



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO
INSTITUTO DE FÍSICA

**Análise dos danos de radiação nos sensores de pixel
do experimento LHCb e desenvolvimento do
ventilador HPLV**

Gabriel dos Santos Rodrigues

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação Multidisciplinar em Física Aplicada do Instituto de Física da Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Ciências (Física Aplicada).

Orientadora: Prof^a. Dr^a. Irina Nasteva

Rio de Janeiro

Agosto de 2023

P436 Rodrigues, Gabriel dos Santos

Análise dos danos de radiação nos sensores de pixel do experimento LHCb e desenvolvimento do ventilador HPLV

Gabriel dos Santos Rodrigues. Rio de Janeiro, RJ: IF/UFRJ, Agosto de 2023.

xiv, 103f.

Orientador: Irina Nasteva

Dissertação (Mestrado) - UFRJ / Instituto de Física / Programa de Pós-graduação Multidisciplinar em Física Aplicada, 2022.

Referências Bibliográficas: f. 100-103.

1. LHCb. 2. VELO 3. Sensores de pixel. 4. Detectores de silício. 5. Danos de radiação. 6. Instrumentação. I. Nasteva, Irina. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Instituto de Física. III. Programa de Pós-graduação Multidisciplinar em Física Aplicada. IV. Análise dos danos de radiação nos sensores de pixel do experimento LHCb e desenvolvimento do ventilador HPLV.

Resumo

Análise dos danos de radiação nos sensores de pixel do experimento LHCb e desenvolvimento do ventilador HPLV

Gabriel dos Santos Rodrigues

Orientador: Irina Nasteva

Resumo da Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação Multidisciplinar em Física Aplicada do Instituto de Física da Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Ciências (Física).

O experimento LHCb, um dos quatro grandes experimentos do LHC, estuda a física de partículas de sabores pesados. O experimento passou por uma grande atualização para melhorar sua performance nas novas condições de energia e luminosidade mais altas do LHC. Neste trabalho foram estudados os danos de radiação nos novos sensores de pixel do VELO, o detector do LHCb mais próximo do ponto de colisão dos prótons, em altas fluências. Além disso, foi desenvolvido um método para estimar a fluência nos sensores do detector a partir de medidas do ruído eletrônico dos mesmos. Para isso um experimento para estudos da caracterização de sensores de silício foi montado e suas medidas analisadas. Os resultados das medições validaram o método e ele poderá ser aplicado durante o funcionamento do detector nos próximos anos.

Devido à pandemia de Covid-19, o projeto de mestrado rumou a um segundo objetivo, contribuir com o desenvolvimento de um ventilador mecânico pulmonar. O *High Performance Low Cost Ventilator* (HPLV) é um respirador mecânico de alta qualidade e

baixo custo, projetado para o tratamento de doenças respiratórias agudas. Neste trabalho foram desenvolvidas parte do *software* da interface gráfica do ventilador, a integração e adaptação da eletrônica. No lado do *software*, foram feitos testes unitários e a tradução da interface gráfica do respirador para o português, assim como uma implementação modular para outras linguagens. No lado da eletrônica, todo o *hardware* foi montado, ajustado e testado para a melhora da performance. Um protótipo do HPLV, adaptado às peças adquiridas no Brasil, foi montado e testado no Laboratório de Partículas Elementares (LAPE), no IF-UFRJ.

Palavras-chave: LHCb, VELO, Upgrade, Velopix, Sensores de pixel, Detectores de silício, Danos de radiação, Instrumentação científica.

Abstract

Analysis of radiation damage in pixel sensors of the LHCb experiment and development of the HPLV ventilator

Gabriel dos Santos Rodrigues

Supervisor: Irina Nasteva

Abstract da Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação Multidisciplinar em Física Aplicada do Instituto de Física da Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Ciências (Física).

The LHCb experiment, one of four large experiments at the LHC, studies heavy flavour particle physics. The experiment underwent a major upgrade to improve its performance in the LHC new higher energy and luminosity conditions. In this work, the radiation damage was studied in the new VELO pixel sensors, the LHCb detector closest to the proton collision point, at high fluences. In addition, a method was developed to estimate the fluence in the detector sensors from measurements of their electronic noise. For this, an experiment to study the characterization of silicon sensors was set up and its measurements analysed. The measurement results validated the method and it can be applied during the detector operation in the coming years.

Due to the Covid-19 pandemic, the master's project moved towards a second goal, to contribute to the development of a mechanical lung ventilator. The High Performance Low Cost Ventilator (HPLV) is a high-quality, low-cost mechanical ventilator designed for the treatment of acute respiratory illnesses. In this work, a part of the ventilator graphic

interface software was developed, together with the integration and adaptation of the electronics. On the software side, unit tests were carried out and the respirator graphic interface was translated into Portuguese, as well as a modular implementation for other languages. On the electronics side, all the hardware was assembled, tuned and tested to improve performance. An HPLV prototype, adapted to parts purchased in Brazil, was assembled and tested at Laboratório de Partículas Elementares (LAPE), at IF-UFRJ.

Keywords: LHCb, VELO, Upgrade, Velopix, Pixel detectors, Silicon sensors, Radiation Damage, Scientific instrumentation.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, minha família, que sempre foi muito importante em todo o meu processo de formação. Principalmente, dedico este trabalho à minha mãe Maria Goretti e minha avó Maria Fidélis, que me influenciaram e contribuíram tanto para o que sou hoje, saudades eternas. Também agradeço meu pai Bruno pelo suporte e discussões interessantes. Agradeço a meus irmãos e primos, de sangue ou não, por cada momento compartilhado. Finalmente, agradeço minha afilhada Gabriela, pelo carinho e paciência.

À Irina, minha orientadora desde a iniciação científica, por toda a paciência e oportunidades. A Victor Coco, pela orientação no experimento montado no CERN. A todos os colaboradores do LHCb que sempre foram muito receptivos no laboratório do VELO.

Agradeço também aos amigos de LAPE, Victor, Larissa, Katherine e Gabriel, pelas conversas e excelente companhia, amizades que levarei para além do mestrado. A César, crucial para o funcionamento do instituto, pela ajuda e conversas super interessantes.

Por fim, agradeço à FAPERJ por ter me dado a oportunidade de me dedicar ao mestrado me oferecendo uma bolsa, primordial para o meu desenvolvimento profissional. E também, um agradecimento ao UKRI (*UK Research and Innovation*) pela bolsa durante o projeto HPLV.

Conteúdo

Sumário	viii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
1 Introdução	1
2 Detectores de silício e danos de radiação	4
2.1 Características básicas de dispositivos semicondutores	4
2.1.1 Semicondutores intrínsecos	5
2.1.2 Semicondutores extrínsecos	7
2.1.3 Junção PN	9
2.2 Interação da radiação com a matéria	10
2.2.1 Partículas carregadas	10
2.2.2 Elétrons e pósitrons	12
2.2.3 Fótons	14
2.3 Sensores híbridos de pixel de silício	18
2.3.1 Tipos de sensores	18
2.3.2 Aplicações de detectores de pixel	20
2.4 Danos de radiação	22
2.4.1 Danos no substrato	23

2.4.2	Difusão dos defeitos – <i>Annealing</i>	27
2.4.3	Danos na superfície	29
3	O LHCb, o upgrade do VELO e o chip Velopix	30
3.1	O experimento LHCb	30
3.2	O <i>upgrade</i> do LHCb e VELO	32
3.3	O chip Velopix	35
3.3.1	Eletrônica analógica	37
3.3.2	Eletrônica digital	38
3.3.3	Super Pixel	39
3.4	Ruído eletrônico de um detector híbrido	40
3.5	Equalização dos pixels	42
4	Medidas, análises e resultados	45
4.1	Configuração e métodos experimentais	46
4.1.1	Câmara de vácuo	46
4.1.2	Sistema de resfriamento: <i>Chiller</i> e <i>Peltiers</i>	47
4.1.3	Resistores PT100 e sistemas de leitura	49
4.1.4	O sensor híbrido do LHCb e o perfil de irradiação	50
4.1.5	Dependência da corrente com a tensão elétrica	52
4.2	Análise e resultados	54
4.2.1	Medidas do ruído e conversão em corrente	54
4.2.2	Dependência da corrente com a temperatura	55
4.2.3	Dependência do α geométrico com a fluência	58
4.3	Caracterização do sensor com a fluência e método teste	64
4.3.1	Dependência da corrente na fluência dos sensores	64
4.3.2	Dependência do <i>bandgap</i> com a fluência e tensão	65
4.3.3	Cálculo das fluências usando o método teste	67

5	Desenvolvimento do ventilador pulmonar HPLV	74
5.1	O projeto <i>High Energy Ventilator</i>	77
5.1.1	Princípio de funcionamento do HEV	77
5.1.2	Eletrônica, sistema de controle e interface gráfica	79
5.1.3	Protótipos do HEV	81
5.2	O projeto HPLV: desenvolvimento e testes	82
5.2.1	Atualizações e contribuições da UFRJ	83
6	Conclusão	96
	Referências Bibliográficas	100

Lista de Figuras

2.1	Distribuição de energia no semicondutor	5
2.2	Dopagem do silício por fósforo	7
2.3	Dopagem do silício por Boro	8
2.4	Poder de frenamento para múon	11
2.5	Distribuição de Landau-Vavilov para pions	13
2.6	Poder de frenamento no chumbo	14
2.7	Seção de choque de fótons	16
2.8	Funcionamento básico de um sensor	19
2.9	Sensor n-in-p	20
2.10	Aplicações de detectores de pixel	21
2.11	Defeitos no sensor de silício	22
2.12	Diferentes níveis de energia criados por danos no sensor	23
2.13	Hipótese NIEL, <i>Displacement damage</i>	25
2.14	Inversão de tipo, tensão de depleção versus fluência	26
3.1	Imagem lateral do experimento LHCb atualizado	31
3.2	Esquemático do posicionamento dos módulos do detector VELO	32
3.3	Foto do módulo do VELO	33
3.4	Esquemático do circuito do Velopix	36
3.5	Pacote de dados do <i>Super Pixel/ data frame</i> do Velopix	39
3.6	Circuito equivalente de um sensor híbrido	40

3.7	Gráfico da contagem do sinal de ruído em função de DAC	41
3.8	Perfil de máscara de bit usado na equalização do sensor	42
3.9	Gráfico com resultado de uma equalização	43
4.1	Câmara de vácuo usada no experimento	47
4.2	Bloco de cobre do sistema de resfriamento	48
4.3	Sistema de aquisição MiniDAQ1 e PT100	49
4.4	Figura interna da montagem experimental	49
4.5	Programa de LabView utilizado para curvas IV	51
4.6	Gráficos das curvas IV	52
4.7	Distribuição do ruído no sensor utilizado	55
4.8	Resultados do <i>scaling</i> da temperatura	57
4.9	<i>scaling</i> da temperatura considerando temperaturas mais altas	58
4.10	Plot de $\Delta I/V$ vs fluência	59
4.11	Plot de α_{geo} vs V para $\Phi = 2 \times 10^{16} n_{eq} 1 MeV/cm^2$	59
4.12	Plot de α_{geo} vs fluência a $-30^\circ C$ e $-35^\circ C$ para $-110V$, por parte do sensor	60
4.13	Plot de α_{geo} vs fluência a $-35^\circ C$ para $-140V$ e $-250 V$, por parte do sensor	61
4.14	Plot de α_{geo} vs fluência a $-40^\circ C$ para $-110V$ e $-140V$, por parte do sensor	62
4.15	Plot de α_{geo} vs fluência a $-40^\circ C$ para $-250V$ e $-550V$, por parte do sensor	63
4.16	Simulação da curva IV para quatro fluências diferentes a $-38^\circ C$	64
4.17	Relação entre fluência e corrente para as diferentes tensões	65
4.18	E_g^{eff} versus tensão para o sensor irradiado	66
4.19	E_g^{eff} calculado a partir do <i>scaling</i>	67
4.20	Figura do sensor do VELO com perfil de irradiação	68
4.21	Fluências calculadas para cada uma das 8 partes do sensor, E_g^{eff} da literatura	69
4.22	Fluências calculadas para cada uma das 8 partes do sensor, E_g^{eff} da literatura, com temperaturas calculadas	70

4.23	Fluências calculadas para cada uma das 8 partes do sensor, com E_g^{eff} calculadas	71
5.1	Relação de leitos e respiradores por região brasileira em 2019	75
5.2	Funcionamento básico do circuito de respiração do HEV	78
5.3	Diagrama com a arquitetura da eletrônica do HEV	79
5.4	Protótipos do HEV	81
5.5	Placa-mãe do HPLV, microcontrolador novo e conexões das válvulas	83
5.6	Interface gráfica do HPLV, em inglês e em português	85
5.7	Arquivos JSON utilizados na tradução das interfaces gráficas	87
5.8	Protótipo montado do HPLV	89
5.9	Ensaio de testes feitos com o protótipo do HPLV	93

Lista de Tabelas

3.1	Diferenças entre Timepix 3 e Velopix	35
4.1	Fluências medidas por cada parte do sensor pela dosimetria de PS-IRRAD	51
4.2	Tabela das Eg calculadas	70
5.1	Dados dos ensaios com analisador de respirador mecânico	94

Capítulo 1

Introdução

O *Large Hadron Collider* (LHC) é o maior colisor de partículas do mundo, com cerca de 27 km de circunferência e localizado a cerca de 100 m de profundidade. O acelerador faz parte do parque de aceleradores do CERN (Organização Europeia para a Pesquisa Nuclear). Em torno do LHC existem quatro grandes experimentos, dentre eles o *Large Hadron Collider beauty* (LHCb) [1]. O objetivo principal do experimento é procurar por evidências de física além do modelo padrão na violação CP, e em decaimentos raros de hádrons compostos de quarks b e c . A violação CP acontece quando a simetria Carga-Paridade é quebrada. A simetria Carga-Paridade afirma que as leis da física, que explicam determinado fenômeno para uma partícula, deveriam ser as mesmas, se a partícula fosse trocada por sua antipartícula (simetria C) na posição invertida (simetria P).

O experimento LHCb iniciou o *Run III* de funcionamento no LHC, oficialmente, em julho de 2022. O experimento opera com luminosidade instantânea e número de interações por colisão superior em relação aos anos anteriores, o que significa que a dose acumulada de radiação nos detectores aumentará substancialmente. Atualizações (*upgrade* do LHCb) foram feitas para melhorar a performance do experimento nas novas condições de operação. O detector VELO (VERtex LOCator) é o mais exposto à radiação devido à sua proximidade com o ponto de colisão dos prótons. Nos *Runs* I e II, o detector experimentou fluências da ordem de $10^{14} \text{ } n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$, porém é esperado que esse valor cresça até duas ordens de grandeza.

A tecnologia usada nos últimos *Runs* nos módulos do VELO foi a de tiras de silício. Com as atualizações as mesmas foram substituídas por pixel de silício, aumentando tanto a precisão de suas medidas quanto a tolerância à radiação. A eletrônica de leitura também foi trocada pelos novos Velopix, chip criado pela colaboração, a partir do chip Timepix-3.

Os objetivos desse trabalho são: a caracterização dos novos sensores utilizados nos módulos do VELO; a criação de um método para estimar as fluências que o mesmo enfrentará durante o *Run III*, a partir da aquisição rotineira dos dados; e o desenvolvimento do respirador pulmonar HPLV, afim de deixá-lo pronto para a certificação e futuramente, produção.

Essa dissertação está organizada da seguinte forma. No Capítulo 2 é feita uma discussão sobre a teoria de semicondutores e a interação de partículas com a matéria, em particular detectores de silício, seu princípio de funcionamento e os danos de radiação nos mesmos. No Capítulo 3 é apresentado o experimento LHCb, o VELO atual e as atualizações que foram realizadas no mesmo. O capítulo também apresenta a eletrônica de leitura usada nos detectores, onde é explicado em detalhes o funcionamento interno do chip Velopix.

No Capítulo 4 são apresentados os métodos usados para caracterização dos detectores de silício. No mesmo capítulo está descrito o experimento realizado neste trabalho. Além disso neste capítulo é apresentado o método proposto para calcular as fluências acumuladas dos detectores a partir do seu ruído eletrônico, assim como seus resultados.

Em meados do ano de 2020, por causa da pandemia de COVID-19, surgiu uma iniciativa do CERN e do LHCb para construir um ventilador mecânico pulmonar, assim nasce o *High Energy Ventilator*, ou HEV. Com o protótipo do mesmo construído, surge a necessidade de regulamentar e produzir o respirador, a solução se dá com um novo projeto. O *High Performance Low Cost Ventilator* (HPLV) é um respirador mecânico de alta qualidade e baixo custo, projetado para ser adequado para tratamento intensivo. O projeto HPLV foi concebido por institutos da Inglaterra, o IF-UFRJ e o CERN com o

objetivo de desenvolver um respirador capaz de ser aprovado e regulamentado. O HPLV foi baseado no projeto do HEV, sendo feitas as mudanças necessárias para o objetivo final, a comercialização a baixo custo de um ventilador pulmonar de alta qualidade. Um protótipo do HPLV, adaptado com peças e requisitos brasileiros, foi construído no Laboratório de Partículas Elementares (LAPE), no IF-UFRJ, tendo sido integrado e testado. O desenvolvimento da interface gráfica, a integração dos componentes, a montagem do protótipo completo e os testes feitos no respirador são apresentados no Capítulo 5.

