE DE LA REACTIVITE [10 à 13]

La sécurité dans le contrôle des réacteurs à l'arrêt mérite d'être analysée, étant donné que si les accidents survenus aux réacteurs nucléaires fonctionnant dans le monde sont très peu nombreux, plusieurs accidents graves se sont produits lorsque l'état du réacteur correspondait à un état sous-critique, c'est-à-dire à un arrêt de la réaction en chaîne. Le contrôle des piles à l'arrêt est surtout marqué, du point de vue de la sûreté, par les modifications susceptibles d'être apportées volontairement ou non au milieu multiplicateur: combustible, modérateur, réflecteur, etc., c'est-à-dire au bilan de réactivité. Aussi est-ce pendant les opérations de chargement et de déchargement que les risques d'accident de réactivité sont les plus grands. Pour les réacteurs de production (à cœur de grandes dimensions comme ceux de la filière graphite-gaz), la meilleure solution est de maintenir le réacteur en puissance pendant les opérations de chargement et de déchargement, puisque les vitesses d'insertion de réactivité sont faibles.

Par contre, pour les réacteurs à haut flux ou leurs maquettes, les vitesses d'insertion de réactivité sont plus grandes et les valeurs de la réactivité insérée à chaque opération risquent d'être importantes; les

opération de chargement et de déchargement se font alors réacteur à l'arrêt. Deux procédures sont adoptées: soit le maintien d'un potentiel de réactivité négative pendant ces opérations, susceptible d'être introduit à tout moment automatiquement dans le cœur, soit l'introduction dans le cœur de tout le potentiel de réactivité négative (ceci est quelquefois imposé par la construction même du réacteur). La mesure de la réactivité pendant ces opérations est alors très intéressante du point de vue de la sécurité, en particulier pour des valeurs comprises entre 0 et - 1000 pcm. Plusieurs méthodes de mesure de la réactivité en sous-critique sont en cours d'étude ou de développement: la méthode par analyse spectrale du bruit neutronique proposée par M. A. Schultz, la méthode d'excitation du réacteur par source pulsée, surtout intéressante pour les réacteurs expérimentaux de puissance nulle, la méthode d'oscillation de réactivité. La première paraît la plus satisfaisante, car elle ne nécessite aucune intervention externe sur le milieu multiplicateur et autorise une mise en œuvre de matériel assez réduite. Ses difficultés d'application sont bien connues (efficacité et nombre d'informations recueillies par le détecteur suffisant).

Un seul type de méthode de mesure de la réactivité ne peut pas être généralisé pour tous les réacteurs. En effet, chaque réacteur présente souvent des problèmes particuliers. Aussi la sécurité liée à la mesure de la réactivité n'est-elle pas encore systématiquement appliquée pendant les opérations de chargement; seules des mesures de flux neutronique sont imposées, qui posent bien entendu des problèmes de source et de discrimination neutrons-gamma.

5. CONCLUSION

L'évolution actuelle de l'instrumentation tendra de plus en plus à satisfaire les critères de sécurité imposés dans le contrôle des réacteurs, (en particulier le taux d'arrêts intempestifs); une importance particulière est attachée à la fiabilité. La meilleure connaissance de la dynamique des réacteurs permet de diminuer le nombre de sécurités et de se rendre compte que les sécurités liées aux mesures neutroniques et aux mesures thermodynamiques font très souvent double emploi. Il faut souligner néanmoins que l'expérience d'exploitation est indispensable pour faire évoluer favorablement à la fois la nature des sécurités et les actions correctrices qui leur sont liées. Malgré le développement de l'automatisme dans le contrôle, il faut reconnaître qu'une part importante de la sécurité, tout au moins pour les réacteurs expérimentaux, repose sur l'application de consignes administratives élaborées à partir des études faites dans les rapports de sûreté. Une part de ces consignes pourra être réduite lorsque le développement des études liées aux mesures de nouvelles grandeurs (telles que détection de l'ébullition locale, mesure de réactivité en sous-critique) auront conduit à la réalisation d'appareillages facilement exploitables.

REFERENCES

- [1] Rapports de sûreté des réacteurs PEGASE-SILOE-TRITON-EDF I - EDF II.
- [2] Rapports préliminaires de sûreté des réacteurs RAPSODIE-HARMONE-CESAR.
- [3] BOURGEOIS, J., COSTES, D., HENRI, C., SEGOT, S., LAMIRAL, G., «Problèmes de sécurité des réacteurs de puissance à uranium naturel modérés au graphite et refroidis au gaz», Reactor Safety and Hazards Evaluation Techniques II, IAEA, Vienna (1962) 151
- [4] De VATHAIRE, F., LACOUR, J., RASTOIN, J., de ROBIEN, E., «Problèmes de sécurité des réacteurs de recherche modérés et refroidis à l'eau ordinaire», Reactor Safety and Hazards Evaluation Techniques II, IAEA, Vienna (1962) 171.
- [5] LAURENCE, G. C., "Operating nuclear reactors safely", Reactor Safety and Hazards Evaluations Techniques I, IAEA, Vienna (1962) 135.
- [6] L'onde électrique (juillet-août 1964).
- [7] COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE, Spécifications générales MCH/MENT 1, 2e éd., CEN de Saclay (mai 1965).
- [8] FURET, J., La sécurité période pendant le démarrage des piles atomiques, Rapport CEA 2411.
- [9] ENEA-HBWR, Proc. Symp. In-Core Instruments for Power Reactors, Oslo, 15-20 June 1964.
- [10] COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE, C. r. Journées d'information sur le contrôle et la commande des réacteurs nucléaires, Saclay, 16 et 17 décembre 1964.
- [11] SCHULTZ, M. A., Shutdown reactivity measurements using noise techniques, USAEC Contract AT (30-1)-3122.
- [12] VALAT, J., STERN, T., Analyse statistique de la précision de certaines méthodes de mesure de très fortes réactivités, Rapport CEA 2229.
- [13] DEISS, M., UBERSCHLAG, J., Description d'un type d'appareil de mesure de la réactivité, ces comptes rendus (CN-22/11).

DISCUSSION

R. GARIOD: We have noted, in producing logical circuits, that the coefficient characterizing a relay is almost identical with that of a transistor. This would appear to be abnormal - what do you think?

J. FURET: I do not find it abnormal, given the fact that a relay in a safety system rarely goes into operation. Operating staff are of the opinion that it should never go into operation.

With regard to the reliability calculations, it is usually difficult to replace a relay by a single transistor, or by a single static component. Consequently the reliability calculations for some of the static systems that are in the design stage may frighten - and rightly so - those responsible for security. The electronics specialists must bear this in mind and not forget, as often happens, the input and output units. These cannot always be of static design, and the operational results of contact relay systems shed a very interesting light on their reliability.

SOLID-STATE LOGIC FOR REACTOR SAFETY SYSTEMS

S. V. KASARGOD
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,
BOMBAY, INDIA

Abstract

SOLID-STATE LOGIC FOR REACTOR SAFETY SYSTEMS. This paper describes a transistor-diode logic system for reactor safety and interlock functions. The system uses modular construction with four basic types of modules and is designed to fail-safe against the more plausible internal faults in the system. The modules use selected components and potted circuitry. Some of the special advantages of this system are higher reliability, longer life, less maintenance and safety against unintentional disabling of the system by "by-pass" operations. Factors to be considered in the design of systems are discussed by taking the example of a typical reactor scram line. Sound design calls for proper grouping of inputs to the system, and a judicious use of the principle of redundancy.

The design of the modules is briefly outlined. Such design must take into account factors such as ambient temperature variation, supply fluctuations, component tolerances and drifts, and loading conditions. If germanium devices are to be used successfully at higher ambient temperatures, positive cut-off biasing becomes essential. Procedures for testing these modules during production and while in use are also given.

Improvements possible in the logic modules by using silicon devices and printed circuits are discussed. Advantages of integrated circuits for modules are also considered. Although field experience is not available on our system at present, laboratory experience with a mock-up system shows good promise.

1. INTRODUCTION

The use of static switching elements for performing logical operations is well established in digital computers where an imperative need exists for very high operating speeds. On the other hand, in the safety and interlock systems of nuclear reactors, and more generally of industrial plants, where comparatively slower operating speeds can be tolerated, electro-mechanical relays have held the field. Following a well-defined tendency in recent times to replace components with moving parts by ones without, we have developed at Trombay a logic system based on static switching elements employing solid-state circuitry, for the latter application [1].

2. GENERAL DESCRIPTION

Our system uses four basic types of modules for performing the various logical operations. The circuits and functions of these basic modules are given in Fig. 1 and the following are their chief characteristics:

- (a) Complementary pair of binary outputs which are precisely defined functions of the binary inputs
- (b) Power amplification which enables output of one module to be connected to the inputs of several other modules
- (c) Absence of interaction between different inputs to the same module.

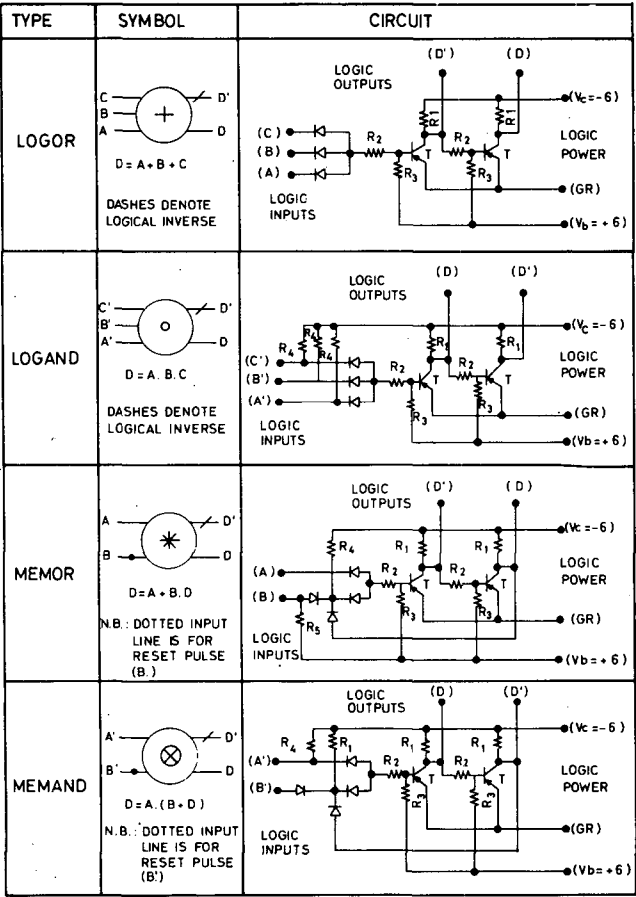


FIG. 1. Basic modules

These characteristics greatly facilitate the design and realization of a logic system.

Those who are familiar with Boolean algebra will not fail to notice the functional redundancy amongst the basic modules. Thus the "LOGOR" and "LOGAND" modules have logically equivalent functions. The same is true of the "MEMOR" and "MEMAND" modules. This redundancy has been purposely introduced to make a fail-safe system design possible.

Consider a logic system constructed by interconnecting a number of these basic modules. This system receives several binary inputs X and produces several binary outputs Y which are definite logical functions of X . We shall arbitrarily specify that, for every module, the "Safe" states of the complementary output pair D and D' must be respectively "0" and "1". It is our objective to confer the following property on our system: whenever the outputs of any module or modules in the system change to their safe states, the corresponding change, if any, in the outputs Y must also be only in the safe direction. We observe that for the specified safe states of module outputs, the safe states

of the inputs correspond to "0" in the "LOGOR" and "MEMOR" modules, and to "1" in the "LOGAND" and "MEMAND" modules. This makes it possible to select a module for a given logical function, according to the desired safe state of its inputs. We may then construct the system according to the following rules:

(1) The inputs of "LOGOR"/"MEMOR" modules shall be connected only to the direct outputs D of other modules in the system or to external binary signals X whose safe states are "0".

(2) The inputs of "LOGAND"/"MEMAND" modules shall be connected only to the inverse outputs D' of other modules in the system, or to external binary signals X whose safe states are "1".

Such a system will possess the desired property.

3. SAFETY CONSIDERATIONS

Consider a system fault which affects the outputs of one or more modules in the system. The resulting system failure will be in the safe direction provided that the fault tends to move the outputs of the affected modules towards their safe states. It is, however, patently impossible to ensure that every fault will affect the modules in this way. One must rather anticipate the nature of the most likely internal faults of the system and endeavour to so design the modules that their outputs move towards their safe states when such faults occur. We shall have to consider our system in somewhat greater detail for this purpose.

3.1. Risks arising from plug-in construction

All our modules are provided with plug-in bases. Power connections to the modules as well as interconnections amongst themselves are made through sockets which accept the various modules. Once made and tested these socket connections, which are behind the panels on which the sockets are mounted, are never disturbed. The chief reasons for providing this plug-in feature are:

- (a) To facilitate trouble-shooting
- (b) To permit periodical checking of individual modules
- (c) To facilitate "by-pass" operations (section 3.5).

However, it is precisely this feature which now introduces a comparatively major source of unreliability into the system. Because, by proper circuit design, careful component selection and manufacturing technique, subsequent encapsulation and periodical testing of modules, we believe it possible to attain such high reliability levels in the modules themselves, that we may disregard the possibility of a failure there.

The plug-in feature entails the following important possibilities:

- (a) A module removed from the system for testing or some other purpose, may be unintentionally left out
- (b) A module of one type may be unintentionally replaced by a module of another type.

To render the system fail-safe against the first possibility, we have arranged, in each type of module, for the inputs to be automatically driven

to their safe states whenever the input signal lines remain open. This explains the function of resistors R_4 in the "LOGAND" and "MEMAND" circuits and the function of R_5 in the "MEMOR" circuit. The second possibility may be readily excluded by rendering the different types of modules non-interchangeable by either mechanical or electrical means.

3.2. Power supply failure

Our modules require two supplies: -6-V d.c. for collector power and +6-V d.c. for out-off bias. Because of the low voltage and current requirements of the modules, it is rather easy to provide storage batteries for backing up the main power and consequently there is little risk of a power supply failure. However, one may further limit the possibility of an unsafe failure of the system arising from this event (1) by continuously monitoring both the supply voltages, and (2) by specifying that the outputs Y of the system shall be derived only from direct outputs of modules.

3.3. High ambient temperatures

The vulnerability of transistor circuits to high ambient temperatures is well known. Our modules, which presently employ germanium transistors, are no exception. By careful circuit design and positive cut-off biasing, we have been able to secure entirely satisfactory and safe operation of these modules up to an ambient of 45°C which is well in excess of temperatures which the modules are likely to encounter in service. Nevertheless, this temperature limitation should be borne in mind in locating the system, and as a further precaution, the continuous monitoring of the system's ambient temperature is to be recommended.

3.4. Precautions in system design

Although the failure of a module is considered very unlikely, it is nevertheless advisable to take certain precautions in system design, to guard against unsafe failure of modules at certain critical locations in the system. We shall illustrate these by a concrete example.

A reactor scram line is to receive signals from three power channels, two period channels, three temperature channels and a coolant flow channel. For a scram, 2/3 coincidence is required in the power channels, while a single scram signal from any of the remaining channels is to suffice. In addition, a manual scram is to be provided.

Figure 2 illustrates a possible scram line design according to these requirements, based on our four-module system. Scram inputs are obtained from normally open contacts of instrument operated relays. When the conditions are normal, these relays remain energized and their contacts are closed. As soon as any instrument senses a dangerous condition, it reduces the excitation to its associated relay, allowing its contacts to open and thereby providing a scram signal. Once the reactor has scrammed, it can be restarted only when all scram signals have been removed and the output "MEMAND" module has been reset through the STARTUP INTERLOCK system.

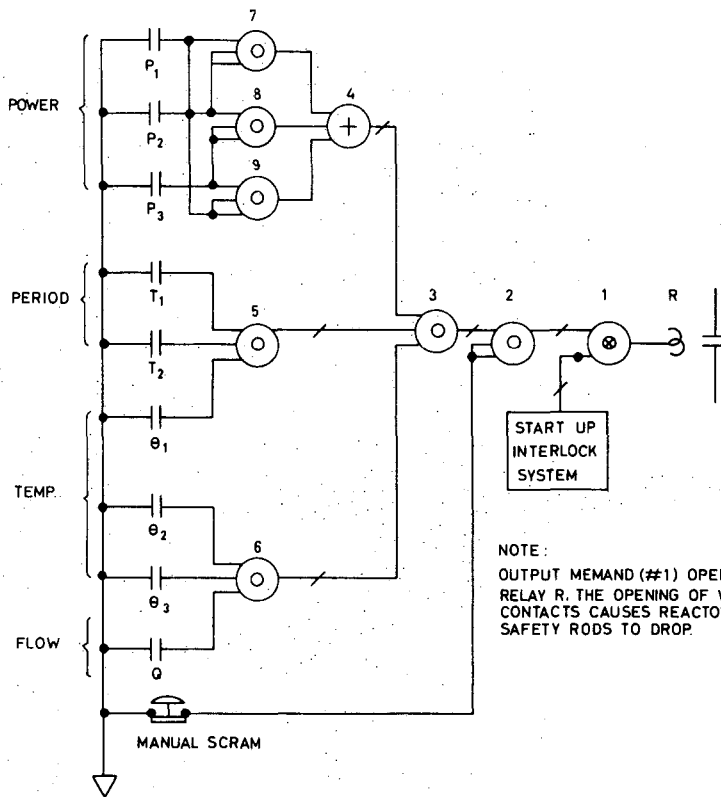


FIG. 2. Scram line design - not recommended

The design of Fig. 2 is open to the following objections:

(a) An unsafe failure of either No. 1 or No. 2 modules in this system will result in a total failure of the scram line (by unsafe failure of a module, we mean a failure in which its outputs remain in the unsafe state when they ought to be in the safe state)

(b) Under the conditions stated above, even any emergency action by the human operator is excluded, as the manual scram signal must also pass through these modules

(c) An unsafe failure of No. 3 module cuts out all instrument scram signals, thereby causing a near total failure of scram line

(d) An unsafe failure of No. 4 cuts out all power scram signals. Similarly an unsafe failure of No. 5 cuts out both the period scram signals.

To eliminate these objections, we have re-designed the system as shown in Fig. 3. The first and the third objections have been removed by adding a redundant "MEMAND" module No. 1a, at the output, and re-arranging the "LOGAND" module Nos 2 & 3. Total failure of scram is not possible, now, unless the combination (Nos 2, 1, R) and the combination (Nos 3, 1a, Ra) both fail simultaneously in an unsafe way. Even if this should happen, the manual scram is still effective through its contacts placed directly in series with the

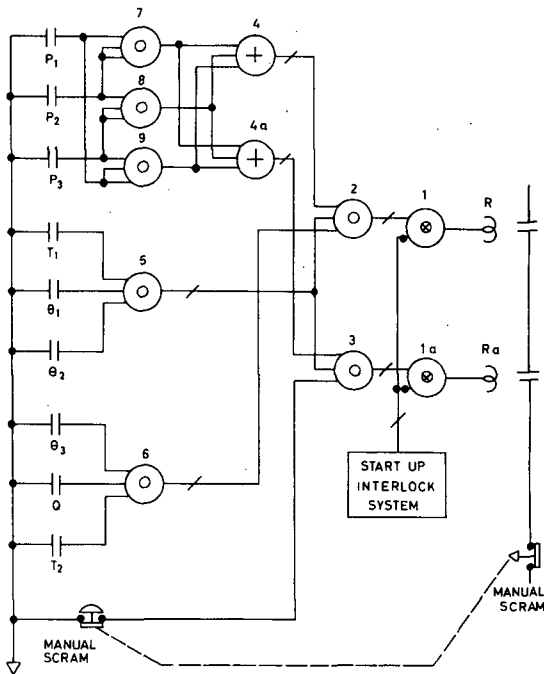


FIG. 3. Scram line design - recommended

output relay contacts. Thus the second objection has also been removed. Finally the fourth objection has been removed by adding a redundant "LOGOR" module No. 4a, and by properly re-distributing the inputs to "LOGAND" module Nos 5 and 6.

We recapitulate that, even if the unsafe failure of our modules is very unlikely, proper system design is nevertheless essential.

3.5. By-pass operations

It is sometimes necessary to by-pass certain safety interlocks in the course of plant maintenance or operation under special conditions. In our system, this by-passing operation is carried out by replacing one (or more) of the standard modules on the logic panel with a so-called "BY-PASS" module. The latter is an auxiliary module type which furnishes an unsafe state of outputs, irrespective of the input state, by connecting the direct output to collector supply and inverse output to ground. "BY-PASS" modules are made so that they are easily distinguished from the standard modules, and their presence on the logic panel readily spotted. The use of "BY-PASS" modules is a basically dangerous practice, and no protection can be offered against their indiscriminate use. Therefore, these modules must always be kept under lock and key, issued only under orders from a responsible authority, placed in the logic system under strict supervision and removed as soon as they have served their function.

4. MODULE DESIGN

We shall only discuss certain general factors to be considered in the module design, here. For detailed circuit design and actual examples, the reader is referred to Refs. [1] and [2].

4.1. General specifications

First of all, some general specifications of the modules have to be laid down. These include, chiefly, the supply voltages, number of inputs per module, output capacity, and operating temperature range. In transistor circuits, low supply voltages are to be preferred so that reverse voltage ratings of devices used offer adequate safety factors. We have used -6-V d.c. for collector power and +6-V d.c. for biasing, as mentioned earlier. Both are maintained within $\pm 5\%$ of their nominal voltage.

Our logic modules (LOGOR & LOGAND) accept up to three inputs. To some extent, this choice is an arbitrary one. A greater number of inputs per module may well prove more economical in very large and complex systems. The maximum number of module inputs which can be permitted to load a single module output must be restricted, because such loading reduces the voltage differential corresponding to change of output state. We have designed our modules so that a single output can drive up to four inputs. This output capacity appears to be adequate for most purposes.

Increased transistor leakage at elevated working temperatures, also has the effect of reducing the voltage differential corresponding to change of output state. At very high temperatures, there is also the possibility of irreversible damage occurring to transistors. For logic systems located in reactor control rooms, operability in ambients up to 45°C should perhaps suffice. Our modules, using germanium devices, are designed for this temperature limit.

4.2. Circuit design

The basic building block of our modules is the inverter circuit shown in Fig. 4a. The idealized transfer characteristic of this circuit is shown in Fig. 4b. In practice, this characteristic is subject to variations, according to (1) supply voltage fluctuations, (2) temperature changes, (3) component tolerances, and (4) output loading.

The chief design problem is to ensure that, under all conditions, (1) the differential between the maximum and minimum output voltages of the inverter remains adequately large, and (2) the rate of fall of output is sufficiently steep at the intersection of the characteristic with the line $V_0 = V_1$ [1].

These properties guarantee that when a binary signal undergoes repeated inversions, in its passage from the input end of a logic system to its output end, it does not lose its definition.

Another important problem of circuit design is to ensure that module outputs are driven to their safe states when inputs are open (see section 3.1). There are other routine aspects of circuit design concerned with the operation of all components well within their electrical and thermal ratings, which need no elaboration here.

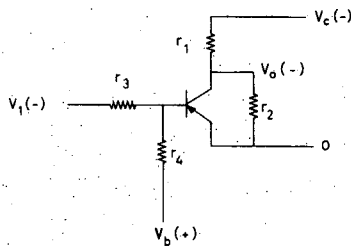


FIG. 4a. Basic inverter circuit

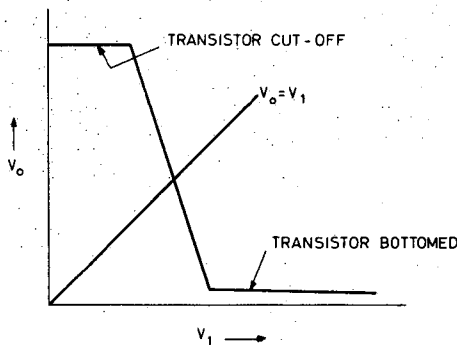


FIG. 4b. Transfer characteristic of the basic inverter

5. CONCLUSION

In the solid-state logic described by us, we hope to secure a higher reliability, a longer life and a lesser need for routine maintenance compared to conventional relay logic. However, no claims can be made in that direction as no field experience is available on our system to date. We have not made any special efforts to secure high operating speeds in our modules. Nevertheless, they are very much faster than relays [2]. This leads to the interesting possibility of introducing self-checking routines in the logic system without taking it out of operation.

The replacement of germanium devices by silicon devices, in our modules, ought to raise their working temperature limit to at least 100°C . It may also be possible, in this way, to eliminate the need for positive biasing. Modules may then be so designed that any poor connection, except for ground connection, will lead only to a failure in the safe direction.

Printed circuit techniques offer a very good means for producing our modules cheaply. The simplicity of the circuits may eventually lead to integrated circuit modules similar to those already in use in computers [3].

The solid-state logic programme, at Trombay, is a part of a more general movement in the whole field of electronics. The next logical step in the programme would be to replace relays at either end of the logic system.

Development of solid-state annunciation systems, to go with solid-state logic is already in hand and has made good progress.

REFERENCES

- [1] KASARGOD, S. V. , RAO, K. R. , Semiconductor logic for reactor safety and interlock systems, Atomic Energy Commission (India), Rep. AEET/ED/SG/18 (1963).
- [2] KRZYCKI, A. , Application of BEL semiconductors in reactor control and safety systems, Atomic Energy Commission (India), Rep. AEET/ED/SG/21 (1964).
- [3] POWERS, G. L. , WIDLAR, R. J. , New developments in integrated circuits, Electronic Industries (Sep. 1964) 73.

IMPROVEMENT OF REACTOR SAFETY-SYSTEM RELIABILITY BY MEANS OF REDUNDANCY

P. TIMMERMANN

RESEARCH ESTABLISHMENT RISØ, ROSKILDE,
DENMARK

Abstract

IMPROVEMENT OF REACTOR SAFETY-SYSTEM RELIABILITY BY MEANS OF REDUNDANCY. In reactor safety it is generally accepted that the essential reliability factors are the concept of safe and unsafe failures, the fail-to-safety principle, redundancy and testing of safety equipment. The main contributions, especially concerning the two-out-of-three system, are reviewed in the light of these factors, and the possible causes of the existing discrepancies between the theoretical models and operating experience are discussed. It is indicated that certain extensions of the present models may facilitate the proper design and maintenance procedure.

The redundancy problem in general digital circuits has many counterparts in safety systems. The safety channels, used as on-off devices, as well as the logical decision elements, which are usually disregarded in models, may be analysed from this point of view. Some methods of applying redundancy on the logical level are discussed in connection with a replacement of relays by solid-state circuits. Progress here has been rather slow, and several designs have been suggested which overcome the problems of logical element reliability by extensive use of fail-to-safety philosophy and self-checking in non-redundant systems.

1. INTRODUCTION

Faults in safety equipment may affect either safety (lack of protection) or serviceability (continuity of operation). Safety can be improved by applying fail-safe principles or by a mere addition of safety equipment, but this may result in a considerable increase in the number of false alarms and unwanted stops. Particular interest has therefore been devoted to redundant arrangements which could improve both factors simultaneously.

In reactor safety systems such redundant schemes have been applied for a long time, especially to the measuring channels that have been most liable to failures. A favourite system has been that of three channels where alarms from two would cause a reactor stop. Some simple probability models indicating the advantages of different systems have been presented by Siddall [1] and, more formally, by Jacobs [2]. Both authors point out the necessity of repairs and the difficulty of ensuring independence between the redundant units and of testing the whole system without interfering with the operation.

These problems have been treated in a series of review articles [3-7] summing up the experience of safety systems and redundant schemes. Although there is general agreement on the advantages of redundant systems, it seems that the underlying assumptions are often violated so that the overall reliability is reduced far below the predicted level.

A natural approach to this situation has been a closer examination of the sources of interdependence, more elaborate test facilities and greater emphasis on fail-safe designs. Particularly the fast-switching properties and the absence of wear-out mechanisms in solid-state components have

invited to the development of special logic elements applying a.c. signals and arrangements for continuous automatic testing.

The reliability prediction and intercomparison of these very different principles of safe design are extremely deficient, and we must rely mainly on operational experience. Although some years of experience may unveil infant failures, it is questionable whether long-term reliability can be assessed in this way, particularly with regard to safety.

In a search for redundancy techniques and methods of analysis we have examined the developments in some other fields of engineering, especially that of digital technique. This we have done partly because the problem of safety-channel reliability is in fact a binary digital problem and partly because combinatorial networks are involved in safety and interlocking systems.

We must take into consideration that most redundancy techniques within digital systems cover only the concept of intermittent failures - in this connection defined as failures which have a constant probability of occurrence in an operation irrespective of events in earlier operations. In process equipment we must incorporate the time dimension in order to deal with permanent failures which remain until repair or perhaps till the end of the life of the system.

We must also treat failures differently according to their effect on safety and serviceability. This implies a study of different failure modes in components, e.g. shorts and opens, and of the effect on system function of different degradation patterns in the components. These factors may involve different approaches in redundancy.

From a system point of view the structural or hardware redundancy, which is considered here, is only a constituent of the overall reliability, which also includes the whole organization and flow of information, where redundancy can be created by other means. This may be of great importance when integrated computer operation is to be evaluated.

2. REDUNDANT RELAY SYSTEMS

Some of the basic ideas of redundancy in digital and combinatorial networks originate from the papers of von Neumann [8] concerning logic elements (in casu Sheffer elements and majority threshold elements) and from those of Moore and Shannon [9] dealing with unreliable relays. Both think in terms of making the basic elements redundant, and discuss the general question of making arbitrarily reliable elements from which equipment could be designed by conventional methods.

No solution of actual practical problems is sought in these papers. Therefore the assumptions are very crude and the solutions far from optimum. However, the concepts and ideas of analysis, especially those in the paper of Moore and Shannon, can be extended to much more general problems concerning reliable structures. We shall therefore briefly sum up the main points.

A relay is considered to fail in two ways, and all failure mechanisms are localized to the correspondence between coil and contacts. An energized

relay is said to have closed contacts with the probability a and open contacts with the probability $1-a$. When the relay is de-energized, the contacts are considered closed with the probability c and open with the probability $1-c$. When $a > c$, we can identify the contact as a make contact so that $1-a$ and c become the failure probabilities for the two operational modes of the relay.

The redundant structure is obtained by letting several relays with their coils in parallel and their contacts in a suitable combination replace a single relay with a single contact. No allowance is made in the theory for coil or wiring failures. All failures are thus covered by the redundancy, and no single failure in the combinatorial output is able to violate the whole system.

This makes an essential difference between relay redundancy and redundancy of logic elements such as solid-state elements. In logic elements, failures in the common output which can destroy all the redundant information at the same time are highly probable. It would be unrealistic to disregard this type of failure in solid-state logic, but acceptable to exclude them in relay circuits, particularly when the amount of redundancy is modest.

If two relays have their contacts in parallel, the network will close with the probabilities

$$h(a) = 1 - (1 - a_1)(1 - a_2) \text{ when energized}$$

$$h(c) = 1 - (1 - c_1)(1 - c_2) \text{ when de-energized.}$$

A series connection will have

$$h(a) = a_1 a_2 \text{ when energized}$$

$$h(c) = c_1 c_2 \text{ when de-energized.}$$

For the purpose of studying duplication of single relay contacts it is assumed that all relays are identical, that is, $a_1 = a_2$ and $c_1 = c_2$. A given contact structure can then be characterized by a single function $h(p)$. $h(p)$, and p is here defined as the probability of closure of the systems and the single units respectively. The two operational modes are determined by $p = a$ and $p = c$.

For make contacts we obtain as above the failure probabilities $1 - h(a)$ and $h(c)$. The notation is shown in Fig. 1, which gives the function $h(p)$ for an arbitrary structure. The diagonal will be the $h(p)$ function for a single relay, so the improvement is easily read from the figure. The $h(p)$ function for a larger structure may be determined by a successive combination of series and parallel contacts. An expansion theorem may be used to reduce for instance bridge circuits, as shown in Fig. 2 for a five-contact bridge circuit. If the contact in the bridge is replaced by either a short circuit or an open circuit, and the $h(p)$ functions for the simpler circuits are $f(p)$ and $g(p)$ respectively, the probability of closure of the bridge network becomes

$$h(p) = p f(p) + (1 - p) g(p)$$

where further $f(p) \geq g(p)$.

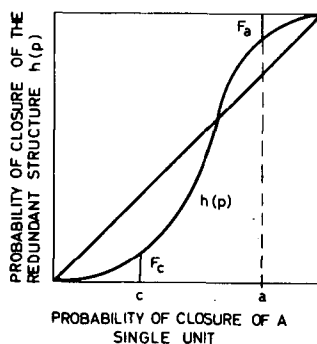


FIG. 1. Probability of closure of a redundant relay contact structure. For a make contact F_A will be the failure probability of energized relays and F_C the failure probability of de-energized relays

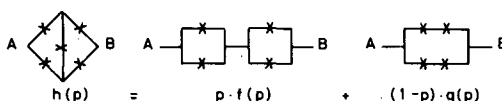


FIG. 2. Derivation of $h(p)$ by reduction of the structure to simpler structures

The main result given by Moore and Shannon is that structures can be built so that an arbitrarily low failure probability can be achieved simultaneously for both modes of operation independently of the quality of the individual relays. $h(p)$ is a polynomial of the form

$$h(p) = \sum A_n p^n (1-p)^{m-n}$$

where m is the number of contacts and A_n the number of ways we can select subsets of n contacts so that the network is closed with these n contacts closed and the rest open. The first non-vanishing term, $A_s p^s (1-p)^{m-s}$, is related to the shortest path through the network. Near $p = 0$, $h(p)$ will behave like $A_s p^s$. The polynomial can also be written

$$1 - h(p) = \sum B_n (1-p)^n p^{m-n}$$

where B_n is the number of subsets of n contacts keeping the network open with these contacts open and the rest closed. The first non-vanishing term, $B_t (1-p)^t p^{m-t}$, is related to the smallest cut set in the network. Near $p = 1$, $h(p)$ will behave like $1 - B_t (1-p)^t$.

A special property of $h(p)$ is that it has at most one crossing with the diagonal in the interval $0 < p < 1$. Only pure series or parallel circuits have $h(p)$ above or below the diagonal. Structures whose $h(p)$ functions cross the diagonal may improve the reliability for both operating modes, and a combination of such structures can lead to an increasingly sharp S-shape with a crossing placed at any appropriate point.

3. REDUNDANT SAFETY CHANNELS

The outlined model of an idealized relay is easily extended to cover a whole safety channel. We will replace the coupling between coil and contact by the whole safety channel, consisting of transducer, amplifiers, etc., and choose to identify the normal plant state with a closed contact. Then a relay failure that opens the contacts will correspond to a safe failure in a transducer or amplifier, and a failure that maintains a contact in a closed position will correspond to an unsafe failure. a and F_a in Fig. 1 will thus refer to serviceability and c and F_c to safety.

If a safety channel is actually terminated by a relay, the relay failures and channel failures will have the same effect, and in series, parallel or bridge networks the relay can be regarded as part of the channel. A slight modification is necessary for k out of m systems because for $k \neq 1$ and $k \neq m$ the function cannot be performed by a single contact for each channel. Network (a) in Fig. 3 shows a normal realization of a 2 out of 3 function. If we insist on incorporating any relay failure in the reliability of the respective channels, we must disregard the failures connected with only a single contact on the relay. If we require that the system must perform for any single channel failure in the presence of relay failures, we must apply additional redundancy to the relay network. Löfgren [10] has shown a minimal redundant network (Fig. 3b) which performs a 2 out of 3 function for any single contact failure. The network in Fig. 3b will have an S-shaped $h(p)$ function which crosses the diagonal, and the abscissa to the point of crossing must be larger than the failure probabilities c and $1-a$ in order to ensure higher reliability. Therefore a single error corrective network is not necessarily superior to the irredundant version.

If we disregard relay failures or include them in the channel reliability then the $h(p)$ function for the system in Fig. 3a is given by

$$h(p) = \sum_k^m \binom{m}{k} p^k (1-p)^{m-k}$$

where p is the probability of function of the whole measuring channel, including relays, when it is assumed that the contacts on the same relay cannot fail independently.

Figure 4 shows the $h(p)$ curves for some simple structures whose function is given by a structure function ϕ with variables x_i for the i 'th unit. ϕ and x_i are supposed to take the values "1" for normal process conditions and "0" for dangerous conditions.

4. NON-SWITCHING SYSTEMS

The method of analysing relay networks sketched here is not limited to switching problems. Consider a system whose single units have two states of performance, function and failure, and let the system function depend on the function of some of the units according to the system structure. This

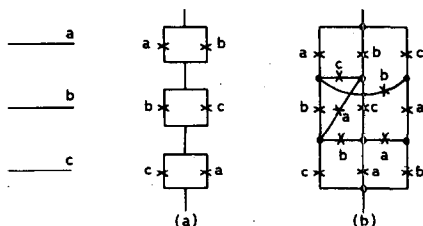


FIG. 3. Relay realization of a 2 out of 3 decision from three safety channels: (a) failure of one of the six contacts and one channel failure may cause system failure; (b) a single contact failure and a single channel failure will never cause system failure

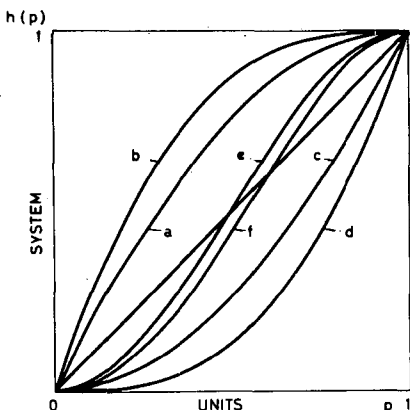


FIG. 4. $h(p)$ curves of some redundant systems

Probability of function	Structure
(a) $h(p) = 2p - p^2$	$\phi = 1 - (1 - x_1)(1 - x_2)$
(b) $h(p) = 3p - 3p^2 + p^3$	$\phi = 1 - (1 - x_1)(1 - x_2)(1 - x_3)$
(c) $h(p) = p^2$	$\phi = x_1 \cdot x_2$
(d) $h(p) = p^3$	$\phi = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
(e) $h(p) = 3p^2 - 2p^3$	$\phi = (1 - x_1)x_2x_3 + (1 - x_2)x_1x_3 + (1 - x_3)x_1x_2 + x_1x_2x_3$
(f) $h(p) = 2p^2 - p^4$	$\phi = 1 - (1 - x_1x_2)(1 - x_3x_4)$

$x = 1$ means function; $x = 0$ means failure; $\phi = 1$ means system function; $\phi = 0$ means system failure

is very similar to the relay case if we consider only one operational mode and choose for instance a closed contact equal to the functioning state and an open contact equal to the failure state. The functioning state of the system then corresponds to a closed path through the contact network.

Birnbaum et al. [11] have extended the concept of relay networks to a far larger class of structures including the k out of m systems and all series, parallel and bridge networks. These structures are named coherent systems and defined by the following properties:

- (a) The system functions when all units function

- (b) The system fails when all units fail
- (c) A functioning system remains in the functioning state when a failed unit is replaced by a good one.

Naturally, the concept of coherent systems is not limited to structures which are physically series-parallel combinations of units or the like. We can regard the structure as a model that explains the dependence between unit function and system function.

Mostly systems with identical units have been studied, but the assumption of identity refers to reliability only and not to the functions performed by the units. We can thus think of a series connection of units as a non-redundant system and of parallel or bridge connections as redundant systems. Of course this will place functional constraints on the redundant structures. It is then unrealistic to maintain an assumption of equal failure probabilities and a generalization of the theory can be made [12].

In coherent systems the units are supposed to have only a single failure mode, but we can make an extension by including units that have two kinds of failures, namely short and open circuits, in analogy with the two failure modes in relays. Referring to Fig. 1, we have for the total failure probability of the redundant system

$$F = F_a + F_c$$

We can apply this redundancy technique to diodes, resistors, condensers, and other components when the changes in total resistance, capacitance, etc., from single shorts or opens can be allowed. Unfortunately such a redundancy technique is less applicable to multi-terminal elements such as transistors, where it is difficult to cover all failure modes and to keep the power dissipation low.