Finalmente a conclusão do trabalho é feita no Capítulo 6, onde é apresentado um resumo sobre os resultados obtidos e as expectativas para os próximos anos do experimento LHCb e do VELO.

Capítulo 2

Detectores de silício e danos de radiação

Para entender como o silício pode ser usado para fabricar detectores de partículas, é necessário primeiro descrever as propriedades básicas do mesmo. O silício é um elemento semicondutor muito facilmente encontrado na natureza, um dos mais abundantes da Terra, e por isso é o mais usado na indústria eletrônica.

2.1 Características básicas de dispositivos semicondutores

Em termos de propriedades elétricas, um material pode ser condutor, isolante, supercondutor ou semicondutor. Este último apresenta resistividade elétrica intermediária entre o condutor e o isolante (tipicamente entre $10^{-3} \Omega\text{cm}$ e $10^8 \Omega\text{cm}$ a temperatura ambiente). Semicondutores podem ser elementos químicos simples (Si, Ge, C) ou compostos (SiC, GaAs, ZnS), geralmente do grupo IV na tabela periódica. A característica fundamental deles é que a região de energia proibida (ou energia de *gap* E_g), definida como a diferença entre a energia da banda de condução e a energia da banda de valência (Fig. 2.1(a)), é maior que zero (caso também dos isolantes), porém menor que a dos isolantes, o que abre muitas possibilidades para a construção de dispositivos.

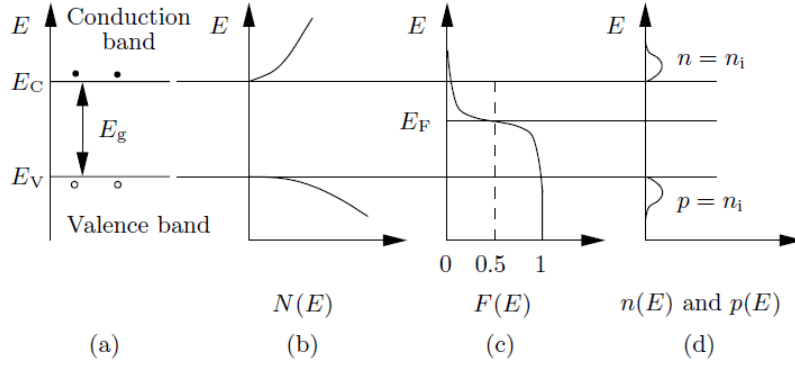


Figura 2.1: (a) Energias das bandas de condução, valência e de *gap*, (b) Densidade de estados, (c) Distribuição de Fermi-Dirac e energia de Fermi, (d) Distribuição da concentração de portadores de carga. Imagem retirada de [2].

2.1.1 Semicondutores intrínsecos

Semicondutores são ditos intrínsecos (ou puros) quando a concentração de impurezas é insignificante comparada à concentração de elétrons e buracos (espaços antes ocupados por elétrons nos átomos de silício) gerados termicamente [2], os portadores de carga. O número de elétrons livres n pode ser calculado pela equação¹

$$n = \int_{E_C}^{\infty} N(E) f(E) dE, \quad (2.1)$$

onde

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp[(E - E_F)/kT]}, \quad (2.2)$$

é a distribuição de Fermi-Dirac (Fig. 2.1(c)), E_C é a energia da banda de condução, $N(E)$ é a densidade de estados (Fig. 2.1(b)), k é a constante de Boltzmann, T a temperatura do semicondutor, e E_F a energia de Fermi, o nível de maior energia ocupado na ausência de excitações térmicas. A distribuição de Fermi-Dirac $f(E)$ representa a probabilidade de ocupação de elétrons ou buracos no estado E .

Para temperaturas próximas à ambiente o produto $kT \approx 0.025$ eV, então no caso da

¹Uma equação análoga para os buracos p pode ser encontrada fazendo os limites de integração de $-\infty$ até a banda de valência E_V .

banda de condução onde normalmente $E - E_F \gg kT$, chegamos que²

$$f(E) \approx \exp [-(E - E_F)/kT]. \quad (2.3)$$

A densidade de estados é calculada por

$$N(E) = 4\pi \left(\frac{2m_{n(p)}^*}{h^2} \right) \sqrt{E}, \quad (2.4)$$

onde h é a constante de Planck e $m_{n(p)}^*$ é a massa efetiva dos elétrons (buracos). A massa efetiva é uma constante que depende da dinâmica da partícula no material, ou seja, das forças presentes na rede cristalina. Por isso, geralmente, a massa efetiva dos elétrons é diferente da massa efetiva dos buracos.

Substituindo (2.3) e (2.4) em (2.1), e fazendo o análogo para os buracos, temos para as concentrações dos portadores de carga, n e p ,

$$n = \underbrace{2 \left(\frac{2\pi m_n^* kT}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}}}_{N_C} \exp [-(E_C - E_F)/kT], \quad (2.5)$$

$$p = \underbrace{2 \left(\frac{2\pi m_p^* kT}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}}}_{N_V} \exp [-(E_F - E_V)/kT]. \quad (2.6)$$

As quantidades N_C e N_V são chamadas de densidades de estado efetivas de condução e de valência e são úteis para que possamos simplificar uma equação muito importante que é o produto das concentrações de portadores de carga,

$$n_i^2 = np = N_C N_V \exp (-E_g/kT). \quad (2.7)$$

A energia de *gap* do material E_g é uma constante, definida como $E_C - E_V$, logo essa é uma equação que só depende da temperatura. A quantidade n_i é a concentração intrínseca de cargas.

Para garantir a neutralidade elétrica do material devemos ter para cada elétron livre um buraco, ou seja, $n = p$ em um semiconductor intrínseco, como mostrado na Fig. 2.1(d).

²Esse “truque” é conhecido como aproximação de Boltzmann e existe um análogo para a banda de valência, mas no caso $(E_F - E) \gg kT$.

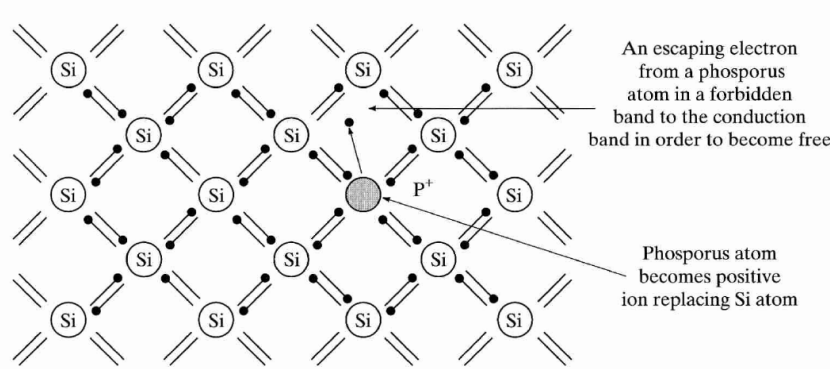


Figura 2.2: Na dopagem do Si por fósforo (P), um elétron é liberado e um átomo P se torna o íon P⁺. Imagem retirada de [3].

Para $T = 300$ K, $n_i = 1.45 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ é a concentração de portadores de carga gerados termicamente para o Si (que tem $E_g = 1.12$ eV a essa temperatura). É um valor um pouco alto, e por isso o silício intrínseco é ineficiente em detectar partículas ionizantes, visto que a razão sinal/ruído é baixa devido à geração térmica de cargas. Para melhorar essa relação se utiliza um tipo de semiconductor com maior condutividade, o semiconductor extrínseco, para posteriormente criar uma junção PN.

Igualando as equações (2.5) e (2.6), pode-se chegar na equação para o nível intrínseco de Fermi E_i ,

$$E_i = \frac{E_C + E_V}{2} + \frac{3kT}{4} \ln \left(\frac{m_n^*}{m_p^*} \right). \quad (2.8)$$

A temperaturas ambientes o segundo termo é da ordem de 0.01 eV, então o nível de Fermi para semicondutores intrínsecos de fato se encontra próximo do meio do *gap*, como é visto na Fig 2.1(c).

2.1.2 Semicondutores extrínsecos

Os semicondutores extrínsecos (ou dopados) são formados quando são adicionadas impurezas específicas, geralmente elementos do grupo III ou V da tabela periódica, no substrato de semicondutores intrínsecos [3]. Esse processo é chamado de dopagem, e resulta em dois tipos de semicondutores diferentes, tipo-N e tipo-P, com uma propriedade em comum: o aumento da condutividade elétrica em relação ao semiconductor intrínseco.

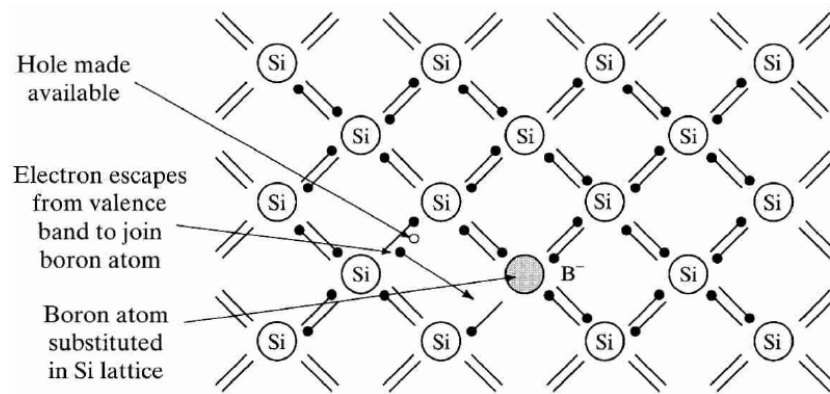


Figura 2.3: Na dopagem do Si por boro (B), um elétron é capturado pelo átomo de B que se torna em um íon B^- , deixando um buraco na rede de Si. Imagem retirada de [3].

O semiconductor tipo-N é o resultado do processo de dopagem quando são adicionadas impurezas do grupo V da tabela periódica (P, As, Sb) no Si. Esses elementos são chamados de doadores pois, como têm cinco elétrons na camada mais externa (um a mais do que o suficiente para a ligação covalente ser formada), um elétron pode escapar e é, portanto, “doado” para a estrutura cristalina do silício. No caso em que se dopa o Si com P, isso resulta em um íon P^+ na estrutura cristalina, como visto na Fig. 2.2.

Já o semiconductor tipo-P é um semiconductor intrínseco dopado de elementos do grupo III da tabela periódica (B, Al, Ga), chamados aceitadores. Como têm apenas três elétrons na camada mais externa, ao ser injetado na rede cristalina, cria-se uma ligação disponível que é preenchida por um elétron da banda de valência do semiconductor, gerando um buraco na rede cristalina do Si. Sendo assim, dopando Si com B, um íon negativo se estabelece na rede, como na Fig. 2.3.

Geralmente a dopagem em um semiconductor é tal que a concentração de dopantes N_d é várias ordens de grandeza maior que a concentração intrínseca dos portadores de carga. Para esses casos a seguinte equação para a resistividade ρ do semiconductor é válida [4]:

$$\rho = \frac{1}{e(\mu N_d)}, \quad (2.9)$$

onde μ é a mobilidade dos portadores majoritários. A resistividade é um parâmetro muito importante para sensores de silício pois é proporcional à área útil de detecção dos sensores

e inversamente proporcional à tensão elétrica de operação dos mesmos. Semicondutores extrínsecos sozinhos não resolvem o problema da razão sinal/ruído visto que têm ainda mais portadores de carga gerados termicamente que os intrínsecos. Operar a temperaturas criogênicas resolve esse problema, porém não é viável para a maioria dos experimentos. Ao invés disso é explorada uma técnica em que se usam semicondutores tipo-N e tipo-P, criando uma junção PN, aonde é aplicada uma tensão elétrica criando uma região livre de cargas.

2.1.3 Junção PN

O bloco básico da construção de sensores de silício é uma junção PN reversamente polarizada [2]. Uma junção PN de Si é criada quando se coloca em contato Si dopado N com Si dopado P, fazendo com que os elétrons e buracos livres do lado N e P, respectivamente, se movam por difusão e se recombinem. Isso ocorre na região próxima do meio da junção, chamada zona de depleção, pois nesta região a quantidade de cargas livres foi depletada. Esse movimento de difusão é interrompido quando o campo elétrico criado pelos íons atinge um certo valor V_{bi} ,

$$V_{bi} \approx \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_D N_A}{n_i^2} \right), \quad (2.10)$$

onde N_D e N_A são as concentrações de doadores e aceitadores.

O equilíbrio da junção é mantido por essa diferença de potencial, conhecida como potencial de contato ou tensão *built-in*, até que uma fonte de tensão externa aplique uma nova diferença de potencial (chamada de voltagem de *bias* V_{bias}). Existem duas possibilidades para a polarização de V_{bias} :

- Polarização direta: Quando a tensão de *bias* cria um campo elétrico com sentido contrário ao *built-in*. Nesse caso, o potencial positivo é posto no lado P e o negativo no N.
- Polarização reversa: Quando a tensão de *bias* cria um campo elétrico de mesmo

sentido que o de *built-in*. Nesse caso, o potencial positivo é posto no lado N e o negativo no P.

Na polarização direta, elétrons no lado N e buracos no lado P são empurrados em direção a P e N, respectivamente, pela tensão de *bias*, e assim a corrente flui quase como se a junção fosse um condutor. Nesse caso, como a barreira de potencial na zona de depleção diminui, a espessura da mesma também diminui para manter o equilíbrio. No caso de sensores de silício, a região efetiva de detecção é a própria zona de depleção, por isso a polarização direta não é tão interessante para o seu funcionamento.

Já na polarização reversa, os elétrons no lado N e buracos no lado P são afastados da junção por causa da tensão de *bias*, aumentando a espessura da zona de depleção. Qualquer carga gerada termicamente na região de depleção ou na superfície da junção será expulsa pelo campo elétrico líquido, gerando uma corrente elétrica chamada *leakage* (ou *dark*) *current*, em português, corrente de fuga ou escura. Acima de um certo valor de tensão ocorre a ruptura, onde a corrente no sensor tende ao infinito, para esse valor se dá o nome tensão de ruptura.

2.2 Interação da radiação com a matéria

O funcionamento de qualquer sensor de radiação depende basicamente da maneira que a mesma interage com o material do próprio. O entendimento de como ocorre essa interação depende do tipo de partícula e como ela perde energia no material. Por isso é importante estudar cada caso separadamente, partículas carregadas ou neutras, partículas pesadas ou leves.

2.2.1 Partículas carregadas

Partículas carregadas muito mais pesadas que o elétron, como a partícula alfa, os múons e os píons, interagem basicamente via força de Coulomb com os elétrons que orbitam os átomos do sensor, embora interações com os núcleos também ocorram. Dependendo da

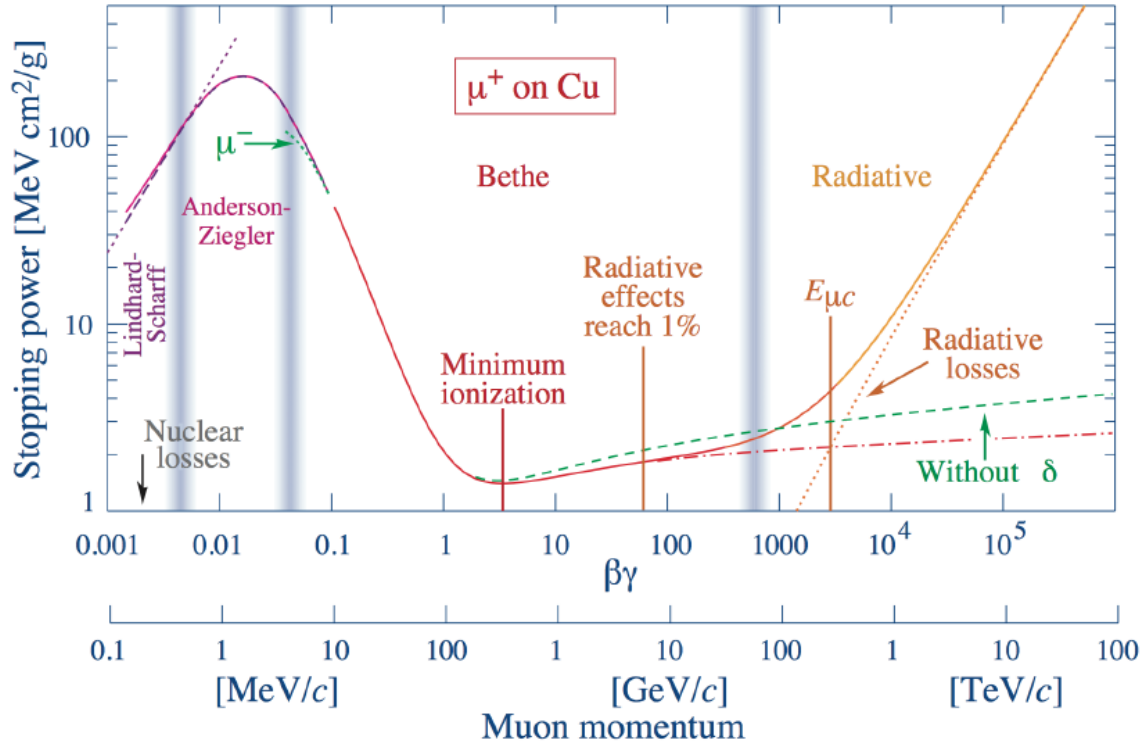


Figura 2.4: Poder de frenamento para múons positivos interagindo com átomos de cobre. As curvas cheias indicam o S total, enquanto as tracejadas são contribuições de cada efeito indicado nas áreas divididas pelas retas verticais. Imagem retirada de [6].

intensidade da interação o resultado pode ser átomos excitados (quando elétrons sobem alguns níveis de energia) ou ionizados (quando elétrons são desligados completamente do átomo do material). Como são partículas pesadas, acabam por interagir com muitos elétrons de uma vez e praticamente não são defletidas pela rede, logo não costumam caminhar muito pelo material [5].

O poder de frenamento (ou *stopping power*) S é definido como a taxa média da energia perdida por uma partícula em relação à distância percorrida pela mesma no material, ou seja,

$$S = -\left\langle \frac{dE}{dx} \right\rangle. \quad (2.11)$$

Na Fig 2.4 é mostrado o poder de frenamento por massa, que se obtém dividindo o poder de frenamento pela densidade ρ , de múons no cobre.

Para o caso de partículas carregadas pesadas (massa muito maior que a dos elétrons) a equação de Bethe-Bloch pode ser usada [6],

$$-\left\langle \frac{dE}{dx} \right\rangle = Kz^2 \frac{Z}{A\beta^2} \left[\frac{1}{2} \ln \frac{2m_e c^2 \beta^2 \gamma^2 T_{max}}{I^2} - \beta^2 - \frac{\delta(\beta\gamma)}{2} \right], \quad (2.12)$$

onde T_{max} é a energia cinética máxima transferida a um elétron devido à interação, K é uma constante com o valor $0.307 \text{ MeV g}^{-1} \text{ cm}^2$, A é a massa atômica do material do detector, $\beta = v/c$ e $\gamma = 1/\sqrt{1-\beta^2}$ são fatores relativísticos devidos à velocidade v da partícula ionizante, Z é o número atômico do material, z a carga da partícula incidente em números de carga elementar, m_e a massa do elétron, I é a energia média de excitação e finalmente δ é uma função de correção que descreve efeitos relativísticos do campo elétrico gerado pela partícula.

É importante notar que a equação de Bethe-Bloch, que é puramente dependente da velocidade, não nos dá a energia depositada no material e nem como ela depende com a espessura do mesmo. Para um sensor de espessura d “moderada” ($100 \mu\text{m} \lesssim d \lesssim 2000 \mu\text{m}$) a perda de energia mais provável segue a distribuição de Landau-Vavilov, dada por

$$\Delta_p = \xi \left[\ln \frac{2mc^2 \beta^2 \gamma^2}{I} + \ln \frac{\xi}{I} + j - \beta^2 - \delta(\beta\gamma) \right], \quad (2.13)$$

onde $\xi = (K/2) < Z/A > z^2 (x/\beta^2) \text{ MeV}$, dado x em g/cm^2 e $j = 0.200$. A Figura 2.5 mostra a distribuição para píons de 500 MeV interagindo com silício de algumas espessuras. Como a distribuição não é gaussiana, a média não coincide com o pico da distribuição, ou seja, o *stopping power* não é igual à taxa de perda de energia mais provável. Essa aproximação é menos válida quanto mais fino o sensor, devido aos elétrons δ , elétrons secundários muito energéticos que escapam do sensor, não depositando energia no mesmo. Portanto o *stopping power* é menor que a taxa de perda de energia mais provável.

2.2.2 Elétrons e pósitrons

A baixas energias ($\lesssim 5 \text{ MeV}$, a energia crítica) elétrons e pósitrons basicamente perdem energia por ionização, dependendo logaritmicamente com a mesma, enquanto o *brem-*

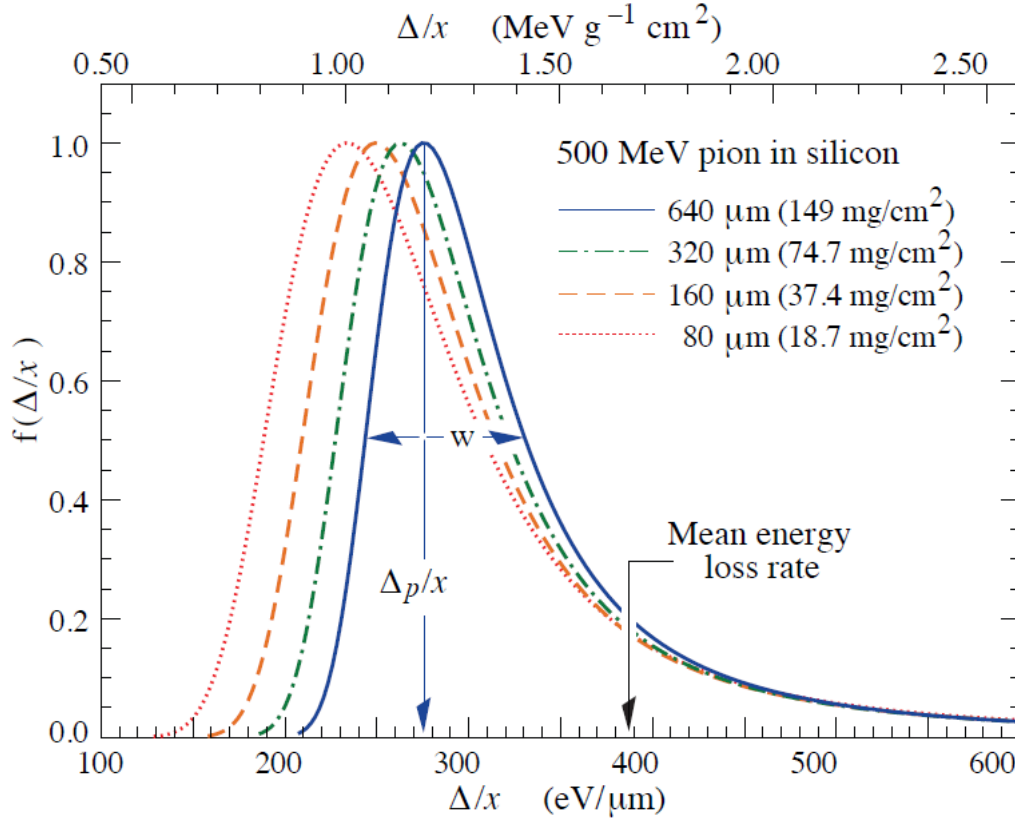


Figura 2.5: Distribuição de Landau-Vavilov para píons de 500 MeV interagindo com silício de 80 μm , 160 μm , 320 μm , 640 μm . A distribuição se assemelha a uma gaussiana para grandes espessuras, mas se torna mais assimétrica quanto mais fino o sensor. Retirada de [6].

strahlung (radiação por freamento de partículas carregadas) depende quase linearmente e domina após a energia crítica, como mostrado na Fig. 2.6. Na figura, além da ionização e *bremstrahlung* também existem outros três tipos de interação com a matéria: aniquilação de pósitrons, quando o pósitron que atravessa o material é aniquilado por um elétron do mesmo gerando dois fótons; espalhamento Møller, quando elétrons perdem grandes quantidades de energia para os elétrons atômicos e espalhamento Bhabha, no caso do espalhamento entre pósitrons e elétrons, cujo poder de frenamento é menor que o primeiro.

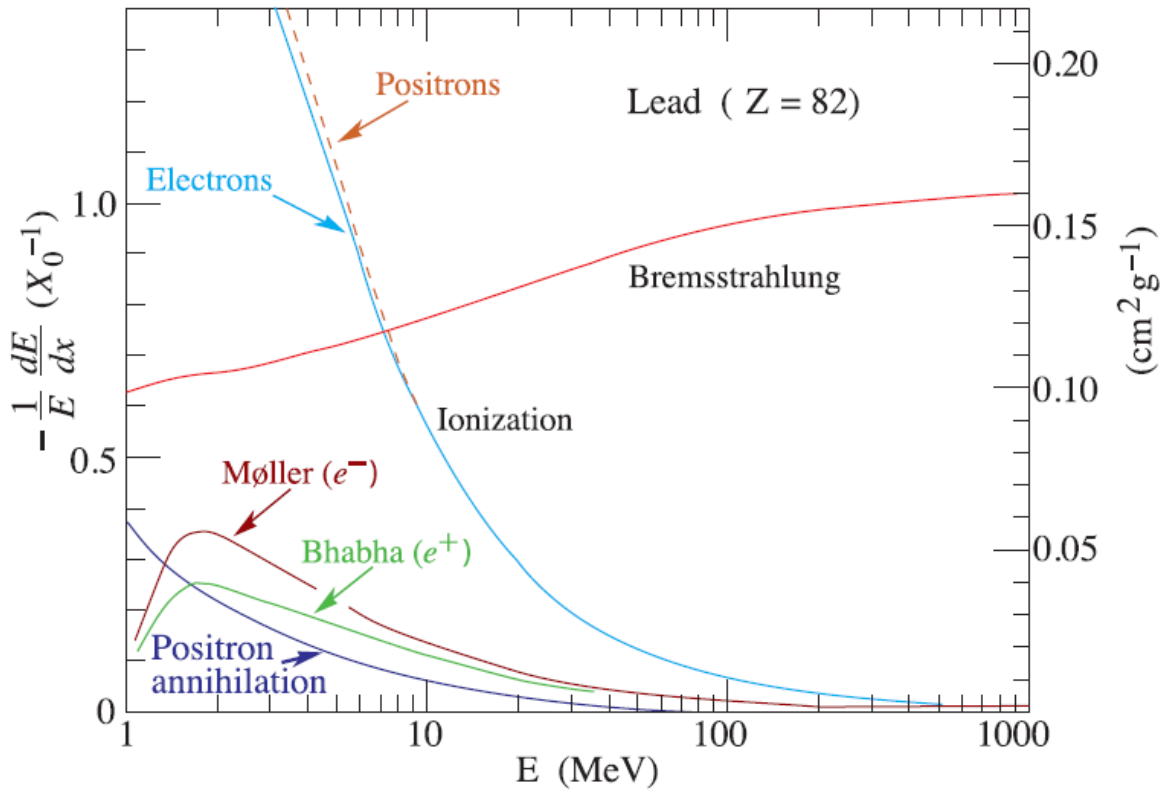


Figura 2.6: S por energia no chumbo como função da energia de elétrons e pósitrons. Embora duas interações sejam mais importantes, a ionização completa dos átomos e o *bremsstrahlung*, outros três efeitos são observados: o espalhamento Møller, Bhabha e a aniquilação do elétron-pósitron. Imagem retirada de [6].

2.2.3 Fótons

Existem basicamente quatro contribuições para a seção de choque da interação dos fótons com a matéria, o efeito fotoelétrico, os espalhamentos Compton e Rayleigh e absorção fotonuclear, além da produção de pares.

Efeito fotoelétrico

Para fótons com baixas energias ($\lesssim 10$ keV) a interação via efeito fotoelétrico é dominante sobre outras interações. Uma característica fundamental do efeito fotoelétrico é que é uma interação descontínua devido ao fato que um fóton com uma energia específica (relacionado com os níveis de energia dos átomos) é totalmente absorvido pelo material.

No efeito fotoelétrico, o fóton interage com o átomo do material e é absorvido. Um

fotoelétron é ejetado pelo átomo de uma das suas camadas internas. Se a energia do fóton for alta suficiente, o fotoelétron surge da camada K (a camada mais interna do átomo, com maior energia de ligação). A energia final que o fotoelétron carrega é dada por

$$E_{e^-} = h\nu - E_b, \quad (2.14)$$

onde h é a constante de Planck, ν é a frequência do fóton absorvido e E_b é a energia de ligação do fotoelétron na camada original.

Como mostram os gráficos da Fig. 2.7, a absorção fotoelétrica predomina para energias mais baixas e é realçada em materiais com maiores números atômicos Z , o que pode ser visto pela diferença entre as curvas para carbono ($Z = 6$) e o chumbo ($Z = 82$). Embora não exista uma função analítica que exprima exatamente a seção de choque da interação, pode ser ajustada uma curva do tipo

$$\sigma_{ph} \approx \text{constant} \times \frac{Z^n}{E_\gamma^{3.5}} \quad (2.15)$$

onde n varia entre 4 e 5 [6].

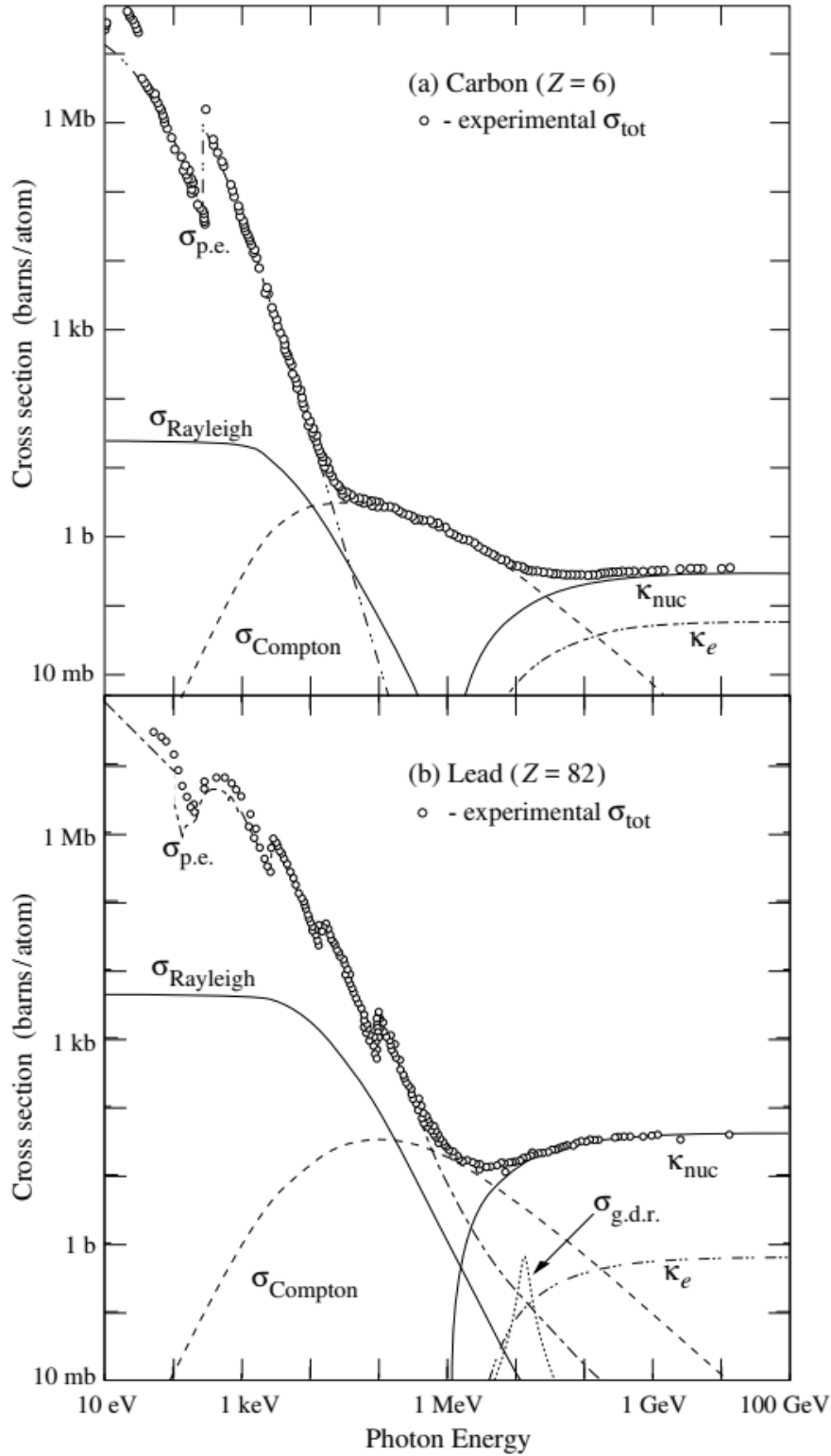


Figura 2.7: Seção de choque total como função da energia dos fótons para interações com o carbono (em cima) e o chumbo (em baixo). As contribuições de cada tipo de interação são indicadas, onde $\sigma_{\text{p.e.}}$ é a seção de choque devido ao efeito fotoelétrico e $\sigma_{\text{g.d.r.}}$ é a seção de choque devido à chamada “ressonância de dipolo gigante”, quando ocorre excitação do núcleo atômico. Retirada de [6].