Some safety problems may be analysed by means of such a model having a functional state and two failure states. Consider the situation that no safe emergency state for a process can be defined and the normal safe condition is only maintained as long as some kind of energy is supplied to the system. Examples are shut-down cooling and electric power for control and indication. There will be cases where a mere addition of parallel equipment may increase the probability of single failures which may interfere with the operation of all the redundant equipment. A combined series-parallel connection of units may help.

5. TIME-DEPENDENT RELIABILITY

So far we have discussed the effect of intermittent failures or "one-shot reliability" where time does not enter. When permanent failures are considered, we shall operate in the time domain. This immediately raises the question of repairs to and testing of the system. We shall first see how the system behaves when no repairs are made. Then we shall look at the question how repairs and test should be organized to yield a further increase in reliability.

A basic reliability parameter is the reliability function $R(t)$, defined as the probability of function in a given interval of time t . If we let $R(t)$

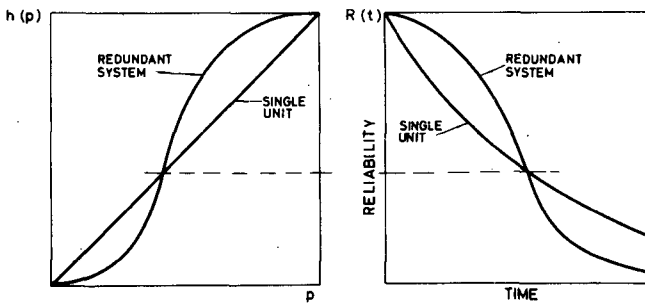


FIG. 5. Correspondence between the reliability functions $h(p)$ and $R(t)$

refer to a single unit and $R_s(t)$ to the system, we can find $R_s(t)$ for a given structure by the transformation $p = R(t)$, so that

$$R_s(t) = h[R(t)]$$

Unfortunately $h(p)$ and $R(t)$ are both named reliability functions in the literature. We have chosen here to refer mainly to just $h(p)$ and $R(t)$.

For a coherent system where the units have two states of performance, function and failure, the correspondence between $h(p)$ and $R(t)$ is given in Fig. 5. A crossing between $h(p)$ and the diagonal corresponds to a limiting operation time t_0 beyond which the redundant structure has a lower reliability than a single unit. For arbitrarily good reliability to be obtained in this case the redundant system should cross at a t_0 greater than the operation time. To describe the reliability of safety systems we shall need the concept of two failure modes. It is common to treat safe and unsafe failures separately, neglecting a simultaneous occurrence of the two types of failure. In this case the safe failures could be treated according to Fig. 5. For unsafe failures we could use the transform $p = F(t)$ where $F(t)$ is the probability of unsafe failures, and apply the same $h(p)$ function. An ideal case would be to consider safe and unsafe failures as mutually exclusive. We could then define a failure probability $F(t)$ irrespective of failure mode, supplemented by the conditional probabilities r for safe failures and s for unsafe failures. Referring again to Fig. 1, we get

$$a = 1 - rF(t) \quad \text{and} \quad c = sF(t)$$

where $r + s = 1$. Arbitrarily high reliability can then be achieved if the crossing takes place near, and in the limiting case for

$$p_0 = 1 - r$$

The assumption of mutually exclusive failures may be realistic for single components, while for multicomponent units, where each component constitutes a source of failure, we can easily imagine successive failures that change the failure state of the unit. This means that a safe failure might cancel an unsafe failure and an unsafe failure prevent a safe failure.

It would be of more theoretical interest in this case to set up a model, which in fact would have to be very detailed.

It should be noted that we can study some of the general structural properties without reference to a particular distribution of failures. For detailed calculations the form of the distribution is essential, of course. The favourite distributions will be the exponential distribution and, in case of prominent wear-out mechanisms, a normal or Weibull distribution.

6. RELIABILITY PARAMETERS: NON-REPAIR CASE

The most common reliability measures are the reliability function $R(t)$ and the mean time to failure $E\{t\}$. As regards an underlying exponential distribution it matters little whether we choose one or the other. In the case of a redundant system that departs considerably from the exponential distribution even when the individual units have exponential failure distributions we can have a large relative decrease in failure probability for short operation times, even followed by a decrease in $E\{t\}$, as compared with a single unit. We must therefore be certain as to which reliability parameter is relevant in a given situation.

Now $R(t)$ and $E\{t\}$ are closely connected by the defining equation

$$E\{t\} = \int_0^{\infty} t f(t) dt$$

where the frequency function $f(t)$ for the lifetimes is given by

$$f(t) = -\frac{dR(t)}{dt}$$

Usually we can put

$$E\{t\} = \int_0^{\infty} R(t) dt$$

because $f(t)$ contains exponential functions.

$R(t)$ is relevant for short operation times and "mission"-oriented tasks, while $E\{t\}$ is interesting in cases where, for instance, the economic return is proportional to the working time or the expenses are proportional to the rate of replacements.

The general effect of the application of redundancy is a considerable reduction in failure probability for short operation times and a rather small increase in mean time to failure, even in the case of an optimum redundant structure. Thus, in case of single mode failures following an exponential distribution, a pure parallel combination will yield a system mean time to failure $E_s\{t\}$

$$E_s\{t\} = E\{t\} \left(1 + \frac{1}{2} \dots + \frac{1}{n}\right)$$

which indicates the general tendency of decreasing return for increasing redundancy.

In safety systems we must expect both safe and unsafe failures to occur at random times during operation. The effect of safe failures is unwanted shut-downs. In the case of power reactors, the important economic factors of shut-downs are temperature cycling and production loss, especially if repairs are not made soon enough to allow a xenon override. The appropriate measure is therefore the rate of shut-downs.

Unsafe failures only have a measurable effect if some incident in the plant equipment calls for protection. To establish a safety measure for the safety system independent of the incident rate of the plant equipment we can define a relative dead-time D as

$$D = \frac{1}{T_t} \int_0^{T_t} (T_t - t) f(t) dt$$

where $f(t)$ as before is the frequency distribution for unsafe failures, and T_t is the operation time (or time between tests for unsafe failures) [13]. D , being the proportion of time without protection, indicates the expected reduction in accident rate if accidents are randomly distributed. D is the reciprocal of the figure of merit introduced by Jacobs [2].

7. REPAIRS TO AND TESTING OF REDUNDANT SYSTEMS

It can be seen from the $h(p)$ and $R(t)$ function that a substantial reduction of the failure rate can only be achieved when the non-redundant system itself is very reliable. Therefore, in the non-repair case, the redundancy should be applied on such a low level that the mean time to failure for the basic units is considerably longer than the operation time.

We can utilize the redundancy to repair single failures during operation without interrupting the system function. This means that a system failure will occur only when a unit is disabled or under repair. The system reliability now depends on the time it takes to correct a failure and on the ability of the redundant structure to accept additional failures during the correction time.

A repair policy will naturally require some means of signalling an arriving failure. If the state of failure of a unit is not directly recognizable, we must apply additional equipment for a continuous detection of the states of the individual units, or periodically perform a test of the system performance. Both arrangements involve a special organization of the system and a reliability problem in connection with detection and test which makes it expedient to apply redundancy on a much higher level than in the non-repair case, so that the additional equipment will be limited. The on-line repair has a great effect on the overall reliability and usually causes larger changes than does the redundancy level or structure. The maintenance policy should therefore be very accurately stated before a general reliability assessment is made.

In safety equipment the safe failures can in principle be signalled to an operator so that a repair-after-failure policy can be adopted instead of a less efficient repair-after-test policy according to which tests are made at regular intervals. However, unsafe failures can only be found by tests, and it is usually difficult to arrange an on-line test for unsafe failures that

ensures the overall performance of the system. The maintenance parameters of primary importance are thus the repair time, the intervals between tests and the duration of tests. These parameters may be statistical variables.

If we apply a repair-after-failure policy to safe failures, false shut-downs should happen only while repairs are going on. The serviceability is thus determined by the repair time, the redundant structure during repair and the total number of redundant units, which approximately determines the repair rate.

Tests for unsafe failures may sometimes be performed so that no disconnection of the unit is necessary. Then the test duration is of less importance. Usually, however, it is necessary to disconnect the unit and apply a test signal. Then the test duration plays the same role as repair time with respect to reduced redundancy. Moreover, the dead-time is determined by test frequency and repair time. The effect of tests for unsafe failures on the serviceability can be illustrated by an example taken from the commonly used 2 out of 3 system.

It is usual to simulate an abnormal plant state from the unit under test if the test requires disconnection of the unit. The remaining system then acts as a 1 out of 2 system ensuring the best safety conditions. During testing a false shut-down will occur if one of the two remaining channels fails in a safe way. The probability F of a false shut-down during the test period x of a single unit is approximately

$$F = \frac{1}{E\{t\}} 2x$$

when $x \ll E\{t\}$. As we make three tests per test period T_t , the mean time between shut-downs caused by testing becomes

$$E_s\{t\} = \frac{E\{t\}}{6x} T_t$$

It is perhaps not always realized that this contribution to unwanted shut-downs may easily be larger than the contribution from the safe failures themselves. This can be seen from the mean time to system shut-down from safe failure alone, which can be shown to be

$$E_s^*\{t\} = E\{t\} \frac{5 + (E\{t\}/E\{r\})}{6}$$

where the unit mean time to failure $E\{t\}$ and the mean repair time $E\{r\}$ are means of exponential distributions. The ratios $E\{t\}/E\{r\}$ and $T_t/6x$ may therefore place a restriction on T_t and thus on the test frequency.

It is expected that a model based on the theory of random processes can fully explain the effect of different maintenance policies. Such models have been published [14, 15], though without integrating the concepts of safe and unsafe failures. We intend to carry out a further investigation on this subject with due regard to the concept of the structure function $h(p)$.

8. COMBINATORIAL NETWORKS

The reliability of combinatorial networks plays a particular role for interlock systems, for the coupling of redundant safety channels and for a possible integration of protective functions in an integrated data-processing system. A logic network with relays can be made more reliable by applying redundancy to the single contacts according to the ideas discussed above. This technique is based on an assumption of failure-free wiring, both between the redundant contacts and between the redundant contact blocks. This last wiring structure establishes the desired logic function, which, on account of the assumptions, cannot be violated by single failures.

The relay model is valuable so long as the failure patterns of the logic elements correspond to that of an idealized relay. It is clearly unrealistic for most solid-state logic elements because the logic function of the elements can be violated by single output failures, which are often more probable than failures in the single inputs.

We are therefore unable to apply redundancy to the individual logic elements in the same way as to relay contacts. The only kind of redundancy applicable to these elements seems to be the multiple-line redundancy suggested by von Neumann [8]. This work is centred on a basic majority element and a Sheffer stroke gate performing the NAND function.

The single connection between succeeding stages is replaced by a bundle of wires, and a signal is interpreted as correct if it is carried on $k \cdot N$ wires, where k is put equal to 93% in the numerical analysis. Outside this limit the signal is said to be wrong. After each stage the bundle must be upgraded by a restoring organ which, with finite reliability, increases the number of correct signals. Figure 6 shows this restoring process made by majority elements. Von Neumann's work is based on the assumption of intermittent failures having the same probability of occurrence, independently of the input. Further, the redundancy level is of the order of 10^4 - 10^5 , and the mathematical approximations are in accordance with this. The results have therefore little bearing on technical problems, which has not been claimed either.

A variant of the multiple-line redundancy is suggested by Tryon [16] in connection with OR and AND gates. Tryon's quadded logic is shown in Fig. 7, and the circuit is seen to correct any single failure. The restoration is here distributed in the network.

There has been no attempt to apply a concept like the $h(p)$ function to these logic networks from which an evaluation of the safe and unsafe failure characteristics could be made.

A promising suggestion is made by Brzozowski and Amarel [17], who avoid specifying a particular function for the basic element. In an element with two inputs and one output there is given a probability p_i that the element performs the i 'th of the 16 possible functions. This includes failures of both the output and the individual input signals. By this approach we can divide failures into safe and unsafe failures so that both safety and serviceability can be evaluated.

Table I shows this idea applied to two logic circuits which are in actual use. The ratio of failure rates for transistors, diodes and resistors has

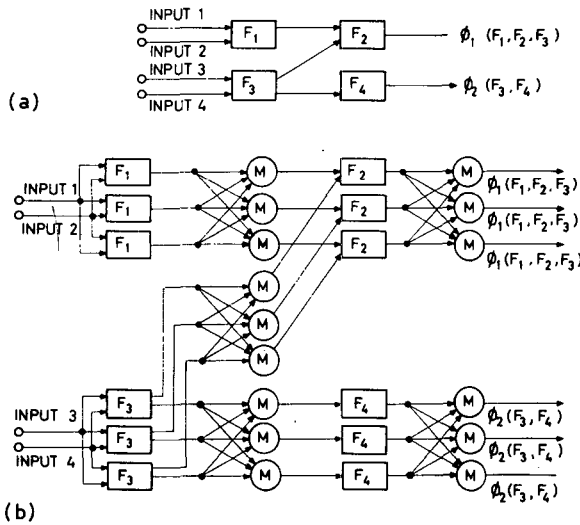


FIG. 6. Multiple line redundancy with restoring organs

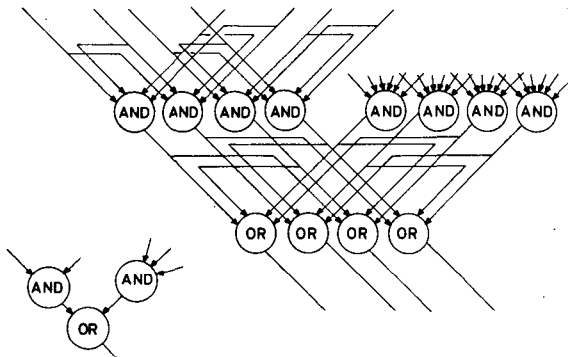


FIG. 7. Tryon's quadded logic

been chosen to be $1:1:10^{-2}$. Resistors are assumed to open in 90% of the cases, while transistors and diodes are assumed to have the same probability of open and short circuit. The operation time is so adjusted that we have 1% chance of failure in a transistor (failure rate times operation time equals 10^{-2}). When considering redundancy, it is worth observing that 1/10 to 1/3 of the failures may violate the power supply and signals to other logic elements. Special redundant arrangements become necessary if we wish to make great improvements.

Obviously a redundant logic system that can correct one or several errors will have properties similar to those of a redundant relay network with an S-shaped $h(p)$ function. The redundant system will be more reliable if the basic elements have small failure probabilities, but may be less

TABLE I

DISTRIBUTION OF FAILURE PROBABILITIES
IN LOGIC ELEMENTS

	Circuit I	Circuit II
Design function (AND)	99 %	97 %
Always "zero" output	0.2%	0.7%
Always "one" output	0.6%	0.5%
Output equal to input A	0.1%	0.5%
Output equal to input B	0	0.5%
Power supply or preceding stage violated	0.1%	1 %

reliable than the irredundant circuit in case of greater failure probabilities or - considering permanent failures - longer operation times.

In safety circuits the tendency has been to choose non-redundant systems with extremely good fail-safe properties, or to apply some redundancy on system level to improve the often poorer serviceability.

An interesting variation of a logic element is suggested by Pierce [18]. He applies a threshold element, but adjusts the inputs according to the reliability of the preceding stages so that the more reliable inputs have a greater influence on the decision taken by the threshold element. Pierce claims large increases in reliability, but assumes the weights and threshold elements to be failure free. Also in the case of permanent failures there should be a continuous adaptation, which would be subjected to failures itself. Teoste [19] has reviewed different redundancy schemes applicable to both relay elements and solid-state elements with unreliable outputs. He looks at a system with 500 basic elements which are all necessary for the system function, and applies different redundant schemes. Figure 8 shows the failure probabilities of two systems, (a) and (b), in which the units are directly duplicated, and of three systems, (c), (d) and (e), in which the outputs from the redundant units are compared before a signal is transmitted to the next stage. (a) is parallel connection, (b) a series-parallel connection like network (f) in Fig. 4, (c) has a 3 out of 5 majority element, (d) has a comparison element with relay-like switching elements arranged like (b), and (e) is a majority element which (without failure) switches off a failed input and adjusts the decision according to the reduced number of inputs.

It is characteristic of most literature on redundancy in digital systems that most quantitative results rely on coarse assumptions with respect both to the failure modes of the components and to the mathematical calculations. Particularly dangerous can be the assumption that failures in the input of a logic element will only involve that particular element. Such a failure may change the output of the preceding stage and thus the input to other elements connected to that stage. Another assumption is the one involving failure-mode symmetry, according to which all logic elements have the same failure probability irrespective of the input. This assumption may be realistic in

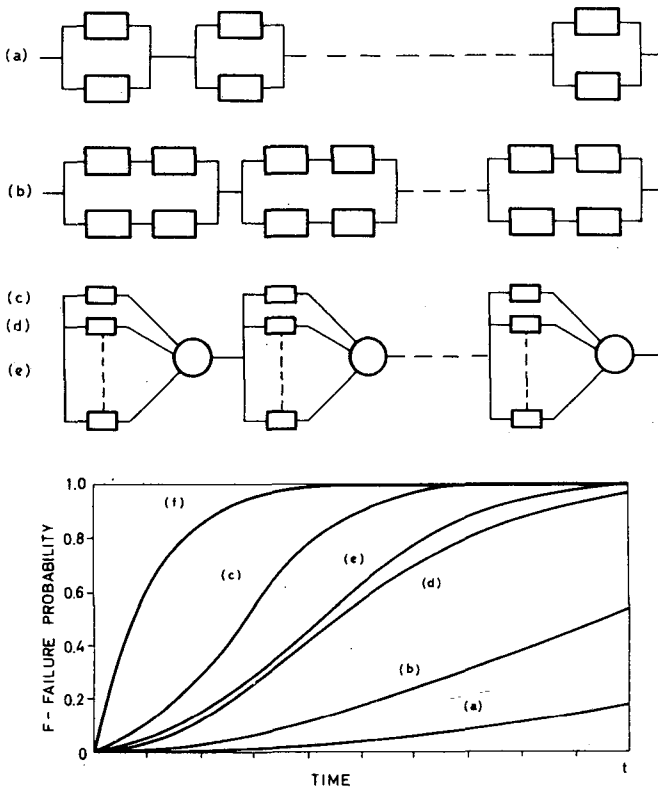


FIG. 8. Comparison of different redundancy schemes: (a) parallel; (b) series parallel; (c) majority decision; (d) series-parallel decision; (e) modified majority decision; and (f) irredundant system

noisy communication systems, where the two binary signals may have equal failure probabilities, but it does not hold for permanent failures in logic elements and will prevent an examination of the safety properties.

9. FINAL REMARKS

It is shown that the theory of redundant relay reliability is a very suitable model for safety systems when proper extensions are made to include permanent failures and repairs. It should be possible to make a proper weighting of the contributions to the reliability from the redundancy structure, the maintenance policy and the fail-safe properties of the individual units.

The analysis of logic circuits used for instance in interlock systems and sequential circuits is far less satisfying and can only be realistically made for switching elements like relays and for larger units having a much lower reliability than the elements which are to make single decisions from the redundant units. When redundancy is applied on the component or logic-element level, the reliability is more often specified as the number of errors that can be tolerated, whereby a probabilistic determination of the circuit

behaviour is avoided. This makes it difficult to study the effect of permanent failures and repair policies. A closer study of redundancy in logic structures is important, also from the point of view of weighting of the redundancy in structure and of coding of the information within a larger system so that the best choice can be made with proper regard to both intermittent and permanent failures.

There remains the question of choosing a failure model which describes all relevant failures in the actual components and circuits. A redundant scheme should at least correct for the more probable failure modes in the components. This implies that the more improbable failure modes may control the overall reliability if they are not included in the redundancy because they pass unnoticed in the normal operation of irredundant equipment.

In connection with safety equipment there remains to be fixed a reliability specification concerning an acceptable safety level. This level depends on the complicated question of assessing an acceptable accident rate, which has been discussed by Siddall [20]. Thus the weighting of safety and serviceability must rely on sound traditions, and the detailed reliability analysis serves the purpose of relative comparisons of different designs. It is expected that the reliability modelling may lead to some changes in design and in the choice of components so as to fit the particular assumptions of an advantageous redundant scheme.

REFERENCES

- [1] SIDDALL, E., A study of serviceability and safety in the control system of the NRU Reactor, AECL 399 (1954).
- [2] JACOBS, I. M., Safety systems for nuclear power reactors, Trans. AIEE pt. 1, 76 (1957) 670-73.
- [3] SCHULTZ, M. A., Reactor safety instrumentation, Nucl. Saf. 4 2 (1962) 1-13.
- [4] SIDDALL, E., Reliability of reactor control systems, Nucl. Saf. 4 4 (1963) 1-7.
- [5] EPLER, E. P., Reliability of reactor systems, Nucl. Saf. 4 4 (1963) 72-76.
- [6] DITTO, S. J., Redundancy and coincidence in reactor safety systems, Nucl. Saf. 2 4 (1961) 16-17.
- [7] JACOBS, I. M., Safety system design technology, Nucl. Saf. 6 3 (1965) 231-45.
- [8] von NEUMANN, J., "Probabilistic logics and the synthesis of reliable organisms from unreliable components", in Automata Studies (SHANNON and MCCARTHY, Eds.) Princeton University Press, Princeton, N.J. (1956).
- [9] MOORE, E. F., SHANNON, C. E., Reliable circuits using less reliable relays, J. Franklin Institute 262, pt. 1 (1956) 191-208; pt. 2 (1956) 281-97.
- [10] LÖFGREN, L., Self-repair as the limit for automatic error correction, Proc. Symp. Principles of Self-Organization (FOERSTER and ZOPF, Eds.) Pergamon Press (1962) 202.
- [11] BIRNBAUM, Z. W., ESARY, J. D., SAUNDERS, S. C., Multicomponent systems and structures and their reliability, Technometrics 3 1 (1961).
- [12] ESARY, J. D., PROCHAN, F., "The reliability of coherent systems", in Redundancy Technique for Computing Systems (WILCOX and MANN, Eds.) Spartan Books (1962) 47-62.
- [13] RASMUSSEN, J., TIMMERMANN, P., Safety and reliability of reactor instrumentation with redundant instrument channels, Risø Rep. 34 (1962).
- [14] HORNYAK, S. J., Mathematical interrelationship between reliability and maintainability in various system models, IEEE Trans. on Applications in Industry 83 75 (1964) 413-20.
- [15] UNDERKOFFLER, V. S., COCKRELL, J. L., MAGEE, J. H., Nuclear protective system design for reliability, IRE Trans. nucl. Sci. 8 (1961) 130-48.
- [16] TRYON, J. G., "Quadded logic", in Redundancy Technique for Computing Systems (WILCOX and MANN, Eds.) Spartan Books (1962) 205-28.
- [17] BRZOZOWSKI, J. A., AMAREL, S., "Theoretical considerations on reliability properties of recursive triangular switching networks", in Redundancy Technique for Computing Systems (WILCOX and MANN, Eds.) Spartan Books (1962) 70-128.

- [18] PIERCE, W.H., Adaptive decision elements to improve the reliability of redundant systems, Institute of Radio Engineers, National Convention Record 10 (4) (1962) 124-31.
- [19] TEOSTE, R., Digital circuit redundancy, IEEE Transactions on Reliability (June 1964).
- [20] SIDDALL, E., Statistical analysis of reactor safety standards, Nucleonics 17 2 (1959).

DISCUSSION

R. J. COX: I would like to congratulate Mr. Timmermann on his paper. He has managed to draw a balance between a purely theoretical approach and an appreciation of the practical engineering problems. The coupling between items in a redundant system is often not considered adequately; moreover, data on reliability obtained from sources that are not representative of the intended mode of operation are frequently employed. Most sources of coupling can be traced to the human factor - often inadequate design or inadequate maintenance. The use of integrated circuits, as compared with discrete components, reduces the number of places where design errors can arise. Also, by the use of such circuit modules, the chances of bad workmanship on installation are reduced and, because of the enormous production of such devices for computers, the reliability data is more pertinent. I would suggest that the use of integrated circuits should help to reduce the significance of the coupling problems Mr. Timmermann high-lights.

J. FURET: I agree that it is better to limit the number of discrete components in order to obtain better reliability data. At the present stage of technical development, however, I do not think it is possible to construct a safety system entirely of integrated circuits; one has always to add the input and output units, the reliability of which must be taken into account - and there you may get surprises. From the point of view of experimentation and calculation, most of our information is unfortunately about contact techniques.

P. TIMMERMANN: One usually finds that the simple system is insufficient. Steps are then taken to improve the system, whereupon the question arises whether one has actually achieved an improvement. We shall not only look at components, but try to ensure that information concerning the key details of the redundant system is transmitted to the maintenance people so that the systems do not become degraded or too liable to basic mistakes.

Our approach is to use a more realistic model which brings out the weak points and enables us to compare different systems.

J. WEILL: If one considers the reliability of a safety system as a whole one usually finds that the mechanical parts, such as safety rods, are much more reliable (by a factor of 1000) than the electronic parts. One should therefore concentrate one's efforts on the electronics.

P. TIMMERMANN: The reliability model is not restricted to electronic parts; when properly translated it should also be able to explain mechanical failures.

CONCEPTION DES CIRCUITS DE SECURITE D'UN REACTEUR EXPERIMENTAL COMPORTANT UN TRAITEMENT NUMERIQUE DES INFORMATIONS

G. di GIACOMO

GROUPEMENT ATOMIQUE ALSACIENNE ATLANTIQUE,
LE PLESSIS-ROBINSON, SEINE, FRANCE

Abstract — Résumé

DESIGN FOR EXPERIMENTAL REACTOR SAFETY CIRCUITS INVOLVING NUMERICAL DATA PROCESSING. The paper gives a brief description of the reactor, followed by an exposition of the principles underlying the design of the safety circuits, stress being laid on problems of redundancy of measurements and of inter-signal coincidences. The data processing computer plays a part in the safety of the reactor. Its role in the safety circuits is defined, together with the extent of its participation in the triggering of corrective action. A brief description is given of the general structure of the safety circuits showing the application of the above principles and the structure of the numerical data processing with the essential features associated with safety. These include in particular the duplication of certain units and the separation of measurement channels.

In view of the complexity of the circuits, tests are arranged under load conditions, to check their proper operation. The various test systems are described, including the following:

- The fine pulse test, giving a check on the proper operation of the whole safety logic including the safety rod holding magnets.
- Tests of data processing. These tests will automatically cause the switch-over to the duplicate units.

The paper concludes with a description of the technology underlying the safety circuits; emphasis is placed on matters of reliability of both components and sub-assemblies.

CONCEPTION DES CIRCUITS DE SECURITE D'UN REACTEUR EXPERIMENTAL COMPORTANT UN TRAITEMENT NUMERIQUE DES INFORMATIONS. L'auteur décrit brièvement le réacteur, donnant en même temps un exposé de la philosophie de conception des circuits de sécurité, l'accent étant mis sur les problèmes de redondance des mesures et des coïncidences entre signaux. Le calculateur du traitement d'informations participe à la sécurité du réacteur; son rôle dans les circuits de sécurité est défini, ainsi que les limites de son intervention dans le déclenchement des actions correctrices. L'auteur décrit également la structure générale des circuits de sécurité montrant l'application des principes précédents ainsi que la structure du traitement numérique des informations faisant apparaître les impératifs liés à la sécurité. En particulier, le doublement de certains organes, la séparation des voies de mesure.

Compte tenu de la complexité des circuits, des tests sont prévus pour contrôler le bon fonctionnement des différents circuits. Les différents systèmes de tests sont décrits, en particulier:

- le système de test par impulsions fines, permettant de vérifier le fonctionnement de toute la logique de sécurité jusqu'aux électro-aimants de maintien des barres de sécurité
- l'organisation des tests du traitement d'informations; ces tests provoquent la commutation automatique des organes doublés.

Finalement l'auteur décrit la réalisation des circuits de sécurité, l'accent étant mis sur les problèmes de fiabilité des composants et des sous-ensembles.

1. DESCRIPTION DU REACTEUR

Le réacteur est un réacteur expérimental du type à boucle. Le modérateur est constitué par de l'eau lourde contenue dans une cuve. Un circuit de refroidissement indépendant permet d'évacuer la puissance dégagée dans le modérateur. Une couronne dite « zone nourricière », constituée par des éléments combustibles en uranium très enrichi et

refroidie à l'eau lourde par un circuit indépendant légèrement pressurisé, constitue une source importante de neutrons.

Au centre de cette couronne, douze canaux expérimentaux équipés de tubes de force permettent de constituer cinq boucles expérimentales entièrement indépendantes, soit quatre boucles simples ne comportant qu'un canal expérimental et une boucle multiple comportant huit canaux en parallèle. A l'extérieur de la couronne nourricière sont disposées les barres de contrôle; il y a quatre barres de sécurité, dix barres de compensation et deux barres de réglage.

Trois boucles expérimentales sont actuellement prévues pour être refroidies par des liquides organiques.

Cette brève description du réacteur permet de se rendre compte de la complexité du contrôle d'un tel ensemble. D'autre part, les expériences de tous types qui peuvent être faites dans les boucles expérimentales obligent à étudier en détail le comportement dynamique du réacteur en fonctionnement normal et en régime d'accident. Une attention particulière a été apportée à la conception des circuits de sécurité que nous allons décrire.

2. CONCEPTION DU SYSTEME DE PROTECTION DU REACTEUR

Compte tenu des divers essais prévus sur les boucles expérimentales, en particulier sur la tenue des éléments combustibles, il est nécessaire d'éviter au maximum les cyclages thermiques involontaires. D'autre part, la disponibilité du réacteur doit être la plus élevée possible. Ces conditions d'exploitation nous ont conduit à imposer un certain nombre de conditions à l'ensemble du contrôle, en particulier:

- Réduire le plus possible le nombre des arrêts du réacteur et surtout les arrêts inutiles;
- Réduire le plus possible la longueur des arrêts du réacteur en cas d'incident.

Ces conditions ont une grande influence sur la conception et la structure des circuits de protection de l'installation. Nous nous attacherons plus particulièrement aux circuits commandant l'arrêt du réacteur par action sur les barres de contrôle et les circuits d'intervention en cas de rupture d'un tube de force.

En général, un mauvais fonctionnement ou un incident est décelé par la variation anormale d'un paramètre caractéristique. La chaîne de détection est constituée par un amplificateur et un système déclencheur qui fournit un signal logique tout ou rien lorsque la valeur du paramètre considéré dépasse une valeur de référence, ce signal logique étant utilisé pour déclencher les actions correctrices nécessaires.

Lorsqu'un mauvais fonctionnement ou un incident est décelé par une variation anormale d'un paramètre, l'action correctrice n'est déclenchée que par la coïncidence de deux signaux traduisant cette variation anormale. Dans tous les cas où cela est possible, trois détecteurs indépendants sont prévus pour la mesure d'un même paramètre. Le déclenchement de l'action correctrice est obtenu par coïncidence de deux signaux sur trois.

Dans certains cas, il est impossible d'avoir trois détecteurs pour la mesure d'un paramètre; l'action correctrice est alors déclenchée par la

coïncidence de deux signaux caractérisant la variation anormale de deux paramètres dont l'évolution simultanée caractérise un mauvais fonctionnement.

On évite ainsi le déclenchement intempestif d'une action correctrice due à la défaillance d'une chaîne de détection de la variation anormale d'un paramètre.

Le déclenchement de l'arrêt d'urgence du réacteur étant obtenu par annulation d'une tension, les circuits logiques de commande peuvent aussi provoquer un arrêt d'urgence intempestif. On s'en protège en doublant entièrement l'ensemble des circuits logiques de combinaison des signaux d'arrêt d'urgence depuis la sortie des déclencheurs. L'ordre d'arrêt d'urgence n'est exécuté que si l'ordre est donné simultanément par les deux circuits, la coïncidence est ici de 2/2.

Mais une telle structure risque de laisser le réacteur sans protection si une des chaînes présente un défaut non sûr, c'est-à-dire ne provoquant pas le déclenchement de l'arrêt d'urgence lors de la variation anormale d'un paramètre. Pour pallier cet inconvénient, on a prévu des tests permanents permettant de déceler très rapidement un défaut non sûr des circuits logiques d'arrêt d'urgence. D'autre part, un incident ou un mauvais fonctionnement sera décelé par la variation anormale simultanée de plusieurs paramètres. Dans la plupart des cas, l'arrêt d'urgence sera déclenché par deux voies différentes. Ainsi il y a redondance au niveau des mesures pour une voie de déclenchement et redondance au niveau des voies de déclenchement de l'arrêt d'urgence, ce qui permet de se protéger de la plupart des défauts et de ne pas laisser le réacteur sans protection.

L'arrêt d'urgence du réacteur provoque des chocs thermiques importants sur le combustible. D'autre part, l'effet xénon est très important. Il est donc nécessaire de redémarrer très rapidement après un arrêt du réacteur si l'on veut passer le pic xénon.

Ceci n'est pas toujours possible, malgré la présence du démarrage automatique qui réalise le démarrage le plus rapide possible compte tenu de la sécurité et des gradients thermiques admissibles.

Une étude dynamique très complète sur calculateur a permis de montrer qu'une réduction de puissance obtenue par l'introduction programmée de quatre barres de compensation dans le réacteur évitait, dans presque tous les cas d'accident, un arrêt d'urgence. Cette action correctrice permet, dans de nombreux cas, de maintenir la puissance du réacteur à une valeur suffisante pour ne pas être gêné par l'effet xénon, sauf peut-être à la fin du cycle du combustible de la zone nourricière. On a prévu deux types de réduction de puissance:

a) L'incident ou le mauvais fonctionnement est décelé par la variation anormale d'un paramètre sans que l'on ait décelé la cause de cette variation. Dans ce cas les quatre barres sont introduites dans le réacteur dès que le paramètre surveillé atteint une valeur anormale; le mouvement des barres est arrêté automatiquement environ 1,5 s après que le paramètre a retrouvé une valeur normale.

b) L'incident ou le mauvais fonctionnement est décelé directement. Dans ce cas on connaît la puissance que doit atteindre le réacteur pour que les différents paramètres conservent une valeur normale. Dès la détection du défaut, on provoque la descente programmée des quatre barres de compensation

et on affiche la valeur de la puissance à atteindre dans les circuits de régulation automatique du flux neutronique. Lorsque le flux neutronique atteint cette valeur, on rétablit la régulation qui stabilise le flux avec un dépassement pratiquement négligeable. Tant que le défaut subsiste il est impossible de dépasser cette valeur de flux, aussi bien avec la régulation automatique qu'en agissant manuellement sur les barres de contrôle.

Le déclenchement du premier cas de réduction de puissance est traité avec la même redondance que le déclenchement de l'arrêt d'urgence. Toutefois, les circuits logiques de combinaison des signaux de déclenchement ne sont pas doublés et l'ordre de réduction de puissance est donné par émission d'un signal logique unité. Les circuits d'arrêt d'urgence du réacteur sont en effet suffisants pour assurer complètement la sécurité du réacteur; la réduction de puissance est une action correctrice supplémentaire permettant de donner plus de souplesse à l'exploitation du réacteur. Le non-déclenchement de cette action correctrice ne laisse pas le réacteur sans protection.

Pour les circuits commandant les dispositifs de protection en cas de rupture d'un tube de force des précautions particulières ont été prises. En effet, lors d'un accident de ce type, on agit sur les différents circuits de refroidissement et sur les boucles expérimentales pour limiter les dégâts. En particulier, on isole le canal accidenté pour réduire la quantité de fluide de refroidissement qui pénètre dans le circuit modérateur. Il faut absolument éviter que cette action correctrice ne soit déclenchée intempestivement, car on risque alors de causer un accident grave. Cette action est déclenchée par la coïncidence de l'évolution anormale de deux paramètres caractéristiques de l'accident, lorsque leur évolution est simultanée. Chaque paramètre est mesuré par trois détecteurs. La commande des vannes d'isolement est effectuée par émission d'un signal logique unité. Les circuits sont conçus de telle façon qu'un défaut ou une erreur de maintenance ne provoque pas la commande de ces vannes.

Ce bref résumé de la conception des circuits principaux de protection du réacteur montre les précautions qui ont été prises pour éviter au maximum l'indisponibilité du réacteur tout en assurant sa protection.

3. ROLE DU TRAITEMENT NUMERIQUE DES INFORMATIONS

Nous ne parlerons ici que de son rôle de surveillance, car la description des fonctions complètes sortirait du cadre de cet exposé.

Le nombre des paramètres caractéristiques du fonctionnement et des paramètres auxiliaires est relativement grand pour un réacteur de ce type. Leur surveillance par des moyens classiques, amplificateur et déclencheur, conduit à un ensemble très lourd, tant du point de vue de l'exploitation que du point de vue de la maintenance.

L'accroissement de fiabilité des systèmes numériques de traitement des informations et leur capacité de traitement nous ont conduit à les utiliser pour assurer la surveillance des paramètres de fonctionnement. Les différentes tensions analogiques issues des capteurs ou des transmetteurs sont envoyées aux entrées correspondantes du traitement d'information. Les différentes entrées sont scrutées à une cadence qui est fonction de la vitesse d'évolution possible des paramètres qu'elles reçoivent.

L'intervalle de temps entre deux mesures sur une même voie varie de une seconde à plusieurs minutes suivant le type de grandeur. Le calculateur recevant la mesure sous forme arithmétique la compare à la valeur ou aux valeurs de référence qu'il a en mémoire.

Pour les paramètres auxiliaires, s'il y a dépassement, le calculateur déclenche une signalisation d'alarme et l'inscription sur téléscriptrice de la référence du paramètre en dépassement.

Lorsqu'il s'agit d'un paramètre principal, s'il y a dépassement, le calculateur effectue, suivant le programme qu'il a en mémoire, les coïncidences nécessaires entre le dépassement d'un même paramètre sur plusieurs voies de mesure ou entre deux paramètres différents. S'il y a coïncidence, le calculateur commande l'action correctrice correspondante, arrêt d'urgence par réduction de puissance. Dans certains cas il fournit simplement une information tout ou rien qui est mise en coïncidence avec des signaux extérieurs. Lors du dépassement d'un paramètre, le calculateur commande l'impression permanente de sa valeur sur une téléscriptrice spéciale, et cela tant que dure le dépassement. En plus de ces valeurs après dépassement, il est intéressant de connaître l'évolution avant dépassement. Pour cela on met en mémoire un certain nombre de valeurs, la mémoire étant remise à jour en permanence à une cadence qui est fonction de la vitesse d'évolution du paramètre. Lors d'un dépassement, on imprime ces valeurs sur une téléscriptrice.

Le déclenchement de l'arrêt d'urgence par le calculateur est effectué par quatre sorties tout ou rien, groupées deux par deux. Chaque groupe de deux sorties attaque un des circuits logiques cités précédemment. Dans un groupe de deux sorties, une seule suffit pour donner l'ordre d'arrêt d'urgence, mais il faut pour que cet ordre soit exécuté que les deux groupes de sorties tout ou rien le donnent simultanément.

Le calculateur qui peut déclencher seul un arrêt d'urgence du réacteur ou une réduction de puissance ne peut en aucun cas déclencher les actions correctrices correspondant à la rupture d'un tube de force. Pour les paramètres caractéristiques de cet accident, surveillés par le traitement d'information, le calculateur émet un signal de dépassement caractérisant une variation anormale. Les actions correctrices, en particulier l'isolement du canal, ne sont déclenchées que s'il y a coïncidence de ce signal avec un signal traduisant une variation anormale d'un autre paramètre caractéristique mais traité par une chaîne directe extérieure au calculateur. En effet, la probabilité pour que le calculateur émette un signal erroné est très faible, mais elle n'est pas nulle. Dans ces conditions, on ne peut laisser au calculateur l'entière responsabilité du déclenchement des actions correctrices correspondant à la rupture d'un tube de force.

4. STRUCTURE GENERALE DES CIRCUITS DE PROTECTION

La figure 1 donne un schéma partiel montrant l'organisation logique des circuits d'arrêt d'urgence. Ce schéma résulte de l'application des principes définis au paragraphe 3.

Lorsqu'une chaîne directe peut fournir un signal de mauvais fonctionnement, celui-ci est utilisé en coïncidence avec les signaux de dépassement.

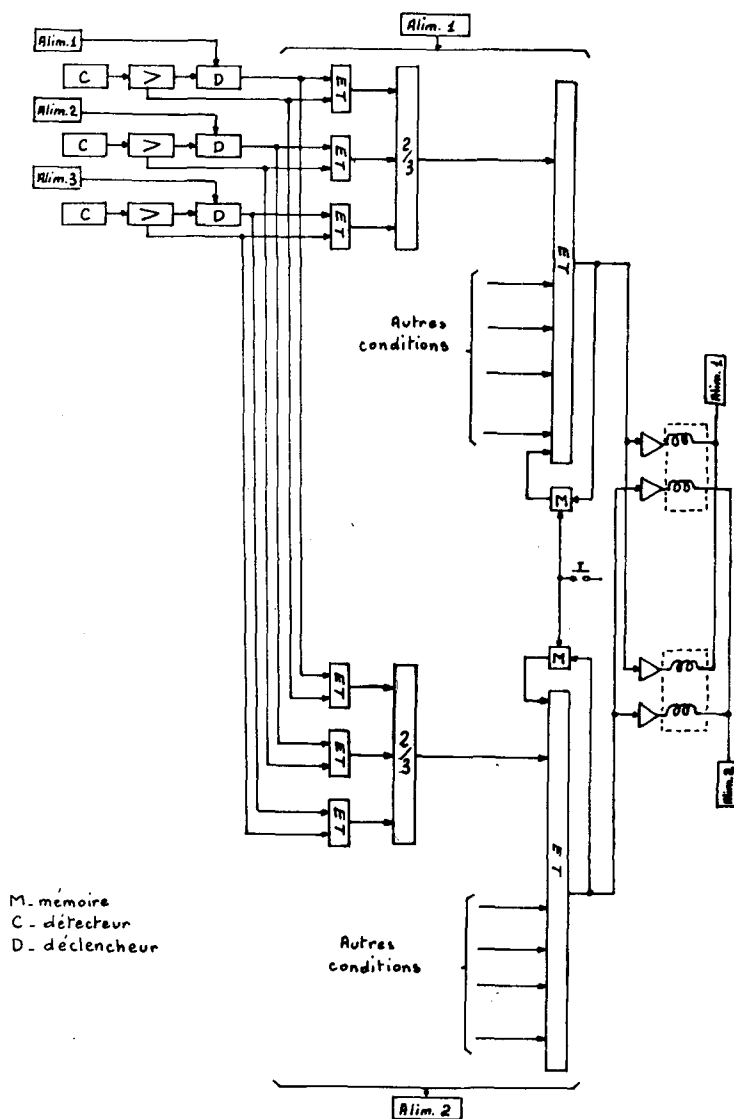


FIG. 1. Structure des circuits d'arrêt d'urgence

Lorsqu'une voie de mesure d'un paramètre présente un défaut de fonctionnement, on considère que le paramètre correspondant est en dépassement sur cette voie de mesure.

Dans la plupart des cas, l'arrêt d'urgence du réacteur provoque la disparition du signal qui l'a provoqué. Une mémoire à réarmement manuel permet de maintenir le signal au niveau de la commande des barres de sécurité.

Les électro-aimants de maintien des barres de sécurité comportent deux enroulements, un seul enroulement est capable de maintenir la barre de sécurité accrochée.

L'alimentation des circuits logiques et des enroulements des électro-aimants est prévue de façon qu'une panne d'alimentation ne provoque pas un arrêt d'urgence. La défaillance d'une alimentation provoque la mise en défaut sûr de l'ensemble logique auquel elle est affectée.

5. STRUCTURE DU TRAITEMENT NUMERIQUE DES INFORMATIONS

Compte tenu de son rôle dans la surveillance du réacteur, le système de traitement des informations a une structure particulière adaptée à ses fonctions. La figure 2 en donne le schéma général.

Les entrées analogiques sont divisées en un certain nombre de groupes indépendants. Chaque groupe comprend les relais de commutation des voies et un amplificateur destiné à élever le niveau du signal d'entrée pour le rendre utilisable par le convertisseur analogique numérique. Certains groupes recevant des signaux à niveau élevé ne comportent pas d'amplificateur. Lorsqu'un paramètre possède trois détecteurs de mesure indépendants, ceux-ci sont affectés à des groupes d'entrées différents.

Les signaux de sortie des différents groupes sont aiguillés par un commutateur électronique vers le convertisseur analogique-numérique qui les transforme en un code utilisable par le calculateur. Le commutateur électronique et le convertisseur analogique-numérique sont doublés. En cas de défaillance de l'un d'eux, on passe automatiquement sur l'élément de réserve.

Les codes représentant les valeurs des paramètres sont stockés dans la mémoire d'entrée, constituée par un tambour magnétique de grande capacité. Elle contient toutes les valeurs des paramètres et les programmes de traitement. Le calculateur vient lire la valeur des paramètres dans la mémoire d'entrée et effectue le traitement correspondant au programme qu'il a en mémoire. Il faut relever que les programmes de traitement des grandeurs essentielles qui sont scrutées à grande vitesse sont stockés dans la mémoire de travail du calculateur pour réduire les temps d'accès. Le calculateur, qui est l'organe central du traitement d'information, est doublé, chaque calculateur étant capable d'effectuer la totalité du traitement.

En fonctionnement normal, un calculateur effectue la totalité des programmes de surveillance, le second calculateur étant en réserve. Le calculateur de réserve est en général utilisé par les expérimentateurs pour effectuer des calculs scientifiques ou des dépouillements d'expériences.

Lorsqu'un défaut de fonctionnement est décelé sur le calculateur en service, il y a commutation automatique sur le calculateur de réserve qui prend en charge la surveillance du réacteur. Lors de la commutation sur le calculateur de réserve, celui-ci abandonne immédiatement le programme expérimental qu'il effectuait. Il va lire sur le tambour le programme de surveillance et commence le traitement des paramètres surveillés en tenant compte des priorités. Dans le cas le plus défavorable, le transfert complet

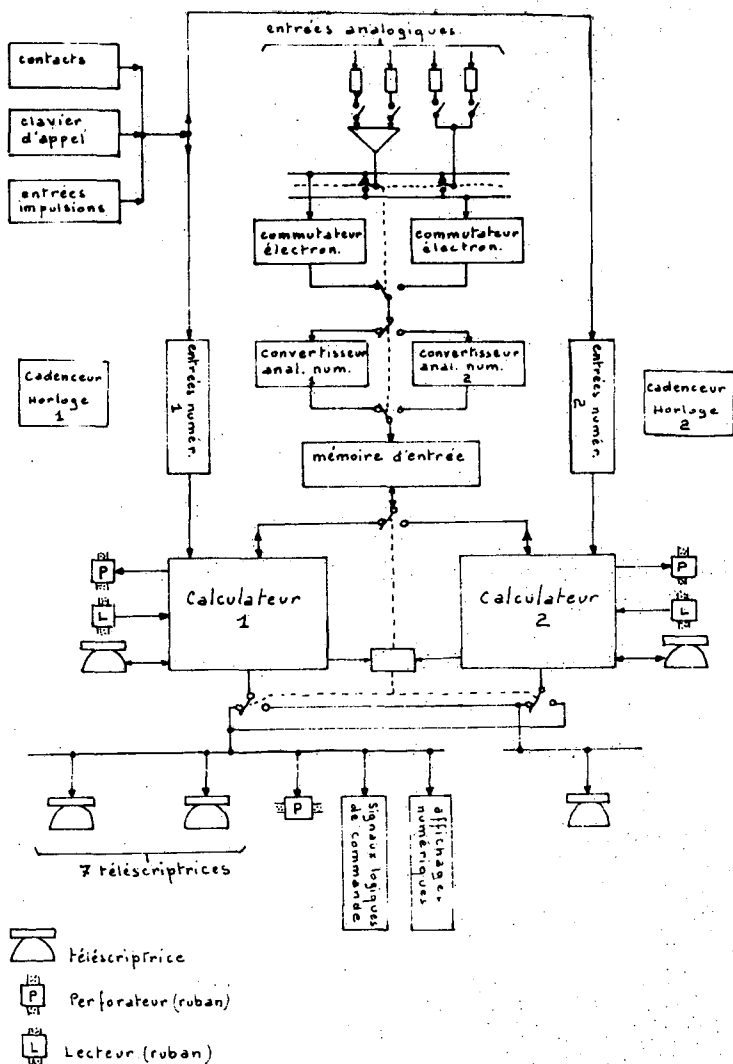


FIG. 2. Structure du traitement d'information

des fonctions est effectué en moins de 1,6 s, c'est-à-dire que l'on risque de perdre un cycle de scrutation des paramètres dont la valeur est contrôlée toutes les secondes. Les études du comportement dynamique du réacteur en régime d'accident ont montré que ce temps de transfert ne compromettait pas la sécurité. En effet le flux neutronique, qui est le seul paramètre dont la vitesse d'évolution rend inacceptable ce temps de transfert, n'est pas surveillé par le traitement d'information. La surveillance du flux neutronique par le traitement d'information provoquerait une surcharge prohibitive du calculateur; celle-ci est effectuée par des chaînes classiques indépendantes du calculateur.

Pour informer l'opérateur, un certain nombre de téléscriptrices a été prévu. Lors d'un dépassement, le calculateur imprime sur une téléscriptrice l'adresse de la mesure en dépassement et les valeurs qu'il a en mémoire. Sur la téléscriptrice de signalisation placée sur le pupitre il imprime la référence du paramètre en dépassement. Sur la téléscriptrice «enregistrement défaut» il imprime l'adresse du paramètre, l'unité, la valeur du paramètre tant que dure le dépassement. — l'impression étant effectuée en colonne. Il y a deux téléscriptrices de ce type, l'une réservée aux paramètres à évolution rapide et pouvant imprimer la valeur de 20 paramètres, l'autre réservée aux paramètres auxiliaires et pouvant imprimer la valeur de 50 paramètres environ. Un programme de priorité permet d'éviter la saturation de ces téléscriptrices en cas d'accident.

Une téléscriptrice spéciale est prévue pour les relations de l'opérateur avec le calculateur; elle permet en particulier de modifier la valeur de référence qui est comparée à la valeur d'un paramètre surveillé. Lorsque l'opérateur demande une modification de cette valeur, elle se trouve automatiquement imprimée; lorsque le calculateur a effectué la modification dans son programme, il l'imprime sur la téléscriptrice. On peut ainsi comparer la modification demandée à celle qui a été effectuée réellement par le calculateur.

6. TEST DES CIRCUITS LOGIQUES D'ARRÊT D'URGENCE

Compte tenu de la structure des circuits logiques d'arrêt d'urgence, il est nécessaire d'effectuer des tests permanents en fonctionnement pour déceler les défauts non sûrs.

Pour vérifier qu'il n'y a pas de défaut non sûr, il suffit de vérifier qu'un ordre de déclenchement émis par les déclencheurs arrive effectivement jusqu'à la bobine de l'électro-aimant de maintien des barres de sécurité. Ce test doit être effectué en fonctionnement normal, mais ne doit en aucun cas provoquer l'arrêt d'urgence du réacteur. Le problème a été résolu en effectuant ce test par des impulsions fines dont la largeur est suffisante pour faire basculer les organes logiques mais insuffisante pour désexciter les électro-aimants. La largeur d'impulsion utilisée est d'environ 2 ms; la mémoire d'arrêt d'urgence placée en bout de chaîne est légèrement temporisée pour ne pas être excitée par les impulsions de test.

Le système de test est constitué par un générateur d'impulsions, un distributeur aiguillant les impulsions sur les entrées à tester et un système de détection de défaut qui donne une alarme et arrête le distributeur sur la voie en défaut. La figure 3 donne un schéma général de l'organisation des circuits de test. Pour effectuer le test, on envoie une impulsion simultanément sur les entrées analogiques de deux déclencheurs pouvant provoquer l'arrêt d'urgence par leur déclenchement simultané. L'impulsion de test provoque l'armement d'une mémoire qui sera désexcitée par l'impulsion de test arrivant sur les électro-aimants des barres de sécurité. Si la mémoire n'est pas désexcitée au bout d'un temps donné, c'est que la voie testée présente un défaut non sûr interdisant le passage de l'ordre d'arrêt d'urgence. On déclenche alors une alarme et on bloque le distributeur sur la voie en

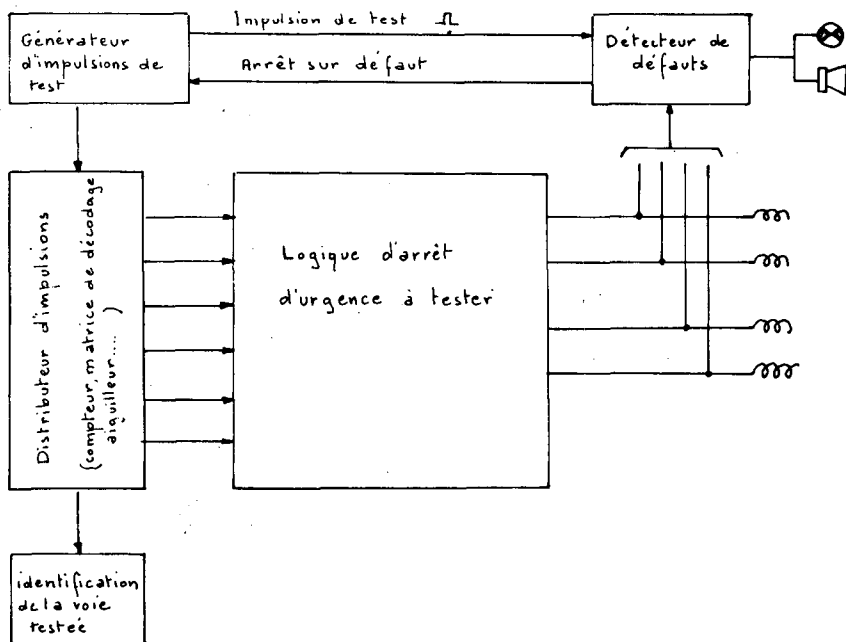


FIG. 3. Structure générale du test par impulsions fines

défaut (la position du distributeur signalée par des voyants permet de l'identifier). Un clavier de recherche permet de connecter en différents points de la chaîne des blocs de détection de défaut; en envoyant manuellement des impulsions de test, on peut localiser facilement l'organe défectueux. Le test est effectué successivement sur toutes les combinaisons d'entrées deux à deux, et ceci de façon permanente. L'intervalle de temps séparant deux tests sur une même voie est fonction du nombre de conditions d'arrêt d'urgence, l'intervalle de temps séparant deux tests successifs étant d'environ 10 s.

Il faut noter que, pour une chaîne directe, l'impulsion de test est injectée directement à la sortie de l'amplificateur de mesure, ce qui permet de tester la liaison amplificateur - déclencheur. L'injection de l'impulsion de test s'effectue à travers un transformateur d'impulsions qui coupe toutes impulsions d'une largeur supérieure à 3 ms, ce qui évite le déclenchement d'un arrêt d'urgence en cas de défaillance du circuit de test.

Ce système de test a été expérimenté et a donné les résultats attendus. En particulier, il ne provoque pas de perturbation sur les chaînes de mesures si ce n'est une légère augmentation du bruit des dérivateurs.

7. TEST DU TRAITEMENT D'INFORMATION

Plusieurs tests en fonctionnement sont prévus pour déceler les défauts des différents circuits.

Les capteurs et transmetteurs de mesure sont prévus pour fournir un signal différent de zéro en fonctionnement normal. Le calculateur compare

chaque mesure à une valeur de référence voisine de zéro, ce qui permet de déceler un mauvais fonctionnement du transmetteur ou un défaut sur la ligne de liaison avec le calculateur (coupure ou court-circuit). S'il s'agit d'un paramètre essentiel, le calculateur le considère comme en dépassement.

Sur chaque groupe d'entrées analogiques, deux voies reçoivent des tensions de référence, ces deux voies étant scrutées à la même cadence que les voies de mesure du groupe. Le calculateur compare la valeur mesurée à la valeur qu'il a en mémoire, ce qui permet de déceler un défaut d'amplificateur s'il y a discordance sur un groupe, ou un défaut du convertisseur analogique-numérique s'il y a discordance sur plusieurs groupes d'entrées. Dans ce dernier cas on passe automatiquement sur le convertisseur de réserve.

Le test de bon fonctionnement du calculateur est plus complexe; il est effectué sur programme toutes les 500 ms. A la fin du test, le calculateur émet une impulsion qui arme le circuit provoquant la commutation sur le calculateur de réserve. Ce circuit provoque la commutation automatique s'il n'a pas reçu une nouvelle impulsion de réarmement au bout de 800 ms. Ainsi, dans le cas le plus défavorable, la détection d'un défaut sur le calculateur est faite dans un intervalle de temps de 800 ms.

Le calculateur vérifie les indications de différentes chaînes de mesure. En particulier il compare entre elles les indications de trois chaînes de mesure d'un même paramètre; si une valeur s'écarte anormalement des deux autres il déclenche une alarme. Lorsqu'une moyenne de plusieurs mesures est effectuée par des méthodes analogiques, il compare cette valeur à celle qu'il calcule et déclenche une alarme s'il y a discordance, ou élimine automatiquement de la moyenne la mesure en défaut.

Cet ensemble de test permet de déceler la plupart des défauts de fonctionnement et d'en avertir l'opérateur à temps ou de déclencher une action correctrice.

8. TECHNOLOGIE DES CIRCUITS DE SECURITE

L'ensemble des circuits de sécurité est entièrement transistorisé, les composants étant montés sur des cartes à circuit imprimé. Les circuits logiques d'arrêt d'urgence sont constitués par des cartes standards dont le circuit de base est le NOR à résistance. Ces circuits ont été calculés pour avoir une très grande fiabilité. Actuellement des circuits de protection de boucles expérimentales équipés de ces circuits totalisent 45 000 heures de fonctionnement sans aucune panne.

C'est cette grande fiabilité qui a permis d'envisager une coïncidence 2/2 pour le déclenchement de l'arrêt d'urgence du réacteur sans pour cela augmenter le temps de non-protection de celui-ci.

9. CONCLUSION

Nous espérons que cette première tentative d'inclure un calculateur dans les circuits de sécurité d'un réacteur nous apportera, lors de la mise en service, des renseignements précieux pour le développement futur de cette méthode.

DISCUSSION

P. K. PATWARDHAN: Have you a CRT display with a light pen attachment for diagnostics purposes? At Chalk River they have two computers, one performing data-gathering functions and one for control applications, and it has been found that a CRT display can very easily provide for examination of a particular incident stored in the drum memory carrying information on time-to-time averages.

C. di GIACOMO: The computer carries out other operations than those which I mentioned in my presentation: for example, control of the auxiliary measuring devices, recording of the order in which faults occur, processing of experimental results and indicator readings, control before start-up, and automation of the start-up procedure.

We have seven teleprinters and two perforators for conveying readings to the operators. The information is printed only if there is a fault or an incident. If there is an incident the order in which the faults have occurred is shown by a teleprinter on the control desk. We do not think that visualization by means of an oscilloscope is necessary for operating the reactor.

S. RAGUPATHY: I should like to ask two questions. Firstly, what is the time taken by the analogue-to-digital converter, at the input, to convert the analogue data to digital form? Secondly, what is the memory cycle time for each data entry in the memory?

C. di GIACOMO: I cannot remember the exact figures, but the total time for obtaining a measurement is 10-20 ms. This includes the time taken for switching, stabilization of the amplifier, coding and entry in the memory. We have not considered the memory cycle time - but I might add that we use standard equipment.

C. W. JOSHI: How do you ascertain whether your analogue-to-digital converter is functioning correctly?

C. di GIACOMO: The two reference voltages introduced into a group of entries enable us to check the amplifier by comparing the coded value of the voltages with the value in the memory of the computer.

If the coded value is wrong by at least two groups, or by one group with amplifier and one group without, we assume that it is the analogue-to-digital converter which is not functioning correctly. In that case the standby converter is used. It is assumed that one cannot have simultaneous malfunctioning of several groups of entries.

VII. DATA PROCESSING AND OPTIMIZATION
(Session VIII cont.)

STATIC PROGRAMMING OF DATA HANDLING

P. KOVANIC
THE NUCLEAR RESEARCH INSTITUTE, ŘEŽ near PRAGUE,
CZECHOSLOVAKIA

Abstract

STATIC PROGRAMMING OF DATA HANDLING. The choice of the algorithm of data handling is of primary importance in increasing the effectiveness of using digital computers. Both analytical and statistical accuracy of results as well as time and memory requirements are characteristics of an algorithm. It is possible in many important cases to obtain an algorithm giving both minimum operation time and minimum variance of the output value with a given analytical accuracy. The idea of static programming is to split the digital process into two parts. The first part consists in computing the digital operator in the form of a vector. The second part consists in using this vector to obtain the result as the scalar product of the vector-operator and of an input vector. The time necessary for the second part may be a small fraction of the first and for process reiteration only the second part need be repeated with new input vectors. The theoretical basis of this method is the solution of the generalized discrete Zadeh-Ragazzini's problem.

On application to computer control of nuclear reactors and power plants, static programming permits a number of digital operators to be kept ready for use in the memory of an on-line computer and the on-line computation to be limited to the scalar products. Time and space smoothing, interpolation or prediction of functions, their derivatives and integrals (the functions being given by series of their numerical values) can be performed in such a way. As another example of static programming, harmonic analysis of frequency response is shown.

Digital operators providing given analytical features and the best statistical accuracy of results and requiring minimum of operation time can be useful also as elements of such complicated calculations even where their direct use is not possible.

1. INTRODUCTION

The effectiveness of methods of data handling decides their value and practical applicability. The question of effectiveness in real-time operation is most acute. Searching for optimum methods leads to a tendency of maximum utilization of results from various scientific branches.

Many operations in data handling can be understood as the application of one or more "filters". A "signal" containing useful information is induced by the input of the handling process and so are unwanted random disturbances. The task of the "filter" is to offer at the output the best approximation to the useful component of the input signal or to the quantity obtained by the given transformation of this component. For continuous signals Zadeh and Ragazzini [1] have formulated and solved a problem which is an important generalization of Wiener's problem [2]. The development of the digital technique has necessitated, however, the solution of a similar problem for discrete filters as well. The solution was a continuation of a paper by Kolmogorov [3] and was gradually developed in many papers, e.g. Lees [4], Blum [5, 6], Johnson [7], Perov [8], Cypkin [9], Solodovnikov [10], Kruško [11], and Volgin [12].

In these papers time sequences of signals are discussed which are separated by regular time intervals. The methods of solution are in accordance with the regularity of the time sequence of signals. These methods, however,

have a limited applicability for solution of practical problems where the handled "signal" is presented as an ensemble of digital values of input function, given for other distributions of values of the independent variable (the variable must not mean time) within the interval of observation.

Mathematical statistics solves problems which are essentially related, i. e. estimation of linear forms, handling of indirect observations, linear and non-linear regression, and smoothing of measuring by means of given functions [13, 14]. The matrix solution which is often applied in this sphere is very comprehensive and is not limited to a regular distribution of the interval of observation. Attention, however, is paid here more to the static properties of deviations of measured values from the smoothed curves than to the properties of functions of those curves. Nevertheless, in problems of the Zadeh-Ragazzini type, attaining the optimum properties of those functions alone plays the most essential part. Moreover, in the known problems connected with the method of least squares [13, 14] the useful random component is not considered. Therefore the author [15] has attempted to use the matrix method for solving the generalized problem of Zadeh and Ragazzini and for proving that the optimality of solution of this problem and the optimality of smoothed curves are interconnected. The main results of this work must be presented again here as a theoretical basis to a method of static programming. The proposed procedure lends itself to the calculation of finished and, in a certain sense, invariable matrices for carrying out the optimum digital operations but not to algorithms for computing operation matrices within the process of data handling, as in studies by Kalman [16] and others, e. g. Ref. [17]. These dynamic methods permit one to solve an essentially broader range of problems, though with much greater demands on the computer.

2. GENERALIZED DISCRETE ZADEH-RAGAZZINI PROBLEM

We are given a set of measured values $y(t_j)$ ($j = 1, 2, \dots, n$) of the input, variable $y(t)$ being a function of the independent variable t . Variable t may represent, for example, the time of space co-ordinate. The distribution of points t_j on the t -axis does not need to be uniform. Let us suppose the input function to be composed of m , given non-random linearly independent functions $x_i(t)$, of a useful stationary random function $\tilde{x}(t)$ and of a stationary random function $\hat{x}(t)$ representing noise, measuring errors, statistical fluctuations of measured variables, etc.

$$y(t) = \sum_{i=1}^{i=m} a_i x_i(t) + \tilde{x}(t) + \hat{x}(t) \quad (1)$$

The a_i are any unknown numbers. All functions and numbers are real. Correlation functions of $\tilde{x}$ and $\hat{x}$ are given. The ensemble average of both $\tilde{x}$ and $\hat{x}$ can be taken as zero after including their means into the sum.

The set of $y(t_j)$ can be considered as a random vector Y and Eq. (1) can be rewritten as

$$Y_{1,n} = A_{1,n} X_{m,n}^T + \overset{\circ}{X}_{1,n} + \overset{+}{X}_{1,n} \quad (2)$$

The first index indicates the number of rows of the matrix, the second the number of columns. The size of the matrices will be shown in necessary cases only. T denotes the transposed matrix. The matrix X represents the given functions $x_i(t)$ by their numerical values:

$$X = X_{n,m} = \left\| \begin{array}{cccc} x_1(t_1) & \dots & x_m(t_1) \\ \vdots & & \vdots \\ x_1(t_n) & \dots & x_m(t_n) \end{array} \right\| \quad (3)$$

The number of points n is presumed to be greater than or equal to the number of functions m .

What is required is z_I , the output of handling of input vector Y , z_I being the result of linear transformation $\mathcal{L}$ of the useful input component

$$z_I = \mathcal{L} \left\{ \sum_{i=1}^{i=m} a_i x_i(t) + \overset{+}{x}(t) \right\}_{t=t_r} \quad (4)$$

e.g. the predicted value of a linear combination of the first derivative and of the value of this component for $t = t_r$. But z_I cannot be determined exactly because of the presence of the statistical disturbance $\overset{+}{x}(t)$. Thus, it is necessary to limit oneself to determining the best estimate z from z_I . Here the following conditions must be respected:

(a) z is searched for as a linear estimate of the form

$$z = YW \quad (5)$$

W being a vector (a matrix $W_{n,1}$)

(b) z must be exactly equal to z_I in the absence of $\overset{+}{x}(t)$ (the estimate must be unbiased)

(c) The variance of z (ensemble averaged square of the deviation of z from the mean) must be minimum.

It can be shown that the constraint equations warranting holding of the condition (b) are of the form

$$X^T W = L \quad (6)$$

if

$$L = \left\| \begin{array}{c} \mathcal{L}\{x_1(t)\}_{t_r} \\ \vdots \\ \mathcal{L}\{x_m(t)\}_{t_r} \end{array} \right\| \quad (7)$$

where t_r denotes the value of t for which the estimate is determined. Depending on the choice of t_r in relation to the "observation interval" (from t_1 to t_n) the operation performed can be characterized as smoothing (interpolation), prediction (extrapolation), or filtering. The choice of the operator $\mathcal{L}$ determines what function is to be smoothed, predicted or filtered. $\mathcal{L}$ can be taken to denote the derivation, integration, convolutive integration, or the linear combination of these and similar operations. $\mathcal{L}$ may also be the identical transformation. Thus, vector L (Eq. (7)) defines the type of the estimate and the matrix Eq. (6) warrants the analytical properties of the digital operator W .

The variance of the estimate z denoted by D_z can be shown as

$$D_z = W^T B W - 2 C W + d \quad (8)$$

where

$$B_{n,n} = \overline{\dot{X}^T \dot{X}} + \overline{\dot{X}^T \dot{X}^+} + 2 \overline{\dot{X}^T \dot{X}^+} \quad (9)$$

is the covariance matrix of $\dot{X} + \dot{X}^+$, C and d being given by

$$(C_{1,n})^T = \left\| \begin{array}{c} \overline{\mathcal{L}\{\dot{x}(t)\}_{t_r} \cdot (\dot{x}(t_1) + \dot{x}^+(t_1))} \\ \vdots \\ \overline{\mathcal{L}\{\dot{x}(t)\}_{t_r} \cdot (\dot{x}(t_n) + \dot{x}^+(t_n))} \end{array} \right\| \quad (10)$$

$$d_{1,1} = \overline{[\mathcal{L}\{\dot{x}(t)\}_{t_r}]^2} \quad (11)$$

The line above the symbols denotes ensemble averaging. Matrix B , vector C and number d can be calculated from given correlation functions.

Three conditions mentioned above define the term "best estimate", i.e. linear, unbiased and with minimum variance. The linearity of estimate (7) leads to an important advantage in regard to the effectiveness of using the digital operator W for calculation: the number of numerical operations is minimum: for consideration of each measured value y_j within the process of handling the vector Y only one multiplication and one addition is needed. Thus, the estimate has a given analytical accuracy and minimum statistical error, and makes minimum demands on the computer.

3. SOLUTION OF THE PROBLEM AND ITS PROPERTIES

The Lagrangian method gives the solution in the form of

$$W = B^{-1} X (X^T B^{-1} X)^{-1} L + [E - B^{-1} X (X^T B^{-1} X)^{-1} X^T] B^{-1} C^T \quad (12)$$

where the $E_{n,n}$ is the unity-matrix and B^{-1} is the inversion of B . It can be shown by substitution into Eq. (6) that this equation is satisfied by W

of the form of Eq. (12). The minimality of the variance is proved in the Appendix. Other important properties of the solution can be pointed out.

(a) Let us use the operator W for smoothing the input function $y(t)$ having the form of Eq. (1). Let us estimate the smoothed values $\tilde{y}(t_j)$ for all j . Then not only is the variance of each separate $\tilde{y}(t_j)$ a minimum but also the ensemble average of the sum of squared deviations $[y(t_j) - \tilde{y}(t_j)]^2$ reaches its minimum. Where $\hat{x}(t) \equiv 0$ the sum of squared deviations is minimized, too.

(b) The smoothing of the smoothed function gives no change in the values of $\tilde{y}(t_j)$. The analytical operation $\mathcal{L}$ performed on the smoothed function gives the same result as direct use of the operator W calculated for the same operation $\mathcal{L}$. The practical consequence of this fact will be considered below.

(c) Matrices appearing in Eq. (12) can be used not only for computing the estimate z . The estimate $\tilde{A}$ of the unknown vector A (see Eq. (2)) can be performed as

$$\tilde{A} = YB^{-1}X(X^T B^{-1}X)^{-1} \quad (13)$$

This estimate is unbiased and the expression $(A - \tilde{A})(A - \tilde{A})^T$ representing the sum of squared errors is a minimum for the class of linear estimates of the vector A .

Proofs of the statements (a), (b) and (c) are omitted here; they can be found in Ref. [15].

4. STATIC PROGRAMMING

The main idea of static programming consists in the distribution of all operations of digital data handling into two stages: (1) calculation of optimum digital operators and of variances, or of covariance matrices of output quantities, and (2) application of operators.

The simplest realization of this idea is demonstrated in Fig. 1. For the sake of simplicity the calculation of variance of the result is not shown in Fig. 1. The input vector is Y . By means of a preliminary study of this vector or from theoretical considerations the necessary correlation functions were obtained and the matrices B and B^{-1} are calculated. Functions $x_i(t)$ being given, the matrix X is also given. The operator $\mathcal{L}$ and point t_r are determined by the requirements for the type of operation and therefore the vector L is also determined. The vector C is calculated from correlation functions for the given operator $\mathcal{L}$ and point t_r . In phase a of the first stage of static programming the matrix

$$M = B^{-1}X(X^T B^{-1}X)^{-1} \quad (14)$$

is calculated as well as the matrix $E - M$ (E being a unit matrix). In phase b of the first stage the vectors L and $B^{-1}C^T$ are calculated for the required operator $\mathcal{L}$ and point t_r and also the vector-operator W which is an output quantity of the first stage. Calculations included in the first stage are effected only once for the given conditions. In the second stage, which is

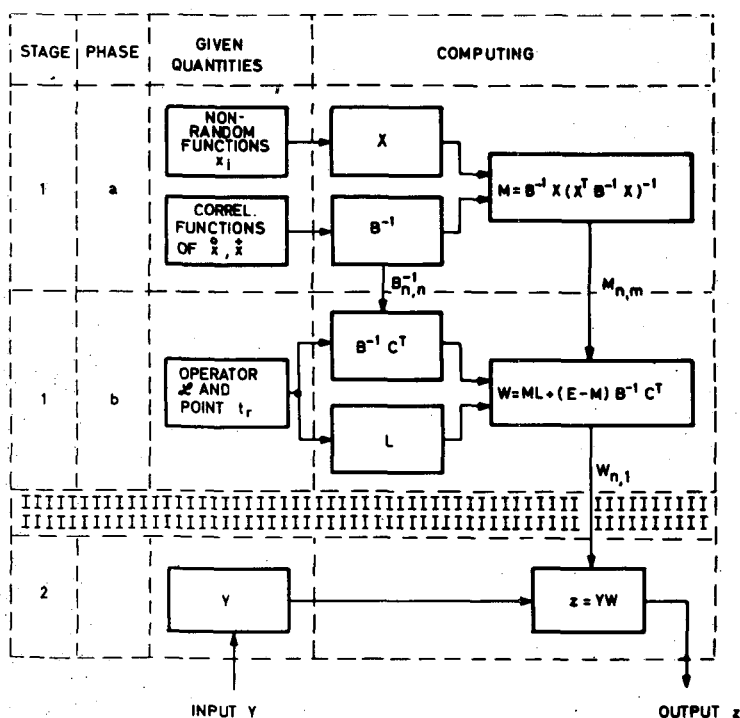


FIG. 1. Stages and phases of the first scheme of static programming

repeated many times for various input vectors Y , only the calculation of the required output quantity by means of application of the operator W is performed, i.e. the scalar product YW is calculated. We proceed as follows

$$1a - 1b - 2 - 2 - 2 - 2 - 2 - 2 \dots \quad (S_1).$$

Here the first stage can be carried out, for example, by means of an efficient medium size off-line computer and the second stage by means of a small on-line computer.

The method of Fig. 1 is advantageous for one or for a few single operations of a given type on many input vectors. Two important cases of the second stage of static programming can be mentioned here. In the first case, demonstrated in Fig. 2, all values of components of the vector Y are taken in the same instant, e.g. the independent variable t is a space co-ordinate. The vector W calculated in the first stage is stored in the computer memory. The process represented by components of the vector Y can be non-stationary. In every instant of estimating z the computer takes the operator W off the memory and all components of the vector Y off the input to effect the scalar product YW . The vector Y need not be stored after finishing the operation.

The vector Y , however, can be formed by time consequence of values of the input function, the independent variable t being time (Fig. 3). The computer memory also stores the vector Y formed by the last n measured

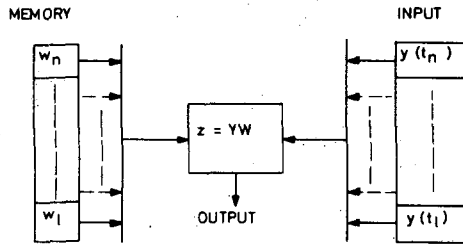
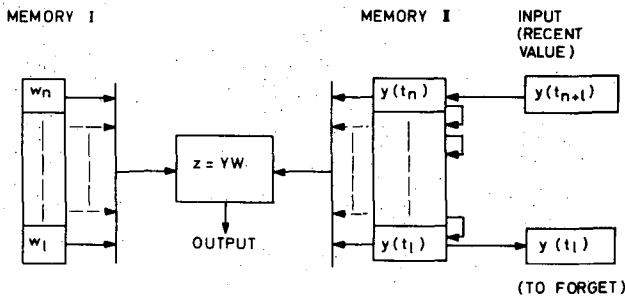


FIG. 2. Second stage of static programming for non-stationary space estimation

W = vector-operator with components w_k
 Y = input vector with components y_k
 t = space co-ordinate

FIG. 3. Second stage of static programming for time estimation ($t = \text{time}$)

values and supplemented by the newest measured value. The oldest value is forgotten at each further step.

If more operations on the same vector Y are required (e.g. k) it is necessary to calculate in the first stage k vectors - operators for using in the second stage, i.e. the matrix operator $W_{n,k}$. If the existence of a useful random component $\tilde{x}(t)$ is not presumed and when it is necessary to perform a great number of various operations on every vector Y , two stages of static programming as in Fig. 4 are more convenient. Calculation of covariance matrices of output quantities has again been omitted from Fig. 4. The handling proceeds according to the following scheme

$$1a - 1b - 2a - 2b - 2a - 2b - 2a - 2b - 2a - 2b \dots \quad (S_2).$$

This case differs from using k vectors W as in Fig. 1 only by the requirements of the storing of matrices passing from the first stage into the second one: following Fig. 1, it is necessary to store a matrix with nk elements, following Fig. 2, to store one matrix with nm elements and one with mk elements. The method shown in Fig. 4 enables the input data to be condensed for storing and later handling. Then

$$1a - 2a - S - 2a - S - 2a - S - 2a - S - 2a - S \dots \quad (S_3)$$

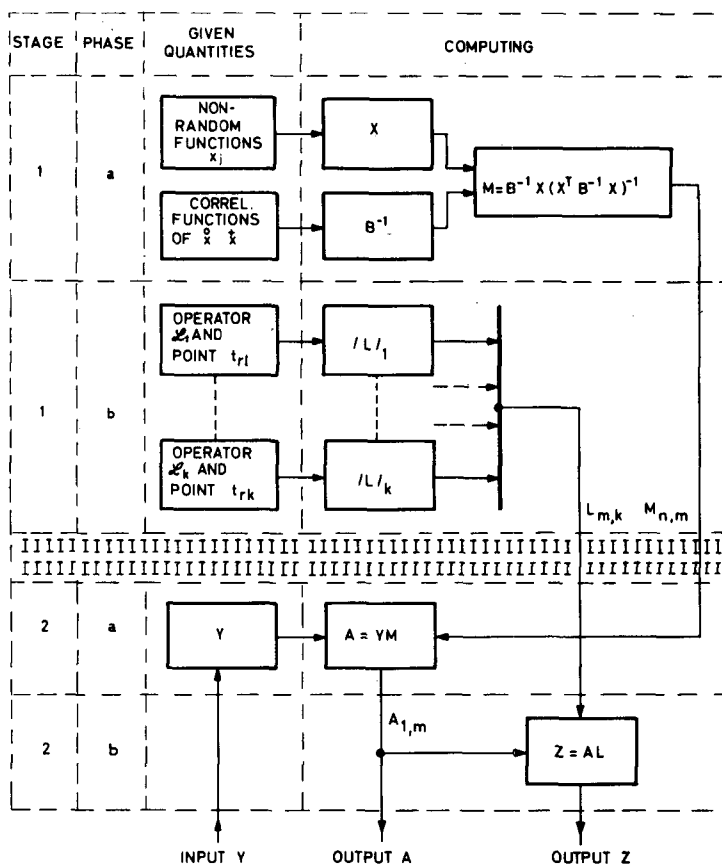


FIG. 4. Stages and phases of the second scheme of static programming

(S denotes the operation of storing the vector A). The later handling proceeds according to the scheme

$$1b - E - 2b - E - 2b - E - 2b - E - 2b \dots \quad (S_4)$$

(E denotes extraction of the vector A from the memory). A direct storing of p vectors $Y_{1,n}$ would require pn cells; a condensed storing needs pm cells. (Often $n \gg m$.) Moreover, it is possible in later handling to change the type of operations and repeat the chain S_4 . Furthermore, there are some important cases, e.g. harmonic analysis, where the chain S_4 must not exist at all and handling proceeds according to S_2 only.