Espalhamento Compton

O espalhamento Compton é uma das interações entre fótons e elétrons do material. No espalhamento, diferente do efeito fotoelétrico, um fóton incidente é desviado por um ângulo θ transferindo parte da sua energia para o elétron. Por causa da energia do fóton, o elétron pode ser considerado em repouso e usando as leis de conservação do momento e energia pode-se mostrar que

$$h\nu' = \frac{h\nu}{1 + \frac{h\nu}{m_0 c^2}(1 - \cos(\theta))}, \quad (2.16)$$

onde $m_0 c^2$ é a energia de repouso do elétron 0.511 MeV, ν' e ν são as frequências final e inicial do fóton. A probabilidade da interação pode ser descrita pela equação de Klein-Nishina para a seção de choque diferencial [5],

$$\frac{d\sigma_{Compton}}{d\Omega} = Zr_0^2 \left(\frac{1}{1 + \alpha(1 - \cos \theta)} \right) \left(\frac{1 + \cos^2 \theta}{2} \right) \left(1 + \frac{\alpha^2(1 - \cos \theta)^2}{(1 + \cos^2 \theta) + [1 + \alpha(1 - \cos \theta)]} \right), \quad (2.17)$$

onde $\alpha \equiv h\nu/m_0 c^2$ e r_0 é o raio da órbita clássica do elétron.

O efeito predomina a energias entre 0.5 – 3.5 MeV, na região de raio-X e raio gama, competindo com o efeito fotoelétrico. O espectro de energia resultante é contínuo, já que a distribuição dos ângulos de espalhamento dos fótons é contínua.

Produção de pares

Na Figura 2.7 vemos que após ≈ 1 MeV um terceiro processo passa a predominar na interação do fóton com o material. Isso se deve porque 1.02 MeV é exatamente o dobro da energia de repouso do elétron, portanto a produção de pares e^+/e^- passa a ser energeticamente possível. O fóton desaparece e dá lugar ao par, com a energia excessiva do primeiro se convertendo em energia cinética do segundo. A seção de choque da interação não pode ser escrita de forma simples, mas sua magnitude varia aproximadamente com o quadrado do número atômico, como também pode ser visto na diferença entre os gráficos da figura.

2.3 Sensores híbridos de pixel de silício

Quando uma partícula carregada passa pela zona de depleção de um sensor de silício (Figura 2.8), ela interage principalmente com elétrons, mas também com os núcleos dos átomos da rede cristalina depositando sua energia. O produto dessas interações são pares e^-/h^+ que se movem pela ação do campo elétrico e induzem carga nos eletrodos. A quantidade de pares gerados no sensor depende da energia depositada pela partícula. Fótons (do infra-vermelho até raios-x) também são detectados por sensores de silício, a diferença é que fótons são totalmente absorvidos por efeito fotoelétrico ou então desviados por um ângulo por espalhamento Compton.

Um detector é dito híbrido quando o sensor e o *chip* de leitura são construídos em *wafers* separados e depois soldados pelas técnicas de *wire-bonding* ou *bump-bonding*. Quando o detector é segmentado em uma dimensão ao longo do *wafer* é dito que é um sensor de tiras. Quando essa segmentação é feita em duas dimensões ao longo do *wafer*, é dito que o sensor é de pixels.

A principal vantagem para a segmentação do sensor é a precisão na reconstrução da localização da passagem da partícula incidente. Embora a dificuldade de construção de sensores segmentados seja maior, eles são mais resistentes a radiação, pois a área por tira ou pixel de incidência é menor.

2.3.1 Tipos de sensores

Existem quatro possibilidades básicas de construção de sensores segmentados, combinando os dois tipos de semicondutores (N e P) por substrato e implante. Os quatro tipos de sensores possíveis são: p-in-n, p-in-p, n-in-p e n-in-n. As suas estruturas e características são explicadas nas próximas seções.

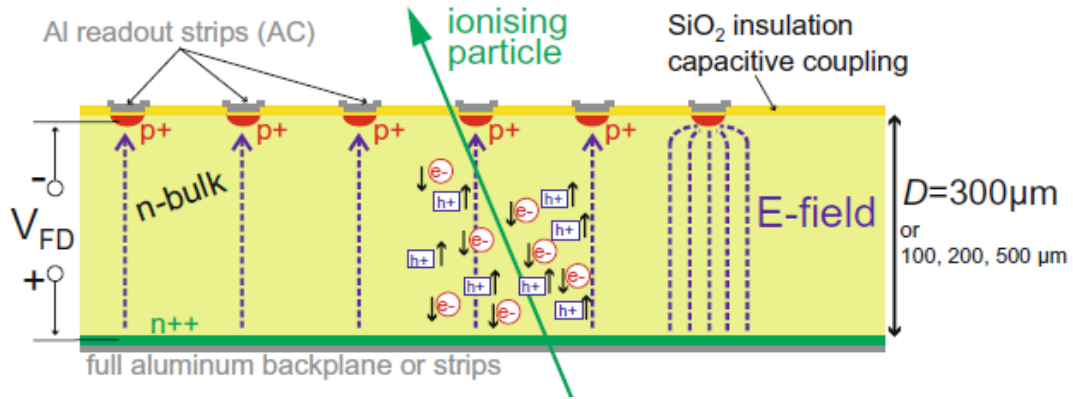


Figura 2.8: Funcionamento básico de um sensor de silício do tipo p-in-n: a partícula passa pela zona de depleção da junção PN gerando pares e^-/h^+ que são “coletados” pelo plano de fundo (e^-) e pelos implantes (h^+) que, no caso de sensores híbridos, são conectados ao *chip* de leitura pelo processo de *bump-bonding*. Imagem retirada de [4].

p-in-n

Primeiros sensores de silício construídos no final da década de 70, os sensores p-in-n são baseados em um substrato do tipo N com implantes do tipo P (é um sensor que coleta buracos), Fig. 2.8. Esse tipo de sensor é chamado de *single-sided*, pois a parte do plano de fundo não precisa de fotolitografia (o mesmo ocorre para o sensor do tipo n-in-p). Além disso, por construção, os implantes estão naturalmente isolados³, por essas duas características é um sensor de mais baixo custo. Por causa da desnecessidade de isolamento entre os pixels esse tipo de sensor tem uma tensão elétrica de ruptura mais alta.

n-in-n

Esse tipo de sensor consiste em um substrato do tipo N com implantes N para pixels. Nesse caso a junção é formada no plano de fundo onde existem implantes P, dessa forma os dois lados do sensor têm estrutura, por isso este tipo é dito *double-sided* (assim como os p-in-p). Nesse caso, é necessário isolamento entre os pixels por causa das cargas depositadas na superfície do sensor, caso contrário haveria um curto-circuito entre os pixels. Esse

³Após a irradiação (fluências $\gtrsim 10^{12} n_{eq} 1 MeV/cm^2$) ocorre a inversão do substrato para tipo p, mesmo assim o isolamento é garantido pelo acúmulo de cargas de óxido.

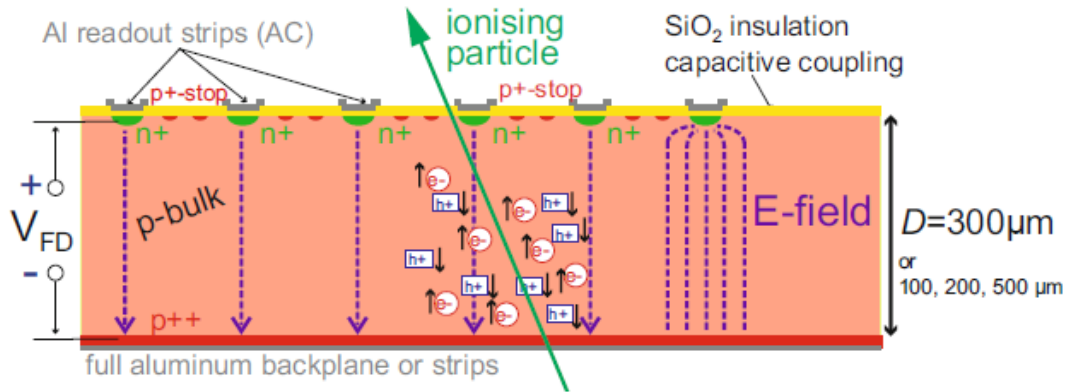


Figura 2.9: Um sensor n-in-p é basicamente o contrário do p-in-n, substrato do tipo P e implantes tipo N. São necessários *p-stops* para isolamento entre tiras ou pixels. Imagem retirada de [4].

isolamento é feito através dos *p-stops*, que são pequenos implantes P entre os pixels.

n-in-p

O sensor n-in-p é uma outra possibilidade de sensor *single-sided*. Tem a vantagem em relação ao p-in-n de coletar elétrons (maior mobilidade, menor probabilidade de aprisionamento). Outra vantagem desse sensor é que como ele é construído com substrato P com implantes N não ocorre inversão do tipo de substrato. Assim como no n-in-n, no sensor n-in-p os *p-stops* também são necessários (o sensor é esquematizado na Fig. 2.9).

p-in-p

Para finalizar os tipos de sensores, existem também sensores produzidos com implantes P em substratos do tipo P. Embora uma possibilidade, esses sensores não são construídos na prática, pois têm a desvantagem de coletar buracos, que têm menor mobilidade resultando na leitura mais lenta. Outra desvantagem é que são mais caros, já que são *double-sided*.

2.3.2 Aplicações de detectores de pixel

Duas clássicas aplicações dos detectores de pixel são mostradas na Fig. 2.10. Nas aplicações como localizadores de traços, os detectores são usados para medir a posição e o tempo quando uma partícula passa pelos pixels. A reconstrução dos traços requer mais de um

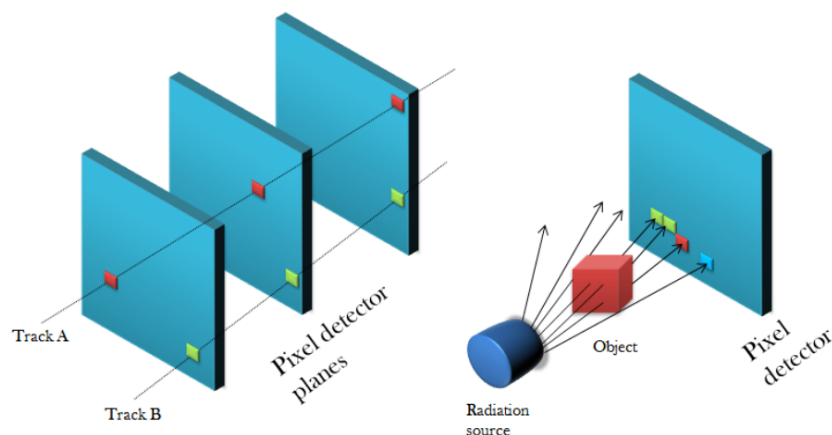


Figura 2.10: Duas aplicações de um detector de pixel: localizador de traços de partículas (na esquerda) e imageamento de objetos (na direita) [7].

plano de pixels, posicionando vários planos em sequência. Na Figura 2.10 à esquerda, dois traços diferentes capturados pelos planos de pixels são mostrados. Os traços A e B podem ocorrer ao mesmo tempo ou em tempos diferentes. Esses traços podem originar de um evento que é, tipicamente, colisões de partículas em experimentos de altas energias, como prótons ou íons de chumbo (usados no LHC), ou de feixes de partículas. No LHC, as partículas incidentes registradas pelos planos de pixels são, geralmente, produtos de colisões ou decaimentos, assim as informações da localização e tempo das partículas são usadas para reconstrução de padrões de sequências de decaimentos.

No lado direito da Fig. 2.10, a aplicação de imageamento de objetos é mostrada. O detector é usado para capturar informações sobre energia e posição de partículas emitidas por uma fonte de radiação. Entre a fonte de radiação e o detector pode-se colocar um objeto, que absorve parte da energia das partículas dependendo da espessura e material do mesmo. Assim como visto na figura, pixels com diferentes cores, coletam diferentes quantidades de carga. Essa informação de carga pode ser usada para reconstruir a imagem do objeto no detector. Usando este método, é possível determinar o material dentro do objeto, assim como possíveis estruturas internas.

Uma das principais diferenças entre as duas aplicações é que, como localizador de

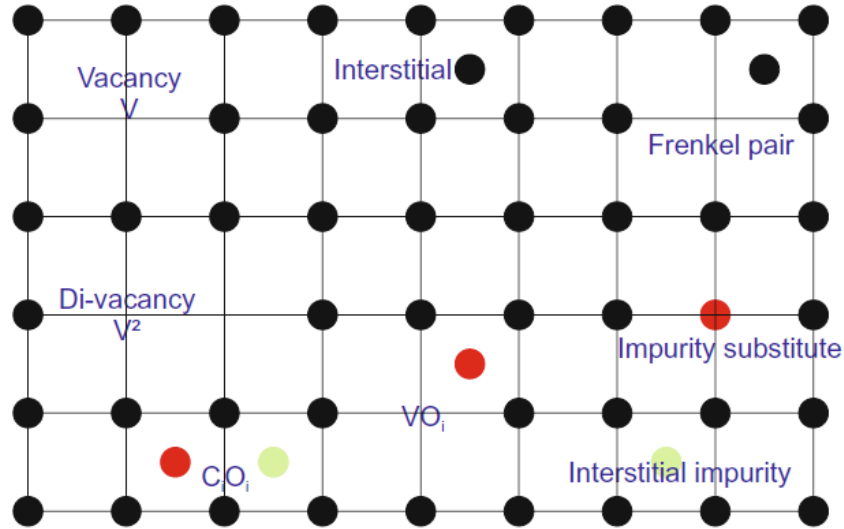


Figura 2.11: Defeitos intersticiais e vacâncias na rede cristalina no substrato do sensor criam novos níveis de energia no silício, que afetam as suas propriedades elétricas. Imagem retirada de [4].

traços deseja-se os traços individuais das partículas, já como imageador deseja-se acumular diversas interações num único pixel e integrar a carga em todos os pixels numa imagem. Assim, como localizador é interessante ter um *chip* de leitura que leia dados o mais rápido possível, enquanto como imageador é interessante ter uma grande precisão de energia e poder acumular o máximo possível de dados por pixel.

2.4 Danos de radiação

Os efeitos da radiação em sensores de pixel podem ser divididos em defeitos no substrato e na superfície. Os primeiros são causados basicamente pelos deslocamentos dos átomos do cristal. O efeito mais relevante na superfície do sensor é o acúmulo de carga no óxido da mesma (SiO_2 na tecnologia CMOS⁴), que satura a fluências relativamente baixas ($\sim 10^{12} n_{eq} \text{MeV/cm}^2$).

⁴Complementary Metal-Oxide Semiconductor.

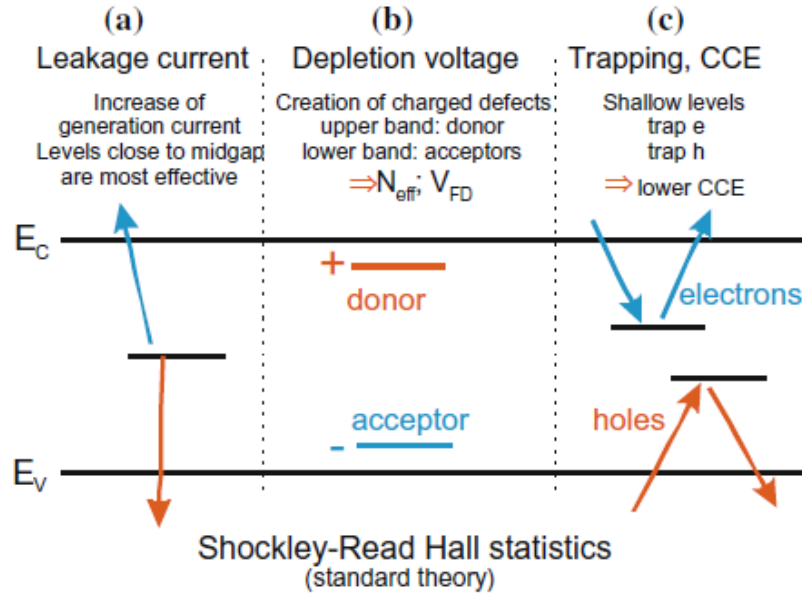


Figura 2.12: Os diferentes níveis de energia criados, sua posição dentro do *gap* e os efeitos causados. (a) O aumento da corrente de fuga é causado por energias no meio do *gap*. (b) Energias próximas da banda de condução e da banda de valência causam uma diminuição da zona de depleção efetiva. (c) Energias próximas ao meio da banda de *gap* causam o aprisionamento das cargas de sinal. Imagem retirada de [4].

2.4.1 Danos no substrato

As partículas incidentes no detector não só interagem com os elétrons da rede cristalina, mas também com os próprios átomos. As interações com os átomos da rede podem deslocar os mesmos e criar interstícios e vacâncias. Um interstício é um átomo de silício que se encontra fora da sua posição natural. A vacância é o buraco causado pela falta do átomo na posição original. Essas interações geram também estruturas mais complexas, como as di-vacâncias e até tri-vacâncias. Todos esses defeitos, mostrados na Fig. 2.11, deformam a estrutura cristalina do detector. As vacâncias e interstícios podem se combinar com impurezas, como átomos de oxigênio, fósforo ou carbono. Os defeitos e suas combinações criam novos níveis de energia, mudando as propriedades originais do silício [4].