It should be mentioned that, in practice, chains S_1 to S_4 can be variously modified and that static programming can be realized in a less pure form than presented here. This is a consequence both of the complication of solved problems and of the necessity to calculate in some examples not only the estimates of the desired quantities but also of their error.

5. SOME EXAMPLES OF USING STATIC PROGRAMMING

The following examples can be mentioned from the use of computers for the control of reactors and nuclear power stations and for handling the data in nuclear engineering.

From the temperature of various fuel elements of a reactor it is necessary to calculate at regular time intervals the mean temperature, i. e. to integrate the smoothed curve. An on-line computer can carry out this operation following the scheme of Fig. 2. As a further example, using the same scheme the time behaviour of thermal gradients in the highest stressed spots of a pressure vessel or of cooling piping can be followed. By doubling the scheme of Fig. 2 we can obtain the local value of buckling as the negative ratio of the local value of the second derivative and of the local value of the curve representing a smoothed space distribution of neutron flux.

Examples of the scheme presented in Fig. 3 are: (a) calculation of the predicted value of a controlled quantity for using in the optimum control, (b) calculation of the exact value of the instantaneous period of a reactor as a ratio of an instantaneous value and of an instantaneous value of the first derivative of the smoothed reactor power function, (c) calculation of the predicted value of temperature of important elements of a reactor for alarm or scram signals, and (d) calculation of the instantaneous value of reactivity as a convolution integral from the neutron flux.

When operating under the scheme of Fig. 3 the sampled interval (i. e. the interval between two values of an independent variable t) is accepted as constant. When operating under the scheme of Fig. 2 the distribution of the points t_j is determined by constructional aspects (by the possibility of situating the detectors) and is often irregular. This must be respected when calculating the matrix X .

As an example of the method of calculation shown in Fig. 4, we can mention a digital registration of the space distribution of neutron flux for a later further handling: for phase a of the first stage a system of linearly independent functions $x_i(t)$, and thus also the matrix X , is chosen so that a small number of functions $x_i(t)$ could characterize the approximated curve with sufficient accuracy. In phase a of the second stage an analysis of measured curves as a linear combination of given vectors of the type AX^T , calculation and storing of vector A in accordance with chain S_3 is effected in necessary time intervals. In a later phase of handling the accumulated data in accordance with chain S_4 it is possible, for example, to carry out an analysis of the time dependence of some functions from measured curves. Another example of a supplementary handling is an analysis of the time dependence of components of the vector A . In this case, e. g., the i^{th} components of these vectors form a new input vector $(Y_A)_i$ which can be further analysed according to any of the schemes mentioned after the fresh choice of a suitable matrix X and after solving the calculations of the new first stage. Thus we can effect, for example, a time interpolation of components of the vectors A for the moments for which no measurements have been carried out and obtain the time-interpolated distribution curve. The advantage of this method is the reduction of the influence of random errors, storing the condensed data and little extra demand on the on-line computer.

6. A MORE DETAILED EXAMPLE: OPTIMUM DIGITAL HARMONIC ANALYSIS

To get a real idea of the importance of redundancy (represented here by the difference $n-m$, by using the n measured values for calculation of the m unknowns) in the reduction of errors in the result and in illustrating the effectiveness of using optimum digital operators, let us demonstrate a simple example of using static programming for a harmonic analysis.

Reactor oscillation is one of the most important methods for determining experimentally both the dynamic properties of a reactor and its cooling systems. Evaluation of the results of these measurements meets with the following difficulties (particularly in the power engineering sphere):

- (a) The measured quantity is disturbed by statistical fluctuations
- (b) For practical reasons the amplitude of periodical disturbance must be small, compared with the mean value
- (c) It is difficult to ensure that the mean values of all measured quantities are constant throughout the whole duration of the experiment
- (d) It is necessary to handle a great deal of experimental data for an analysis of the response not only of the reactor but also of a great number of further elements of a nuclear power plant at different frequencies.

These difficulties can be essentially moderated by using the static programming shown in Fig. 4, chain S_3 .

As an example, the vector Y is formed by values of one of the investigated quantities taken at times t_1 to t_N . Functions $x_i(t)$ will be chosen as follows:

$$\begin{array}{lll} x_1(t) = \sin(t) & x_4(t) = \cos(t) & x_7(t) = 1 \\ x_2(t) = \sin(2t) & x_5(t) = \cos(2t) & x_8(t) = t \\ x_3(t) = \sin(3t) & x_6(t) = \cos(3t) & x_9(t) = t^2. \end{array}$$

Let matrix B be a diagonal matrix with equal diagonal elements S_Y . The useful random component is identical to zero. Let the points t_i be equally distributed on the interval from t_1 to $t_N = t_1 + 2\pi$. The interval 2π is therefore divided into $N-1$ equal intervals. By calculating phase a of the first stage one obtains the matrix of the operators M for calculation of the vectors A . Its first six components form in this case the best estimates of amplitudes of harmonic components and the three remaining components are estimates of coefficients of the quadratic polynomial.

Calculation of the phase a of the first stage for the case under consideration was effected for various values of N and the operators obtained were used in stage $2a$ for handling measured values of the frequency transfer functions of real parts of the steam generator of a nuclear power plant. It is of interest to mention that in the given case for $N=31$ the computer Elliott 803 B needs several hundred times more time to calculate stage $1a$ than stage $2a$, which needs a few seconds for one vector Y . Codes for both stages of calculation were written in ALGOL 60. Using the machine code for calculations of stage $2a$ would not represent any problem and could further increase the effectiveness of using this method.

For the case under discussion (after calculation of the matrix M) variances of every component of the vector A can easily be determined by effecting the

TABLE I

VARIANCE OF AMPLITUDES OF THE HARMONICS
AND COEFFICIENTS OF THE POLYNOMIAL
AT OPTIMUM DIGITAL HARMONIC ANALYSIS

n	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{b0}	S_{b1}	S_{b2}
9	22.934 S_y	2.500 S_y	1.19073 S_y	178.53 S_y	46.906 S_y	$4.6875 \times 10^{-1} S_y$
15	8.381 S_y	0.9262 S_y	0.45424 S_y	42.379 S_y	4.783 S_y	$1.8646 \times 10^{-2} S_y$
31	5.422 S_y	0.5217 S_y	0.22766 S_y	19.825 S_y	0.61347 S_y	$5.9759 \times 10^{-4} S_y$
61	3.439 S_y	0.3046 S_y	0.12219 S_y	10.784 S_y	0.093382 S_y	$2.4229 \times 10^{-5} S_y$

n = number of points t_j on the investigated interval 2π

S_{ak} = variance of the amplitude of k^{th} harmonic

S_{bk} = variance of k^{th} coefficient of the polynomial $\sum_{k=0}^2 b_k t_k$

S_y = variance of components of the input vector Y , i. e. of the measured values.

product of the number S_y and of the sum of the squares of elements of the respective column of the matrix M . (The number S_y represents the variance of the measured values y_j .) Variance of the amplitude of the k^{th} harmonic will be determined as the sum of variances of the sine and cosine amplitudes of this harmonic. Variances of amplitudes and coefficients of the polynomial calculated for several values of N are demonstrated in Table I. When $N = 9$ the redundancy equals zero and variances of the output values are very high. With the increase of N the variances quickly decrease.

Calculation for $N = 31$ for the same polynomial component and for the same distribution of the points t_j on the interval of 2π shows how an increase of the number of analysed harmonics (H) lowers the accuracy in the determination of the amplitude of the basic harmonic and of the coefficients of the polynomial component. Results are summarized in Table II.

7. ACCURACY OF OUTPUT QUANTITIES

Error of the output quantities may be caused by four reasons:

(a) Representation of the non-random component of the input signal is not satisfactory, the chosen functions $x_i(t)$ do not enable a sufficiently accurate approximation to this component

(b) The output quantities contain a disturbing random component which is introduced into the input of the process together with the useful component

(c) Representation of the input and output values and of the components of vectors - operators as well as operations with those members are not sufficiently accurate

(d) Correlation functions assumed by us do not sufficiently meet the real properties of the input random components.

TABLE II

VARIANCE OF AMPLITUDE OF THE FIRST HARMONIC
AND COEFFICIENTS OF THE POLYNOMIAL
AT OPTIMUM DIGITAL HARMONIC ANALYSIS AT $n = 31$

H	S _{a1}	S _{b0}	S _{b1}	S _{b2}
1	0.8581 S _y	2.5603 S _y	0.074339 S _y	7.1726×10^{-5} S _y
3	5.422 S _y	19.825 S _y	0.61347 S _y	5.9759×10^{-4} S _y
5	15.836 S _y	59.991 S _y	1.8716 S _y	1.8259×10^{-3} S _y

H = number of harmonics considered in the analysis; other symbols are as in Table I.

Errors due to (d) have the result that at a certain "analytical" accuracy of output quantities the variance of this quantity is greater than it would be if the information on the input random components were more complete. Sometimes, however, even a rather inaccurate knowledge of properties of the input random components is no hindrance to the practical use of results. Moreover, the knowledge of statistical properties of input data can be supplemented and made more accurate during its handling and the digital operators can be additionally corrected by means of a new calculation 1a.

Reason (a) is essentially of a technical character. For the second stage of the calculation, i. e. for the proper ensemble data handling, the usual accuracy of an on-line computer will be sufficient, the accuracy requirements of its input equipment can be even lower because of the utilization of redundancy. On the other hand, first-stage calculations require the accuracy which is usually necessary for scientific calculations. These calculations, however, because of speed and memory requirements must usually be carried out by a medium-size off-line computer to obtain the accuracy required.

Two components thus remain under (a) and (b), i. e. the analytical and the statistical component. Unfortunately, decrease in the influence of one of these components leads to an increase in the other one, the quantity of the input information remaining constant. An increase in the quantity of the input information (an increase of n) can produce a decrease in the result error, at the price, however, either of increasing the demands on the technical equipment, of a delay in the delivery of the output information, or of both. Therefore it is necessary to consider even calculating variations or covariance matrices of output quantities as important components of the first stage of static programming. This calculation makes it possible to estimate before the beginning of the second stage the statistical component of errors of results (supposing a covariance matrix B of the input vector Y). The calculation of the variance D_z of the output quantity z for the scheme shown in Fig. 1 is effected using Eq. (8). One can easily see that the covariance matrix K_A of the vector A which is the output quantity of the phase 2a (following the scheme of Fig. 4) is given by the expression

$$K_A = (X^T B^{-1} X)^{-1} \quad (15)$$

and the covariance matrix K_Z of the vector Z which is the output quantity of the phase 2b (Fig. 4) is given by the expression

$$K_Z = L^T (X^T B^{-1} X)^{-1} L \quad (16)$$

where $L_{m,k}$ is the matrix composed of the vectors L calculated for each individual operation. We can see that for the calculation of variances or of covariance matrices we need (in addition to the given quantities) the matrices which are calculated in the first stage as well.

The question of suitability of the choice of type of the functions $x_i(t)$ and of their number m is more complicated and cannot be definitely solved in a general case without a deeper investigation of properties of the input vectors Y , although it is often possible to give the matrix X only by intuition or a priori knowledge of the character of the vector Y and although the analytical error can be roughly estimated under certain assumptions about the properties of the non-random part of the input signal. The verification of the suitability of choice of the matrix X is a task of mathematical statistics; it requires testing of the hypothesis that the quantities $y_j - \tilde{y}_j$ (the errors of smoothing) have really a random character. Even for calculating the smoothed vector Y , and thus also for testing of this hypothesis, one can use matrices calculated in the first stage. This test, not being included in the schemes mentioned, would be effected, if necessary, between stages 1 and 2 to ensure the correctness of the method. Only then, would many repetitions of stage 2 follow.

8. CONCLUSION

The method of static programming consists in splitting the handling process into two stages. In the first stage, the digital operators are prepared, in the second stage the operators are applied in the calculation of the scalar product into which the vector-operator as well as the vector of measured values enter. The method allows mass data handling to be performed most economically and with optimum results from the point of view of use of the input information.

APPENDIX I

Let us consider a vector $\hat{W}_{n,1}$ giving a linear estimate

$$\hat{z} = Y\hat{W} \quad (A 1)$$

which is unbiased:

$$X^T \hat{W} = L. \quad (A 2)$$

The variance $D_{\hat{z}}$ of $\hat{z}$ is given by the same formula (8) as the D_z :

$$D_{\hat{z}} = \hat{W}^T B \hat{W} - 2C\hat{W} + d. \quad (A 3)$$

After substitution of Eq. (12) into Eq. (8) and after subtraction of Eq. (8) from Eq. (A 3) we have

$$\begin{aligned} D_{\hat{z}} - D_z = & \hat{W}^T B [E - B^{-1} X (X^T B^{-1} X)^{-1} X^T] \hat{W} \\ & - 2C [E - B^{-1} X (X^T B^{-1} X)^{-1} X^T] \hat{W} \\ & + C [E - B^{-1} X (X^T B^{-1} X)^{-1} X^T] B^{-1} C^T. \end{aligned} \quad (A 4)$$

B, being a covariance matrix, is invertible and symmetrical, it can therefore be represented by the product of a non-singular matrix S and of its transposition

$$B = S S^T \quad (A 5)$$

or

$$B^{-1} = (S^T)^{-1} S^{-1} \quad (A 6)$$

Using (A 5) and (A 6) we can rewrite the Eq. (A 4) as the quadratic form

$$D_{\hat{z}} - D_z = [W^T S - C S^T] [E - S^{-1} X (X^T B^{-1} X) X^T S^{T-1}] [W^T S - C S^T]^T \quad (A 7)$$

The matrix

$$R_{n,n} = E - S^{-1} X (X^T B^{-1} X) X^T S^{T-1} \quad (A 8)$$

being a symmetrical matrix can be represented as

$$R = F_0^T M_D F_0 \quad (A 9)$$

where $(M_D)_{n,n}$ is a matrix of diagonal form and F_0 is an orthogonal matrix:

$$F_0 F_0^T = E_{n,n} \quad (A 10)$$

We can see from Eq. (A 8) that

$$R R = R \quad (A 11)$$

but using Eq. (A 9) and Eq. (A 10) we have also

$$M_D M_D = M_D \quad (A 12)$$

This occurs if, and only if, the diagonal elements of the diagonal matrix M_D (the real numbers m_j) satisfy the equation

$$m_j^2 = m_j \quad (A 13)$$

i. e. they are unity or zero.

Thus, the quadratic form (A 7) can be represented by

$$D_{\hat{z}} - D_z = \sum_{j=1}^{j=n} m_j^2 p_j^2 \quad (\text{A } 14)$$

where p_j denotes the j^{th} component of the vector $F_0[W^T S - CS^T]^T$. Hence

$$D_{\hat{z}} - D_z \geq 0. \quad (\text{A } 15)$$

The vector W gives the estimate z , the variance D_z of which is not greater than the variance of any unbiased linear estimate, which fact had to be proved.

REFERENCES

- [1] ZADEH, L. A., RAGAZZINI, J. R., An extension of Wiener's theory of prediction, J. appl. Phys., 21 7 (1950) 645-55.
- [2] WIENER, N., Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series, John Wiley and Sons, New York (1950).
- [3] КОЛМОГОРОВ, А. Н., Интерполирование и экстраполирование стационарных случайных последовательностей, АН СССР, сер. мат. Т5 вып. 1, 1941.
- [4] KOLMOGOROV, A. N., Interpolation and extrapolation of steady-state random sequences, Akad. nauk SSSR, ser. mat. 5 1 (1941).
- [5] LEES, A. B., Interpolation and extrapolation of sampled data, IRE Trans. IT-2 (1956) 12-17.
- [6] BLUM, M., An extension of the minimum mean square prediction theory for sampled input signals, IRE Trans. IT-2 (1956) 176-84.
- [7] BLUM, M., On the mean square noise power of an optimum linear discrete filter operating on polynomial plus white noise input, IRE Trans. IT-3 (1957) 225-31.
- [8] JOHNSON, K. R., Optimum, linear, discrete filtering of signals containing a nonrandom component, IRE Trans. IT-2 (1956) 49-55.
- [9] ПЕРОВ, В. П., Синтез импульсных цепей и систем с импульсной обратной связью, Автоматика и телемеханика, 1957, т. 18, № 12.
- [10] PEROV, V. P., Synthesis of pulse chains and systems with pulsed feedback, Automation and Telemechanics 18 12 (1957).
- [11] ЦЫПКИН, Я. З., Теория импульсных систем, физматгиз, 1958.
- [12] TSYPKIN, Ya. Z., Theory of Pulsed Systems, Fizmatgiz (1958).
- [13] ГОЛОДОВНИКОВ, В. В., Статистическая динамика линейных систем автоматического управления, физматгиз, 1960.
- [14] SOLODOVNIKOV, V. V., Statistical Dynamics of Linear Systems for Automatic Control, Fizmatgiz (1960).
- [15] КРУТКО, П. Д., Статистическая динамика импульсных систем, Советское радио, Москва 1963.
- [16] KRUTKO, P. D., Statistical dynamics of pulsed systems, Sov. Radio (1963).
- [17] ВОЛГИН, Л. Н., Элементы теории управляющих машин, Советское радио, 1962.
- [18] VOLGIN, L. N., Elements of the theory of controllers, Sov. Radio (1962).
- [19] GUEST, P. D., Numerical Methods of Curve Fitting, Cambridge University Press (1961).
- [20] ЛИННИК, Ю. Б., Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений, Москва, 1962.
- [21] LINNIK, Yu. V., Least Squares Method and the Bases of the Theory of Processing Observations, Moscow (1962).
- [22] КОВАНИЦ, П., Обобщенный дискретный аналог задачи Заде-Параззини, Nucl. Res. Inst. Czechoslovak Academy of Sciences, Rep. UJV 1028/64.
- [23] KOVANIC, P., General discrete analogue of the Zadeh-Ragazzini problem.
- [24] KALMAN, R. E., A new approach to linear filtering and prediction problems, Trans. ASME (1950) 35-45.
- [25] TOU, J. F., JOSEPH, P. D., Modern synthesis of computer control systems, IRE-Trans. of Appl. and Ind., 66 (1963) 61-65.

DISCUSSION

J. CHERNICK: How do you determine whether the individual data points are good enough to use in your analysis?

P. KOVANIC: We are able to calculate, by means of digital operators, not only the required quantity, but also the smoothed value of the input function. We can then compare the actual and smoothed input values and verify that the actual input errors (the differences between the actual and smoothed input values) are within acceptable limits. This method has proved to be very sensitive and efficient.

S. RAGUPATHY: How did you resolve the complex gamma spectrum?

P. KOVANIC: The spectrum was measured by means of a multichannel analyser. For processing we took into account the part of the spectrum registered by 35 channels. Both peaks were given by approximately six points (channels). We found that it was necessary to represent the background by a polynomial of the sixth order. The distance between the maxima of the peaks was approximately six channels, and the maximum number of counts per channel was of the order of 10^4 . The statistical accuracy of the results (areas of the individual peaks) was about 1%.

S. RAGUPATHY: What is the maximum number of gamma peaks you can resolve by your method? Is there any limit?

P. KOVANIC: We have developed this method for analysing functions consisting of 25 input functions. We confined ourselves to this number because of limited computer storage and availability. I do not think that the number of input vectors (input functions) or their length (number of mesh points) are limiting factors. For the first stage of static programming we assume that the input functions are linearly independent. If not, or if there is a "similarity" between one of the input functions and a function which can be formed as the linear combination of other input functions, we cannot invert the matrix necessary for calculating vector-operators. Hence, not the number of input functions but their form is a limiting factor - in addition to storage and the speed of the computer in the first stage of static programming.

THE NEED FOR SOPHISTICATION IN MULTIPARAMETER ANALYSIS AND REAL-TIME DATA PROCESSING

P. K. PATWARDHAN
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,
BOMBAY, INDIA

Abstract

THE NEED FOR SOPHISTICATION IN MULTIPARAMETER ANALYSIS AND REAL-TIME DATA PROCESSING.

This paper discusses the general requirements of multi-parameter analysers for nuclear research. The use of "wired-programme" computers and the concept of system organization using an "on-line" special purpose computer for data taking and closed-loop control has been fully discussed. Advantages of analyser-computer systems for data taking are pointed out. Prerequisites of stored-programme computers for specific applications have been clearly defined.

The need for optimization and for maintaining proper logical balance between hardware, software, and multiple time-sharing (real time) for on-line application has been emphasized. Special problems arising in long-distance data communication and remote experimental control are clearly indicated. All this discussion has been carried out in the light of the currently existing installations.

A picture of the present state of the art and possible trends for future development are presented. Implementation of computer-based conventional and nuclear reactor power plant control and of "in-pile" loop experiments is also explained.

In the light of the foregoing discussion the feasibility of establishing a "Nuclear Data Centre" at the Trombay Establishment with a number of Satellite computers carrying out concurrently real-time data processing and control operations and communicating on a micro-wave link with the Central computer, CDC-3600, situated twenty miles away at the Tata Institute of Fundamental Research, is also touched upon. The advantages to be derived are pointed out.

1. INTRODUCTION

In recent years the complexity and precision in the systems for data acquisition and processing, required for manifold experiments in the study of nuclear structure, nuclear reactions and multi-parameter nuclear spectroscopy, has set up new standards. Particularly with the advent of the high-resolution solid-state detectors and highly stable electronic circuitry the precision that can be achieved is remarkable. Obviously, the instrumentation requirements for multi-parameter data analysis as compared to single parameter analysis are much more stringent and sophistication in the electronic hardware is a necessity.

In this connection two logical approaches have been developed in the past 4 or 5 years. The first is the utilization of a fixed or wired programme machine with increased memory capacity [1]. The second being the integration of an 'on-line' general purpose digital computer (a stored programme computer) to be used in 'real time' for data gathering as well as data analysis and control [2-14]. The latter approach has become extremely popular and a number of elegant systems have been described in the proceedings of some of the recent conferences [15-18].

2. COMPARISON OF THE WIRED-PROGRAMME AND STORED-PROGRAMME SYSTEMS

The comparison of these two approaches has been illustrated in Tables I to VIII. To summarize these tables one can say that the following features are desirable in data-taking systems of the two types.

(A) Data system with a fixed programme computer

- (1) A fast random access memory with a large 400-1000 word capacity typically 10-12 μ s cycle time, with 20 or 24 bit (BCD) word length
- (2) A back-up magnetic tape system for off-line or delayed time totalizing, editing and display purposes, high-speed high packing density 250-400 bits per inch
- (3) A cathode-ray tube display of convenient size and preferably a live display
- (4) Standard in-out hardware such as typewriter, X-Y plotter, paper tape punch, magnetic tape etc. of fairly high speed
- (5) High order of differential (better than 2%) and integral linearity (better than 0.25%)
- (6) Different types of display modes (map, isometric etc.)
- (7) Multi-parameter possibility with facility for multiple input analog signal storage
- (8) Low dead time $10 + \frac{1}{4} n \mu$ s; at least 2K word¹ capacity for minimum two parameters
- (9) Automatic programming facility
- (10) Multi-mode operation such as a time-of-flight, pulse height multi-scaler etc.
- (11) Applications: (a) pulse height analysis (conventional), (b) time-of-flight analysis, (c) multi-scaler, (d) multi-parameter, (e) essentially good for specific use requiring less complexity and flexibility. Also useful in those cases where machine time is not of prime importance (as for reactor experiments).

(B) Data system with a stored programme computer

- (1) Fast memory cycle time (2-5 μ s)
- (2) Large size expandable memory, minimum 8K up to 32K
- (3) Word length about 12 bits with possibility of double precision or straightforward 24 bits
- (4) Possibility of use as a derandomizer
- (5) Different modes of operations such as, (a) off-line use for computations, (b) on-line use with no time-sharing, (c) on-line use with time-sharing
- (6) With appropriate interface such as a large fixed programme processor (derandomizer) to have direct access to memory for performing simple operations, such as an add-1 operation as in a pulse height analyser; as many as 8-10 experiments to share

¹ 1K = 1024 words

(7) Facility of priority interrupt and multi-level sequence break mode for servicing pre-assigned priority calls, minimum 10-16 levels

(8) Faster speed by incorporation of wired-in electronics such as multiply-divide hardware

(9) Oscilloscope display with light pen attachment

(10) Facility for servicing input signals such as from external encoders

(11) Minimum space should be required for programme storage; flexibility and ease of programming suitable user-oriented compiler

(12) Magnetic tape (IBM compatible) and drum storage (16 to 32K)

(13) Possibility of communicating with any existing large computer available within easy reach

(14) Standard in-out equipment: punch (60 ch/s minimum)²; reader (300 ch/s minimum); typewriter (10-15 ch/s minimum)

(15) Low cost

(16) Applications: (a) most essential where machine time and cost of operation is of prime importance such as for accelerator experiments, also where on-the-spot decisions are required to make appropriate alterations in experimental parameters, (b) for multi-parameter analysis mainly involving more than two parameters and where large memory capacity and computational facility is required, (c) for X-ray diffraction and spectrometric application, (d) where closed-loop experimental control is required (e) where unattended accelerator control is required, (f) where flexibility of mode of operation is important, (g) where multiple input servicing with pre-assigned priorities is desired, (h) where derandomizer operation with direct access to core memory is essential, (j) flexibility in allocation of data fields in different segments of memory are required, (k) where higher versatility, speed of operation, on-line computational facility and also off-line usage is required, (l) in sophisticated installation to reduce the overall cost, and (m) some of the typical applications are in Doppler shift measurements with tandem accelerator, spark chamber track analysis γ - γ angular correlation measurements, programmed neutron and X-ray diffractometry

(17) Disadvantages: (a) prime disadvantage is loss in data handling speed as compared to wired programme machine, (b) every operation must be programmed, and (c) calls for ingenuity on the part of the user to get maximum advantage out of the machine.

It is fairly obvious that in a particular situation the balance has to be obtained between sophistication in the experimental requirements and complexity of electronic hardware and as such, optimization together with cost-limited approach should be encouraged. It is recognized that although systems involving very high sophistication score in terms of speed and in the ability to resolve the complex experimental details in simple form, yet, for most simpler purposes the results are not any different to those from minimal systems. Thus sophistication is an advantage only when accelerator machine time or similar factors are of paramount importance or when additional computational facility on the accumulating data is required.

² ch = characters

TABLE I
MEMORY CONSIDERATIONS

Type of system	Fast random access ferrite core memory	Magnetic tape back-up permanent storage	Drum storage	EASY memory extension	Direct access to the whole or a segment of memory
Wired programme	Yes	Yes	Not necessary	No	Predetermined discrete
Stored programme	Yes	Yes	Yes	Yes	Programmable continuously and variable

TABLE II

VERSATILITY AND PROGRAMMABILITY

Type of system	Ease of operation	Programmability	Modification to parameters	Computational facility	On the spot evaluation	Calling up for editing and alterations
Wired programme	Yes, with wired-in controls	Only fixed pre-determined programming	Very limited only wired-in options	No	Yes	Alteration not easily possible
Stored programme	Depends upon software and ingenuity of the user	Yes, variety of programmes possible	Yes	Yes	Yes	Yes

CN-22/33

TABLE III
SPEED OF OPERATION AND EFFICIENCY OF THE SYSTEM

Type of system	Direct machine speed	Programme dependence of speed	Overall experimental speed-computational facility	Efficiency and speed increase with feed-back control	User interaction related to speed
Wired programme	Fast due to wired-in instructions	Not dependent	Slow as on-the-spot evaluation of experimental data not possible	No feed-back	Not dependent on user
Stored programme	Slower compared to above due to programme control	Dependent on the type of programmed instructions	Fast, because on the spot computation and evaluation of experimental data possible	With feed-back possible to have completely automatic runs and thus increased speed of analysis	Ingenuity of user can considerably enhance speed of data analysis

TABLE IV
APPLICATIONS

Type of system	Pulse height analysis	Time of flight	Multi-scaler	X-ray diffraction	Alternate data inputs	Spark chamber track analysis	Computational	Accelerator feed back control	Experimental run decision making
Wired programme	Yes	Yes	Yes	Less useful as cannot modify experimental conditions	No	No	No	No	No
Stored programme	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes

TABLE V
IN-OUT CAPABILITY

Type of system	CRT with light pen	Type-writer	Paper tape punch and reader	Magnetic tape	X-Y recorders	Card punch	As satellite computer to a large computer	Other remarks
Wired programme	Display possible but real use of light pen cannot be exploited	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No	
Stored programme	Light pen can be fully utilized under programme control	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	A number of independent systems can be connected up on a time-sharing basis

TABLE VI
USER INTERACTION

Type of system	In-out capability	Modification to experimental parameters by on the spot evaluation	Versatility in terms of applications	Ease of operation	Other pre-requisites
Wired programme	Limited to wired-in instructions	Not possible	Less versatile	Yes	Is not user dependent
Stored programme	Can have multiple time-sharing inputs. Capable of communicating with larger computer for sophisticated computations	Possible, one of the main advantages	Much more versatile. By addition of peripheral hardware can concurrently cater to the needs of various experiments on time-sharing basis in real-time	Programme controlled	Ingenuity and programming knowledge of the user play large role in getting maximum out of the machine

TABLE VII
EXPERIMENTAL FEED-BACK CONTROL

Type of system	Accelerated feed-back control	Spectrometer control	X-ray diffraction apparatus control	Other types of experiments requiring feed-back control such as closed loop accelerator control
Wired programme	Not possible	Not possible	Not possible	Not possible
Stored programme	Possible under programme control	Possible under programme control	Possible under programme control	Variety of experiments can be controlled by fixing up earlier the experimental parameters and the limits

TABLE VIII
COST COMPARISON

Type of system	In-out hardware	Peripheral equipment	Storage system	Interface for concurrent time sharing	Other remarks
Wired programme	Each equipment requires individual units	Since no time-sharing, less cost	Storage not expandable hence only initial outlay	No time-sharing possible	Since with a fixed programme computer it is not possible to have time-sharing by several experiments, the cost is limited to initial outlay; each equipment requires its own in-out hardware and hence cost will be higher for large number of installations
Stored programme	Common in-out equipment attached to computer can be shared by various experimenters on time-sharing basis, resulting in economic usage	Time-sharing possible avoiding considerable duplication of in-out control core-memory, etc., resulting in cost saving in overall outlay	Storage expandable according to need. Can accommodate number of users simultaneously	Interface for concurrent time-sharing is required; this can reduce ultimate overall expenditure	Concurrent time sharing possible so overall installation costs for requirements of various users can be reduced

3. DATA-PROCESSING REQUIREMENTS AT TROMBAY

In the light of the foregoing discussion let us consider requirements of the data-handling facilities at Trombay. The existing experimental facilities at Trombay are shown in Fig.1 and include a 5.5-MeV Van-de-Graaff accelerator for study of nuclear reactions and other nuclear experiments, the CIR (Canada India Reactor) and the ZERLINA reactor. These are also experimental facilities around the CIR site which are devoted to work in (1) 'in-pile' experiments, (2) solid-state physics experiments, (3) fission physics experiments, (4) radioactivity and other radiochemistry experiments, and (5) reactor engineering problems. From this it is fairly obvious, that if we have to provide data-gathering facilities for all these experiments, it would be much more economic to have a centralized nuclear data centre in which communication lines could be set up for data acquisition and experimental control.

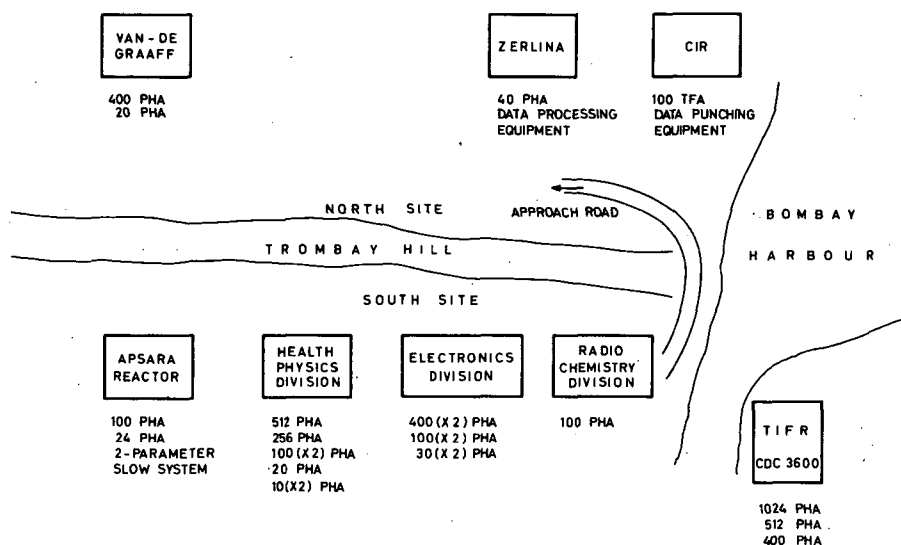


FIG. 1. Research stations at Trombay indicating existing data-handling facilities (Nov. 1965)

4. OTHER REASONS FOR SOPHISTICATION

(a) The Tata Institute of Fundamental Research (TIFR), which has been recognized as a national centre for mathematical and fundamental research, has very recently acquired a powerful digital computer, the CDC 3600, the intention being to make use of this facility for scientific computations and multiple time sharing by various users. In this respect it is fairly obvious that a machine of this size and capability should be able to communicate with several satellite computers for maximum economy of machine time and capability. In this regard it is felt that a parallel control with a CDC 160A

satellite computer located at Trombay would provide an ideal 'on-line' computational facility for time-sharing at the Trombay site. The advantage to be gained from such a data link cannot be over-emphasized. It would then be possible to have a group of on-line data processors and control computers at Trombay. A powerful Nuclear Data Centre is expected to be set up at the Trombay site. The control computers and on-line data processors would be designed and fabricated at Trombay in collaboration with the Tata Institute of Fundamental Research.

(b) The availability of a strong group of scientists and engineers capable of designing and maintaining such apparatus is necessary to the establishment of such a complex electronic system. Fortunately at Trombay we do have a group of highly trained people capable of designing and erecting such machinery.

(c) The other problems that are interlinked with such systems are the availability of electronic components and the cost involved in the erection of the system. As regards the cost of such a project, the design of various systems that we are planning are all cost-limited and lay stress on the use of indigenous raw materials as far as possible. More than anything the need for setting up such a centralized facility and the urgency with which it is required is so overwhelming as to induce us to go ahead with the planning of this Nuclear Data Centre.

5. PHASED PROGRAMME OF NUCLEAR DATA CENTRE AT TROMBAY

It is proposed to embark on a phased programme in which we shall have a fairly complex and sophisticated build-up of electronic data acquisition and analysing systems. The incorporation of high-speed closed-loop data control and other control applications tied up with satellite computers to a central computer complex is envisioned to provide a unique and versatile experimental and control facility. It will also, incidentally, provide for an 'off-line' computational facility. A memorandum on the proposed Nuclear Data Centre was prepared some time ago [19].

6. PHASE I 1966-68

6.1. Multi-parameter analyser

In the first lap of this phased programme it would be possible to set up an experimental facility primarily for nuclear applications at Trombay. This would cover a period of two years. Figure 2 shows the experimental facilities that will be provided.

It is the intention in the first lap to build up a 'two-parameter wired programme system' that will be sufficiently flexible to accommodate 4096 words (20 bits long) of data in a two-parameter format. The machine will be so designed as to be able to extend the number of parameters up to a maximum of 8 with adequate sophistication at the front end and including a back-up magnetic-tape data storage for delayed time totalizing.

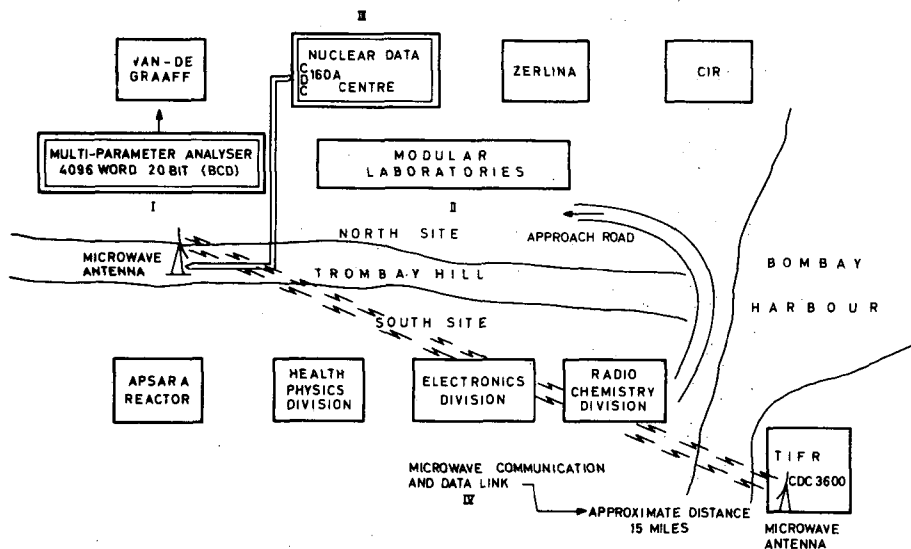


FIG. 2. Nuclear data centre and microwave data link between Trombay and TIFR (Phase I 1966-68)

The two-parameter facility is chiefly intended for use in direct data acquisition and processing and can be used for (a) fast acquisition and delayed time processing of two-parameter (or more) data (with an option for real-time coarse processing) with up to 1000 channels being available for each parameter, and (b) for fast read-out and processing of data from analysers in the laboratory.

Use of digital window technique and double address registers would be made to achieve any desirable configuration to provide multiple mode operation. The different modes would be externally programmable. At the input-end flexible hardware will provide for two ADCs. In addition each ADC will have two to four inputs with a facility of analog storage. A live display for on-the-spot diagnosis will be available.

The front-end hardware will be sufficiently flexible to be able to integrate with an on-line data processor which is also being concurrently designed for 'real-time' data acquisition. It is further possible to have an appropriate inter-phase between the data processor and a CDC160 A computer which will be the communicating link at the Trombay site for calling up CDC 3600 for more complex computational requirements.

6.2. Microwave Data Link between Nuclear Data Centre Trombay and CDC-3600 at TIFR

It is intended to set up a communication link between the CDC-3600 computer at TIFR at the Colaba site and the Trombay site of the Atomic Energy Establishment. It is proposed to have a microwave full duplex communication channel of economical high-quality performance utilizing a minimum of radio base band spectrum. It may have a half duplex, high

speed (at least a 1×10^6 bits/s) serial data channel and one up to 12 or more full duplex, telephone grade voice channels which will be interfaced with appropriate telephone equipment. The interface at the CDC-3600 and at the Trombay site will also be appropriately chosen to meet the desired specifications. This work will be completed by the end of the 1st phase lasting two years.

7. PHASE II 1968-70

This phase of the programme which will extend over a period of two years will include (a) integration of an on-line data processor for nuclear physics experiments, with the computer complex of the data centre (existing single parameter equipment and multi-parameter wired-programme equipment may also be connected up on a time-sharing basis with the data processor), (b) equipment for delayed time totalizing such as a round the reactor sites will also be connected up with the data processor. In other words integration of all the then existing equipment will be carried out.

7.1: On-line data processor

This equipment is being designed in collaboration with the TIFR computer group as a joint venture. In the design of this system the following factors will receive careful consideration.

- (1) Memory capacity, minimum 8K - 16K core store
- (2) Word length 12 bits with double precision facility or 24 bits
- (3) Memory cycle time: 5 to 8 μ s
- (4) Back-up drum memory 16K
- (5) Back-up magnetic tape (CDC-3600) compatible for storage of spectra, programme sub-routine etc.
- (6) Part of memory to have direct access to external equipment through appropriate derandomizer for multiple input time-sharing (such as pulse height analyser application) achieved with high-speed channel facility
- (7) Priority interrupt (multi-level sequence break) 10-16 levels
- (8) Built-in electronics to increase speed such as multiply-divide hardware
- (9) Built-in facilities for direct recording from encoders, switch data, scalars etc. and block parallel word transfers through I-O register to connect existing equipment on-line.
- (10) Large CRT display with light-pen attachment
- (11) Fast in-out equipment, type writer, paper punch, reader etc.
- (12) Fortran-oriented suitable software developed specifically for on-line, time-shared use
- (13) Possibility of accelerator closed-loop control with the computer
- (14) Appropriate peripheral equipment for concurrent time sharing by up to 10 experimenters
- (15) Integration of all existing nuclear physics oriented data processors with the on-line computer
- (16) Communication of the data processor with the CDC-3600

- (17) Low initial outlay and low maintenance cost
- (18) Computational and programme debugging facility
- (19) Developing programme libraries for exchange with other laboratories carrying out similar type of work.

8. PHASE III · 1970-72

This phase of the Nuclear Data Centre (NUDAC) will employ one or two more control computers for integrating 'in-pile' experiments such as loop experiments, carried out at CIR site with NUDAC. In addition, one or more control computers will be employed for feasibility study for control of nuclear reactors. It is likely that the new prototype power reactor being designed at Trombay may employ this concept and eventually be integrated through a satellite control computer with the central computer complex.

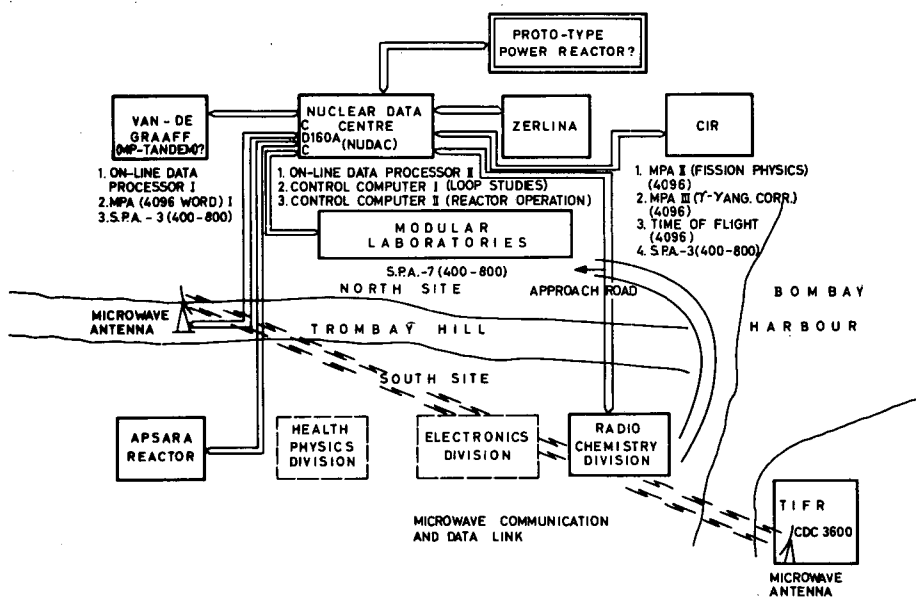


FIG. 3. Nuclear data centre and integration of data handling facilities at Trombay (on completion end of Phase III Dec. 1971)

Figure 3 shows the completed Nuclear Data Centre as it would appear at the end of the third and the last phase. The progress of work through the various phases is also clearly indicated by different outlines. Table IX shows the equipment that will go with the Nuclear Data Centre and the approximate cost estimates.

TABLE IX

NUCLEAR DATA CONTROL - EQUIPMENT AND COST ESTIMATES
1966-71

Single parameter systems scattered with individual read-outs	Multi- parameter systems with appropriate read-out	In-out equipment	On-linedata processors for use with accelerators	Control computers connected up with reactors	Peripheral equipment for time-shared operations	Microwave data link with interface
15	4	Mostly centralized 4 sets time- shared	2 computers with standard options	2 computers with standard options	For all four computers	
US\$1.5 × 10 ⁵ approx.	US\$1 × 10 ⁵ approx.	US\$1.0 × 10 ⁵ approx.	US\$1.2 × 10 ⁵ approx.	US\$1.2 × 10 ⁵ approx.	US\$1.2 × 10 ⁵ approx.	US\$1.0 × 10 ⁵ approx.
					Total US\$8.1 × 10 ⁵ or Rs. 4 million	

9. CONCLUSIONS

It is hoped that the creation of the Nuclear Data Centre at the Trombay Establishment with a phased programme lasting over six years will help in

(a) Building up computer-based know-how in the field of nuclear data acquisition, communication and analysis

(b) This will help in creating a new discipline in the field of information processing

(c) The cost-limited and minimal system time-shared approach will foster healthy co-operation amongst scientists and will bring together diverse schools of experimentalists

(d) This will provide the Trombay Establishment with one of the finest and very powerful data processing facility, comparable to world's best.

ACKNOWLEDGEMENT

The author wishes to thank A.S. Rao, Director, Electronics Group for his keen interest in this work.

REFERENCES

- [1] BROMLEY, D.A., GOODMAN, C.D., O'KELLEY, G.D., Proc. Conf. Applications of Multi-parameter Analysers in Nuclear Physics Nov.1962, CU(PNPL) -227, 35-56.
- [2] LENG, J., AECL-1565 (1962).
- [3] LENG, J., CRL-74 (1962).
- [4] BROWN, E.B., GERE, E.A., KANE, J.V., Proc. Conf. Instrumentation Techniques in Nuclear Pulse Analysis, Monterey, California, NAS/NRC-1184 (1963) 255-65.
- [5] LENG, J., QUARRINGTON, J.A., PATWARDHAN, P.K., BELL, G., Proc. Conf. Instrumentation Techniques in Nuclear Pulse Analysis, Monterey, California, NAS/NRC (1963) 271-82.
- [6] CARLSON, R.R., NORBECK, E., Phys. Rev. 131 (1963) 1204.
- [7] CHRIEN, R.E., RANKOWITZ, S., SPINRAD, R.J., Proc. Int. Conf. Nuclear Physics with Reactor Neutrons, ANL-6797 (1963) 376-81.
- [8] KANE, J.V., SPINRAD, R.J., Proc. Conf. Utilisation of Multiparameter Analyser in Nuclear Physics, CU(PNPL)-227 (1963) 149.
- [9] MILLER, W.F., Proc. Conf. Utilisation of Multiparameter Analyser in Nuclear Physics CU(PNPL) - 227 (1963) 143.
- [10] MILLER, W.F., FULBRIGHT, H.W., Proc. Conf. Utilisation of Multiparameter Analyser in Nuclear Physics, CU(PNPL)-227 (1963) 11.
- [11] BROUDE, C.A.P.S., The use of an on-line computer in accelerator experiments, CAP Meeting Edmonton, 1963, A.E.C.L. int. rept.
- [12] QUARRINGTON, J.A., private communication.
- [13] HENDRIE, G.C., SONNENFELDT, R.W., Evaluation of control computers, sixth ISA National Power Instrumentation Symposium, Philadelphia, 13-15 May 1963, J. Instrum. Soc. Am. (Aug.1963).
- [14] BARNARD, A.C.L., KEYES, R., BUCHANAN, J.A., RABSON, T.A., PHILLIPS, G.C., Two-parameter analysis and other use of the digital computer in a nuclear laboratory, research report, Bonner Nuclear Laboratories, Rice Univ., Houston, Texas.
- [15] Conference on 'Utilization of Multi-parameter analyzers in Nuclear Physics'. November 1962 Grossinger New York CU(PNPL)-227.

- [16] Proc. Conf. Instrumentation Techniques in Nuclear Pulse Analysis, Monterey, California, NAS/NRC-1184 (1963).
- [17] Conf. 'Nuclear Electronics', Paris, Nov. 1963.
- [18] Proc. 'EANDC' Conf, Automatic Acquisition and Reduction of Nuclear Data', Karlsruhe, 13-16 July 1964.
- [19] PATWARDHAN, P.K., VAZE, G.H., 'Nuclear Data Processing Centre', internal report, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay.
- [20] NARASIMHAN, R., internal report, Tata Institute of Fundamental Research, Bombay.

DISCUSSION

R. J. COX: We have been considering what sort of long-term data handling equipment we should have in the United Kingdom, and I am pleased to see that the ideas at Trombay are very similar to those that we have been adopting.

I would like to emphasize the significance of the stored-programme type of computer in enabling the experimenter to change his programme. One of the problems that we have is finding people to design all the electronic equipment that is required. For example, no sooner have you delivered an assembly than the experimenter wants it modified, which means recalling the electronics people. Nowadays, all experimenters can use the more common computer languages such as Fortran, and they appreciate the flexibility that the stored-programme machine gives them.

I was interested to hear that you are already thinking of connecting your remote computers to your central, big computer; we are thinking along the same lines. However, you must be sure to make efficient use of the time on your big machine. Although most machines are time-sharing to a certain extent, feeding data from remote machines can take up a great deal of expensive computer time. We are thinking of using a big backing store on our central computer; we have in mind a magnetic card file with a capacity of a few times 10^9 bits. We feel it has got to be that size in order to cope with experimental equipment as well as normal scientific computations. Like you, we feel that we need a parallel control with a satellite computer; however, we think that the machine in question would have to be much bigger than the CDC 160A which you are considering.

P. K. PATWARDHAN: We may eventually use a machine somewhat bigger than the CDC 160A as the satellite computer at Trombay.

P. KOVANIC: I should like to say a few words in favour of wired-programme computers. While I fully agree with Mr. Patwardhan regarding the advantages of general-purpose computers, I do not think that he mentioned that efficiency in using computers depends on the particular problem to be solved. I believe that in many cases wired-programme computers can be quite effective.

P. K. PATWARDHAN: The wired programme now has only a few applications, such as quality control of detectors in the manufacturing process or single-parameter analysis where conditions are predetermined. Their serious limitation is lack of versatility and programmability; hence, such computers are being replaced by small general-purpose machines.

AN AUTOMATIC DATA-LOGGING SYSTEM FOR METEOROLOGICAL STUDIES IN REACTOR ENVIRONMENTS

C. W. JOSHI, N. A. INGLE AND N. B. JATHAR
ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,
BOMBAY, INDIA

Abstract

AN AUTOMATIC DATA-LOGGING SYSTEM FOR METEOROLOGICAL STUDIES IN REACTOR ENVIRONMENTS.

An automatic data-logging system has been designed for meteorological studies for the Tarapur power reactor. The system is designed to log data from 256 sensors divided into two groups of 128 each. The outputs from the sensors in analog form, varying from 0 to 100 mV can be scanned sequentially. The scanning unit, used for time multiplexing, consists of a bank of 256 pairs of reed relays. It connects sequentially the outputs from the two groups of sensors to two chopper-modulated d. c. amplifiers. The output from the chopper-modulated d. c. amplifier varies from -4 to -10 V. A linear and highly stable A-D converter connected alternately to the chopper-modulated d. c. amplifiers digitizes the amplified outputs. The digitized data are stored in a ferrite core memory with a capacity of 256 5-digit words. The data are handled in the binary-coded decimal form.

Each memory location corresponds to a particular input sensor. When sensor M_i is selected by the scanning unit, its digitized output is added to the previously stored data in the M_i^{th} memory location and the result is stored back in the same location. The $M_i + 1$ sensor is next selected. The scanning unit selects all the sensors every second. At the end of 10 min the memory locations contain the averages of outputs of all the sensors. This data is punched on a paper tape in the next 2 min. The sensors are scanned again after clearing the memory. The logical operations are controlled with a 100-kc/s crystal controlled time clock. The data are fed to a digital computer for analysis.

1. INTRODUCTION

An automatic data-logging system has been designed for meteorological studies for the Tarapore Power Reactor. These studies require the measurement of wind speed, wind direction, atmospheric pressure, temperature etc., averaged over a certain fixed period, at various heights on a tower. The data from a large number of meteorological sensors has to be recorded simultaneously. The handling of data from graphical recorders involves a lot of manual labour. Digital recording suitable for direct input to a computer is a better choice. The data so recorded can be used later for rerun of the programme or for a different programme.

The system is designed to record data from 256 sensors divided into two groups of 128 each. The time multiplexing unit sequentially connects the sensors to two chopper-modulated d. c. amplifiers. An A-D converter connected alternately to the d. c. amplifiers converts the analogue input to digital equivalent. The digitized data is stored in a ferrite-core memory. The cycle is repeated every second and the memory accumulates the data. At the end of the averaging period, the data is punched on a paper-tape. The averaging period is 10 or 8 min.

2. OPERATION

The averaging of the analogue signal from a sensor is achieved by adding all the ordinates at small time intervals (less than the time constant of the sensor) and dividing the sum by the total time (see Fig. 1). The ordinate values are first digitized and later added in a digital form. The division by time is achieved by adjusting the A-D converter slope and or A-D converter bottoming voltage.

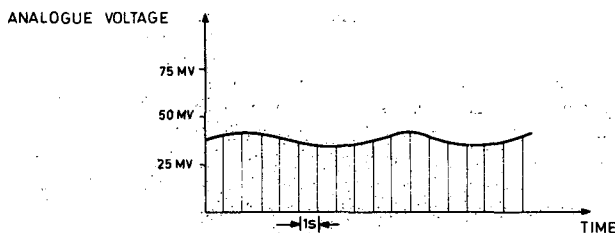


FIG. 1. Averaging of signals

3. BLOCK SCHEMATIC

Figure 2 shows the block diagram of the system. It consists of the following sub units.

3.1. Time multiplexing unit

This unit consists of 256 reed relays with normally open contacts divided into two groups of 128 each. The floating outputs from 256 sensors are connected to these reed relays. The address scaler of the memory unit followed by diode decoders and driving circuits switches on the relays sequentially. The relays are connected to two d. c. amplifiers; relays from group A to d. c. amplifier A and relays from group B to d. c. amplifier B.

Four-millisecond trigger pulses are fed to the address scaler input. The relay switching time is 1 ms. The inputs (and hence the input relays) are divided into two groups to allow the chopper-modulated d. c. amplifier comparatively more time to get stabilized after an application of input voltage at its input terminals. In a 8-ms-cycle single d. c. amplifier system the output of the d. c. amplifier would be sensed by the A-D converter 1 ms later than the application of input voltage; whereas in a 4-ms-cycle double d. c. amplifier system the output of the chopper-modulated d. c. amplifier is sensed 5 ms later than the application of input voltage. This gives more freedom for adjustment of the smoothing R-C time constant of the demodulator chopper to reduce the ripple. The chopping frequency is 4 kc/s.

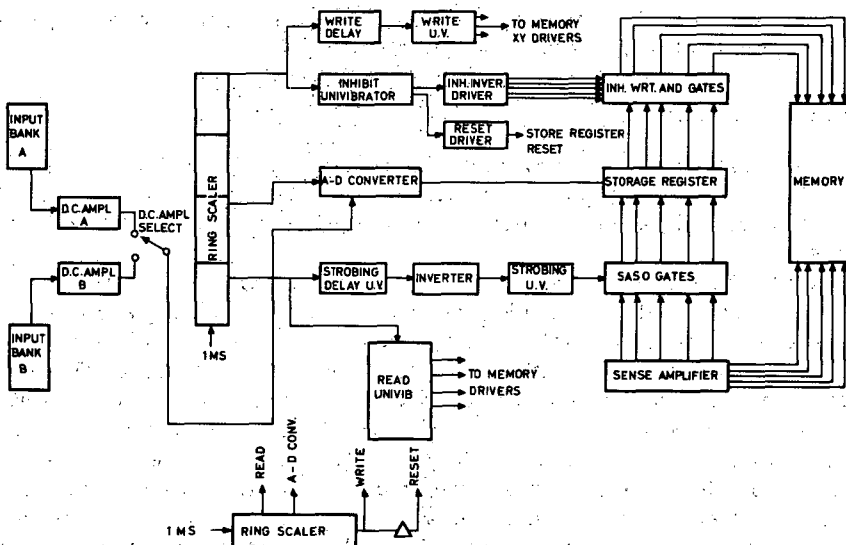


FIG. 2. Block diagram of the system

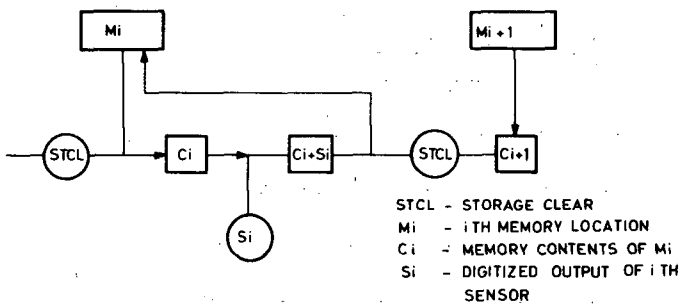


FIG. 3. Sequential scanning of inputs

3.2. Chopper-modulated d.c. amplifiers and A-D converter

The chopper-modulated d. c. amplifier is used to amplify input sensor signals which are in the range of 0-100 mV. The transistor chopper frequency is 4 kc/s. The gain of the amplifier is 1000 and it is possible to adjust it to different values. This type of amplifier is selected for its low drift. The linearity of the amplifier is 0.5% and the drift is a few μV at the input.

The A-D converter produces a ramp with a fixed slope (this slope is adjustable for calibration purposes). The A-D converter is connected alternately to d. c. amplifier A and B every 4 ms. The A-D converter produces a pulse with a width proportional to the d. c. amplifier voltage output. The pulse

opens a gate for 100 kc/s crystal controlled pulses. The number of pulses are thus proportional to the input analogue signal.

3.3. Memory unit

The ferrite core memory stack, assembled here, consists of twenty 16×16 planes. The memory capacity is 256 20-bit words. Binary-coded-decimal system is adopted which means the memory capacity is 256 5-digit words.

A 20-bit register serially accepts the pulses from A-D converter. The memory is operated as coincident current memory. Reading and writing operations are done parallelly. The address scaler sequentially scans the memory locations in step with the inputs. The memory location i^{th} is selected when the i^{th} input M_i^{th} is connected to d.c. amplifier. First the i^{th} location contents C_i are read on the register. The A-D converter output S_i is serially fed to the input of the register. The result $(C_i + S_i)$ is written into the same memory location M_i (see Fig. 3). The memory location $(M_i + 1)^{\text{th}}$ is now selected. Every second all the inputs are scanned and the A-D converter outputs are added to the previously recorded numbers in the memory locations corresponding to the inputs. At the end of ten minutes (or 8 min) the memory contents are averages of all the inputs scanned. The time waveforms for one memory cycle are shown in Fig. 3a. It is possible to select only 32, 64, 128 or 248 inputs with a band switch.

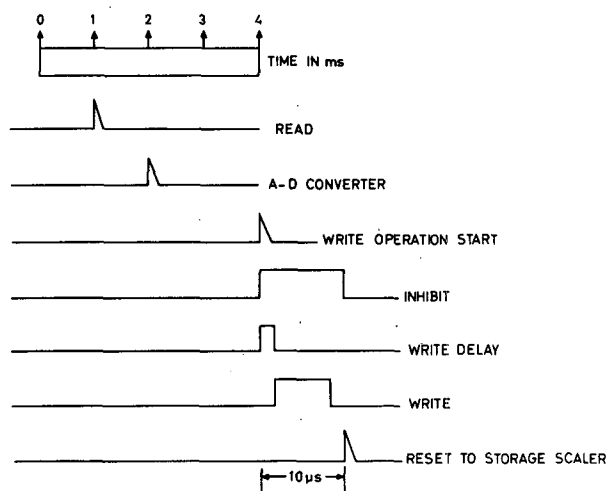


FIG. 3a. Time waveforms for one memory cycle

The memory read and write circuits use transistor and diode matrices for selection of x and y lines. Rectangular matrices are used. Driving transformers are not used, instead driving transistors are arranged to pass opposite currents for read and write operations (see Fig. 4). Sense amplifiers amplify the floating signals from memory and after full wave rectification the

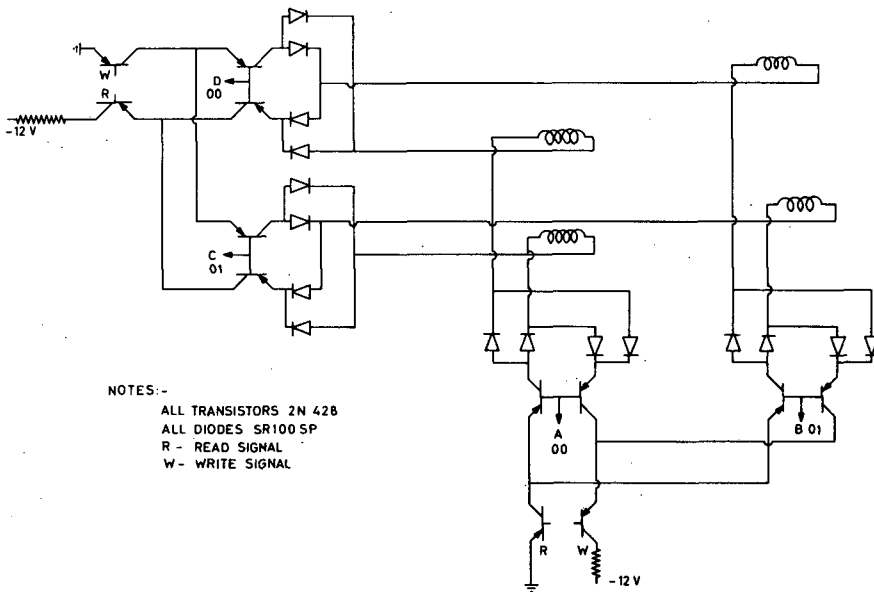


FIG. 4. Driving transistors arranged to pass read and write currents in opposite directions

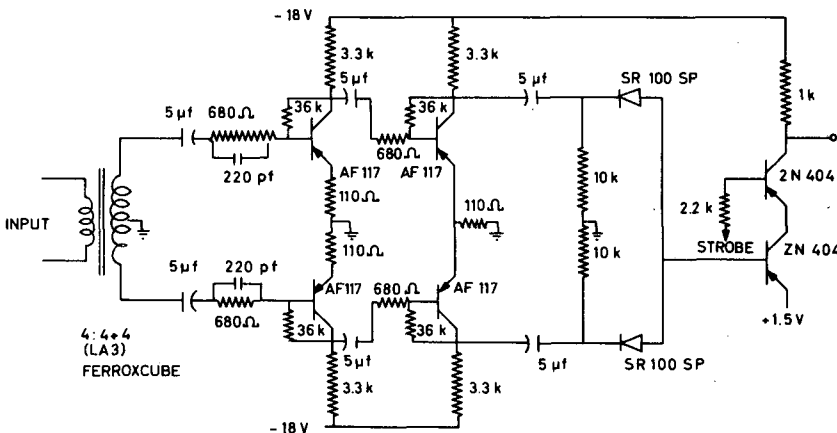


FIG. 5. Sense amplifier and strobing gate

strobe signal is used to set the register (see Fig. 5). Inhibit signal starts before and ends after the write signal. Inhibit drivers are operated parallelly for writing in the memory (see Fig. 6).

3.4. Timing and sequencing unit

The various operations are controlled with the signals obtained from a digital clock. The clock runs from a crystal-controlled 100 kc/s oscillator.

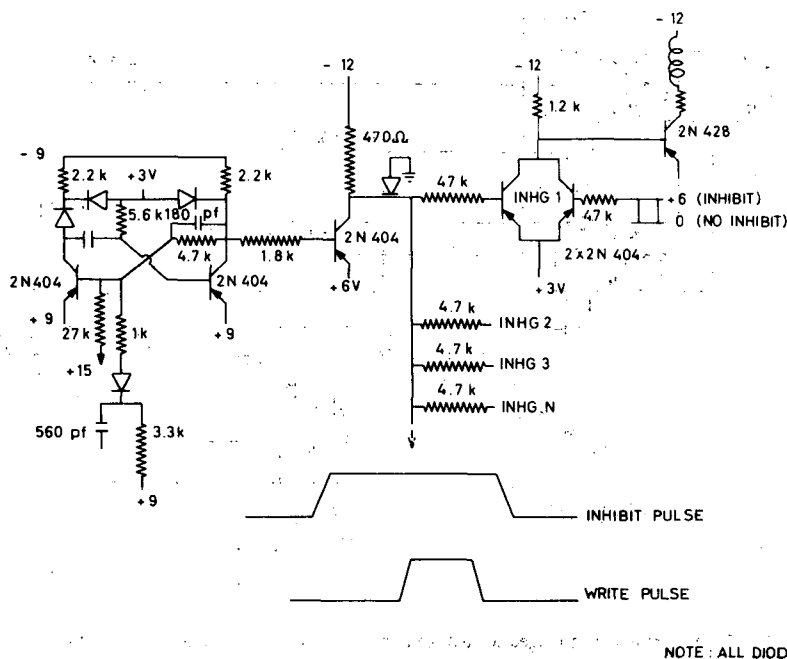


FIG. 6. Inhibit circuit.

A number of decades and hexades are used to scale down 100 kc/s to 1 month. It is possible to reset the clock automatically for a 28, 30 or 31 days' month. It is also possible to set the clock at any minute, hour and day.

The timing and sequencing unit controls the start and stop of the memory scanning, scanning of the inputs, read-write, inhibit and strobing operations. The unit also controls the punching operation start-stop and code and trip signals. The unit consists of a number of standard gates (Fig. 7) and ring scalars used as stepping switches.

3.5. Punching unit

The memory contents at the end of averaging period of 10 or 8 minutes are stored on a paper-tape with a 5-level, 33 characters/s Creed reperforator Mark IV. The paper tape is punched in such a way that at a later stage it can be fed to a tape to card converter directly without any additional programming. The cards are stored for later use. Each card bears the information of year, month, day, hour, minute, card number and averages of 16 inputs. Sixteen cards are required to hold the memory contents every 10 min. The punching cycle is of 2 min duration.

The signal from the timing and sequencing unit starts the punching operation. First the information of year, month, etc. is punched. Later the card number is punched and then the first 16 inputs are punched, each input occupies four columns in the card. The parallel-serial conversion and reading of the memory locations is carried out by the punching unit and sequencing unit.

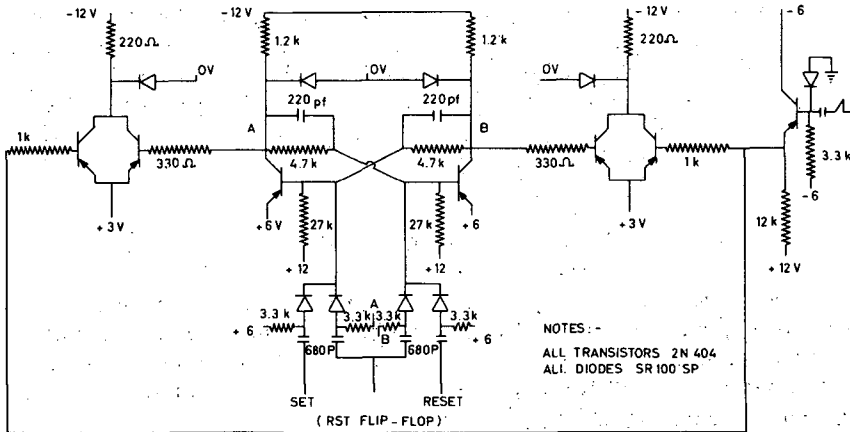


FIG. 7. Standard gate

respectively. After 16 inputs are punched the change of card code is punched. The operation continues till all the memory is cleaned.

3.6. Power supply unit

This consists of six positive and six negative 3-A supplies. These are stabilized from a zener followed by three emitter followers. The change in output voltage from no-load to full load is 0.5 V. These supplies are mainly used for switching circuits and the change in output voltages has no adverse effect on the circuits. Overload precaution circuit is used to protect these supplies from accidental overload or short in the circuits. The supplies are switched off automatically in 1 ms.

A -18-V electronically regulated power supply with overload protection is used for d. c. amplifiers and A-D converter. 105- and 150-V supplies are used for neons and display tubes.

4. CALIBRATION AND MAINTENANCE

The following facilities are provided for easy calibration and maintenance.

- It is possible to set the address scaler manually. This enables one to check individual inputs.
- Any number can be put into the register manually. This enables one to check the memory read and write operation with a read-write switch.
- The d. c. amplifier linearity can be checked by giving standard input.
- The A-D converter slope can be adjusted by a potentiometer.
- The circuits are divided into smaller plug-in cards which can be very easily replaced.

- (f) One of the inputs is given a reference voltage to check the overall performance and stability of the instrument. If these records are consistent the system is assumed to be properly operating.
- (g) Any accidental overload or short circuit in the circuits will switch off the power supplies. The operator has to set the clock and start the instrument.

ACKNOWLEDGEMENTS

We sincerely thank Dr. K. G. Vohra for suggesting the problem and for his guidance, and Dr. P. V. S. Rao of the Tata Institute of Fundamental Research for useful discussion. The wiring of the instrument was mainly carried out by R. S. Mhatre and S. D. Bedekar, whose assistance is gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] SUTTON, O. G., *Micrometeorology*, McGraw Hill Book Co., N. Y. (1953)
- [2] PASQUILL, F., *Atmospheric Diffusion*, D. Van Nostrand, London (1962).

DISCUSSION

F. SZLAVIK: The insertion of a low-pass filter with a cut-off frequency of $f_s/2$ (f_s being the sampling frequency) between the signal source and the sampler is essential. Due to the fact that one always has at least some noise effects there are generally components of frequencies higher than $f_s/2$ with considerable amplitude in the spectrum of the signal to be sampled. In the absence of a filter the low-frequency part of the spectrum of the sampler output signal will also be distorted with no possibility of correction.

C. W. JOSHI: We experience no such difficulty since the time constants of our sensors are more than ten seconds while the sampling time is one second.

SPECIAL CONTRIBUTION

P. E. BLOMBERG: I would like to mention briefly recent developments in this field in Sweden.

A computer is going to be installed in Sweden's second power reactor, a boiling heavy-water reactor, with the primary object of increasing the speed of start-up. There are several hundred components such as valves which have to be switched on and off in the right order but, as a physicist, I think this is a very good thing; it gives us an opportunity of carrying out experiments in the reactor during operation.

We have gained some experience from the Ågesta reactor, the first specialized power reactor in Sweden with start-up experiments and experiments carried out during power operation.

For start-up experiments with the Ågesta reactor we used a data-acquisition system of the digital type, which provided us with tapes which we then fed into a computer outside the reactor station and detectors (fission and proportional counters with pulse transformers) installed in the core. We also installed in the core a pulsed neutron generator, which I think is a very good tool for start-up measurements; we were able to measure the reactivity with only four of the 140 fuel elements in place. Our only source was the spontaneous fission in the uranium-238.

For our experiments during high-power operation we used the fine-control rods; these can be oscillated so that one obtains reactivity calibrations at high power. In addition, this procedure enables one to measure different reactivity coefficients, and we have used it to obtain results for comparison with theoretical calculations.

The results of our noise-measurements in the Ågesta reactor are very similar to those obtained with the Saxton reactor; there are resonances which appear at the same frequencies as in the Saxton reactor, and we would be interested to know if they are a universal phenomenon. We are doing more work on this and will apply our experience to experiments in the Marviken reactor.

In the Marviken reactor we intend to install in-core detectors, which we feel are important for increasing the power. The power rating of the Ågesta reactor was low, and there was no need for accurate power distribution measurements; in the Marviken reactor, however, we plan to have 48 β -detectors. We shall also include fission counters, which have a shorter lifetime but give good measurement of the dynamic behaviour of the reactor. In addition, we shall use instrumented fuel channels to measure hydrodynamic properties. Other devices include turbine flow-meters and thermocouples, and by using these in conjunction with the oscillated control rods and the in-core detectors we feel that we can obtain a lot of important physical data which will also be useful for normal reactor operations.

VIII. SERVO MECHANISMS, VARIOUS ELECTRONIC
CIRCUITS AND MISCELLANEOUS
(Session IX)

DETERMINATION OF THE OPTIMUM NUMBER OF SIMULTANEOUSLY MEASURABLE PARAMETERS

Z. NÁRAY

CENTRAL RESEARCH INSTITUTE FOR PHYSICS,
BUDAPEST, HUNGARY

Abstract

DETERMINATION OF THE OPTIMUM NUMBER OF SIMULTANEOUSLY MEASURABLE PARAMETERS. In the past few years the problem has arisen of how to use time and expensive experimental facilities (e.g. reactors, accelerators, etc.) more efficiently. To solve this problem nuclear measuring instruments have been designed for the simultaneous measurement of an increasing number of parameters and this development has found its expression in the ever-increasing application of multiparameter analysers.

Such a solution, however, is justified only in the case of an ideal measuring instrument, i.e. when both the dead time of the measuring instrument compared with the average time interval between the investigated events and the ratio of time of repair to the mean time between failures are small. Moreover the simultaneous measurement of many parameters requires a more complex instrument which in turn generally has longer dead time, a higher probability of failure, etc. This means that the characteristic data of the real instrument determine the optimal number of parameters which may be measured simultaneously with the particular instrument.

In the present work a mathematical formulation of this problem is given. A system of equations is derived which has to be solved using as auxiliary condition the minimalization of the measuring time. As examples of application of the method a few typical measuring problems of low-energy nuclear physics are dealt with. Finally, the possible extension of method to, e.g., simultaneous optimization of the measurement and the reduction of the measured data is discussed.

In nuclear physics most of the phenomena can be characterized by a function

$$\phi_0 = \phi_0(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots x^{(\kappa)}, \dots x^{(k)}) \quad (1)$$

of the parameters

$$x^{(1)}, x^{(2)}, \dots x^{(\kappa)}, \dots x^{(k)} \quad (2)$$

which define the individual events of the particular phenomenon. For instance, in the case of the $n \rightarrow \gamma + \gamma$ reaction the rate of coincidences N_0 of the output of the two γ -detectors corresponds to ϕ_0 , while the parameters are: (1) energy E_0 of the primary neutron, (2) energy E_1 and E_2 of the two γ -particles, (3) the angles α_1 and α_2 defined by the path of the primary particle and the position of the γ -detectors, respectively, and (4) the efficiency η_1 and η_2 of the γ -detectors, etc.

This means that

$$N_0 = N_0(E_0, E_1, E_2, \alpha_1, \alpha_2, \eta_1, \eta_2, \dots). \quad (3)$$

As is well known and disregarding special cases, only an approximation of ϕ_0 can be determined by measurement since:

(a) The determination of ϕ_0 as a function of the different parameters needs, especially if k is large (e.g. $k > 5$), practically non-realizable measuring instruments.

(b) As a consequence of practical reasons (e.g. finite channel widths, finite number of channels) ϕ_0 usually can be determined by measurement only at a finite number of values of the parameters.

It should be mentioned here that this work does not deal with the question of how the values of the parameters should be chosen to get the maximum information from the measurement, for this reference is made to the relevant publications [1, 2].

To eliminate, or at least to decrease the difficulties mentioned above, the function ϕ_0 is usually replaced by

$$\phi^{(1)} = \phi^{(1)}(\underline{1}), \phi^{(2)} = \phi^{(2)}(\underline{2}), \dots, \phi^{(\lambda)} = \phi^{(\lambda)}(\underline{\lambda}), \dots, \phi^{(1)} = \phi^{(1)}(\underline{1}) \quad (4)$$

"different multiparameter functions", each of which is dependent on a certain set of the original parameters or of the argument-vector denoted by $\underline{1}, \underline{2}, \dots, \underline{\lambda}, \dots, \underline{1}$. Generally all the parameters appearing in Eq. (2) are included in the arguments of the functions (4), and parameters appearing in the arguments $\underline{1}, \underline{2}, \dots, \underline{\lambda}, \dots, \underline{1}$ of the different functions $\phi^{(1)}, \phi^{(2)}, \dots, \phi^{(\lambda)}, \dots, \phi^{(1)}$ are for the most part different.

For the sake of completeness, it should be mentioned that in the limiting case there appears only one parameter in the argument of the functions given in Eq. (4),

$$\phi^{(1)} = \phi^{(1)}(x^{(1)}), \phi^{(2)} = \phi^{(2)}(x^{(2)}), \dots, \phi^{(\mu)} = \phi^{(\mu)}(x^{(\mu)}), \dots, \phi^{(m)} = \phi^{(m)}(x^{(m)}) \quad (5)$$

This means that there are as many functions as parameters. It is obvious that even the partial reconstruction of ϕ_0 from the single parameter functions given in Eq. (5) is rather difficult.

As because of the practical difficulties Eq. (1) is not suitable for use in measurements, in the following we shall deal with the question of how the functions (4) can be determined experimentally, while also giving some observations on the possible use of the functions given in Eq. (5).

As was mentioned in the opening paragraphs, these functions can be determined only by measuring them at predetermined values of the parameters. When doing so until about twenty years ago the experimenter had only one choice: to determine the functions (4), or the more so for Eq. (5), by measuring their values successively at the predicted values of the corresponding parameters, i.e. collecting the information in series (the instrument developed for this purpose is called a single-channel analyser). It is well known that developments over the past two decades in the field of multi-channel and multiparameter measuring systems have enabled the values of one or more of the functions to be measured simultaneously, i.e. in parallel. Two important cases can be distinguished.

(a) Application of one dimensional multichannel analysers

With an analyser having N_c channels, N_c different values of one single parameter function given in Eq. (5) can be determined simultaneously. This

means that the values of function $\phi^{(\mu)}$ corresponding to Eq. (5) at N_c parameter values can be measured in parallel.

(b) Application of multidimensional multichannel analysers

If an M-dimensional analyser is available, either the values of M different single-parameter $\phi^{(\mu)}$ functions given in Eq. (5) can be measured in parallel each at a suitable number of values of the parameters, or one multiparameter function $\phi^{(\lambda)}$ corresponding Eq. (4) of M parameters can be measured at a certain number of values of the parameters. Thus such an instrument sorts the events of the investigated phenomenon in

$$N_{\sigma} = \sum_{\lambda=1}^M \sigma_{\lambda} \quad (6)$$

different categories, where σ_{λ} is the number of values of the λ -th parameter, where the value of the $\phi^{(\lambda)}$ function is measured.

It follows from the foregoing that the experimenter must decide which functions corresponding to Eq. (4) he wants to be determined and how the parameters in the arguments of the individual functions $\phi^{(\lambda)}$ have to be grouped. With a suitable measuring instrument that sorts the events of the investigated phenomenon in N_{σ} categories each function $\phi^{(\lambda)}(\underline{\lambda})$ can be measured in parallel at σ_{λ} different predetermined parameter values, while the different $\phi^{(\lambda)}(\underline{\lambda})$ functions to be determined are measured one after the other, i.e. in series.

It is obvious that the resulting measuring time needed for the determination of a complete set of functions $\phi^{(\lambda)}$ corresponding to Eq. (4), which contains sufficient information about the problem under study, depends on how the individual $\phi^{(\lambda)}$ functions are chosen and how the parameters in those arguments are grouped. As the quantitative formulation of this problem is rather complex, it is usual to make this decision by instinct. Taking into consideration on the other hand the very high running expenses of the experimental facilities which are used for generation of the physical phenomenon to be investigated (e.g. accelerators, reactors etc.) and the instruments needed for measuring them, some systematization of the formation of the functions $\phi^{(\lambda)}$ may be of aid, especially in non-routine cases.

At the same time it should be emphasized that the exact mathematical treatment in the general case would lead to very great difficulties and would need the precise knowledge of many characteristic functions of the experimental apparatus. As the determination of these characteristic functions is rather troublesome and contains unavoidable arbitrariness, only a simplified method will be discussed below.