As principais consequências macroscópicas dos efeitos de radiação nos sensores são:

- Aumento da corrente de fuga, causado pelos novos níveis de energia da rede,

- Armadilhas de cargas, que evitam que as mesmas sejam coletadas,
- Mudança na tensão de depleção (tensão na qual a espessura da zona de depleção é máxima).

Os tipos de níveis de energias criados e seus principais efeitos macroscópios são relacionados na Fig 2.12. Níveis de energia criados no meio do *gap* de energia facilitam a criação de pares elétrons-buracos. Esses níveis são responsáveis por aumentar a corrente de fuga. Impurezas doadoras geram níveis de energia na metade superior da banda de energia, enquanto impurezas aceitadoras geram níveis de energia na metade inferior da mesma. Esses níveis causam uma redução na zona de depleção efetiva, sendo necessário o aumento da tensão de depleção. Próximos à metade da banda de energia podem ser criados níveis de energia que retêm um elétron ou um buraco mais tempo que a coleta do sinal. Esses níveis causam um aprisionamento da carga de sinal, fazendo com que a eficiência da coleta de carga de sinal diminua [4].

Existem diferenças entre os danos de radiação causados por partículas carregadas e partículas neutras, que se devem pela diferença nos níveis de energia criados. Especialmente, a interação coulombiana causada pelas partículas carregadas aumenta a criação de níveis de baixas energias. Essas interações de mais baixas energias geram defeitos de curta distância na rede. Por exemplo, o átomo de silício desloca-se levemente da sua posição original, criando um par de Frenkel, como mostrado na Fig 2.11. Por outro lado, partículas neutras interagem via força forte e criam defeitos de longa distância, e também agregados de defeitos, ou *clusters*. As energias necessárias para deslocar um átomo da sua posição original dependem das forças de ligação, logo do material. No silício, a energia mínima necessária para criar um par de Frenkel é da ordem de 25 eV, enquanto para criar um *cluster* é 5 keV [4].

Para energias $\gtrsim 1$ MeV, a hipótese NIEL (*Non Ionizing Energy Loss* ou Perda Não Ionizante de Energia) permite que, em primeira aproximação, o deslocamento dos átomos

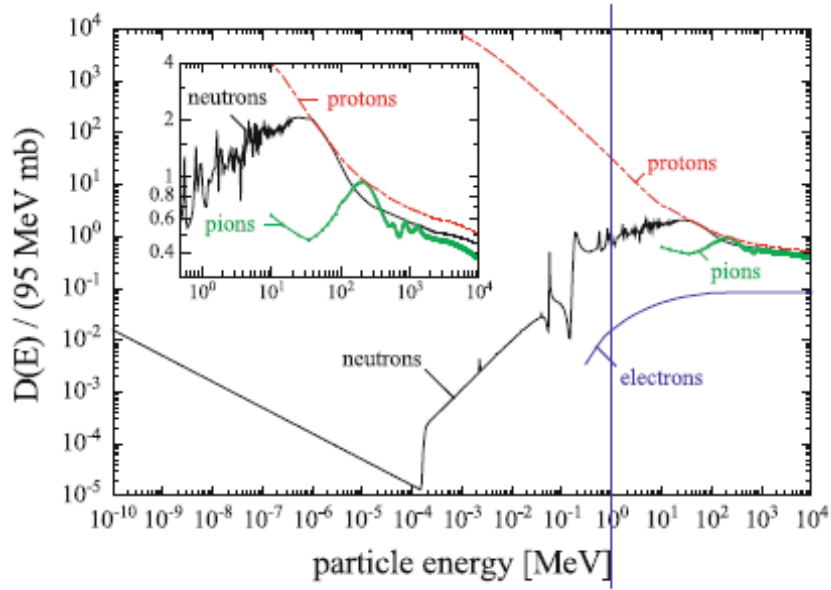


Figura 2.13: Hipótese NIEL: $D(E)$ é uma quantidade chamada *Displacement damage*, uma medida dos danos causados pelo deslocamento dos átomos de silício, mostrada aqui para diferentes partículas. Para energias maiores que 1 MeV, as medidas tendem ao mesmo valor de $D(E)$. Logo, para esses valores não importa qual partícula incide no detector. Imagem retirada de [4].

seja independente da partícula. A Fig 2.13 demonstra essa hipótese, na qual os danos causados para cada tipo de partícula tendem ao mesmo valor para energias maiores que 1 MeV. Portanto, é possível normalizar os danos de radiação para diferentes partículas e energias utilizando um fator κ para comparar os danos, definido como a razão entre a fluência equivalente Φ_{eq} experimentada pelo detector para um nêutron de 1 MeV incidente e a fluência Φ experimentada para uma partícula incidente com uma determinada energia,

$$\kappa = \frac{\Phi_{eq}}{\Phi} . \quad (2.18)$$

No caso de um feixe de prótons a 24 GeV, como utilizado na irradiação dos sensores neste trabalho, $\kappa = 0.62$, já para um feixe de pions a 193 MeV $\kappa = 1.14$. Geralmente, a fluência é medida em unidades de 1 MeV n_{eq}/cm^2 , significando 1 MeV de nêutron equivalente [4].

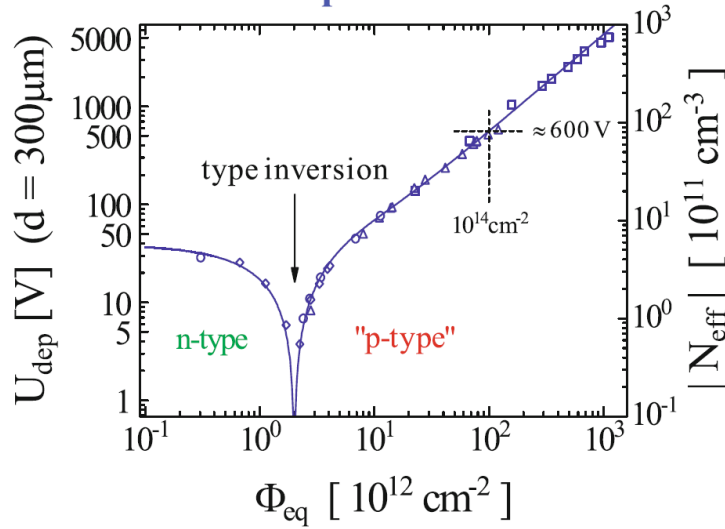


Figura 2.14: Tensão de depleção e concentração efetiva de dopagem versus fluência. A fluências da ordem de $10^{12} \text{ n}_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$, substratos do tipo N invertem e se transformam em tipo P. Esse fenômeno é conhecido como inversão de tipo. Imagem retirada de [8].

Aumento da corrente de fuga

Defeitos na metade da banda de energia são constantemente criados durante a irradiação. Esses níveis são eficientes em criar pares elétron-buracos, portanto, aumentam a corrente de fuga. Empiricamente, foi descoberto que o aumento da corrente de fuga é linear com a fluência [4],

$$\frac{I_{Vol}}{V} = \frac{I_{Vol, \Phi=0}}{V} + \alpha \Phi, \quad (2.19)$$

onde V é o volume depletado do sensor, α é a taxa de danos relacionada à corrente (*current-related damage rate*) e Φ é a fluência à qual o sensor é submetido. A linearidade permite que diodos sejam usados para determinar a fluência a partir da sua corrente.

Tensão de depleção e inversão de tipo

A tensão elétrica necessária para depletar o sensor completamente é proporcional à concentração efetiva de dopagem N_{eff} ,

$$V = \frac{e}{2\epsilon} |N_{eff}| d^2, \quad (2.20)$$

onde d é a espessura do sensor, e é a carga do elétron e ϵ a constante de permissividade do material. Após a irradiação, dopantes podem ser capturados pelos defeitos perdendo sua função original, doador ou aceitador [9]. Em substratos tipo N, a captura de doadores junto com um aumento de aceitadores modifica a carga líquida na região de depleção, se transformando em um substrato tipo P, Fig. 2.14. A princípio a tensão de depleção diminui com a irradiação, até fluências da ordem de $10^{12} \text{ } n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$. Nessa dose de irradiação, o tipo do substrato inverte e a tensão de depleção aumenta. As fluências típicas nos experimentos no LHC costumam ser maiores que a da inversão de tipo, logo o efeito de aumento da tensão de depleção passa a ser dominante após a inversão [4].

2.4.2 Difusão dos defeitos – *Annealing*

A temperaturas acima de 150 K, os interstícios e as vacâncias são bastante móveis. Como resultado da mobilidade, existem três possibilidades:

- Recombinação de pares de Frenkel ($I + V \rightarrow Si$),
- Combinação de interstícios ou vacâncias ($V + V \rightarrow V_2$ ou $I + I \rightarrow I_2$),
- Combinação de defeitos complexos de carbono e oxigênio ($C_i + O_i \rightarrow C_iO_i$).

O processo completo é chamado de *annealing*, e tem uma componente benéfica que reduz os danos, e uma componente chamada *reverse annealing*, que degrada as propriedades macroscópicas do sensor. O processo de difusão dos defeitos é dependente da temperatura, e alguns efeitos são dependentes do tempo também. Alguns efeitos como, por exemplo, a variação da tensão de depleção, podem ser estagnados a temperaturas menores que 0°C [4]. Diferentes níveis de energia se comportam de forma diferente no tempo e em temperaturas diferentes.

O parâmetro α da corrente de fuga pode ser parametrizado como

$$\alpha \approx \alpha_0 + \alpha_I e^{\frac{t}{t_I}} - \beta \ln \left(\frac{t}{t_0} \right), \quad (2.21)$$

onde $\alpha_0 \sim -9.10^{-17}$ A/cm, $\alpha_I \sim 1.10^{-17}$ A/cm e $\beta \sim 3.10^{-18}$ A/cm, $t_I \approx 10$ dias e $t_0 \approx 1$ min [4]. O α médio com *annealing* com 80 minutos de duração a 60°C é 4.10^{-17} A/cm, medido a 20°C. Diferente da tensão de depleção, o *annealing* da corrente de fuga é sempre benéfico, ou seja, tem o efeito de reduzir a mesma.

O efeito do *annealing* na tensão de depleção é mais complexo, sendo formado por três componentes,

$$\Delta N_{eff} = N_{C,0}(\Phi_{eq}) + N_A(\Phi_{eq}, t, T) + N_Y(\Phi_{eq}, t, T). \quad (2.22)$$

A componente estável $N_{C,0}$ é formada pela remoção dos doadores e criação de aceitadores na rede. A componente instável (dependente do tempo) $N_A(\Phi_{eq}, t, T)$ está relacionada ao aumento de N_{eff} . Finalmente, a componente também dependente do tempo $N_Y(\Phi_{eq}, t, T)$ advém do fato de que a região carregada do diodo se torna mais negativo. Os processos de remoção dos doadores e criação dos aceitadores na rede não dependem do tempo, apenas da fluência, portanto não há uma evolução nos processos de difusão, e o efeito no *annealing* é menor em relação às outras componentes.

Monitorando os sensores depois da irradiação, facilmente se observa a mudança na tensão de depleção. Antes da inversão de tipo, a tensão de depleção aumenta com o tempo, enquanto depois da inversão a mesma diminui. Isso é interpretado como uma diminuição na dopagem efetiva a curto prazo, e aumento da mesma a longo prazo. A componente de curto prazo, que é a parte benéfica do *annealing*, pode ser parametrizada como

$$N_A = \Phi_{eq} g_a e^{\frac{-t}{\tau_a}}, \quad (2.23)$$

onde $g_a \approx 2.10^{-2} \text{ cm}^{-1}$ e τ_a é um parâmetro que depende da temperatura. Já a componente de longo prazo, que é prejudicial, ou *reverse annealing*, pode ser escrita como

$$N_Y = \Phi_{eq} g_Y (1 - e^{\frac{-t}{\tau_Y}}), \quad (2.24)$$

onde g_Y é um parâmetro que depende da partícula incidente no sensor, sendo $g_{Y,neutron} \approx 5.10^{-2} \text{ cm}^{-1}$, e τ_Y um parâmetro que depende da temperatura.

2.4.3 Danos na superfície

Ao contrário dos danos do substrato, os danos na superfície são causados por ionização e não deslocamento atômico. Esses efeitos ocorrem na superfície do sensor, na camada de SiO_2 ou na interface $\text{SiO}_2\text{-Si}$, ou seja, na região onde os *bump bonds* são depositados. O SiO_2 não é uma estrutura cristalina como o material do substrato. Por esse motivo, a radiação não modifica propriedades macroscópicas relevantes do sensor, como a corrente e a tensão de operação. No entanto, a ionização da camada isolante não é reversível. Campos elétricos podem ser criados por cargas no óxido, o que pode afetar a performance do sensor. Estruturas do circuito de leitura posicionadas mais próximas ao sensor devem ser projetadas de forma a levar em consideração esses campos elétricos [4].

Capítulo 3

O LHCb, o upgrade do VELO e o chip Velopix

3.1 O experimento LHCb

O *Large Hadron Collider beauty* (LHCb) [1] é um dos quatro grandes experimentos do CERN ao redor do LHC, com a missão de buscar física além do modelo padrão e estudar decaimentos raros de hádrons formados pelos quarks *bottom* (b) e *charm* (c). No final do *Run I* (2009-2012) e durante o *Run II* (2015-2018), a luminosidade instantânea máxima atingida pelo experimento era de $4 \times 10^{32} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$, o dobro da que foi originalmente projetada. A luminosidade instantânea é uma quantidade que mede a taxa de interações produzidas em um acelerador de partículas. É esperado que no *Run III*, iniciado em 2022, o experimento atinja luminosidade instantânea de $2 \times 10^{33} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$, para isso atualizações, ou *upgrade* [10, 11], foram realizadas no experimento.

A Figura 3.1 mostra uma imagem do experimento LHCb depois do *upgrade*, onde pode-se visualizar todos os subdetectores do experimento. O dipolo magnético, representado em azul, é usado para desviar as trajetórias das partículas carregadas de forma a calcular o momento das mesmas. O *Vertex Locator* (VELO), como o nome diz é um localizador de vértices. O detector é responsável por medir as trajetórias das partículas carregadas para

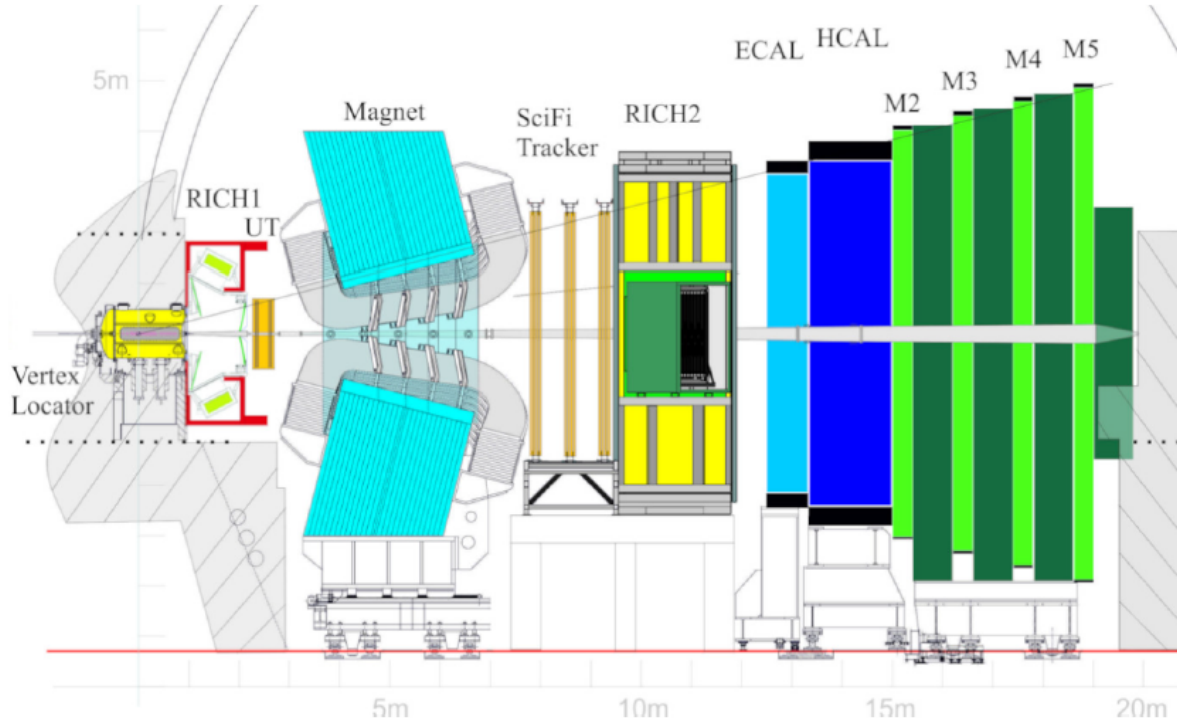


Figura 3.1: Imagem lateral do experimento LHCb atualizado, o VELO é o primeiro da esquerda para a direita em amarelo (retirada da referência [10]).

reconstruir os vértices secundários dos decaimentos que acontecem no LHCb, usando um conjunto de sucessivos sensores híbridos de silício. RICH1 e RICH2 (*Ring Image Cherenkov detector*) são responsáveis por fazer uma boa separação entre os hádrons π e K (RICH1 para baixos valores de momento e o RICH2 para valores altos). ECAL (*Electromagnetic Calorimeter*) e HCAL (*Hadronic Calorimeter*) são calorímetros (usam cintiladores cujos sinais são lidos numa fotomultiplicadora), com a função principal de identificar elétrons, fótons e hádrons, respectivamente, assim como medir suas energias e posições. O sistema de identificação de múons, composto por 4 estações (M2-M5), com objetivo principal identificar os múons, assim como medir seu momento e energia, é muito importante pois vários dos decaimentos relevantes para o estudo da assimetria de carga-paridade têm como produto pares $\mu^+\mu^-$.