Denoting by $n_{\nu_{\lambda}}^{(\lambda)}$ the average rate of occurrence of the ν_{λ} -th value of the parameter $x^{(\lambda)}$ (here $\nu_{\lambda} \leq \sigma_{\lambda}$), the detection efficiency of the measuring apparatus (at the same parameter values) by $\eta_{\nu_{\lambda}}^{(\lambda)}$, and the maximum allowed

value also at $x_{\nu_\lambda}^{(\lambda)}$ of the relative statistical error by $E_{\nu_\lambda}^{(\lambda)}$, which is defined by

$$E_{\nu_\lambda}^{(\lambda)} = \frac{\Delta \phi^{(\lambda)}(x_{\nu_\lambda}^{(\lambda)})}{\phi^{(\lambda)}(x_{\nu_\lambda}^{(\lambda)})}, \quad (7)$$

the time $t_{\nu_\lambda}^{(\lambda)}$ needed for the measurement of the function $\phi^{(\lambda)}(x_{\nu_\lambda}^{(\lambda)})$ can be expressed by

$$t_{\nu_\lambda}^{(\lambda)} = \frac{1}{(E_{\nu_\lambda}^{(\lambda)})^2 \eta_{\nu_\lambda}^{(\lambda)} n_{\nu_\lambda}^{(\lambda)}} \quad (8)$$

To determine the values of a single parameter function $\phi^{(\mu)}$ (see Eq. (4)) at σ_λ parameter values with a serial (e.g. single channel) measuring instrument, time T_s is needed.

$$T_s = \sum_{\nu=1}^{\sigma_\lambda} \frac{1}{(E_{\nu_\mu}^{(\mu)})^2 \eta_{\nu_\mu}^{(\mu)} n_{\nu_\mu}^{(\mu)}} \quad (9)$$

The measurement of the same function $\phi^{(\mu)}$ with a suitable parallel instrument (e.g. one-dimensional multichannel analyser) at the $\sigma_\lambda \leq N_c$ predetermined parameter values requires the measuring time

$$T_p = \left\{ t_{\nu_\mu}^{(\mu)} \right\}_{\max(\nu_\mu)} = \left\{ \frac{1}{(E_{\nu_\mu}^{(\mu)})^2 \eta_{\nu_\mu}^{(\mu)} n_{\nu_\mu}^{(\mu)}} \right\}_{\max(\nu_\mu)} \quad (10)$$

where $\{ \}_{\max(\nu_\mu)}$ denotes the maximum value of the quantity appearing in brackets in the whole region of ν_μ .

Naturally the same measuring time T_p is needed for the parallel determination of a multiparameter function $\phi^{(\lambda)}$ if the $\phi^{(\lambda)}$ function is measured (using, e.g., a multiparameter analyser) at predetermined values of all the parameters involved in the argument of the function.

If the measuring instrument at our disposal cannot measure all the parameters figuring in the argument of the multiparameter function $\phi^{(\lambda)}$ simultaneously, the application of a combination of serial and parallel measurements becomes unavoidable. Supposing that from the parameters figuring in the argument vector, L_p parameters can be determined in parallel by the measuring instrument and the remaining L_s in series, the resulting time T_{res} needed for the determination of $\phi^{(\lambda)}$ using Eqs. (9) and (10) becomes:

$$T_{res} = \sum_{L_s} \left\{ \frac{1}{(E_{\nu_\lambda}^{(\lambda)})^2 \eta_{\nu_\lambda}^{(\lambda)} n_{\nu_\lambda}^{(\lambda)}} \right\}_{\max(\nu_\lambda)} \quad (11a)$$

where the summation should be extended over all the predetermined values of the parameter or parameters which have to be measured in series. For the sake of simplicity, in Eq.(11a) it is assumed that the serial part of the instrument (e.g. a single-channel analyser) gates the parallel part (multichannel analyser) or the conditions are such that, to reach the required accuracy in the parameter which is measured in series at all parameter values, less measuring time is required than that given by the expression in brackets. In a general case the resulting measuring time is

$$T_{\text{res}} = \sum_{L_s} \left\{ \left\{ \frac{1}{(E_{\nu_s}^{(\lambda)})^2 \eta_{\nu_s}^{(\lambda)} n_{\nu_s}^{(\lambda)}} \right\}_{\max(\nu_s)} , \left\{ \frac{1}{(E_{\nu_p}^{(\lambda)})^2 \eta_{\nu_p}^{(\lambda)} n_{\nu_p}^{(\lambda)}} \right\}_{\max(\nu_p)} \right\}_{\max(L_s)} \quad (11b)$$

where the symbols denoted by index s and p refer to the quantities measured in series and parallel respectively, while $\{a, b\}_{\max(L_s)}$ means the a or b , whichever is greater in the whole L_s region.

To take into consideration the properties of a real measuring instrument, expressions (11a) and (11b) have to be modified by the effect of the dead time and by the quotient of the repair time and mean time between failures of the measuring apparatus involved. It should be noted that the parallel measurement of all the parameters needs not only very complicated and expensive instruments, but may give rise to other disadvantages too. This is because an instrument which can be used for parallel measurement at many parameter values has generally a quite long dead time τ_D and a higher probability of failure.

Taking τ_{Ds} and τ_{Dp} to denote the dead time, and α_s and α_p to denote the quotient of the repair time and the mean time between failures of the part of the measuring instrument used in series and in parallel, respectively, the resulting measuring time under circumstances similar to those mentioned in connection with Eq.(11a) is given by

$$T_{\text{res}}^* = \sum_{L_s} \left\{ \frac{1}{(1 - n_{\nu_s}^{(\lambda)} \tau_{Ds})(1 - \alpha_p)} \frac{1}{(E_{\nu_s}^{(\lambda)})^2 \eta_{\nu_s}^{(\lambda)} n_{\nu_s}^{(\lambda)}} \right\}_{\max(\nu_s)} \quad (12a)$$

In the general case the expression of the modified resulting measuring time is

$$T_{\text{res}}^* = \sum_{L_s} \left\{ \left\{ \frac{1}{(1 - n_{\nu_s}^{(\lambda)} \tau_{Ds})(1 - \alpha_s)} \frac{1}{(E_{\nu_s}^{(\lambda)})^2 \eta_{\nu_s}^{(\lambda)} n_{\nu_s}^{(\lambda)}} \right\}_{\max(\nu_s)} , \right. \\ \left. \left\{ \frac{1}{(1 - n_{\nu_p}^{(\lambda)} \tau_{Dp})(1 - \alpha_p)} \frac{1}{(E_{\nu_p}^{(\lambda)})^2 \eta_{\nu_p}^{(\lambda)} n_{\nu_p}^{(\lambda)}} \right\}_{\max(\nu_p)} \right\}_{\max(L_s)} \quad (12b)$$

From the scientific and economic points of view a usual requirement is to finish an experiment in the shortest possible time [3]. To accomplish this the following procedure should be carried out: the quantities corresponding to the individual $\phi^{(\lambda)}(\lambda)$ functions and their argument-vectors should be substituted one after the other in Eqs. (12a) or (12b) and from the T_{res}^* values thus obtained the minimum should be selected. The optimum set of $\phi^{(\lambda)}$ will be characterized by the fact that the corresponding T_{res}^* is minimal. This minimalization of the resulting measuring time should be extended also to the decision of which parameters have to be measured in parallel or in series.

As the exact mathematical formulation of the problem would need detailed knowledge of the $\phi^{(\lambda)}$ functions before carrying out the measurements, it is advisable, after some preliminary measurements of the quantities involved in Eqs. (12a) or (12b), to determine the set of the functions which corresponds to the minimum value of T_{res}^* empirically.

It should be noted that the form of Eqs. (12a) and (12b) provides some aid to the experimenter in advance. For instance, as generally $\tau_{Ds} < \tau_{Dp}$, it is advisable to arrange the parameters of the argument of the functions $\phi^{(\lambda)}$ so that the parameters (or ranges of certain parameters) of the highest rate of occurrence should be measured in series and the others in parallel.

REFERENCES

- [1] KLEPIKOV, N. P., SOKOLOV, S. N., Analysis and Planning of Experiments by the Method of Maximum Likelihood, Akademik Verlag, Berlin (1961).
- [2] JÁNOSSY, L., Theory and practice of the Evaluation of Measurements, Oxford, Clarendon Press (1965).
- [2] NÁRAY, Zs., Оптимизация ядерного измерительного оборудования и управление им с помощью счетной машины, (Optimization of nuclear measuring equipment and its control using a computer) JINR, Dubna (Nov. 1964) preprint.

STEPPING MOTORS AND ASSOCIATED ELECTRONIC CIRCUITS FOR REACTOR CONTROL

E. S. F. KING

ATOMIC ENERGY RESEARCH ESTABLISHMENT,
HARWELL, DIDCOT, BERKS., UNITED KINGDOM

Abstract

STEPPING MOTORS AND ASSOCIATED ELECTRONIC CIRCUITS FOR REACTOR CONTROL. Electrical stepping motors are now available which, because of their high torque and precise motion, are very suitable for use with reactor control rods. A typical motor will produce a torque of about 30 kg cm at 10 rev/min and make about 150 steps per revolution, so that a positional accuracy of 1 part in 10 000 can be obtained on the control absorber. The motors may have three or four windings and are driven by d. c. pulse-generators specially designed for the particular reactor application. The low-frequency pulses may be produced in many ways, including: (a) rotating shutters moving over photo-transistors, (b) assemblies of standard computing elements, such as synchro-transmitters, and (c) circuits which cause frequency-reduction and squaring of the 50 c/s or 60 c/s electrical supply.

It is advisable to arrange variation of the on/off ratio of pulses to obtain maximum torque or reduce energy losses in the motors. The usual electronic circuit consists of binary frequency-dividing circuits connected to Schmitt trigger circuits which switch a low-voltage d. c. supply to the motors via transistor amplifiers. A typical design will permit an absorber to be driven in steps over 60 cm in 5, 10, 20, 40, 80 or 160 min in the direction required. In the electronic circuits, separate channels are used for each speed and direction to give high reliability and solid-state components on portable cards are used throughout for ease of maintenance. Auto-control may be applied by using a two-phase motor to drive a rotary pulse-generator or by means of frequency-modulation about a chosen reference. It is convenient to measure position by displaying the number of pulses fed to the motor on a two-way counter. Various monitoring circuits may be used to verify that the motor has moved in the correct direction and the use of groups of three or more units permits redundancy principles to be applied. Six vertically-acting control rods with stepping motors will be installed in the high-flux, research reactor PLUTO in May 1965 and a report on operational experience will be presented.

1. INTRODUCTION

Research reactors require the best accuracy and flexibility in absorber control systems compatible with the restricted space available at the reactor top. The heavy-water materials-testing reactor PLUTO has recently supplemented its selsyn-driven semaphore-arm absorbers with vertical control rods driven by stepping motors which can position absorbers to 1 part in 10 000 and may be used in unison, or independently, over a range of speeds. Recent development on stepping motors and drive units makes them suitable for general reactor use. They are safe in action because they cannot run at very fast speeds and when overloaded they slip without causing damage. Basically these stepping motors consist of a magnetic rotor turning inside a wound stator. They produce high torque at low speeds up to 5 rev/min and make 150 steps per revolution with a three-phase winding or 200 steps with a four-phase winding. Two applications of stepping motors to control mechanisms are shown in Fig. 1, of which the first item is described in detail elsewhere [1].

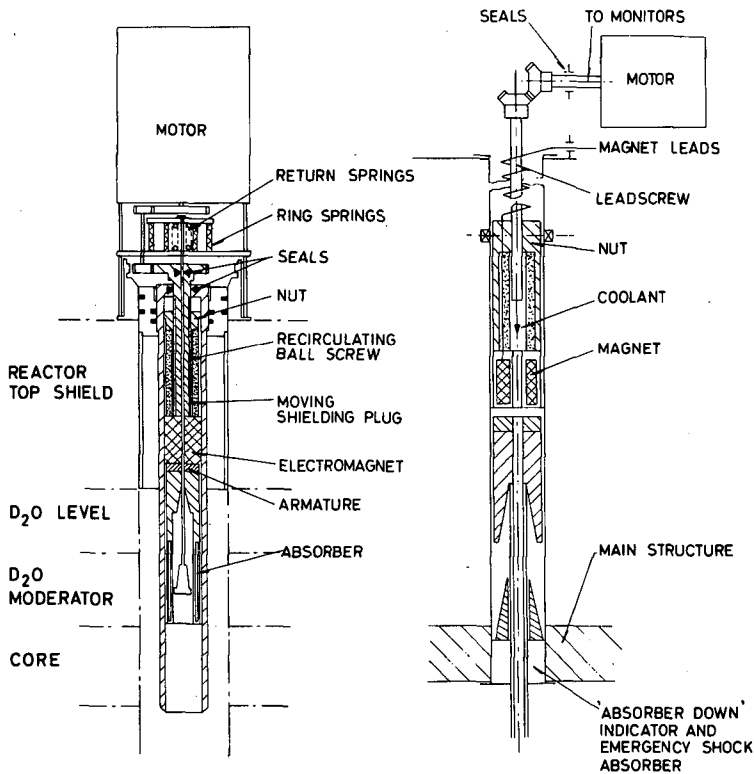


FIG. 1. Stepping-motor applications

2. THREE-PHASE STEPPING MOTOR

The motor described in Ref. [2] has been in use for some years on the DRAGON reactor and more recently in PLUTO reactor. It is a compact device having a laminated iron rotor with 50 teeth and a six-pole, three-phase, stator with seven teeth per pole arranged on a 48-tooth pitch. When the stator windings are energized in sequence, the rotor takes up successive positions of minimum reluctance. When the driving pulses do not overlap, the number of steps per revolution is the product of the number of phases and the number of rotor teeth, 150 steps in this case. If the motor is overloaded the rotor falls out of step and the torque is reduced. The speed is dependent on the frequency of the three-phase supply, and the direction of rotation is determined by the sequence in which the phases are energized. When there is no current flowing in the stator windings, the rotor is free to turn. It is often required that the rotor exercises restraint continuously, even while moving, and to achieve this successive current pulses must overlap, the minimum overlap being equal to the time constant of the stator windings. By energizing the motor phases alternately singly and then two together, the rotor will turn at 300 steps per

revolution. Figure 2 shows the stepping-motor arrangement and the torque/speed curves when the motor is operated with overlapping pulses and with separated pulses. The pulsating nature of the stepping motion is of concern because of its possible generation of nuclear-flux perturbations as well as its effect on the wear of the control mechanism. In practice the acceleration and retardation of the motor shaft are acceptable, and Fig. 3 shows the movement, as recorded on high-speed cine-film, when a loaded motor was driven with pulses having an on-off ratio of 0.5.

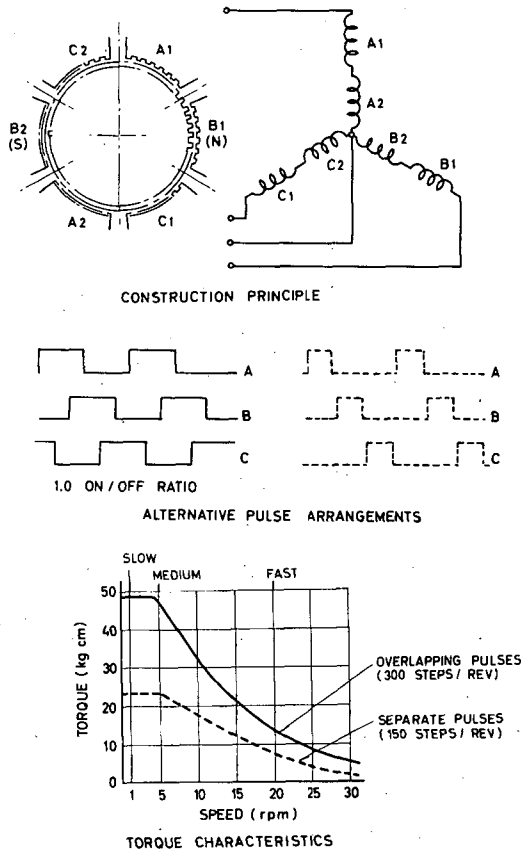


FIG. 2. Three-phase stepping motor

3. FOUR-PHASE STEPPING MOTOR

A different design of stepping motor is described in Ref. [3], in which the rotor has 50 teeth but is permanently magnetized along its axis. One design [4] has the rotor made of four parts, which are alternately of North and South polarity, and the stator has eight windings arranged as four phases. When the driving pulses do not overlap the motor makes 200 steps per revolution, and

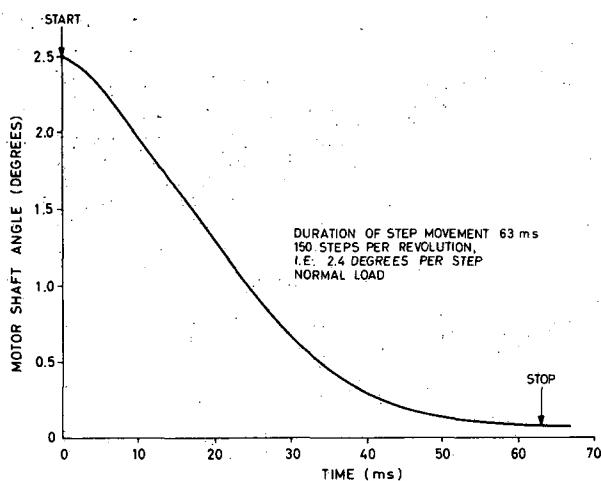


FIG. 3. Motion of stepping-motor shaft

by using an on-off ratio of 0.6 the number of steps may be increased to 400 steps per revolution. The motor arrangement and torque curves are shown in Fig. 4. A complete rod drive system using six of these motors is described in Ref. [5].

4. SELECTION OF MOTOR PERFORMANCE

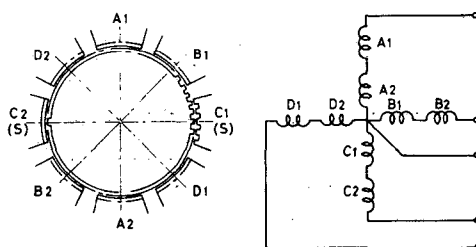
A comparison of the characteristics of the two types of motor is given in Table I. In selecting the optimum working conditions for a motor some of the factors to be considered are (a) stepping speed, (b) torque required at low speed and high speed, (c) permissible heat dissipation and operating voltage, and (d) series resistance to reduce time constants.

The on-off ratio of the waveform supplied by the drive unit is a major parameter of motor performance. In some applications a resilient coupling between the motor and its load can increase the available torque. The torque from the three-phase motor can be nearly doubled by alternate switching of one phase and two phases with an on-off ratio of 1.

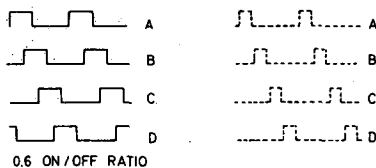
The four-phase motor does not show the same improvement with this method, but gives an increase of up to 30% in high-speed torque when series resistance is used with twice the normal voltage. The improvements possible with reluctance motors generally are discussed in Ref. [6].

5. ELECTRO-MECHANICAL DRIVE UNIT

Direct use of the 50 c/s mains as a frequency reference produces too high a rate of reactivity addition with most practical arrangements of control absorbers. The customary safe method of using synchronous motors and gearing is therefore used to generate low frequencies for the stepping motors.

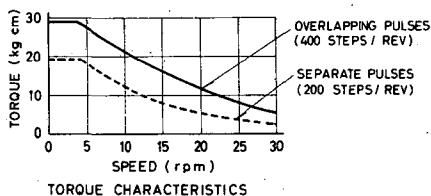


CONSTRUCTION PRINCIPLE



0.6 ON/OFF RATIO

ALTERNATIVE PULSE ARRANGEMENTS



TORQUE CHARACTERISTICS

FIG. 4. Four-phase stepping motor.

The drive unit for up to six control absorbers in PLUTO has a separate 50-c/s synchronous motor for each speed and direction required, and free-wheels (or ratchets) are fitted to prevent incorrect rotation. Each drive shaft is connected through gearing and an electromagnetic clutch to a common output shaft which is clamped by a brake except when a driving condition is chosen. The final output shaft is geared to six impulse generators, which provide the basic low frequency for the stepping-motor drive. There is a wide choice of such rotating devices including:

- (a) Cam-driven switches
- (b) Photo transistors and rotating shutters
- (c) Capacity proximity indicators
- (d) Inductive pick-offs
- (e) Digitizers
- (f) Synchro-transmitters for three-phase stepping motors
- (g) Resolvers for four-phase motors.

For items (f) and (g) a carrier frequency of between 400 and 5000 c/s is required for the rotor of the element.

TABLE I
STEPPING -MOTOR DETAILS

Item	3-phase motor	4-phase motor
Dimensions	170 mm long, 112 mm diam. 57 mm shaft length	164 mm long, 106 mm diam. 32 mm shaft length
Rotor teeth	50	50, magnetized S. N. S. N.
Stator, pole pairs	3	4
teeth/pole	7	5
spacing	$7\frac{1}{2}^{\circ}$	$7\frac{1}{2}^{\circ}$
Steps/revolution (standard)	150	200
Step size	2.4°	1.8°
Time constant	30 ms	30 ms
Speed from 50-c/s supply	20 rev/min	15 rev/min
Rating	30 V, d. c. 1.7 A/phase	21 V, d. c. 0.85 A/phase

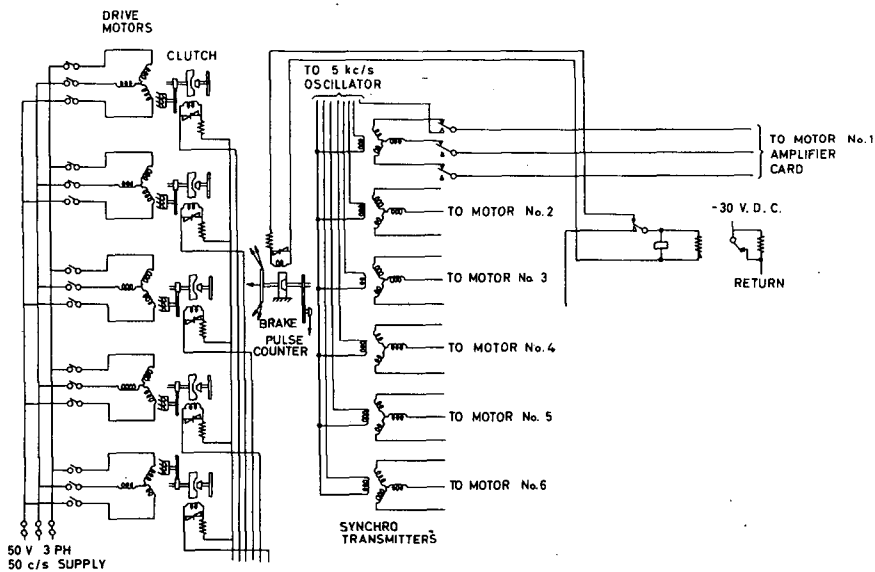


FIG. 5. Electromechanical drive unit

A scheme using synchro-transmitters is shown in Fig. 5, continued in Fig. 6, in which the three outputs are rectified, squared in Schmitt circuits, and amplified to provide the stepping-motor currents.

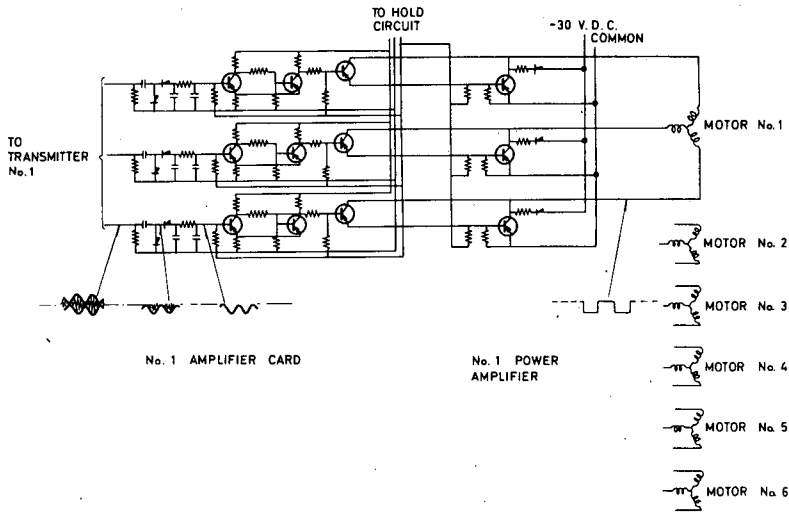


FIG. 6. Electromechanical drive output

6. ELECTRONIC DRIVE UNITS

The electro-mechanical drive system is cumbersome and, where safety considerations permit, an electronic drive unit having no moving parts is more economical. These employ the 50-c/s mains as a frequency reference, and lower values are obtained by squaring the 50-c/s signal and frequency halving in binary circuits. A separate circuit is used for each speed and direction.

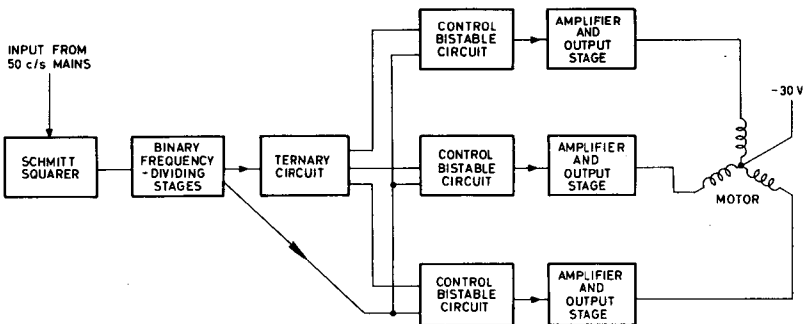


FIG. 7. Electronic drive unit for three-phase motor

For the three-phase motor the waveforms are generated in a ternary ring circuit and amplified. The block diagram is shown in Fig. 7.

For the four-phase motor the switching sequence is produced from two interlocked bistable circuits as shown in Fig. 8. The number of electronic

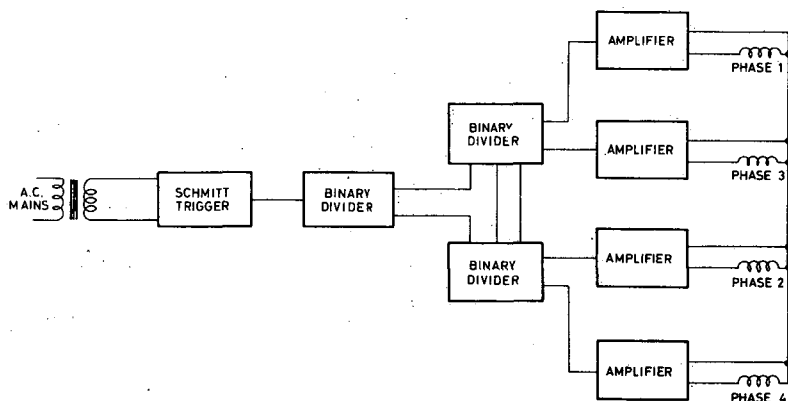


FIG. 8. Electronic drive unit for four-phase motor

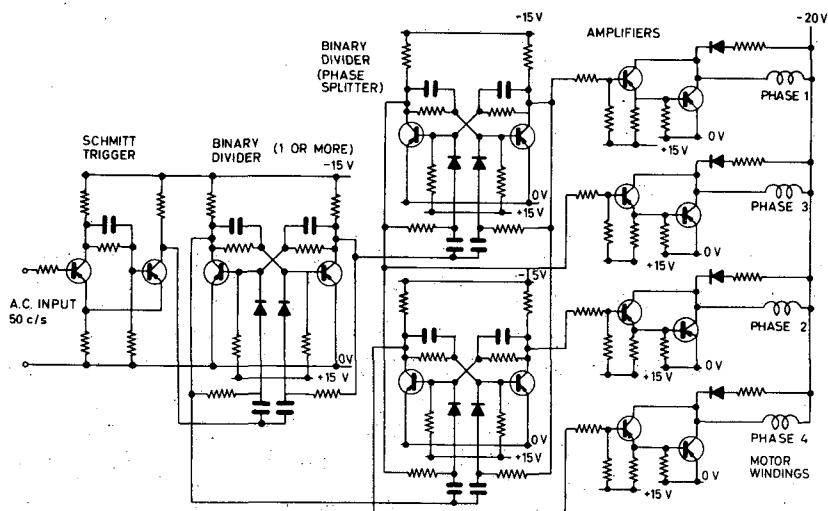


FIG. 9. Components in electronic drive unit

components required is shown in Fig. 9. Control bistable circuits, triggered in sequence, may be used to vary the on-off period for experiments. An objection to the use of electronic circuits is that the dividing circuits may become by-passed and a high drive frequency be transmitted to the stepping motor. Careful layout and low rating of components reduce this possibility and the fault has not occurred in two years' use of many electronic drive units. If a fault rate of six such failures per year on six drive units is pessimistically assumed, with a Poisson distribution, it may be shown that there will be only one day in twenty years when two faults occur. Nevertheless, protective devices are desirable, and a monitoring circuit has been developed for each

control mechanism, which compares the outward speed with the maximum permissible value. If this is exceeded, automatic disconnection of power from the driving motor occurs. An alternative method of using majority voting logic on groups of drive units is described in another paper.

7. REACTOR CONTROL

For absorber travel of 61 cm, the driving times chosen are (a) fast in, 5 min, (b) medium in or out, 20 min, and (c) slow in or out, 80 min. This gives reactivity-addition rates of less than 1% per minute. The switching arrangements allow any of six absorbers to be held stationary at a chosen position whilst the other absorbers are moved. This enables a staggered pattern of absorbers to be employed if required.

The advantages of redundant controllers are well-known [7], and these principles are being applied for reactor control by stepping motors. The triple-input system using a summing differential unit is already in use in the reactor BEPO, and Fig. 10 shows a possible adaptation of this system using stepping motors. The three inputs may be added either by a differential unit or by summing transformers. The final drive shaft from gears or from a servo motor may then be used to drive one or more stepping motors.

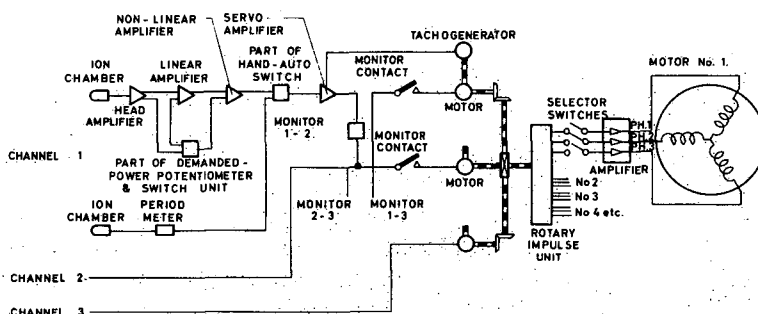


FIG. 10. Auto control with stepping motors

8. OPERATIONAL EXPERIENCE

To date the operational experience with control mechanisms employing stepping motors has been satisfactory. The choice of three speeds and the facility for independent movement has caused no difficulty, and an 80-min speed control has proved slow enough. It has been an advantage to have a combined vertical bar and digital indicator for each absorber, to show absorber position quickly and accurately. No significant transistor failures have occurred in electronic units during operational use. The stepping motors need a protective cover as surface temperatures of 60°C may be reached. The clearances between rotor and stator are small, and the bearings of stepping motors should be carefully checked before installation.

ACKNOWLEDGEMENTS

In connection with this paper the author acknowledges the development work of Messrs. M. J. Dawes and J. G. Elliot. Thanks are due to the Director of the Atomic Energy Research Establishment for permission to attend the Conference.

REFERENCES

- [1] KING, E. S. F., "A rapid-insertion control absorber mechanism for use in hollow fuel elements", Physics and Material Problems of Control Rods, IAEA, Vienna (1964) 617-29.
- [2] British Patent 847718, Rotating Electrical Machine (1959).
- [3] SNOWDON, A. E., MADSEN, E. W., Characteristics of a synchronous inductor motor, Trans. AIEE, Applies Ind. (Mar. 1962).
- [4] United States Patents 2931929, 2982872 (1962).
- [5] GROH, E. F., COHN, C. E., A simple compact rod drive using a stepping motor, Nucl. Sci. Engng 20 (1964) 290-97.
- [6] LAWRENSON, P. J., Development and application of reluctance motors, Electronics and Power, IEE (1965).
- [7] LAWRENCE, L. A. J., An analytical and experimental study of the behaviour of redundant controllers applied to reactor plant, AEEW - R283 (1964).

DISCUSSION

P. E. BLOMBERG: With what accuracy do you expect to position the control rod simply by counting the steps? If the control rod is moved forward and back in a mid-position over a long period, do not the errors in each step accumulate to give a larger error?

E. S. F. KING: An accuracy of at least 0.1% may be expected, since the motor will move a precise angular amount per pulse at normal speeds. The mechanism between the motor and the absorber should, of course, be of high quality - for example, a circulating-ball screw and nut.

RESOLVING TIMES OF BINARY SCALERS: AN ANALYTICAL STUDY

S. CHOWDHURY AND B.M. BANERJEE
SAHA INSTITUTE OF NUCLEAR PHYSICS,
CALCUTTA, INDIA

Abstract

RESOLVING TIMES OF BINARY SCALERS: AN ANALYTICAL STUDY. Analysis of the Binary Scaler, by the Laplace transform method developed by Neeteeson, gives an accurate expression for the variation of anode and grid voltages of the two tubes, but fails to lead to any expression for the resolving time. This is because the response to successive pulses is dependent on more than one condition being satisfied. The phenomenon has been studied analytically to lay down these conditions. Circuits fall into two classes, depending upon whether triggers are injected (a) through diodes or (b) through condensers. A general expression for the resolving time cannot be derived because any one or other condition may become important and determine its value in the end. Resolving time can however be estimated by a detailed computation. The results of such computations in a number of practical cases will be reported.

The analysis has been compared with the experimental findings reported previously. It tallies well and even explains the unusual finding that the resolving time is a little greater when a train of three pulses are applied, and that resolution of the third becomes easier if the first two pulses are separated by a longer duration. It points out that the resolving time is most easily improved by a reduction of the anode load; that it depends on the anode to grid coupling network and grid circuit time constants, although it is much smaller than both; that excursion limiting diodes are a great help in reducing the resolving time and making it less dependent on resistor values and supply voltages. The findings of the analysis also justify adequately the circuit configurations of fast tube scalers such as that developed by Muller.

1. INTRODUCTION

Analysis of the binary scaler by the Laplace transform method developed by Neeteeson [1] gives an accurate expression for the variation of anode and grid voltages of the two tubes, but it fails to produce any expression for the resolving time. This is because the response to successive pulses is dependent on more than one condition being satisfied. The phenomenon has been studied to lay down these conditions. Circuits fall into two classes depending upon whether trigger pulses are injected (a) through diodes, or (b) through condensers. A general expression for the resolving time cannot be derived because any one or other condition may become important and determine its value in the end. Resolving time can, however, be estimated by a detailed computation. The results of such computations in a number of practical cases are reported here. These have been found to tally well with experimental observations made earlier and already reported [2].

2. OPERATION OF THE BISTABLE MULTIVIBRATOR

2.1. Higinbotham circuit

Figure 1 shows a Higinbotham-type binary scaler which is triggered by negative pulses applied through the diodes. It is assumed that originally

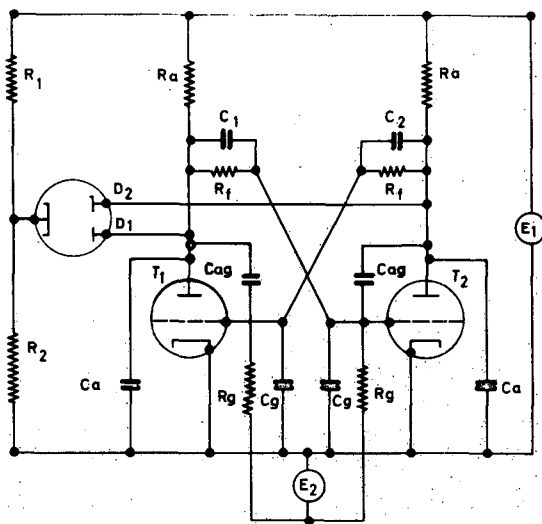


FIG. 1. Higinbotham type binary scaler

tube T_1 is conducting and tube T_2 is cut off. The negative pulse lowers the diode cathode voltage and diode D_2 conducts. This reduces the voltage at A_2 and the reduction is conveyed to the grid of T_1 , cutting off its anode current in a brief period. Anode voltage of T_1 rises towards high tension potential and as it rises, it pulls out the grid of T_2 (through R_{f1} C_1) from a highly negative value well below cut-off and drives it towards conduction. When T_2 grid crosses the cut-off point, current starts flowing in T_2 . This reduces the T_2 anode voltage which is fed back through R_{f2} C_2 to the grid of T_1 maintaining T_1 beyond cut-off and ensuring the switch over. Finally, the grid of T_2 reaches and crosses zero towards positive. Thus, the switch over is accomplished and the circuit settles into the second stable state, viz. tube T_2 conducting and tube T_1 cut off.

It is important to notice that, on application of the trigger pulse, both the tubes become non-conducting. Anode voltage of originally conducting tube T_1 begins to rise thereafter and grid voltage of T_2 rises along with it. Eventually, grid of T_2 reaches and crosses cut off and tube T_2 conducts. For the period when both tubes are cut off, the circuit can be analysed as a passive network and this period will be termed the "first phase" of switch-over phenomena. The following period, starting with tube T_2 going into conduction up to the time when T_2 grid reaches and crosses zero, will be termed the "second phase". The final or the "third phase" commences with T_2 drawing grid current.

Switch-over is really complete when all transients have died out, which usually takes quite a long time compared to the periods of the first and second phases. However, it is guaranteed as soon as the first phase is over if, within this period, the grid of originally conducting tube stays non-conducting. This is always satisfied in the Higinbotham circuit but may not be so in the condenser type circuit of the trigger pulse is too short in duration.

2.2. First phase

In the analysis process, it is assumed that the circuit is symmetrical and that it is in a quiescent state (for high repetition frequency, this is too idealized a condition) before the application of the trigger pulse at instant $t = 0$.

Figure 2 is an equivalent of the circuit of Fig. 1. It is assumed that tube capacitances C_a 's and C_g 's include wiring capacitances as well. Capacitances C_{ag} 's are neglected as these are expected to give rise to fourth-degree equations. Their presence may, however, be accounted for by assuming increased values of C_a and C_g .

The trigger pulse produces a sudden fall of potential of the non-conducting anode. The result of this fall of potential is a more sudden cut-off of anode and grid currents of T_1 . These may be represented by voltage and current sources which are step functions and are shown in Fig. 2 in their respective places. These are,

$$E_s = E_{s_0} U(t) \quad (1)$$

$$I_a = I_{a_0} U(t) \quad (2)$$

$$I_g = I_{g_0} U(t) \quad (3)$$

where E_{s_0} is amplitude of trigger pulse, I_{a_0} and I_{g_0} are values of anode and grid currents respectively under steady-state conditions. $U(t)$ is a unit step function.