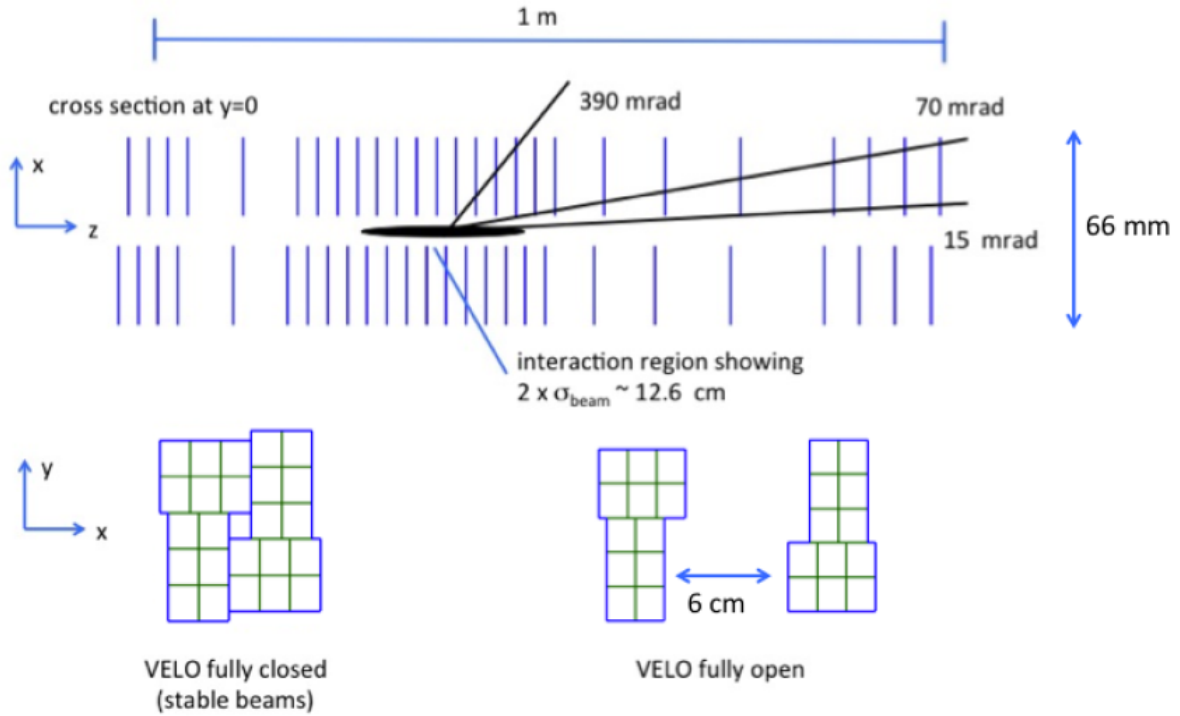


Figura 3.2: Acima um desenho esquemático do posicionamento dos novos módulos e sensores do VELO, embaixo a nova configuração geométrica dos módulos. Figura retirada de [10].

3.2 O *upgrade* do LHCb e VELO

As melhorias realizadas no experimento LHCb e nos seus subdetectores foram implementadas entre os anos de 2020 e 2022. Porém, foram anos de desenvolvimento de novas tecnologias para satisfazer as novas condições de operação do LHC. O subdetector relevante para este trabalho é o VELO, primeiro da esquerda para direita na Figura 3.1 em amarelo. Ele é o responsável por medir com grande precisão as trajetórias das partículas carregadas e reconstruir os vértices resultantes das interações e decaimentos.

O VELO antigo consistia em um conjunto de $42 + 4$ módulos de sensores de tiras de silício. Dos 46 módulos, 4 são responsáveis por integrar o sistema de *trigger* nível 0 (L0). Os outros 42 são capazes de medir as coordenadas cilíndricas (r, ϕ, z) das partículas, ao longo da direção do eixo do LHC em relação ao ponto de colisão dos prótons. Com o avanço da tecnologia de sensores de silício, surgiram os sensores de pixel. Os novos sensores de

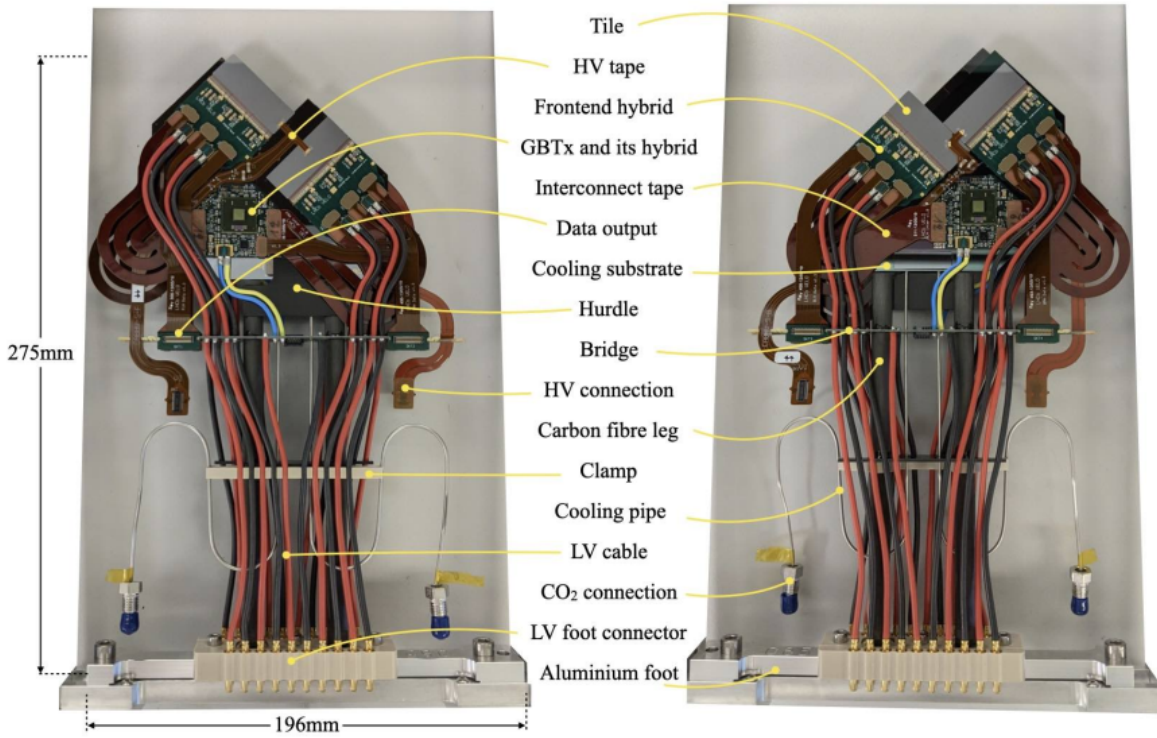


Figura 3.3: Foto do módulo completo do VELO, à esquerda o lado virado no sentido do feixe do acelerador, à direita o lado virado no sentido contrário ao feixe. Na Foto, de cima para baixo, estão os sensores de silício com o chip velopix, a eletrônica do módulo, sua estrutura e o circuito de resfriamento. Foto retirada de [11].

pixel de silício permitem medir os vértices secundários com maior precisão, e a uma taxa de leitura de dados maior. Aproveitando que os sensores de tiras do LHCb estão com alta dose de radiação, e portanto, deveriam ser trocados, a colaboração substituiu por sensores de pixel no *upgrade*, já para o *Run III*.

O *upgrade* do VELO opera em condições de altíssimas doses de radiação, já que se encontra muito perto do ponto de colisão dos prótons no LHCb, 5 mm apenas. A fluência sofrida pelo sensor na região mais irradiada em um ano de funcionamento do experimento será de $1.3 \times 10^{14} \text{ } n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$. A unidade $n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$ de fluência é a dose equivalente que 1 MeV de nêutron deposita por cm^2 . Nas áreas de menor irradiação a fluência máxima é da ordem de $5 \times 10^{12} \text{ } n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$ [10].

Todos os subdetectores do LHCb aproveitaram a pausa na operação do acelerador para fazer atualizações do experimento. As modificações acompanham as mudanças de lumi-

nosidade instantânea e energia das colisões, que farão a taxa de interações no experimento aumentar. Isto significa que os detectores devem, no mínimo, manter a performance aumentando a taxa de leitura significativamente. O VELO antigo tinha um limite máximo de 1.1 MHz de taxa de leitura contra 40 MHz do *upgrade* do VELO. Por isso, foi crucial o desenvolvimento do *chip* Velopix [12], baseado na família Medipix/Timepix [13]. O Velopix é capaz de adquirir dados de sensores de pixel nas condições de operação do *Run III*, tanto na velocidade de leitura quanto em resistência à radiação. Também foram realizadas atualizações na estrutura mecânica para melhorar a qualidade do vácuo do experimento e no resfriamento dos módulos do VELO.

O VELO *upgrade* é composto por 52 módulos em formato de L cada. A Figura 3.2 mostra o posicionamento dos módulos ao longo da região de interação do LHCb. Na figura também é mostrado o arranjo dos módulos, quando o detector se fecha totalmente, e quando se abre completamente. Esse arranjo é importante para a segurança do detector, pois em diferentes condições do acelerador o feixe pode ter maior ou menor dispersão. Quando o feixe não é ótimo, o VELO é aberto, afastando as duas metades e evitando que o detector sofra colisões desnecessariamente.

Cada módulo é composto por dois híbridos de pixel de silício, um dos quais é mostrado na Fig 3.3. Para a leitura de um sensor são necessários três *chips* de leitura Velopix, por isso os sensores também são chamados de triplos. Portanto, cada módulo do VELO tem no total 6 *chips* de leitura. O *chip* Velopix tem $256 \times 256 = 65.536$ pixels, logo cada sensor terá 196.608 pixels no total. Os pixels dos sensores são paralelepipedais tendo $55 \times 55 \mu\text{m}^2$ de área superficial e $200 \mu\text{m}$ de altura, totalizando 1243 cm^2 de área sensível no VELO inteiro. Em termos de tolerância à radiação é esperado que os sensores sejam resistentes até fluências de $8 \times 10^{15} n_{eq} 1\text{MeV}/\text{cm}^2$. Por causa da taxa de interações e quantidade de pixels, o detector será responsável por 2.85 Tbit/s de dados considerando todos os módulos juntos.

Cada módulo do VELO dissipa cerca de 45 W de potência. É extremamente ne-

	Timepix 3	Velopix
Tipo de leitura	Contínuo, sem <i>trigger</i> , Energia e tempo simultaneamente	Contínuo, sem <i>trigger</i> , binário
Resolução temporal e alcance	1.56 ns, 18 bits	25 ns, 9 bits
Potência	$< 1 \text{ W/cm}^2$	$< 1.5 \text{ W/cm}^2$
Resistência à radiação	—	400 Mrad, SEU
Taxa máxima de <i>hits</i>	80 Mhits/s/ASIC 1.2 khits/s/pixel	900 Mhits/s/ASIC 50 khits/s/pixel
Transferência máxima de dados	5.12 Gbps	20.48 Gbps
Tipos de sensores	Planar, coleta e^- e h^+	coleta e^-
Tecnologia	130 nm CMOS	130 nm CMOS

Tabela 3.1: Diferenças entre os *chips* Timepix 3 e Velopix: O primeiro tem uma resolução temporal maior, enquanto o segundo foi projetado para ser mais rápido na leitura das cargas do sensor.

cessário evitar o aquecimento dos módulos, visto que os sensores híbridos de pixel devem ser mantidos a uma temperatura de -20°C . Para garantir essas condições, foi desenvolvido o sistema de resfriamento de microcanal por CO_2 em duas fases [14], também visto na Fig. 3.3. O sistema funciona bombeando CO_2 na fase líquida através dos microcanais, onde a pressão diminui evaporando o líquido. No estado gasoso, o CO_2 pode dissipar calor mantendo a temperatura estável. Para resfriar o módulo, é necessário que os canais estejam em contato com o mesmo, já que no vácuo não há transferência de calor convectiva. Portanto, a solução foi construir os microcanais em um substrato de silício e montar o módulo do VELO no mesmo.

3.3 O chip Velopix

Um dos maiores desafios da construção de um detector de pixel é projetar um *chip* de leitura que contenha tantos canais. Em um detector híbrido esses *chips* são divididos como o detector, onde cada célula corresponde a um canal de leitura de um pixel. O tamanho de cada célula deve ser o menor possível, pois é isso que ditará a resolução espacial

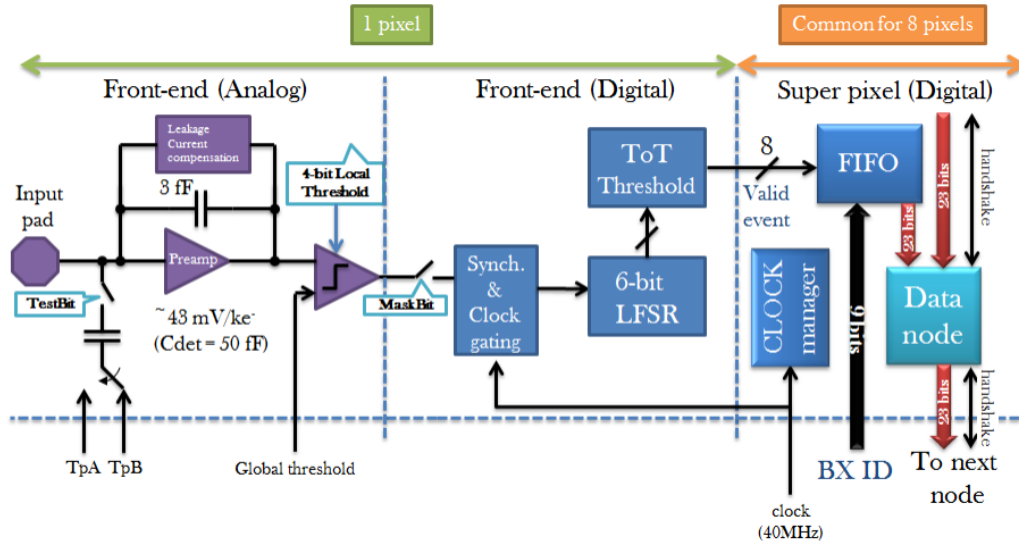


Figura 3.4: Diagrama de blocos do *chip* Velopix. Em roxo a parte analógica do circuito, em azul a parte digital, incluindo o diagrama do Super pixel. Imagem retirada de [12].

do detector. Essa característica também faz com que o *chip* dissipe menos potência e introduza o menos ruído possível na amplificação da carga coletada. O ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*) Velopix [12] é um *chip* desenvolvido pela colaboração LHCb e será utilizado no detector VELO durante o *Run III*. Cada canal do Velopix é um circuito de sinal misturado, ou seja, o circuito é composto de uma parte analógica e de uma parte digital. Ele é baseado no Timepix 3 [13], que é outro ASIC desenvolvido pela colaboração Medipix, sendo muito da arquitetura reutilizada. A maior diferença entre os dois é que o Timepix 3 tem uma resolução temporal maior, enquanto o Velopix tem uma transferência de dados mais rápida. O *chip* também é projetado para ser tolerante a altas doses de radiação. A Tabela 3.1 mostra as diferenças entre os dois *chips*.

A Figura 3.4 corresponde ao circuito de leitura completo para cada pixel. A parte analógica (ou *Analog Front-end*, em roxo) tem a função de receber o sinal e condicioná-lo amplificando e dando forma para, finalmente, ser convertido em sinal digital pelo discriminador. Já a parte digital pode ser dividida em duas, uma responsável pela sincronização do sinal e cálculo do ToT (*Time-over-Threshold*), o tempo em que o sinal está acima do

limiar do discriminador, e o *Super pixel*, responsável por guardar o instante de tempo em que o sinal passou por qualquer pixel dentro de um conjunto de 8 pixels.

3.3.1 Eletrônica analógica

Assim que são criados, os pares elétrons-buracos viajam pelo substrato do sensor em direção aos eletrodos, onde é induzido um sinal de carga. Essa carga é transmitida para o *chip* de leitura por meio de um *Input Pad*, que é soldado no sensor através da técnica *bump-bonding*. Assim a carga é transmitida para um amplificador com um capacitor de *feedback* de 3 fF, funcionando como um circuito integrador. O segundo *feedback* do amplificador é um circuito de compensação da corrente de fuga. Sem a compensação, que é ajustável por meio de um DAC (*Digital-to-Analog Converter*), não seria possível controlar a intensidade da corrente de fuga [7].

Após o amplificador o sinal, já convertido em tensão elétrica, passa por um discriminador, que tem o objetivo de digitalizar o mesmo. O discriminador também é ajustável por meio de dois DACs: o DAC de limiar global, compartilhado por todos os pixels do *chip*, e o DAC de limiar local, configurado localmente por cada pixel. O objetivo principal desses DACs é minimizar as diferenças inerentes que existem entre cada pixel, já que é impossível fabricar um sensor que tenha todos pixels exatamente iguais, ver seção 3.5. Esse tipo de *Analog Front-end* com discriminador é preferível junto com detectores rápidos, em contraste a sistemas que se utilizam de ADCs (*Analog-to-digital Converter*). ADCs rápidos (*Flash ADCs*) costumam ter no máximo 8 *bits* de resolução, enquanto outros tipos de ADCs com alta resolução são mais lentos.

No *chip* existe também a funcionalidade de injeção de pulsos de carga, por meio de uma tensão elétrica conhecida, para realizar testes e calibração, chamados *Test pulses*. O valor de carga injetada Q é proporcional à tensão V [15]

$$Q = C_{det} \times (T_{pB} - T_{pA}) = C_{det} \times V, \quad (3.1)$$

onde C_{det} é a capacitância do circuito de injeção, que é projetada para ser aproximada-

mente à do detector, 50 fF, e T_{pB} e T_{pA} são valores configuráveis de tensão de modo que se possa variar V . Isso é importante para ter um controle fino da carga, ou número n de elétrons, injetados no circuito,

$$Q = n \times e. \quad (3.2)$$

Assim é possível simular partículas de energias diferentes atravessando o sensor.

3.3.2 Eletrônica digital

O sinal de saída do discriminador passa por uma máscara (porta lógica AND), onde é escolhido se o sinal será aceito ou não. Essa configuração é feita pelo sistema de aquisição de dados final, normalmente via *software* e é muito útil na calibração caso algum pixel esteja muito ruidoso, desligando o mesmo. Depois disso o sinal passa por um bloco que sincronizará em relação ao clock de 40 MHz, onde também existe um circuito chamado *Clock gating*, responsável por reduzir o consumo de energia, removendo o sinal de clock quando a saída do discriminador é nula. Isso faz com que a potência dissipada por flip-flop do *chip* caia em 65 mW, contribuindo para que o consumo total seja menor que 1.5 W/cm².

Os próximos blocos do circuito são o *Linear Feedback Shift Register*, ou LFSR, e um comparador de ToT em relação a um valor pré-programado que tem basicamente três funções: calcular o ToT, ler os dados e deslocar os dados de configuração dos pixels. O LFSR é conhecido por ser usado como um gerador de números pseudo aleatórios, e por não retornar ao mesmo estado durante um período também é usado como um contador, no caso do Velopix calculando o ToT. Com uma reconfiguração simples pode ser usado também como um *shift register* comum, caso em que serve para ler os dados e configurar os pixels.

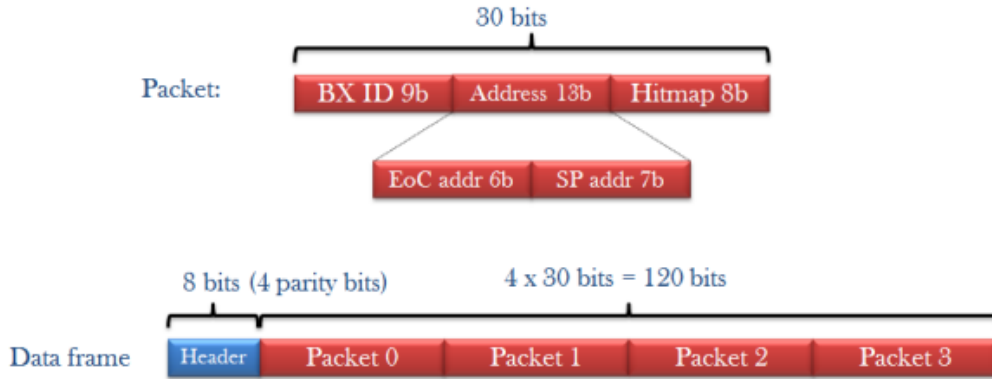


Figura 3.5: Pacote de dados do *Super Pixel* e o *data frame* do Velopix. Imagem retirada de [10].

3.3.3 Super Pixel

Todos os detectores ao longo do LHC estão sincronizados com o clock de 40 MHz, de modo que o *time stamp* (a identificação temporal de um dado evento) em cada detector indicará de qual *Bunch Crossing* (BX) os dados são. Fisicamente um BX é correspondente a um evento de colisão de partículas de um pacote específico do feixe do LHC. Assim o *time stamp* indicando a marca de cada BX é chamado *Bunch Crossing Identification Data*, ou BX-ID.

O *Super Pixel* (SP) é formado por 8 pixels, no formato 2×4 (2 colunas, 4 linhas). Cada SP tem como função principal guardar o BX-ID atual como um *time stamp* sempre que algum dos oito pixels correspondentes apresentar um *hit*. Cada *Super Pixel* adiciona sua informação de endereço a esses dados, e então envia o pacote de dados ao longo da coluna de pixels. O pacote completo é mostrado na Fig. 3.5 juntamente com o *data frame* contendo quatro pacotes. Cada pacote contém 30 bits de informação: 9 bits para o *time stamp*, 13 bits informando o endereço do *Super Pixel* (6 bits para representar a linha e 7 bits para representar a coluna) e, finalmente 8 bits contendo o *hitmap*, ou seja, quais dos oito pixels dispararam um *hit*. O cabeçalho (*header*) do *data frame* termina com um bit de sincronização e um bit de paridade para cada um dos pacotes.

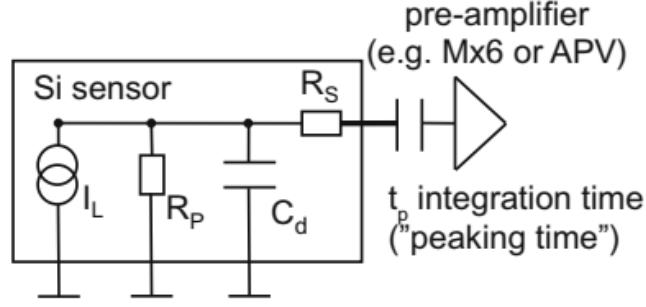


Figura 3.6: Circuito equivalente simplificado de um sensor híbrido junto com seu pré-amplificador. As principais contribuições são a capacitância C_d , corrente de fuga I_L e as resistências em paralelo e em série R_P e R_S . O diagrama serve tanto para sensores de tiras quanto de pixel [4].

3.4 Ruído eletrônico de um detector híbrido

Mesmo em sensores com volume totalmente depletado, flutuações estatísticas de pares elétrons-buracos existem. Essas flutuações, chamadas de ruído, são contra produtivas e competem com o sinal gerado pelas partículas ionizantes que atravessam o sensor. As fontes dessas flutuações são diversas e de diferentes importâncias dependendo das condições de operação e estratégias de leitura. Uma forte dependência do tempo de coleta de carga t_{peak} e temperatura T existe. Sendo a razão sinal-ruído (S/N) uma quantidade fundamental na operação de um sensor, o ruído deve ser minimizado enquanto o sinal pode ser aumentado apenas ampliando a espessura do sensor. As principais contribuições para o ruído de um sensor são: a capacitância C_d , a corrente de fuga I_L , as resistências em paralelo e em série R_P e R_S , causadas pela impedância do *chip* e pelo material do sensor. O esquema da Figura 3.6 mostra o modelo equivalente simplificado do ruído de um sensor. A capacitância C_d já inclui as contribuições das capacitâncias entre os pixels C_{pix} e entre os pixels e o plano de fundo C_{back} [4].

O ruído é geralmente expresso como o *Equivalent Noise Charge* (ENC), ou carga equivalente de ruído, que representa o número de elétrons contribuindo para o ruído. As diferentes contribuições se somam quadraticamente,

$$ENC = \sqrt{ENC_C^2 + ENC_{I_L}^2 + ENC_{R_P}^2 + ENC_{R_S}^2}, \quad (3.3)$$

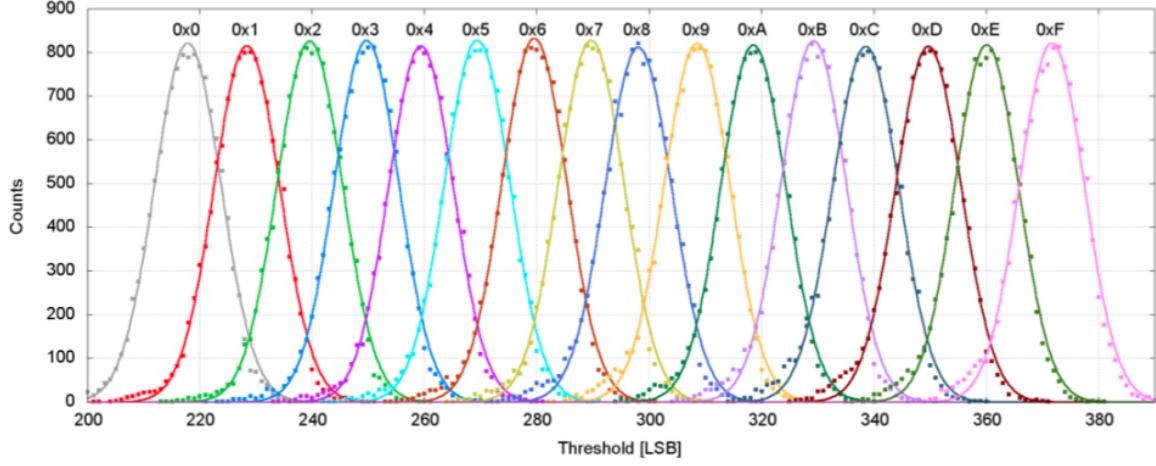


Figura 3.7: Contagem do sinal de ruído em função do DAC de *threshold* global para diferentes valores de trim, com cores diferentes. Imagem retirada de [15].

sendo o termo da corrente de fuga,

$$ENC_{I_L} = \frac{e}{2} \sqrt{\frac{I_L \cdot t_{peak}}{q_e}}, \quad (3.4)$$

o termo da resistência paralela,

$$ENC_{R_P} = \frac{e}{q_e} \sqrt{\frac{k_B T \cdot t_{peak}}{2R_P}}, \quad (3.5)$$

da resistência em série,

$$ENC_{R_S} = C_d \cdot \frac{e}{q_e} \sqrt{\frac{k_B T \cdot R_S}{6t_{peak}}}, \quad (3.6)$$

e a contribuição mais importante, o termo da capacitância,

$$ENC_C = a + b \cdot C_d, \quad (3.7)$$

onde e é o número de Euler, k_B a constante de Boltzmann e q_e a carga do elétron. As constantes a e b no termo da capacitância, são parâmetros específicos do pré-amplificador. Tendo em vista cada termo, podemos listar os principais requisitos para ter um sensor com alto S/N,

- Baixa capacitância total C_d (em geral são as maiores fontes de ruído, $\approx 500-700 e^-$),

9	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

Figura 3.8: Exemplo de máscara mais comumente utilizada, com espaçamento 2x2, é a mais simples que evita pixels vizinhos. Retirada de [15].

- Baixa corrente de fuga I_L ($\approx 80e^-$ para sensores não irradiados, podendo atingir valores próximos a $800e^-$ em sensores irradiados),
- Alta resistência em paralelo ($\approx 150e^-$),
- Baixa resistência em série ($\approx 10 - 200e^-$).

Considerando os valores típicos, chegamos a conclusão que sensores híbridos não irradiados, em geral, têm um ruído entre $600 - 1000e^-$. Quando altamente irradiados esse valor pode dobrar, tendo uma forte contribuição da corrente de fuga.

3.5 Equalização dos pixels

Como visto na seção anterior, os efeitos do ruído são consideráveis, e mais que isso, são quantitativamente diferentes em cada um dos mais de 65 mil pixels. Um método capaz de garantir um nível efetivo de ruído para os pixels é necessário. Esse método é possível graças ao DAC de limiar local, também chamado de *trim*, que cada pixel possui. Variando o *trim* o valor de limiar efetivo de cada pixel muda e o pixel passa a discriminar níveis de ruído diferentes, medindo mais ou menos ruído. O limiar efetivo de cada pixel é dado

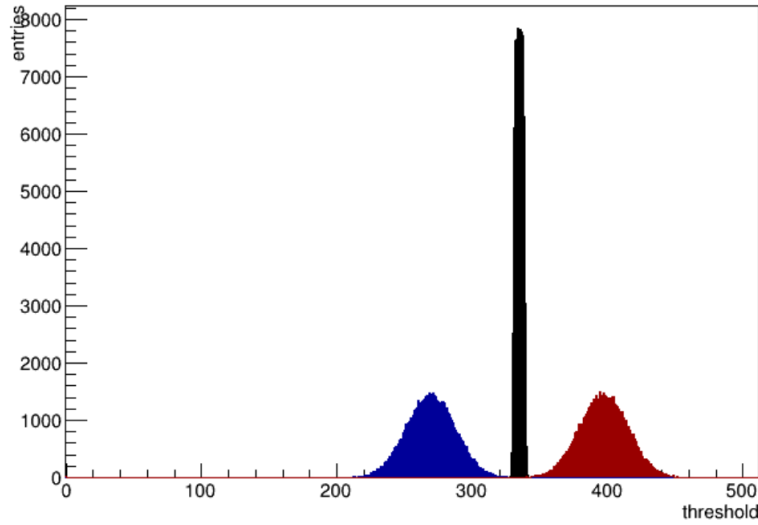


Figura 3.9: Resultado final da equalização. Em azul, a gaussiana resultada do valor de trim 0. Em vermelho, a gaussiana do valor de trim F. Em preto, a resposta dos pixels para o trim calculado. Retirada de [15].

pela equação

$$Thr_{eff} = Thr_{global} + trim \times DAC_{trim} + offset, \quad (3.8)$$

onde Thr_{global} é o limiar global, que todos os pixels compartilham, DAC_{trim} o valor do DAC que ajusta o $trim$ e $offset$ um valor aleatório bem pequeno que não é considerado no método. A Figura 3.7 mostra como o $trim$ altera a posição do pico do limiar global. A idéia do método de equalização é varrer o limiar global ajustando o $trim$, garantindo que o ruído lido em todos os pixels seja praticamente o mesmo.

O método começa colocando o $trim$ em seu menor valor 0x0, uma máscara como mostrada na Fig. 3.8 é aplicada, onde 1 significa pixel ativo e 0 inativo usando o *Maskbit* do circuito da Fig. 3.4. A máscara é usada para evitar que um pixel influencie o vizinho (*crosstalk*) e o ruído seja superdimensionado. Então o limiar global é varrido medindo o ruído para todos os pixels. A máscara é trocada algumas vezes até que todos os pixels sejam varridos. Depois que essa rotina termina, o $trim$ é colocado no seu valor máximo 0xF e toda a rotina acontece novamente.

O resultado dos dados de ruído para $trim$ 0x0 e 0xF é usado para encontrar um valor

intermediário de limiar global THL_{goal} , como no gráfico da Fig. 3.7. Usando esse valor pode-se encontrar o *trim* que será usado por cada *pixel* i para levar o nível de ruído do pixel ao valor intermediário,

$$trim(i) = 15 \times \frac{THL_{goal} - meanTHL_0(i)}{meanTHL_{15}(i) - meanTHL_0(i)} \quad (3.9)$$

Assim que o *trim* é encontrado, todo o processo é refeito, agora utilizando o valor de *trim* otimizado, o objetivo é verificar e garantir a qualidade da equalização. Utilizando os novos *scans* um novo gráfico é construído, a distribuição em preto na Fig. 3.9. O gráfico mostra que, com o valor otimizado de *trim*, o sinal do ruído é mais uniforme e a distribuição mais centrada no valor intermediário, devido à menor dispersão na resposta dos pixels.

Capítulo 4

Medidas, análises e resultados

Existem três métodos tradicionais para monitorar e caracterizar sensores híbridos de silício: verificar a curva IV (corrente x tensão elétrica), verificar a curva IT (corrente x temperatura) e a medida de CCE (*Charge Collection Efficiency*, ou eficiência de coleta das cargas). Com esses métodos é possível comparar o sensor antes e depois da irradiação, e portanto acompanhar a performance do mesmo no tempo.