2.2.1. Expression for voltages

(a) Voltage between A_2 and earth (non-conducting tube)

$$V_{nc}(t) = \underbrace{V_{nc}}_{\text{steady voltage}} + \underbrace{E_{s_0} U(t)}_{\text{trigger signal}} \quad (4)$$

(b) Voltage between G_1 and earth (conducting tube)

$$G_c(t) = \underbrace{G_c}_{\substack{\text{conducting} \\ \text{tube grid voltage} \\ \approx \text{zero}}} + \underbrace{Z_g I_{g_0} U(t)}_{\substack{\text{transient} \\ \text{due to grid} \\ \text{current switch off}}} + \underbrace{G_c'}_{\substack{\text{term} \\ \text{due to} \\ \text{trigger signal}^1}} \quad (5)$$

(c) Voltage between G_2 and earth

$$G_{nc}(t) = \underbrace{G_{nc}}_{\text{bias}} + \underbrace{Z_{AG} I_{a_0} U(t)}_{\substack{\text{transient voltage} \\ \text{from anode via } C, \text{ due to} \\ \text{current cut-off}}} \quad (6)$$

¹ $G_c' = -\frac{Z_g}{Z_g + Z_f} E_{s_0} U(t)$

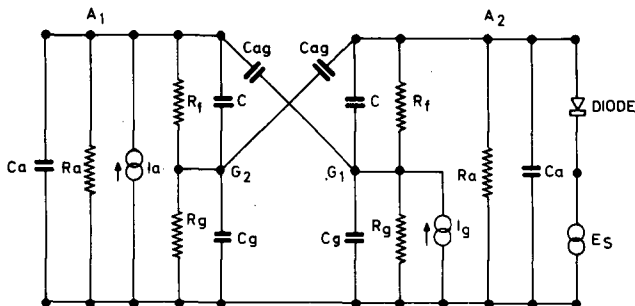


FIG. 2. Equivalent circuit showing transient current and voltage sources introduced

(d) Voltage between A_1 and earth

$$V_c(t) = \underbrace{V_c}_{\text{d.c. voltage at conducting anode}} + \underbrace{Z_{\hat{A}} I_a U(t)}_{\text{transient due to current cut-off}} \quad (7)$$

where $Z_a = R_a / (1 + T_a p)$, impedance of R_a and C_a in parallel; $Z_f = R_f / (1 + T_f p)$, impedance of R_f and C in parallel; $Z_g = R_g / (1 + T_g p)$, impedance of R_g and C_g in parallel; $Z_{\hat{A}} = Z_a (Z_f + Z_g) / (Z_a + Z_f + Z_g)$, impedance between anode and earth; $Z_{\hat{G}} = Z_g (Z_a + Z_f) / (Z_a + Z_f + Z_g)$, impedance between grid and earth; and $Z_{GA} = Z_{AG} = Z_a Z_f / (Z_a + Z_f + Z_g)$, transfer impedance between anode and grid.

The time variation of the electrode voltages may, therefore, be calculated by evaluation of Eqs. (1) to (7). This enables one to compute the time response in the first phase.

2.3. Second phase

The second phase starts when T_2 goes into conduction at t' , its grid crossing cut-off when it satisfies the condition

$$V_{nc}(t')_I + \mu G_{nc}(t')_I = 0 \quad (8)$$

As T_2 goes into conduction, its anode voltage changes further and now includes additional terms. T_1 grid voltage also changes, the transient getting transmitted through $R_f C$ network. T_1 anode and T_2 grid voltage, however, contain only the first phase transients as conduction of T_2 does not alter their situation.

The voltages are expressed by,

$$V_{nc}(t)_{II} = V_{nc}(t)_I - \frac{Z_A}{Z_A + r_a} \left\{ V_{nc}(t)_I + \mu G_{nc}(t)_I \right\} U(t-t') \quad (9)$$

and

$$G_c(t)_{II} = G_c(t)_I - \frac{Z_{AG}}{Z_A + r_a} \left\{ V_{nc}(t)_I + \mu G_{nc}(t)_I \right\} U(t-t') \quad (10)$$

The third phase commences at t'' , when the grid voltage of originally non-conducting tube T_2 reaches a value at which grid current starts flowing. New transients appear at this instant and these are to be superimposed on those resulting from preceding phases.

It is assumed that the current in tube T_2 rises to its full value in a very short time², then grid voltage will suddenly become zero and anode current switched on in tube T_2 . The magnitude of this current, I_{a_0}' (say) is such that the voltage drop of anode of T_2 , from non-conducting to conducting level, $(V_{nc} - V_c)$ is obtained. This causes grid of T_1 to be driven to a highly negative value. However, as the transient subsides, the grid voltage rises gradually up to its steady bias voltage.

In the actual case, the anode current increases further and then diminishes, T_2 grid rises temporarily above zero before subsiding to it. Analysis with changing current being impractical, a fixed current is assumed.

Comparison with the analysis of the first phase enables one to write the expression for voltages:

$$V_{nc}(t)_{III} = V_{nc} - Z_A' I_{a_0}' U(t)_{III} \quad (11)$$

and

$$G_c(t)_{III} = -Z_{AG}' I_{a_0}' U(t)_{III} + Z_{Gg_0}' U(t)_{III} \quad (12)$$

In the expression for Z_{AG}' , R_a' is the parallel combination of anode resistance, R_a and tube resistance, r_a . Time, here, is reckoned from the instant tube T_2 goes into conduction, supposedly abruptly.

In estimating the resolving time, it is necessary to consider the effects of the second trigger pulse on the circuit, which may be assumed to arrive at time t''' , in addition to the three phases of the switch over phenomena. New transients will be superimposed on voltages $V_{nc}(t)$ and $G_c(t)$ at that instant. The following are the expression for the voltages:

$$V_{nc}(t) = V_{nc} - Z_A' I_{a_0}' U(t) + Z_A' I_{a_0}' U(t - t''') \quad (13)$$

and

$$G_c(t) = -Z_{AG}' I_{a_0}' U(t) + Z_{Gg_0}' U(t) + Z_{AG}' I_{a_0}' U(t - t''') \quad (14)$$

Results of computations for a number of different cases are given in Tables I and II.

3. THEORETICAL COMPUTATION OF RESOLVING TIMES

Figure 3 shows the anode voltage - time and grid voltage - time curves for a Higinbotham-type circuit during the first and second phases. Anode voltage

² The second phase is usually of very short duration and voltage changes during this period are small fractions of the total change and hence the assumption is not too idealized.

TABLE I
HIGINBOTHAM TYPE CIRCUIT

Problem number	Time for T_1 anode to reach critical level (111 V for 25-V input trigger pulse) ($\times 1 \mu s$)	T_1 grid voltage at x		T_2 anode voltage at x		Minimum T_1 grid voltage also time when it is reached Set I Set II		Resolving time with 25-V trigger pulse
		Set I $R_a = 5.7 \text{ k}\Omega$	Set II $R_a = 20 \text{ k}\Omega$	Set I	Set II	Set I	Set II	
1. $C_a = 10 \text{ pf}$; $C_g = 20 \text{ pf}$ $C = 25 \text{ pf}$ $R_a = 20 \text{ k}\Omega$; $R_g = 100 \text{ k}\Omega$ $R_g = 200 \text{ k}\Omega$	$(0.18 + 0.56^*)$ $= 0.74$	-43.0	-39.0	45.0	54.0	-44.0 at 0.73 μs	-44.0 at 1.23 μs	0.74 μs
2. $C_a = 10 \text{ pf}$; $C_g = 20 \text{ pf}$ $C = 100 \text{ pf}$ Resistances as above	$(0.13 + 2.2^*)$ $= 2.33$	-59.0	-57.0	43.8	48.0	-66.0 at 0.79 μs	-62.0 at 1.59 μs	2.33 μs
3. $C_a = 10 \text{ pf}$; $C_g = 20 \text{ pf}$ $C = 100 \text{ pf}$ Resistances as above	$(0.22 + 2.15^*)$ $= 2.37$	-44.0	-65.0	44.0	42.8	-73.0 at 0.68 μs	-68.0 at 1.78 μs	2.37 μs
4. $C_a = 10 \text{ pf}$; $C_g = 60 \text{ pf}$ $C = 50 \text{ pf}$ $R_a = 50 \text{ k}\Omega$; $R_g = 500 \text{ k}\Omega$ $R_f = 1 \text{ M}\Omega$	$(1.1 + 2.0^*)$ $= 3.10$	-54.0	-44.0	21.9	40.0	-54.0 at 2.9 μs	-48.0 at 6.9 μs	3.10 μs

Set I - $R_a = 5.7 \text{ k}\Omega$ Set II - $R_a = 20 \text{ k}\Omega$

TABLE II
HIGINBOTHAM TYPE CIRCUIT

Problem number	Time for first phase (u μ s)	Time when second phase ends ((u + v) μ s)	T ₁ anode voltage at (u + v)	Critical trigger amplitude (volts)	T ₂ anode voltage at (u + v)	T ₁ grid voltage at (u + v)	Resolving time with large amplitude trigger
1. C _a = 10 pf; C _g = 20 pf C = 25 pf R _a = 20 k Ω ; R _g = 100 k Ω R _f = 200 k Ω	0.08	0.18	80.2	56	88.3 61	-25.3 -39.0	T ₁ anode voltage less than that of T ₂ at 0.18 μ s so resolving time greater than 0.18 μ s At 0.3 μ s
2. C _a = 10 pf; C _g = 20 pf C = 100 pf Resistances as above	0.06	0.13	67.5	69	94.7 61	-38.0 -58	Resolving time greater than 0.13 μ s At 0.3 μ s
3. C _a = 10 pf; C _g = 20 pf C = 100 pf Resistances as above	0.14	0.22	79.5	57	94.0 65	-35.5 -56	Resolving time greater than 0.22 μ s At 0.3 μ s
4. C _a = 10 pf; C _g = 60 pf C = 50 pf R _a = 50 k Ω ; R _g = 500 k Ω R _f = 1 M Ω	0.7	1.1	80	56	75.0 60	-30.5 -55	Resolving time greater than 1.1 μ s At 2.0 μ s

PROBLEM 1
DIODE TYPE CIRCUIT

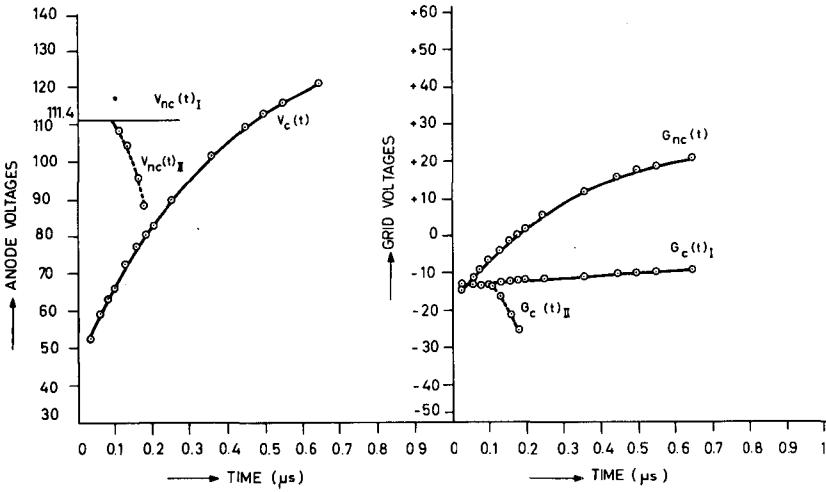


FIG. 3. Anode voltage and grid voltage plotted against time

PROBLEM 1

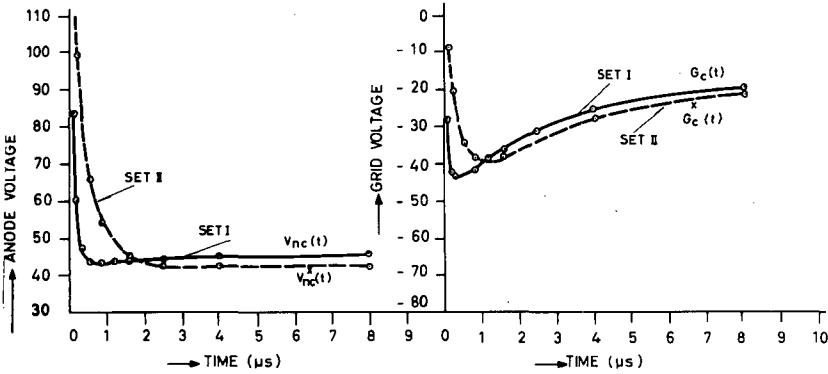


FIG. 4. Anode voltage and grid voltage plotted against time during the third phase

of T_2 and grid voltage of T_1 plotted against time, during the third phase, are depicted in Fig. 4.

The Higinbotham-type circuit (Fig. 1) with a zero-state defined by left-hand tube T_1 conducting and right-hand tube T_2 non-conducting, is studied as it responds to three successive trigger pulses to enable a computation of the resolving time.

Application of the first pulse causes (a) a fall of anode voltage of T_2 due to the trigger pulse and the consequent current cut-off of T_1 , and (b) a rise

of anode voltage of T_1 and grid voltage of T_2 due to T_2 going into conduction. All these transients occur rapidly - in times of the order of microseconds, but die out slowly. The final d.c. values are attained after tens of microseconds.

The second trigger pulse will cause reverse effects. However, the second trigger pulse cannot "enter" the circuit unless the anode voltage of T_1 has risen earlier to a level that is determined by the trigger-pulse amplitude. In most of the cases considered, it is 111 V for 25-V and 86 V for 50-V trigger pulses. Anode voltage of T_1 should have risen above the level to which the second trigger pulse makes the cathodes of the switching diodes to drop. As the amplitude of the trigger pulse increases, the level to which T_1 anode must rise, diminishes and the second trigger pulse can enter earlier. This explains the observed dependence of the resolving time on the trigger-pulse amplitude [2].

The following criteria are also necessary to ensure that the second trigger pulse finds the circuit essentially in state 1, counterpart of the previous state, state zero. Within the interval between the first and the second trigger pulses

- (a) The grid voltage of T_2 should have crossed zero
- (b) The anode voltage of T_2 should have dropped substantially below that of T_1
- (c) The grid voltage of T_1 should have gone well beyond cut-off.

The third trigger pulse can "enter" the circuit and actuate it properly after T_2 anode has risen above the critical limit and T_1 grid has risen above zero. These data for the problems computed are presented in Tables I and II.

The anode voltage of T_1 (originally conducting tube) rises more slowly in the third phase when the commutating capacity C adds up in full to the anode capacity C_a as T_2 draws grid current. Time constant of T_1 anode then becomes $R_a (C_a + C)$. This increased time is shown in Table I, column I, by an asterisk. When the trigger pulse is small, the time to reach critical level may be much larger compared to the time for the first and second phases (Table II). The resolving time is, therefore, necessarily poor. It depends on anode resistance R_a , C_a and C , increasing as any of these increases. This tallies well with experimental observations [2].

As the trigger-pulse amplitude is increased, the resolving time diminishes (improves) until at a critical trigger-pulse amplitude, the separation between successive trigger pulses may be made as short as the duration of the first and second phases with the trigger pulse still "entering" the circuit. However, at this stage, the criteria mentioned above determine whether the trigger pulses will be resolved or not. The situation in this case is presented in Table II with tentative estimates of resolving times. It may be observed that the grid voltage conditions are more easily satisfied than the anode voltage conditions.

The curves, like the one shown in Fig. 5 for problem No. 1 (see Table I), have been plotted to study the grid and anode voltage changes after receipt of the second trigger pulse. These show that, unless a long interval is given between first and second trigger pulses, the grid voltage approaches zero at a slower pace and does not become sufficiently positive. As a result, the third trigger pulse is well received and with a shorter time separation from

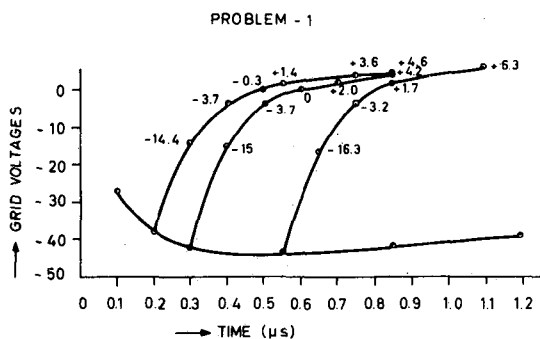


FIG. 5. Grid voltage plotted against time after receipt of the second trigger pulse

the second, if a longer time interval is given between the first and the second trigger pulses. Resolving time with two successive trigger pulses is, therefore, smaller than the resolving time with three successive pulses. With three trigger pulses, the separation between the first and the second has to be increased to secure response to the third, kept at limiting separation! This is a phenomenon which has been actually observed [2]. No satisfactory explanation could be offered for this phenomenon at the time, but it occurred so persistently that it could not be overlooked.

It is thus seen that the resolving time is influenced by the grid leakage, although it is much shorter than either of the two time constants, CR_f and $C_g R_g$. Table III presents the data and the estimated best resolving times after plotting curves as shown in Fig. 5. Resolving time for a train of pulses will be even greater.

These estimates of resolving time are somewhat optimistic. This is because it has been assumed in the analysis that the tubes are cut off immediately on application of the trigger pulse. A tenth of a microsecond is likely to elapse between application of trigger pulse and tube cut-off in the practical case. As a result, the observed resolving times must be greater by a similar amount.

In a condenser type circuit, application of the trigger pulses causes changes in anode and grid voltages similar to those in Higinbotham type circuit. However, there is no question of "non-entry" of the second trigger pulse. But it will not have the desired effect unless T_2 grid has reached zero previously. Moreover, the grid voltage of T_1 should have been lower than cut-off and T_2 anode voltage should have dropped substantially below that of T_1 in the time between the first and the second trigger pulses.

If the second trigger pulse arrives at a time when the anode voltage of T_2 has not dropped substantially below that of T_1 , the pulse is likely to prove ineffective. Both the tubes will become non-conducting as a result of this second trigger pulse. However, the anode voltage of both T_1 and T_2 will increase in this trigger-pulse interval. The grid voltages will also increase but that of T_1 may not rise above cut-off. When the second trigger pulse passes off, the grid voltage of T_2 will surely rise above cut-off, while that of T_1 remains below cut-off. So T_2 conducts and the binary reverts to state 1 instead of state zero and thus the second pulse becomes ineffective and passes unnoticed.

TABLE III

DATA AND ESTIMATED BEST RESOLVING TIMES

Problem number	T_2 anode voltage at $2T_R$	T_2 grid voltage at $2T_R$ (should be less than cut-off)	T_1 grid voltage at $2T_R$ (should be greater than zero) greater than zero)	Remarks about resolving time
1. $C_a = 10$ pf; $C_g = 20$ pf $C = 25$ pf $R_a = 20$ k Ω ; $R_g = 100$ k Ω $R_f = 200$ k Ω	61.0	-39.0	0	at 0.3 μ s
2. $C_a = 10$ pf; $C_g = 20$ pf $C = 100$ pf Resistances as above	61.0	-58.0	-0.1 +4.4	at 0.3 μ s at 0.4 μ s
3. $C_a = 10$ pf; $C_g = 20$ pf $C = 100$ pf Resistances as above	65.0	-56.0	-2.0 +4.2	at 0.3 μ s at 0.5 μ s
4. $C_a = 10$ pf; $C_g = 60$ pf $C = 50$ pf $R_a = 50$ k Ω ; $R_g = 500$ k Ω $R_f = 1$ M Ω	60.0	-55.0	+2.4	at 2.0 μ s

The first half-width of the trigger pulses must be greater than the time for the first phase, otherwise the pulse may fail to cause a switch-over. The total width, in general, will be greater than twice the first phase time. The resolving time - the separation from tip to tip or start to start, of two pulses - will naturally exceed this time. In some cases, this may exceed the times for grid voltage changes stated above and determine the resolving time. A comparison of the resolving times is, however, possible after an examination of the cases considered individually. These data and the estimated resolving times are found inferior to that of Higinbotham circuit but are not presented here.

4. METHODS OF IMPROVING THE RESOLVING TIME AND DISCUSSIONS

A perusal of Tables I and II will reveal that the resolving time improves considerably as the trigger-pulse amplitude is increased. However, in the case of condenser type circuit or in circuit where the trigger pulse is injected through diodes to grids; when a large pulse (50 to 70 V) is available, the resolving time will be found to depend on the rapidity of the anode and grid voltage transitions. The resolving time is affected by the change in d.c.

level of the circuit, as is evident from Table I. This is expected as the time duration of the first phase depends greatly on the d.c. level. However, when a strong pulse is used, change of d.c. level does not appear to produce any significant difference (Tables II and III).

The most notable improvement of the resolving time occurs when the anode load resistor R_a is reduced. For that matter, reduction of any of the resistances in the circuit should and does reduce the resolving time, although such reductions are not as great. A smaller value of R_a will make the first phase time shorter by reducing the time constant of T_1 anode, while the smaller values of R_f and R_g will reduce the charging time of the commutating capacitor between T_2 anode and T_1 grid. But due to smaller R_a , the anode voltage swing will be reduced which will reduce the useful output, thus rendering the circuit critical and then maintenance of d.c. stability will be difficult. However, by using high transconductance tubes and increasing the anode current, the anode voltage swing could be increased and high-stability resistors could be relied upon to satisfy the difficult d.c. stability conditions.

The resolving time may be improved by limiting the negative excursion [3] of the grids to only a few volts beyond cut-off. The slow leakage of the charge stored in the commutating capacitor C , which occurs through the high resistances R_f and R_g when the grid is driven negative, prevents rapid crossing of the zero at the next switching. The excursion limiting diodes will discharge C quickly as their threshold is crossed. Further, by causing the start of the grid waveform at the threshold, the diodes also reduce the time for the grid to cross zero (thus reducing time for first and second phases), because the excursion required is smaller. The grid crosses zero at a faster pace and recharges the commutating capacitor swiftly. Transients, therefore, die out quickly at both the positive and negative excursions of the grid.

Another method of improving the resolving time is to deliberately introduce an overshoot in the grid voltage waveforms by an inductive overcompensation [4] at the anode load. The overshoots will then make the zero cross-over faster and certain. No additional time need be allowed, as in the case when the grid approaches zero along a slowly dying exponential transient. The same result may be achieved by a shorted delay line or a transformer [5].

Resolving time may also be improved by the use of clamping diodes which will restrict the anode voltage excursions [6] between two close, specified limits thus cutting off the slower parts of the anode transients. But then the demands for d.c. stability become more difficult to satisfy. The operation of the bistable unit may also be looked upon as being made possible, by transmission of the anode voltage swing to the opposite grid, after a change of d.c. level, occurring as a drop in the plate to grid resistor. The smaller the anode swing in proportion to the average anode voltage, the more difficult the problem becomes. It is necessary to adjust d.c. level so as to "centre" the anode voltage swing properly with respect to the grid base.

The use of voltage regulator tubes as the connecting element between anode to grid has made it easy to meet the d.c. conditions at the grid. It is only necessary to adjust the anode supply voltage to a level somewhat above the reference tube voltage with the help of a stabilized anode supply. This important innovation has made possible reliable operation of a binary with an anode swing of only 4 V. Selected 85A2 tubes keep their burning voltage constant within 0.1 V and easily meet the conditions of symmetry and bi-

stability with the stabilized anode supply. Voltage swings at the plates are also transferred undiminished to the grids. Introduction of trigger pulses into such a circuit poses some problems as the diodes must have fast response time and high conductance. This has been solved by introducing the trigger pulses through series tubes in the cathode leads. Calculations made for anode load resistance of $2\text{ k}\Omega$, using E88CC tubes, carrying a current of 27 mA, as binary, show that a resolving time of 50 ns should be attainable.

With $200\text{-}\Omega$ anode load resistance, it is observed that the non-conducting grid, rising from a bias of 4 V, crosses zero after only 3.3 ns. Actual trigger pulses will have to pass through a diode resistance of at best $100\text{ }\Omega$. So it is unlikely that a rise time of less than 2 ns will be obtained for the trigger pulse. And even when the pulses are applied through series triodes, the situation will not greatly improve. So the analysis ceases to be valid in this practical case. However, this only means that switching will take more time.

The best resolving time possible in a tube circuit is therefore greater than 5 ns. Muller's circuit approaches this limit by achieving 10 ns as the resolving time.

REFERENCES

- [1] NEETESON, P., Analysis of Bistable Multivibrator Operation, Philips Technical Library (1960).
- [2] BANERJEE, B.M., CHOWDHURY, S., Resolution in Binary Scalers, Proc. Low Energy Physics Symposium, Calcutta, February 1959.
- [3] FITCH, V., A high resolution scale of four, Rev. sci. Instrum. 20 (1949) 942.
- [4] MULLER, F.A., A fast scaling stage, Nucl. Instrum. Meth. 4 2 (1959) 115.
- [5] HUTCHINSON, G.W., WELLS, W.H., WHITE, D.H., Fast scaling circuits, Nucl. Instrum. Meth. 4 (1959) 117.
- [6] SHOENWETTER, H.K., Improved fast scaler, Rev. sci. Instrum. 24 (1953) 515.

HARMONIC GENERATION BY PULSE DRIVE

K.S. PATEL AND B.M. BANERJEE
SAHA INSTITUTE OF NUCLEAR PHYSICS,
CALCUTTA, INDIA

Abstract

HARMONIC GENERATION BY PULSE DRIVE. Class-C harmonic generators are limited to usually the third order. The driving power exceeds the output power when higher orders are attempted. Pulse drive through wide band circuits removes this limitation and generation of even the tenth harmonic is practical. Fourier analysis has been used to predict the amplitudes of the harmonics, the d.c. current and the optimum pulse duration for rectangular, triangular and fractional sine wave pulse forms. It led to the discovery of relationships so simple as to form rules of thumb between the harmonic number and the optimum duration. In the optimum condition, the harmonic output is inversely proportional to the order and the conversion efficiency from d.c. to a.c. is constant.

Experiments revealed a difficulty inherent in high-order generation. It was found that the harmonic generated decays in amplitude following an exponential curve. So the amplitude fluctuates at fundamental frequency. However, this amplitude fluctuation can be removed easily by a limiter.

Experimental set-ups, multiplying frequencies of 200 kc/s to 2 Mc/s, 2 to 20 Mc/s and 10 to 100 Mc/s, were studied. The output voltage developed across the limiter tank circuit, which will eventually drive an amplifier tube, is 160 V for the 2 Mc/s, 38 V for 20 Mc/s and 10.5 V for 100 Mc/s. Generation of high orders at high frequencies is progressively difficult, as also happens with sine wave drive. Theoretical analysis of the multiplier circuit, using the Laplace transform method, explained the amplitude fluctuation, established the optimum conditions and predicted the amplitude variation with harmonic order and tank circuit characteristics.

High-order multipliers may form the basis of a new group of standard frequency sources, often needed in nuclear instrumentation. A frequency standard, delivering outputs in various frequency ranges, connected by multiples of five and two is under development in Saha Institute. This will take the stable 100 kc/s from a G.R. 1100 A P, multiply it by factors of five to 62.5 Mc/s and then by factors of 2 - 1000 Mc. Frequencies of 1 Mc/s, 10 Mc/s and 100 Mc/s will be available from additional doublers.

1. INTRODUCTION

Class-C harmonic generators are usually limited to the third order. The output voltage tends to become smaller than the drive voltage at frequencies greater than about 30 Mc/s, so that systems become unpractical. Pulse drive through wide band circuits removes this limitation. Current pulses of suitable duration, in tubes or transistors, may generate fifth or tenth order harmonics efficiently up to frequencies of 100 Mc/s. The drive pulse amplitude required in this method is small and need only be slightly greater than the grid base of multiplier tubes. The duration should be optimum for the harmonic desired and depends on the pulse form. This can be satisfied more readily than in a Class-C generator with sine wave drive.

Fourier analysis [1] has been used to calculate this optimum duration, the harmonic amplitude and d.c. current. The relationships are so simple as to form rules of thumb and are presented in Table I for three types of pulse forms, the rectangular, the fractional sine wave, and the isosceles triangular. With the optimum pulse duration, the harmonic current amplitude is inversely proportional to the order, and the conversion efficiency from d.c. to a.c. is constant, being nearly independent of the pulse form.

TABLE I

OPTIMUM VALUES OF THE RATIO (d/T) OF CURRENT FLOW AND HARMONIC AMPLITUDE IN A HARMONIC GENERATOR WITH CURRENTS OF DIFFERENT WAVESHAPES

Current waveshape	$(d/T)_{n, \text{opt.}}$	$(C_n)_{\text{max.}}$ (amp) ^a	$(A_{av})_n$ (amp) ^a
	0.681 (for fundamental)	0.536525 (for fundamental)	0.412696 (for fundamental)
Fractional sine wave	0.663/n nearly (for $n > 1$)	0.555019/n nearly (for $n > 1$)	0.441458/n nearly (for $n > 1$)
Isosceles Triangular	0.742/n	0.461311/n	0.371/n
Rectangular	0.500/n	0.636620/n	0.500/n

^a Peak amplitude of the current pulse is assumed 1 amp.

Experiments revealed that the harmonics generated in the tank circuit of a practical multiplier decay in amplitude following an exponential curve. So the amplitude of the harmonic fluctuates at the fundamental frequency. It is necessary to remove this amplitude fluctuation by a limiter in a tenth harmonic generator.

2. THEORETICAL ANALYSIS

Theoretical analysis of the multiplier circuit using the Laplace transform method explains this amplitude fluctuation. The voltage developed across the LC 'tank' circuit due to a current pulse $i(t)$ through it (see Fig. 1) is given by:

$$E_0^1(s) = \left[\frac{R + sL}{s^2 LC + sRC + 1} \right] \mathcal{L}(s) [i(t)] \quad (1)$$

A rectangular current pulse of duration t_D can be considered to be the superposition of two step-functions $I u(t)$ at $t = 0$ and $-I u(t - t_D)$ at $t = t_D$.

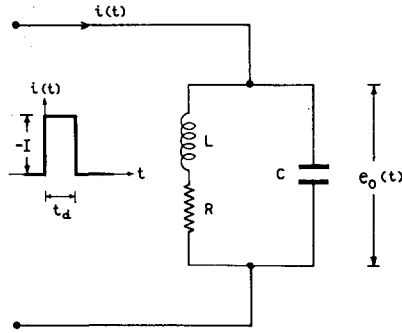


FIG. 1. Rectangular current pulse applied to a parallel tuned LR-C circuit.

One obtains ultimately the output voltage

$$e_0^1(t) = IR - \frac{I}{C\beta} e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \phi) \quad \text{for } t > 0$$

plus the additional terms

$$-IR + \frac{I}{C\beta} e^{-\alpha(t-t_D)} \sin[\beta(t-t_D) + \phi] \quad (2)$$

for $t > t_D$ where $\beta = [(1/LC) - (R^2/4L^2)]^{1/2}$, $\alpha = R/2L$ and

$$\phi = 2 \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha}$$

At $t > t_D$, the resultant output voltage across the tank circuit therefore becomes

$$e_{02}^1(t) = \frac{I}{C\beta} \left[e^{2\alpha t_D} - 2e^{\alpha t_D} \cos \beta t_D + 1 \right]^{1/2} e^{-\alpha t} \sin \left[\beta t + \phi + \tan^{-1} \frac{e^{\alpha t_D} \sin \beta t_D}{1 - e^{\alpha t_D} \cos \beta t_D} \right] \quad (3)$$

This will have maximum amplitude if $\cos \beta t_D = -1$ or $\beta t_D = \pi$. So the optimum duration t_D is given by

$$t_D = \frac{\pi}{\beta} = \frac{1}{2f} \quad (4)$$

The optimum amplitude is therefore

$$\mathcal{E}_{02}^{1P}(t) = e_{02}^1(t) = -\frac{I}{C\beta} [e^{\alpha t_D} + 1] e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \phi) \quad (5)$$

The output therefore decreases with time following the exponential $e^{-\alpha t}$.

The response to two similar current pulses separated by an interval T may be calculated by first obtaining the response to the second pulse, which is given by

$$e_{02}^2(t) = \frac{I}{C\beta} \left[e^{2\alpha t_D} - 2e^{\alpha t_D} \cos \beta t_D + 1 \right]^{\frac{1}{2}} e^{-\alpha(t-T)} \sin \left[\beta t + \phi + \tan^{-1} \frac{\sin \beta T - e^{\alpha t_D} \sin(\beta T + \beta t_D)}{-\cos \beta T + e^{\alpha t_D} \cos(\beta T + \beta t_D)} \right] \quad (6)$$

for $t > (T + t_D)$

The resultant response to two pulses obtained by superposition is

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{02}^{2P}(t) &= \frac{I}{C\beta} [e^{2\alpha t_D} - 2e^{\alpha t_D} \cos \beta t_D + 1]^{\frac{1}{2}} e^{-\alpha t} \\ &\times [1 + e^{2\alpha T} + 2e^{\alpha T} \cos \{ \tan^{-1} f_1(\alpha, \beta, t_D) - \tan^{-1} f_2(\alpha, \beta, t_D, T) \}]^{\frac{1}{2}} \\ &\times \sin [\beta t + \phi + \tan^{-1} \{ f_3(\alpha, \beta, t_D, T) \}] \end{aligned} \quad (7)$$

for $t > (T + t_D)$. This will have maximum amplitude when $\beta t_D = \pi$ (Eq. 4) and $\tan^{-1} f_1(\alpha, \beta, t_D) = \tan^{-1} f_2(\alpha, \beta, t_D, T)$; the latter reduces however to a simple relation

$$\beta T = 2n\pi \quad (8)$$

where $n = 1, 2, 3$ etc., is the order of the harmonic. The response in these cases of maximum amplitude or resonance is

$$\mathcal{E}_{02}^{2P}(t) = -\frac{I}{C\beta} [e^{\alpha t_D} + 1][e^{\alpha T} + 1] e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \phi) \quad (9)$$

For a train of N pulses, the output can be shown to become

$$\mathcal{E}_{02}^{NP}(t) = -\frac{I}{C\beta} [e^{\alpha t_D} + 1] \left[\frac{e^{N\alpha T} - 1}{e^{\alpha T} - 1} \right] e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \phi) \quad (10)$$

for $t > [(N-1)T + t_D]$. In the interesting resonance cases ($Q \gg 5$), β/α which is equal to $2Q$ becomes very large. So that $\phi \rightarrow 180^\circ$ (Eq. (2)). Therefore

$$\mathcal{E}_{02}^{NP}(t) = \frac{I}{C\beta} [e^{\alpha t_D} + 1] \left[\frac{e^{N\alpha T} - 1}{e^{\alpha T} - 1} \right] e^{-\alpha t} \sin \beta t \quad (11)$$

In actual tube circuit, the plate current is an electron current flowing into the circuit (Fig. 1) hence the first positive peak of this output occurs at $t = [(N-1)T + 3\pi/2\beta]$. It is given by

$$A = \frac{I}{C\beta} \left[\frac{e^{\alpha t_D} + 1}{e^{\alpha T} - 1} \right] (1 - e^{-N\alpha T}) e^{\alpha T} \cdot e^{-(3\pi/2\beta)\alpha} \quad (12)$$

When $N \rightarrow \infty$, this becomes

$$\begin{aligned} A &= \frac{I}{C\beta} \left[\frac{e^{\alpha t_D} + 1}{1 - e^{-\alpha T}} \right] e^{-(3\pi/2\beta)\alpha} \\ &= I \sqrt{\frac{L}{C}} \left[\frac{e^{\alpha t_D} + 1}{1 - e^{-\alpha T}} \right] e^{-(3\pi/2\beta)\alpha} \end{aligned} \quad (13)$$

This shows how the amplitude developed depends upon the tank circuit constants, L, C and α ($= R/2L$) besides the harmonic order 'n'. 'n' is related to T by the condition for maximum amplitude given in Eq. (8) which fixes $T = n/f$. The other condition for maximum amplitude is that t_D should be equal to $1/2f$ given by Eq. (4). This holds for the rectangular pulse form and is the same as that obtained by Fourier analysis method.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

Three experimental systems, multiplying frequencies of 200 kc/s to 2 Mc/s, 2 to 20 Mc/s and 10 to 100 Mc/s were set up. The above theory was tested quantitatively by extensive measurements in these systems and was found to be essentially correct. Besides, the instrumentation problems encountered with these circuits and the variations that were tried over this whole frequency range of 200 kc/s to 100 Mc/s, enabled us to decide as to which type of circuit is most convenient. This happens to be the diode clipper circuit which we shall present here (Fig. 2).

The pulse shaper supplying the drive to the harmonic generator is based on the fact that the current flow in a condenser-input-type rectifier is a small fraction of the a.c. period. The current rushing through the rectifier in the conduction period develops a voltage across R_2 , the grid resistance of the harmonic generator. This clipped sinewave forms the drive voltage

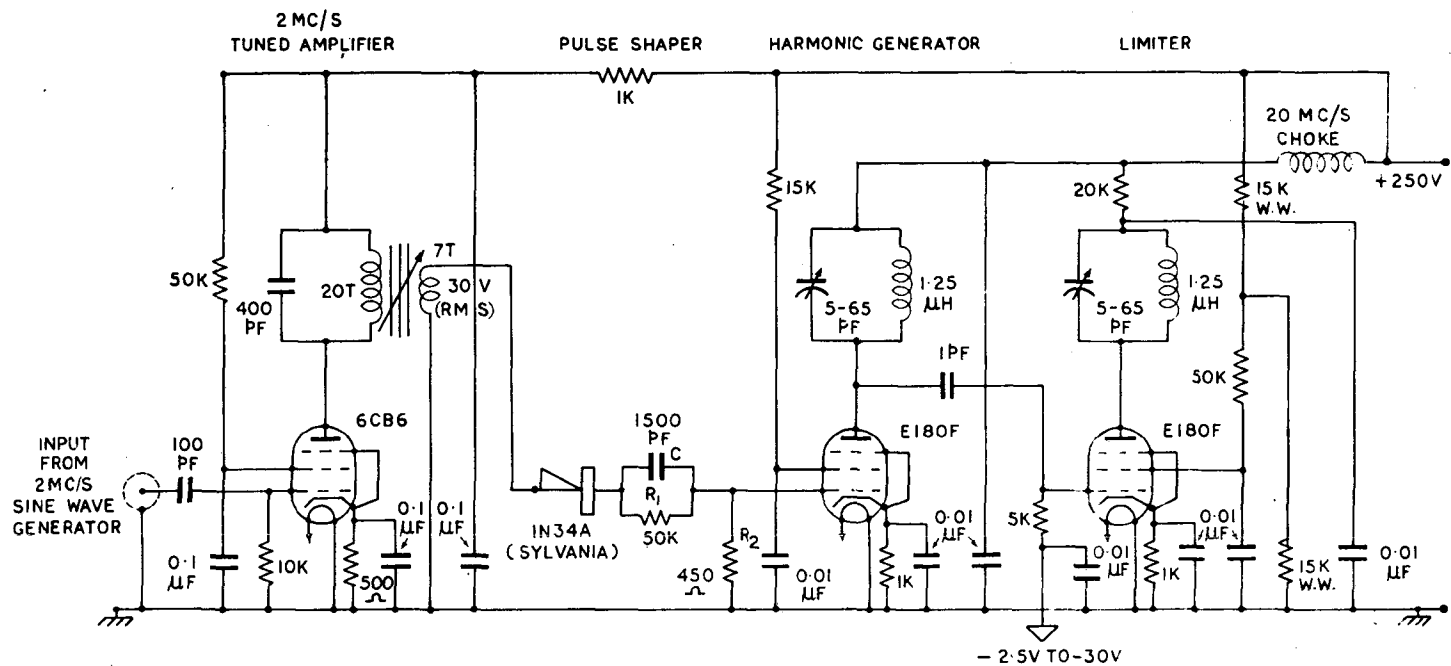


FIG. 2. Schematic diagram of 20-Mc/s harmonic generator

TABLE II

OPERATIONAL DATA OF PRACTICAL MULTIPLIERS USING PULSE DRIVE

System	Harmonic generator output	Limiter output
I		
200 kc/s to 2 Mc/s set up: Pulse shaper utilizing Schmitt trigger differentiator, and transformer coupled amplifier circuits	2 Mc/s (fixed). Triangular pulse of 0.28 μ s width and 50-mA peak current developing voltages of the order of 150-V rms; decreasing with order of harmonic	160 V rms with 200 kc/s drive 160 V rms also with 100 kc/s drive Below an input frequency of 80 kc/s, the limiter fails to remove amplitude fluctuation
II		
2 to 20 Mc/s set up: Triangular drive pulse of 5-V amplitude and 0.09 μ s width	Triangular pulse of 0.08 μ s base width and 48-mA amplitude 58 V rms at 10 Mc/s 40 V rms at 16 Mc/s 22 V rms at 20 Mc/s 14 V rms at 22 Mc/s zero volts at 28 Mc/s	48 V rms at 18 Mc/s; 38 V rms at 20 Mc/s; 26 V rms at 22 Mc/s
III		
10 to 100 Mc/s set up: Triangular drive pulse of 10 ns base width, amplified by transistor amplifier	Plate current $\approx$ 60-mA peak; Triangular pulse of 10 ns base width; tank circuit voltage = 10 V rms at 70 Mc/s	20 V rms at 70 Mc/s 25 V rms at 80 Mc/s 27 V rms at 90 Mc/s 10.5 V rms at 100 Mc/s

of the harmonic generator. The width of the driver pulse can be diminished by increasing R_1 , although this also diminishes the amplitude. Amplitude may be increased by increasing R_2 - up to a limit. Increase of R_2 increases the time constant which must not exceed the pulse width desired. A high transconductance tube is advantageous in both the harmonic generator and limiter positions.

The performance of the three systems are summarized in Table II.

It is seen that the design becomes progressively more difficult as the frequency increases. This is not unexpected. The impedance of tank circuits diminishes with frequency. The tank impedance at 2 Mc/s was 91 k Ω while it was only 9 k Ω at 20 Mc/s. So the voltage developed at high frequencies and high orders becomes progressively smaller.

4. APPLICATIONS

High-order multipliers may lead to simplifications and flexibility in the design of multifrequency transmitters and fixed tuned receivers. They are likely to prove particularly advantageous in airborne and military systems.

In the design of microwave frequency standards, the possibility of multiplication by factors of ten, appears to be highly attractive. A system that is presently being developed in Saha Institute will take the stable 100 kc/s frequency from a General Radio 1100 AP Primary frequency standard. This has been multiplied by factors of five in transistor multiplier circuits to a frequency of 62.5 Mc/s. This will then be multiplied by factors of two by tube doublers to a frequency of 1000 Mc/s. About 200 mW at 1000 Mc/s must be applied to a microwave crystal diode to generate harmonics in the microwave range. The 1000 Mc/s signal will be superimposed on another at 25 Mc/s or 50 Mc/s, to produce the sideband markers, spaced at intervals of 25 or 50 Mc/s. Additional doublers, taking off from 12.5 Mc/s, will supply the modulating frequencies of 25 and 50 Mc/s.

Doublers have been used at high frequencies because these maintain power and voltage gain at the highest frequencies.

5. CONCLUSION

A comprehensive theory of harmonic generation by pulses of current of different forms flowing through tubes and transistors has been outlined. This paper presents the theoretical conditions for optimum generation, and also a very convenient experimental system that will realize them. The designs no longer need be compromises as in the past [2] but may actually realize the optimum conditions.

The most important drawback of high-order harmonic generation is the fluctuation of amplitude at the fundamental frequency. This does not appear to have been appreciated fully before. This fluctuation requires to be removed by a limiter in a tenth harmonic generator. Experience shows that tenth harmonic generators are practical below a frequency of 100 Mc/s. For the highest frequencies, up to 1000 Mc/s or more, doublers remain useful.

Varactor diode multipliers may not make tube or transistor multipliers obsolete. They transform power at a lower frequency to a higher frequency, but with a loss. Tube or transistor multipliers will provide gain if the low frequency drive is compared with the high frequency output. So if the output has to be increased in both power and frequency, the Varactor diode cannot compete.

REFERENCES

- [1] PATEL, K.S.; J. Inst. Telecom. Engrs 8 6 (1962) 298-305.
- [2] TERMAN, F.E.; Trans. AIEE 57 (1938) 640.

A SIMPLE, RELIABLE PRECISION TIME ANALYSER

B. V. JOSHI, V. R. NARGUNDKAR, K. SUBBARAO,

M. S. KAMATH AND S. K. ELIGAR

ATOMIC ENERGY ESTABLISHMENT TROMBAY,

BOMBAY, INDIA

Abstract

A SIMPLE, RELIABLE, PRECISION TIME ANALYSER. A 30-channel time analyser is described. The time analyser was designed and built for pulsed neutron research but can be applied to other uses. Most of the logic is performed by means of ferrite memory core and transistor switching circuits. This leads to great versatility, low power consumption, extreme reliability and low cost. The analyser described provides channel widths from 10 μ s to 10 ms; arbitrarily wider channels are easily obtainable. It can handle counting rates up to 2000 counts/min in each channel with less than 1% dead time loss. There is a provision for an initial delay equal to 100 channel widths. An input pulse de-randomizer unit using tunnel diodes ensures exactly equal channel widths.

A brief description of the principles involved in core switching circuitry is given. The core-transistor transfer loop is compared with the usual core-diode loops and is shown to be more versatile and better adapted to the making of a time analyser. The circuits derived from the basic loop are described. These include the scale of ten, the frequency dividers and the delay generator. The current drivers developed for driving the cores are described. The crystal-controlled clock which controls the width of the time channels and synchronizes the operation of the various circuits is described. The detector pulse derandomizer unit using tunnel diodes is described.

The scheme of the time analyser is then described showing how the various circuits can be integrated together to form a versatile time analyser.

1. INTRODUCTION

The need for a highly stable time analyser was felt for measuring decay constants of thermal neutron density in moderating or multiplying media in which a pulsed neutron source was introduced. The decay constants were to be measured to a statistical accuracy of 0.2 to 0.3%, and the count rates were high. The number of channels required was less than fifty and hence elaborate memory techniques for data storage were not suitable. The width of the channels had to be varied from a few tens of microseconds to several milliseconds. After examining the different possibilities, it was decided to build the time analyser around magnetic core switching circuits, which are well-known for their extreme reliability and low cost. The core-transistor transfer loop was developed for this purpose. The analyser built has 30 channels, variable in width from 10 μ s to 10 ms. It can count more than one detector pulse in each channel during every cycle. This makes it possible to handle count rates as high as 2000 counts/min in each channel with less than 1% dead-time loss. An input pulse derandomizer unit ensures exactly equal channel widths. Ferrite memory cores of dimensions 0.080-in. O.D. $\times$ 0.050-in. I.D. $\times$ 0.025-in. were used as the switching cores and the 2N404 transistor was used for the transfer loops.

2. THE MAGNETIC CORE AS A SWITCH

We give here a brief description of the principles involved and the conventions used in magnetic core switching circuits. An excellent treatment is given by Meyerhoff et al.¹

Figure 1 shows a toroidal square loop core with windings applied. The usual dot convention is employed. One side of the core is called the dot side and the other side is the non-dot side. The state of magnetization produced in the core when it is saturated by passing current into the dot end is called the ZERO state, and the opposite state produced by passing a current into the non-dot end is called the ONE state. A "Read" current changes a core to the ZERO state and a "Write" current changes it to the ONE state. Such a change of state takes place only if the core is not already in that state. Whenever a core changes state it produces an output in all the windings on that core. When a core changes from the ONE state to the ZERO state, all dot ends become positive with respect to the non-dot ends and a current flows out of the dot end into the external circuit.

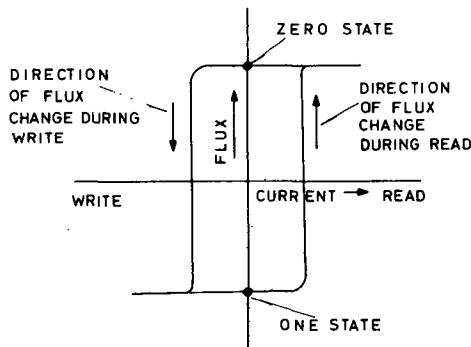
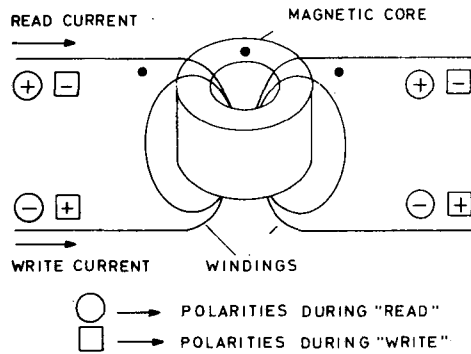


FIG. 1. The square-loop magnetic core

¹ MEYERHOFF, A. J., Ed., Digital Applications of Magnetic Devices, John Wiley & Sons (1960).

3. THE CORE-DIODE LOOP

A number of cores can be arranged to form a shift register as shown in Fig. 2. When a Read current is applied to the A cores while no current flows into the Read windings of B cores, which are in ZERO state, the core A1 is switched to ZERO state, if it is initially in the ONE state. An output current flows into the Write winding of core B1 through the diode and changes the core B1 to ONE state. Thus the ONE in core A1 is shifted to core B1. If the core A1 was in the ZERO state there would be no output current and the core B1 will continue to be in ZERO state, and in this case we say a ZERO has been transferred. Now if a Read current is applied to the B cores, their contents will be transferred to the next A cores. Thus by reading the A and B cores alternately the information contained in the shift register can be shifted continuously.

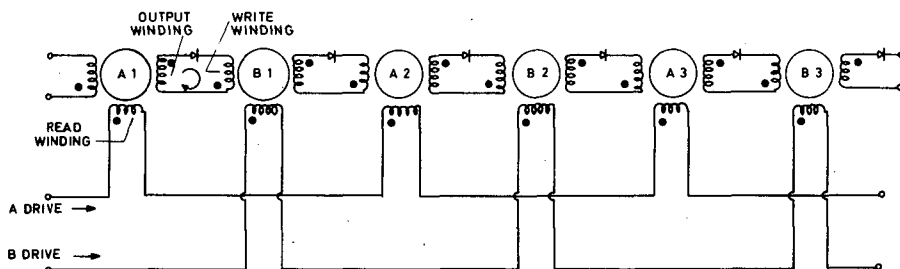


FIG. 2. Magnetic shift register using core-diode loop

4. THE CORE-TRANSISTOR LOOP

We have modified the usual diode loop by replacing the diode by a transistor as shown in Fig. 3. This modification gives a number of advantages and makes the circuit more flexible in use. Here an output from a core is applied to the base of a transistor and the collector current produced flows through the write winding of the next core changing it to the ONE state. Some of the advantages of this arrangement are as follows:

- (a) Inverse noise is absent, i. e. the switching of a core does not affect its previous core. This difficulty is present in the diode loop making the design more critical.
- (b) Drive power requirements are greatly reduced due to the power gain provided by the transistors.
- (c) The windings are of fewer turns and the tolerances are wide. The ease of winding the cores because of reduced number of turns is a definite advantage.
- (d) Additional load can be connected in the collector circuit without disturbing the transfer operation. This feature makes the circuit very versatile. The output of each core can be used to switch many load cores.

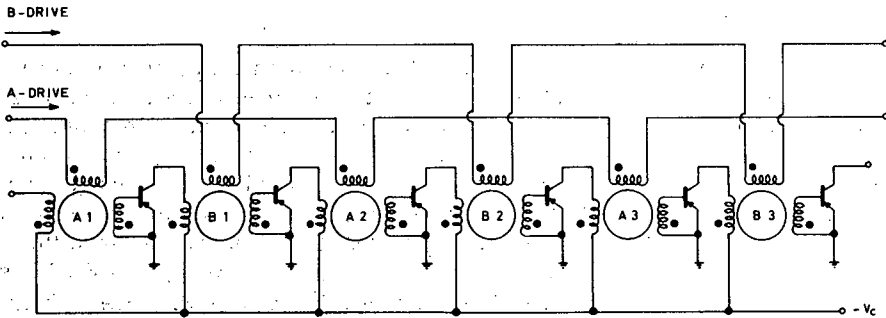


FIG. 3. Magnetic shift register using core-transistor loop

(e) Load cores can be switched to ONE state very rapidly and thus a high output during Write is available.

(f) The reduced drive current means a smaller flux change during a zero transfer thus reducing the forward noise.

The core-transistor loop provides the basic building block for a number of circuits some of which are described below.

4.1. The scale of ten

Figure 4 shows a scale of ten. This is a ten-core shift register in which the output of the last core is connected back to the first core, thus forming a ring of ten cores. The two-phase driver produces the A and B drives alternately when triggered by the input pulse. If the cores are reset initially so that the first (or any one) of the cores is in the ONE state and the rest in the ZERO state, then the ONE will be shifted round the whole ring once for every ten input pulses. The output may be taken from any of the cores and occurs once for every ten input pulses. There are ten separate outputs available. Interpolation is not easily possible since the voltages and currents appear only during the shifting operation and the only physical quantity that can be sensed for interpolation is the magnetization of the cores. In our analyser, the scale of ten feeds a mechanical counter, and the contents of the scale of ten are ignored being small compared to the total accumulated counts. The output is taken from the fifth core, thus giving automatic rounding of the last decimal place. Our scaler using the Mullard FX 1508 memory core and 2N-404 transistor is capable of counting up to 1 Mc. The number of cores in the ring can be any other even number giving that scaling factor.

4.2. Frequency dividers

A ring of ten (or any other even number) with a single ONE circulating can also be used as a frequency divider. The frequency divider will work for any input frequency up to the maximum and thus does not have to be designed for a particular frequency. This also makes it possible to cascade identical frequency dividers to get arbitrarily larger frequency division ratios.

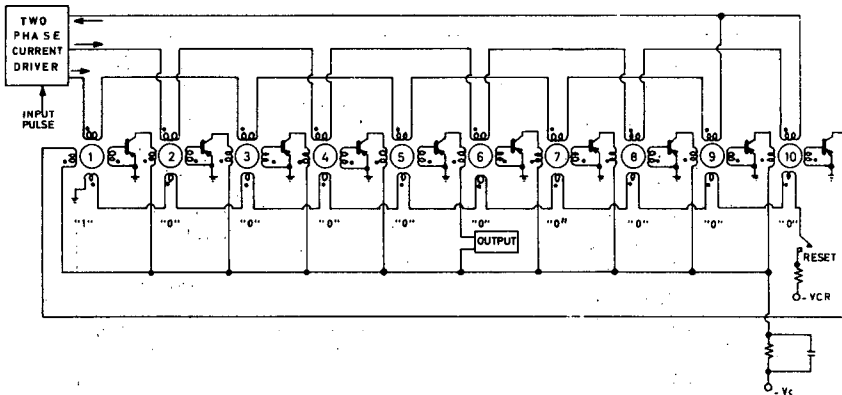


FIG. 4. The scale of ten

5. DIGITAL DELAY GENERATOR (see Fig. 5)

The digital delay generator again uses a ring with a single ONE circulating. This is driven by the frequency divided output which defines a channel width. By selecting any even number of cores, a variable delay which is an even multiple of the channel width, is produced.

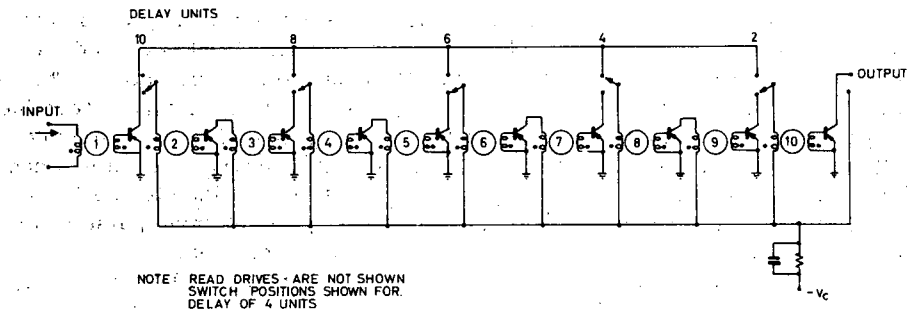


FIG. 5. Digital delay generator

6. TWO-PHASE CURRENT-DRIVERS

The operation of the above circuits requires a driver which produces two current-drives for the two sets of cores. They are produced alternately for each input trigger pulse. The tolerances on the amplitude and width of the current pulse are not critical and hence a simple driver circuit shown in Fig.6, which was specifically developed for this purpose, is found to be completely satisfactory. The driver is essentially a ring of two cores. Suppose the driver is reset initially so that the core A is in the ONE state and B in the ZERO state, then a trigger current flowing into the dot end of the two trigger

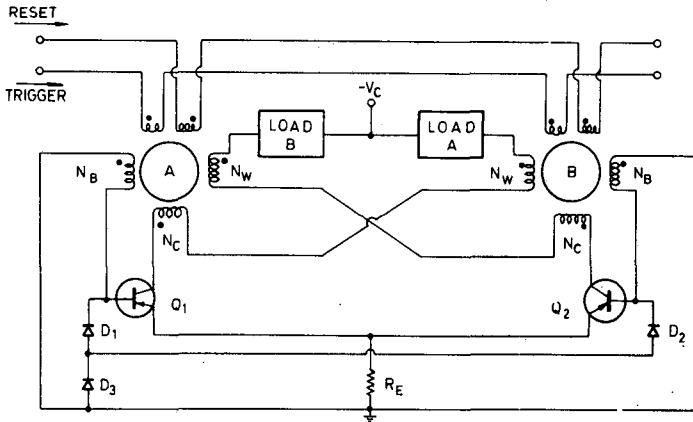


FIG. 6. Two phase current driver

windings will not have any effect on core B but will start switching the core A towards the ZERO state. This induces a voltage in the base winding of core A which causes the transistor Q_1 to conduct. The collector current of Q_1 flows into the dot end of N_C of core A and the switching continues even when the trigger current stops. The collector current of Q_1 also switches the core B into the ONE state, and drives the load A connected in series with it. When "A" is completely switched, the base voltage disappears and Q_1 ceases to conduct. Now the core B is in ONE state and A is in ZERO state and the driver is ready for the next trigger pulse to produce another drive. The base voltage is clamped by the silicon diodes D_1 , D_2 , D_3 . This voltage determines the pulse width. The pulse width can be varied by changing the clamping voltage (i.e. the number of diodes). The collector current is determined by the common emitter resistance R_E as the voltage across R_E is equal to the base voltage minus base to emitter drop. The stability of the drive pulse width and current is adequate for driving the core-transistor loop.

One interesting feature of this driver is it can be made inoperative by putting both the cores in the ZERO state. Thus a scale of ten can be made to count or not by controlling the state of its driver. This method is used for channel selection as described later.

7. CRYSTAL-CONTROLLED CLOCK

Figure 7 is self-explanatory. One feature of the circuit is the use of a tunnel diode for squaring the sinusoidal 100-kc output of the crystal oscillator. The squared output is differentiated to produce the fast triggers required for the detector pulse derandomizer and for the timing of the time analyser channel selection circuits.

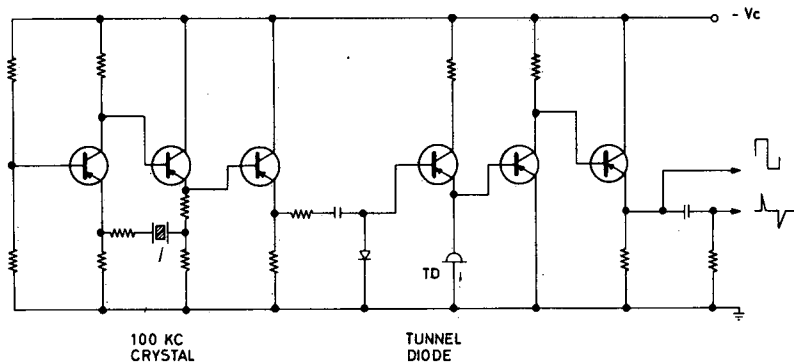


FIG. 7. Crystal controlled clock

8. DETECTOR PULSE DERANDOMIZER

The advantages of a derandomizer before feeding the detector pulses to the time analyser channels are well known. In the present scheme it is essential to use a derandomizer as the change-over from one channel to the next takes about $4 \mu s$ and it is necessary to ensure that a detector pulse does not occur during this time. The first tunnel diode TD1 in Fig. 8 is used as a bistable by biasing it properly by R_b . The negative going detector pulse puts it in the high voltage state whereas the positive-going clock pulse puts it back in the low voltage state, and produces a shaped output pulse from the second tunnel diode TD2 and transistor combination.

9. TIME ANALYSER

Figure 9 is a functional block-diagram of the time analyser. The time analyser is built around a shift register having as many cores as the number of channels required. The number of channels must always be even. Each channel consists of a 5-digit, transistor driven mechanical counter preceded by a core-transistor scale of ten and its two-phase current driver. The outputs of the shift register are made to control the ON and OFF states of the channel drivers. A single "ONE" circulates in the shift register.

The detector pulse is fed as a trigger to all the channel drivers by the detector driver. Only that channel driver which has been put in the ON state will produce current drives for its scaler, thus counting the detector pulses. All the other drivers do not produce any output. When the channel time is completed, this channel driver is changed to the "OFF" state and the next one is changed to the "ON" state, which now starts counting. More than one detector pulse can be accumulated in a channel during a cycle.

An output pulse from the frequency divider triggers the control unit giving rise to the following operations.

- (1) A "clear" current drive is generated which puts all the cores of the channel drivers to the zero state. A negative pulse on the emitters of the

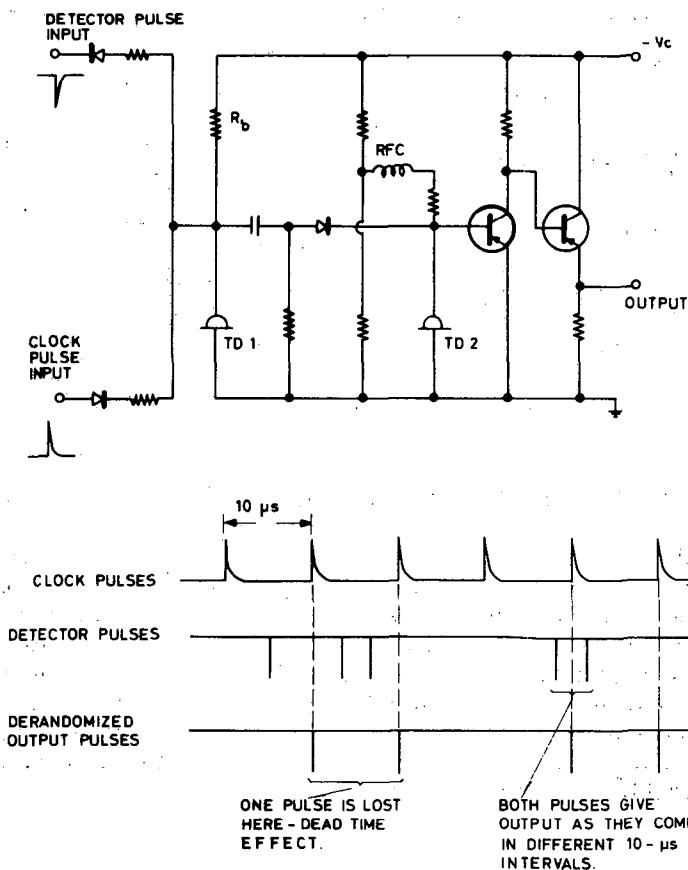


FIG. 8. Detector pulse derandomizer

channel driver transistors prevents the transistors from conducting during the clearing operation. Thus that channel driver which was in the ON state is now changed to the OFF state. The detector driver is reset so that its "A" core is in the ONE state.

(2) A current-drive is produced from the shift-register driver which causes the channel-forming shift register to advance by one step. The output during this shifting writes a ONE into the "A" core of the next channel driver, thus changing it to the ON state.

This completes the channel changing operation and the new channel is ready to count the detector pulses.

When a channel receives its first detector pulse during a cycle, an A-drive is produced. Since the scale of ten requires A and B drives alternately, it may fail to count if the last drive has also been an "A" drive. Such a situation will evidently arise very often. A sensing circuit is provided which triggers the detector driver again after the detector pulse if the scaler fails to count.

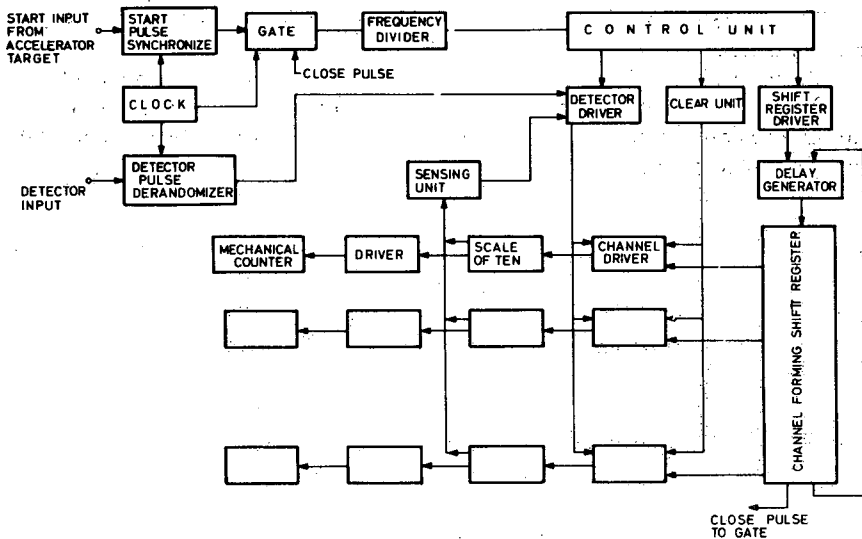


FIG. 9. Time analyser; functional block diagram

At the completion of one cycle, the last core in the shift register supplies a pulse for closing the gate for the clock pulses. The gate opens again when the next start pulse arrives from the accelerator target.

10. CONCLUSIONS

A time analyser scheme has been evolved around the magnetic core shift register. It is shown to be simple and very flexible as regards number of channels, width of channels, etc. All the advantages of core switching circuits such as stability, extreme reliability, low power consumption and low cost make the time analyser suitable for wide application, where extremely high speeds are not required and the number of channels does not exceed a few hundred.

DISCUSSION

M. PHADNIS: Why have you used transistors in your ferrite core ring scale of ten where diodes would serve?

B. V. JOSHI: Firstly, the use of diodes would make it necessary to have as many as 100 turns on the cores, whereas only about 20 turns are required with transistors. Secondly, extra load can be driven by the output from each core in addition to that of the following shift-register core. Thirdly, drive requirements are considerably reduced.

M. PHADNIS: If one uses diodes, what is the maximum number of bits one can have in an open chain?

B. V. JOSHI: The number of bits is not limited, whether one uses diodes or transistors.

M. PHADNIS: What is the power consumption of such a decade?

B. V. JOSHI: The power is consumed only during the shifting operation. The drive required is 200 mA for 1 μ s. The transistors draw about 200 mA for 1 μ s. The supply voltage is 6 V.

CONFERENCE ON NUCLEAR ELECTRONICS

CHAIRMEN OF SESSIONS

Session 1	A. S. RAO	Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay
Session 2	J. WEILL	CEN de Saclay, Gif-sur-Yvette (S. et O.)
Session 3	D. ROUX	Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge, Tenn.
Session 4	R. RAMANNA	Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay
Session 5	R. J. COX	Atomic Energy Research Establishment, Winfrith, Dorchester, Dorset
Session 6	J. J. LIPSETT	Atomic Energy of Canada Ltd., Chalk River Nuclear Laboratories, Chalk River, Ont.
Session 7	P. KOVANIC	Nuclear Research Institute, Czechoslovakian Academy of Sciences, Řež near Prague
Session 8	A. CSÁKÁNY	Central Research Institute for Physics, Hungarian Academy of Sciences, Budapest
Session 9	R. WOLF	Electricité de France, Centre de recherches et d'essais de Chatou, Chatou (S. et O.)

SECRETARIAT OF THE CONFERENCE

Scientific Secretaries:	G. DONVEZ	
	Z. BRZEZINSKI	Implementation Division, IAEA
Records Officer:	M. DAVIES	Division of Language Services, IAEA
Administrative Secretary:	K. ZYBYLSKI	Division of Scientific and Technical Information, IAEA
Editor:	C. N. WELSH	Division of Scientific and Technical Information, IAEA

LIST OF PARTICIPANTS

Name	Institution	Nominating State or Organization
Arumugham, P.N.	Rajasthan Atomic Power Project, Bombay	India
Banerjee, B.M.	Saha Institute of Nuclear Physics, Calcutta	India
Blomberg, P.E.	Atomic Energy Company, Stockholm	Sweden
Brown, D.P.	Pacific Northwest Laboratories, Battelle Memorial Institute, Richland, Wash.	United States of America
Chakravarty, B.	Indian Institute of Technology, Department of Physics, Kharagpur, West Bengal	India
Chernick, J.	Brookhaven National Laboratory, Upton, Long Island, N.Y.	United States of America
Chowdhury, Miss S.	Saha Institute of Nuclear Physics, Calcutta	India
Comte, R.	Commissariat à l'énergie atomique, Paris	France
Cox, R.J.	Control and Instrumentation Division, Atomic Energy Research Establishment, U.K.A.E.A., Winfrith, Dorchester, Dorset	United Kingdom
Csákány, A.	Central Research Institute for Physics, Hungarian Academy of Sciences, Budapest	Hungary
Delcroix, V.	CEN de Grenoble, Grenoble, (Isère)	France
Deshpande, V.K.	Indian Institute of Technology, Kanpur	India
Friedling, G.	CEN de Cadarache, St. Paul-lez-Durance (B. du R.)	France
Furet, J.	CEN de Saclay, Gif-sur-Yvette (S. et O.)	France
Gariod, R.	CEN de Grenoble, Grenoble (Isère)	France
di Giacomo, C.	Groupement Atomique Alsacienne Atlantique, Plessis-Robinson (Seine)	France
Indurkar, V.S.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Ingle, N.A.	Health Physics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India

LIST OF PARTICIPANTS

657

Name	Institution	Nominating State or Organization
Iványi, G.	Central Research Institute for Physics, Hungarian Academy of Sciences, Budapest	Hungary
Jain, R.D.	Tarapur Atomic Power Project, Department of Atomic Energy, Bombay	India
Jathar, N.B.	Health Physics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Joshi, B.V.	Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Joshi, C.W.	Health Physics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Kasargod, S.V.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
King, E.S.F.	Research Reactors Division, Atomic Energy Research Establishment, U.K.A.E.A., Harwell, Didcot, Berks.	United Kingdom
Kliger, I.	Argonne National Laboratory, Argonne, Ill.	United States of America
Kovanic, P.	Nuclear Research Institute, Czechoslovak Academy of Sciences, Řež near Prague	Czechoslovakia
Kuba, J.	Director, Implementation Division, IAEA, Vienna	International Atomic Energy Agency
Launois, M.	Commissariat à l'énergie atomique, Paris	France
Lewis, G.	Inspectorate of Nuclear Installations, Ministry of Power, London	United Kingdom
Lipsett, J.J.	Atomic Energy of Canada Ltd., Chalk River Nuclear Laboratories, Chalk River, Ont.	Canada
Mehta, G.I.	Indian Institute of Technology, Kanpur	India
Meiffren, J.	CEN de Marcoule, Bagnols-sur-Cèze (Gard)	France
Misra, V.M.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Nakadoi, S.	Faculty of Engineering, Tokai University, Shibuya-ku, Tokyo	Japan
Nargundkar, V.R.	Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Patel, K.S.	Saha Institute of Nuclear Physics, Calcutta	India

LIST OF PARTICIPANTS

Name	Institution	Nominating State or Organization
Patwardhan, P.K.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Pedersen, O.	Danish Atomic Energy Commission, Research Establishment Risø, Roskilde	Denmark
Phadnis, M.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Ragupathy, S.	Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Ramanna, R.	Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Rao, A.S.	Electronics Group, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Rao, E.V.R.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Rasmussen, J.	Danish Atomic Energy Commission, Research Establishment Risø, Roskilde	Denmark
Rietsch, E.	University of Innsbruck	Austria
Roguin, A.	CEN de Saclay, Gif-sur-Yvette (S. et O.)	France
Roux, D.	Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge, Tenn.	United States of America
Sanatani, S.	Division of Nuclear Power and Reactors, IAEA, Vienna	International Atomic Energy Agency
Satyanarayana, L.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Srikantiah, G.S.	Indian Institute of Technology, Kanpur	India
Subbarao, K.	Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Szabó, L.	Central Research Institute for Physics, Hungarian Academy of Sciences, Budapest	Hungary
Szlavik, F.	Central Research Institute for Physics, Hungarian Academy of Sciences, Budapest	Hungary
Timmermann, P.	Electronics Department, Danish Atomic Energy Commission, Research Establishment Risø, Roskilde	Denmark
Twum-Danso, L.	Ghana Atomic Energy Commission, Accra	Ghana
Vaze, G.H.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment, Trombay, Bombay	India

LIST OF PARTICIPANTS

659

Name	Institution	Nominating State or Organization
Venkateswarlu, V.	Electronics Division, Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Vohra, K.G.	Atomic Energy Establishment Trombay, Bombay	India
Vysočanský, M.	Electrotechnical Institute, Slovak Academy of Sciences, Bratislava	Czechoslovakia
Wakayama, N.	Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken	Japan
Weill, J.	CEN de Saclay, Gif-sur-Yvette (S. et O.)	France; International Organization for Standardization
Weiss, H.	Atominstitut der Österreichischen Hochschulen, Vienna	Austria
Wolf, R.	Electricité de France, Centre de recherches et d'essais de Chatou, Chatou (S. et O.)	France
Woodward, B.E.	International General Electric (India) Pvt. Ltd., Bombay	International Organization for Standardization
Zobor, E.	Central Research Institute for Physics, Hungarian Academy of Sciences, Budapest	Hungary

AUTHOR INDEX

Arabic numerals underlined refer to the first page of a paper by the author concerned.

Further Arabic numerals denote comments and questions in discussion.

Literature references are not indexed.

- Allemand, R., 45
 Banerjee, B.M., 169, 183,
 623, 637
 Bertrand, J., 413
 Blomberg, P.E., 393, 603, 622
 Brown, D.P., 73, 87, 332
 Caillet, C., 379
 Chakravarti, S.N., 133,
 Chauvet, G., 365
 Chernick, J., 87, 295, 296,
 393, 395, 411, 574
 Chowdhury, Miss Sneha, 623
 Costa Vieira, see Da Costa
 Vieira
 Cox, R.J., 18, 30, 31, 38, 44,
 55, 57, 70, 71, 104, 157,
 169, 320, 321, 427, 504,
 543, 593
 Csákány, A., 89, 98
 Da Costa Vieira, D., 201,
 Deat, M., 379
 Decool, F., 475
 Decuyper, J.C., 19
 Deiss, M., 353
 Delcroix, V., 17, 45, 55, 185,
 432
 Desandre Navarre, D., 413
 Duchêne, J., 39
 Dupay, F., 263
 Eligar, S.K., 645
 Foltin, I., 225
 Friedling, G., 201, 223, 413
 Furet, J., 70, 104, 107, 120,
 154, 155, 183, 184, 363,
 398, 411, 432, 435, 505,
 516, 543
 Furukawa, T., 141, 171
 Gariod, R., 18, 19, 30, 31,
 365, 378, 427, 516
 di Giacomo, C., 545, 556
 Göhrlich, P., 225
 Goodings, A., 57
 Graftieaux, J., 323
 Harrison, D., 57, 157
 Henry, M., 185
 Indurkar, V.S., 341
 Ingle, N.A., 98, 183, 595
 Isozumi, K., 247
 Jain, R.D., 99, 104, 105, 411
 Jathar, N.B., 595
 Jávör, A., 89
 Joshi, B.V., 645, 653, 654
 Joshi, C.W., 556, 595, 602
 Jover, P., 435
 Kakizawa, K., 247
 Kamath, M.S., 645
 Kasargod, S.V., 517
 Keats, A.B., 497
 King, E.S.F., 363, 613, 622
 Kliger, I., 44, 120, 260, 394,
 443, 460
 Kovanic, P., 429, 432, 433,
 559, 574, 593
 Lacour, J., 185,
 Launois, M., 231
 Lehotay, E., 225
 Lipsett, J.J., 299, 320, 321
 Majumdar, B., 133
 Meiffren, J., 105, 140, 223,
 263, 296, 475, 504
 Mérite, B., 201
 Mori, K., 247
 Mourchou, R., 413
 Muchin, S.V., 225
 Nagle, A.K., 121, 133
 Nagy, L., 225
 Nakadoi, S., 260
 Náray, Z., 607
 Nargundkar, V.R. 645
 Ondric, L., 225

- Pansare, M. G., 121
 Patel, K. S., 637
 Patwardhan, P. K., 38, 71, 98,
 169, 171, 320, 341, 427,
 556, 575, 593
 Phadnis, M., 653, 654
 Pinon, Y., 185
 Pohl, H. -J., 225
 Ragupathy, S., 333, 556, 574
 Rao, E. V. R., 17, 33, 38, 44,
 55, 320, 474
 Rasmussen, J., 504
 Richvitsky, S. V., 225
 Rochet, A., 185
 Roguin, A., 39, 44, 321, 323,
 331, 332
 Roux, D., 3, 17, 18, 30, 38,
 55, 70, 105, 321, 331,
 378, 411, 433
 Sakurai, Y., 247
 Satyanarayana, L., 33
 Semenyushkin, I. N., 225
 Subbarao, K., 645
 Szlavik, F., 602
 Tattegrain, A., 201
 Timmermann, P., 527, 543
 Tournier, E., 365
 Uberschlag, J., 353, 435
 Vajda, F., 89
 Venkateswarlu, U., 38, 44, 70,
 99, 121, 133, 139, 140,
 154
 Vieira, Da Costa, see Da
 Costa Vieira
 Viswanathan, L., 121
 Vohra, K. G., 320, 321, 331,
 332, 333
 Vysočanský, M., 225
 Wakayama, N., 141, 154, 155,
 171, 183, 184
 Weill, J., 17, 107, 139, 379,
 393, 394, 411, 460, 543
 Weiss, H., 461, 474
 Whyard, R. E., 497
 Wilson, I., 157, 497
 Wolf, R., 260

IAEA SALES AGENTS

Orders for Agency publications can be placed with your bookseller or any of our sales agents listed below :

ARGENTINA

Comisión Nacional de
Energía Atómica
Avenida del Libertador
General San Martín 8250
Buenos Aires - Suc. 29

AUSTRALIA

Hunter Publications,
23 McKillop Street
Melbourne, C.1

AUSTRIA

Georg Fromme & Co.
Spengergasse 39
A-1050, Vienna V

BELGIUM

Office international de librairie
30, avenue Marnix
Brussels 5

BRAZIL

Livraria Kosmos Editora
Rua do Rosario, 135-137
Rio de Janeiro

Agencia Expoente Oscar M. Silva
Rua Xavier de Toledo, 140-1º Andar
(Caixa Postal No. 5.614)
São Paulo

BYELORUSSIAN SOVIET SOCIALIST REPUBLIC

See under USSR

CANADA

The Queen's Printer
Ottawa, Ontario

CHINA (Taiwan)

Books and Scientific Supplies
Service, Ltd.,
P.O. Box 83
Taipei

CZECHOSLOVAK SOCIALIST REPUBLIC

S.N.T.L.
Spolena 51
Nové Město
Prague 1

DENMARK

Ejnar Munksgaard Ltd.
6 Nørregade
Copenhagen K

FINLAND

Akateeminen Kirjakauppa
Keskuskatu 2
Helsinki

FRANCE

Office international de
documentation et librairie
48, rue Gay-Lussac
Paris 5^e

GERMANY, Federal Republic of

R. Oldenbourg
Rosenheimer Strasse 145
8 Munich 8

HUNGARY

Kultura
Hungarian Trading Co. for Books
and Newspapers
P.O.B. 149
Budapest 62

ISRAEL

Heiliger and Co.
3 Nathan Strauss Street
Jerusalem

ITALY

Agenzia Editoriale Internazionale
Organizzazioni Universali (A.E.I.O.U.)
Via Meravigli 16
Milan

JAPAN

Maruzen Company Ltd.
6, Tori Nichome
Nihonbashi
(P.O. Box 605)
Tokyo Central

MEXICO

Librería Internacional
Av. Sonora 206
Mexico 11, D.F.

NETHERLANDS

N.V. Martinus Nijhoff
Lange Voorhout 9
The Hague

NEW ZEALAND

Whitcombe & Tombs, Ltd.
G.P.O. Box 1894
Wellington, C.1

INTERNATIONAL
ATOMIC ENERGY AGENCY
VIENNA, 1966

PRICE: USA and Canada: US \$13.50
Austria and elsewhere: S 283.50
(£4.1.0; F.Fr. 54,-; DM 47,25)