No IV a temperatura é mantida fixa, a tensão é varrida de 0 V até seu valor de *breakdown* (região da curva onde a corrente tende ao infinito) e uma curva da corrente versus a tensão é registrada. No IT, a tensão no sensor é fixa e varia-se a temperatura, enquanto a corrente é medida. Já no CCE a configuração experimental é totalmente diferente, usa-se um feixe de partículas carregadas incidindo perpendicularmente sobre um telescópio de sensores (sensores dispostos em sequência, assim como no próprio VELO) e o sensor a monitorar posto no centro do telescópio. O que é medido é a carga coletada no sensor a uma temperatura definida pela passagem do feixe, podendo ser comparada antes e depois da irradiação.

Neste trabalho foram realizadas caracterizações acerca da dependência da corrente com a tensão elétrica (IV) e da temperatura com a corrente (IT). A segunda foi utilizada no método de teste para lidar com diferentes temperaturas, sem a necessidade de alterar a temperatura do experimento e realizar outra aquisição, o que leva tempo. Nesse caso, basta medir a corrente para uma determinada temperatura e utilizar uma equação que

prevê a corrente para uma outra temperatura.

4.1 Configuração e métodos experimentais

O experimento deste trabalho foi montado no laboratório do VELO no CERN entre janeiro e março de 2019. Uma configuração capaz de fazer medidas de IV e IT foi montada e dois meses foram suficientes para montar o experimento e realizar medidas com um dos sensores da colaboração. Tanto no IV quanto no IT, temperaturas abaixo das que o VELO opera foram escolhidas (aproximadamente -40°C).

Como o objetivo é estudar os sensores a temperaturas abaixo de -20°C , é necessário que o experimento seja feito a vácuo, pois nessas temperaturas o ar atmosférico passa pelo ponto de orvalho e gotas de água poderiam danificar as partes elétricas dos sensores e do sistema de leitura de dados. Ar seco também poderia ser usado, mas para garantir a segurança do experimento a temperaturas muito baixas, decidimos por fazê-lo no vácuo.

Os principais componentes utilizados nesse experimento foram:

- Câmara e bomba de vácuo,
- *Chiller* (resfriamento líquido),
- Pastilhas *Peltier*,
- Resistores PT100 (RTD) e seu sistema de leitura,
- Sistema de leitura de dados para o chip Velopix,
- O sensor híbrido de pixel irradiado Velopix do LHCb.

O funcionamento de cada componente, assim como sua posição e função na configuração do experimento, está descrito nas próximas seções.

4.1.1 Câmara de vácuo

O sensor foi colocado fixo dentro da câmara de vácuo (Figura 4.1) na superfície de uma placa de cobre em contato com pastilhas *Peltier*. Uma pastilha *Peltier* é um dispositivo

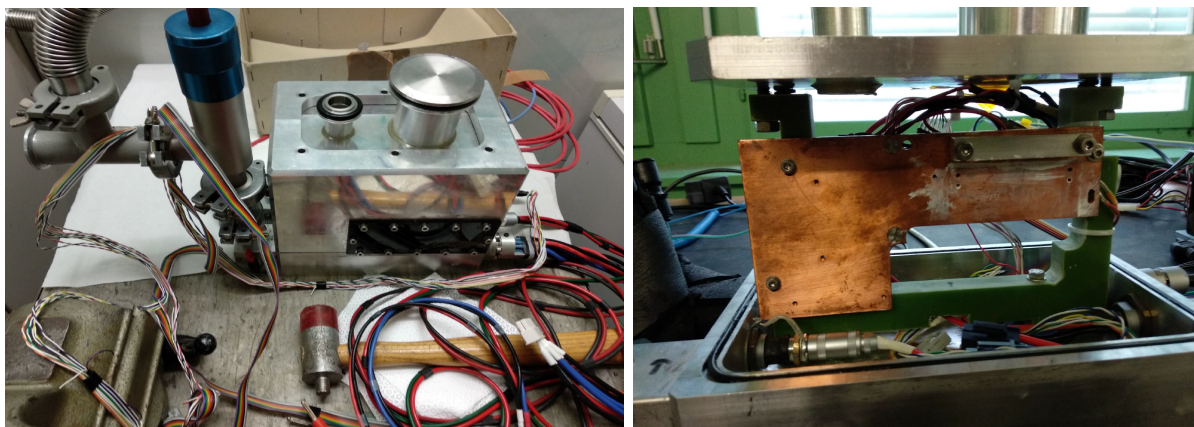


Figura 4.1: À esquerda foto da câmara de vácuo antes de ser instalada, à direita detalhe da placa de cobre onde o sensor seria fixado.

termoelétrico que esquentar/esfria quando aplicada uma tensão elétrica. Do outro lado das pastilhas foi instalado um bloco oco de cobre, onde passaria o líquido de resfriamento de um *chiller*.

A foto na Figura 4.1 à esquerda mostra a câmara de vácuo ainda desmontada, sem nenhum sensor dentro. A peça cilíndrica em azul é uma válvula de alívio para ajudar no controle do vácuo dentro da câmara. Mais à esquerda na foto está a mangueira que seria conectada à bomba de vácuo. À direita na Figura 4.1, a câmara já está na mesa onde foi instalada e de frente há uma placa de cobre onde seria mantido fixo o sensor. Na próxima seção é mostrada uma foto com o sensor já fixado. A placa está esbranquiçada pois usamos pasta térmica para melhorar o contato entre a placa e o sensor, com atenção para por um pouco pois em grande quantidade a pasta se torna isolante.

4.1.2 Sistema de resfriamento: *Chiller* e *Peltiers*

O resfriamento do sistema é feito em duas etapas. Na primeira etapa é utilizado um *Chiller* que funciona basicamente resfriando um líquido refrigerante a $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ e fazendo o mesmo circular por dentro do bloco de cobre oco por meio de dois furos. Na segunda etapa são usadas as pastilhas *Peltier*, um dispositivo semicondutor capaz de, assim que uma tensão é aplicada sobre ele, gerar um gradiente de temperatura entre os dois lados

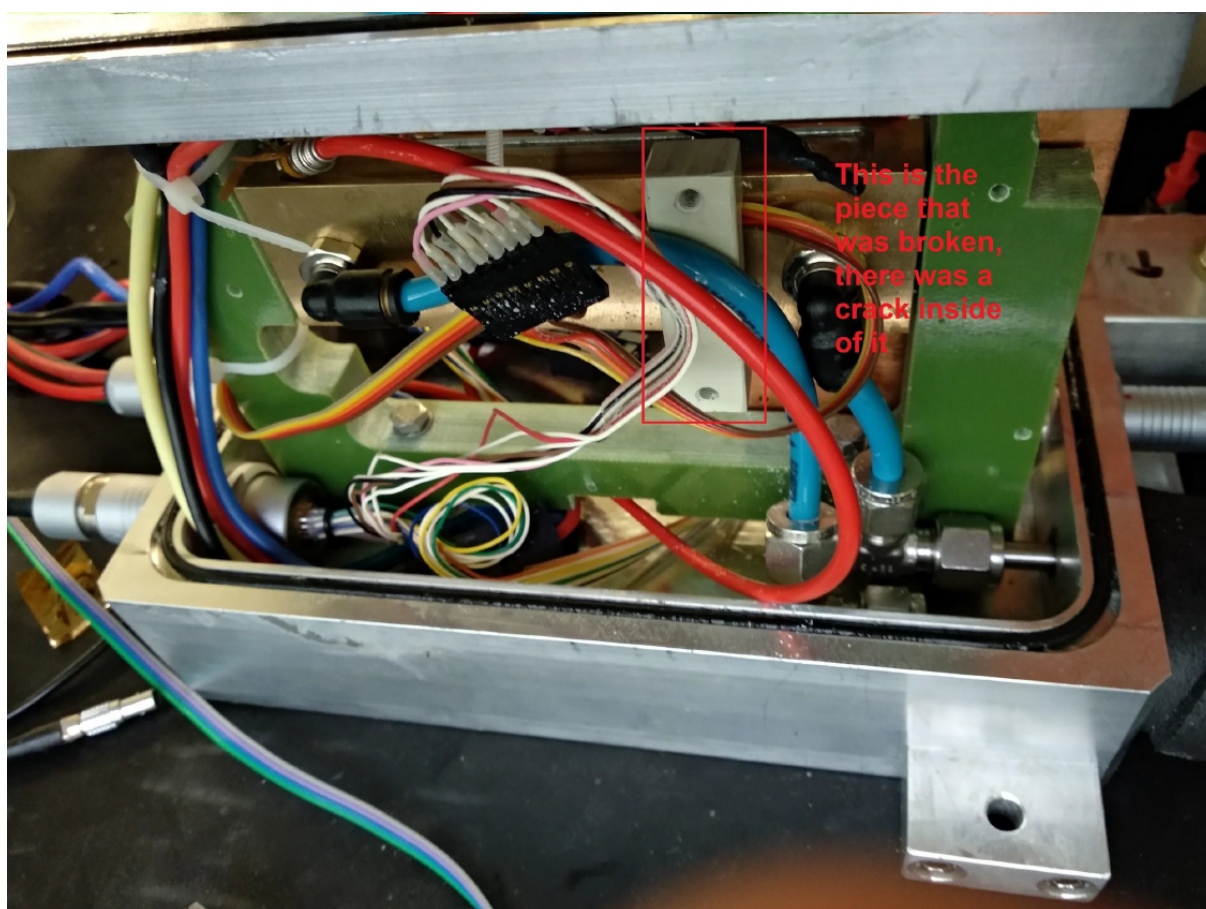


Figura 4.2: Uma vista da parte de trás da câmara de vácuo, onde se pode ver o bloco oco de cobre e acima dele as pequenas pastilhas *Peltier*.

do mesmo (um quente e um frio) [16].

O bloco oco de cobre entra em contato com o lado quente das pastilhas *Peltier*, permitindo que o lado frio das pastilhas atinja temperaturas muito menores que $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Nesse lado é instalada a placa de cobre onde seria fixado o sensor. Um pouco de pasta térmica foi passada entre a placa e o sensor para melhorar o contato térmico.

A Figura 4.2 mostra o bloco oco de cobre e um pequeno pedaço das pastilhas *Peltier* acima dele. A peça que pressiona o bloco e a placa de cobre estava quebrada, e no início do experimento estávamos conseguindo atingir temperaturas próximas a $-28\text{ }^{\circ}\text{C}$, mas assim que descobrimos o problema e consertamos a peça conseguimos chegar a temperaturas de $-42\text{ }^{\circ}\text{C}$.

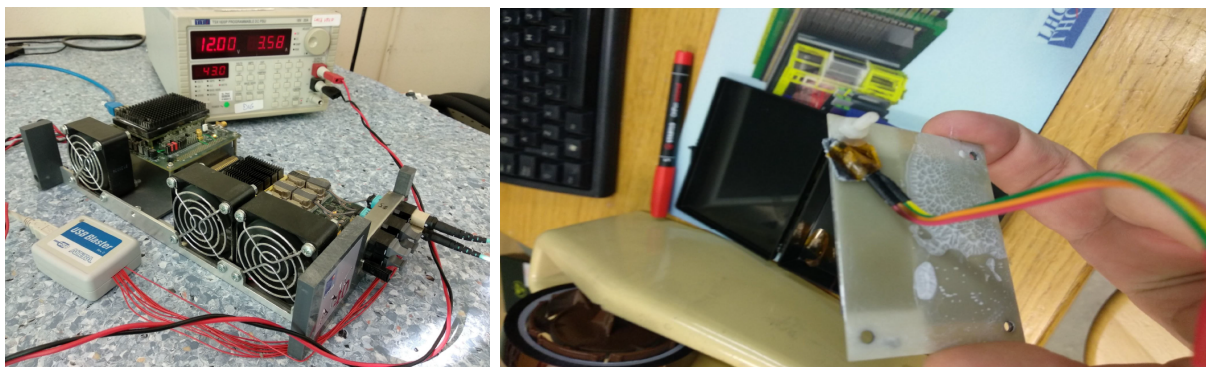


Figura 4.3: À esquerda: O módulo eletrônico miniDAQ1 da colaboração LHCb, responsável por ler os dados dos *chips* Velopix, e também a fonte de tensão responsável por alimentar o miniDAQ1. À direita: O PT100 foi colado numa porca de plástico para facilitar a fixação no sensor Velopix.

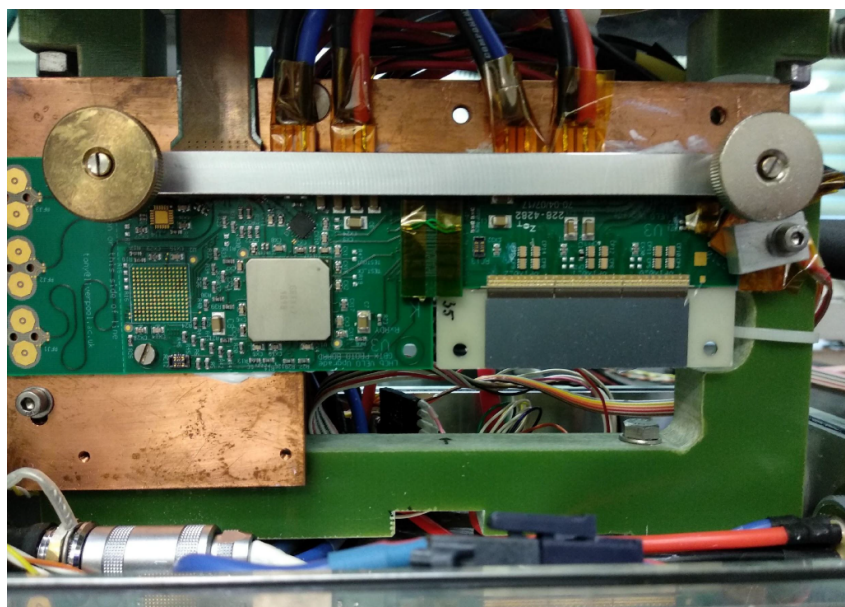


Figura 4.4: À direita na foto está o sensor híbrido Velopix, mantido fixo na placa de cobre e à esquerda a parte do sistema de leitura que fica dentro da câmara.

4.1.3 Resistores PT100 e sistemas de leitura

O PT100 é um RTD (*Resistance Temperature Detector*), ou seja, é um resistor sensível a temperatura: a $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ a sua resistência é $100\ \Omega$ e cresce linearmente com a temperatura. Para fazer a medida das temperaturas pelos PT100s foi utilizado um módulo de aquisição de dados da *National Instruments* para leitura de RTDs, o módulo NI9217.

Para fazer o monitoramento de temperatura do sistema utilizamos 3 resistores PT100,

um no lado quente do *Peltier*, outro no lado frio, e um na parte traseira do Velopix, como pode ser visto na Figura 4.3 à direita. O PT100 foi colado numa pequena peça metálica que foi fixada no sensor.

Já a leitura de dados do ruído do sensor foi feita utilizando um sistema de aquisição de dados ou DAQ (*Data Acquisition*) chamado miniDAQ1 [17] da colaboração LHCb, que contém basicamente um CCPC (*Credit Card Personal Computer*) e uma FPGA (*Field Programmable Gate-Array*). Os códigos tanto do CCPC quanto da FPGA já haviam sido desenvolvidos pela colaboração. Uma foto do sistema miniDAQ1 está mostrada na Figura 4.3 à esquerda.

Além do miniDAQ1, o sistema de leitura dos dados também conta com uma placa dentro da câmara de vácuo, responsável por estabelecer uma interface entre o sensor e uma placa fora da câmara chamada OPB (*Optical and Power Board*), responsável por levar alimentação ao sensor e fazer a comunicação com o miniDAQ1 via fibra óptica. A Figura 4.4 mostra uma foto de como o sensor ficou montado dentro da câmara de vácuo.

4.1.4 O sensor híbrido do LHCb e o perfil de irradiação

O detector de pixel utilizado nesse trabalho é um conjunto de três sensores colados um do lado do outro (sensor triplo), no qual cada sensor tem 256×256 pixels, e cada pixel tem tamanho de $55 \times 55 \times 200 \mu\text{m}^3$. Os sensores podem ser vistos na Figura 4.4 à direita, onde pode-se perceber duas pequenas interrupções nos *wire bonds*, mostrando a separação entre os três sensores que formam o triplo. Na foto, no canto superior direito do sensor, se vê um fino fio saindo da superfície metálica do sensor, pelo qual é aplicada a alta tensão de operação.

O sensor foi irradiado na instalação PS-IRRAD [18] no CERN, onde há um acelerador de prótons. A energia dos prótons utilizada pelo acelerador para irradiar o sensor foi 24 GeV. O perfil de irradiação, que é a distribuição da radiação no sensor, segue uma gaussiana centrada em um ponto ligeiramente à direita do centro do sensor. Durante a

Parte do sensor	Fluência ($10^{15} n_{eq} 1MeV/cm^2$)
1	0.874
2	2.139
3	3.466
4	3.243
5	7.874
6	3.670
7	6.262
8	2.753

Tabela 4.1: Fluências medidas por cada parte do sensor pela dosimetria de PS-IRRAD. As fluências foram normalizadas para prótons de 24 GeV usando o fator $\kappa = 0.62$ descrito na seção 2.4.1.

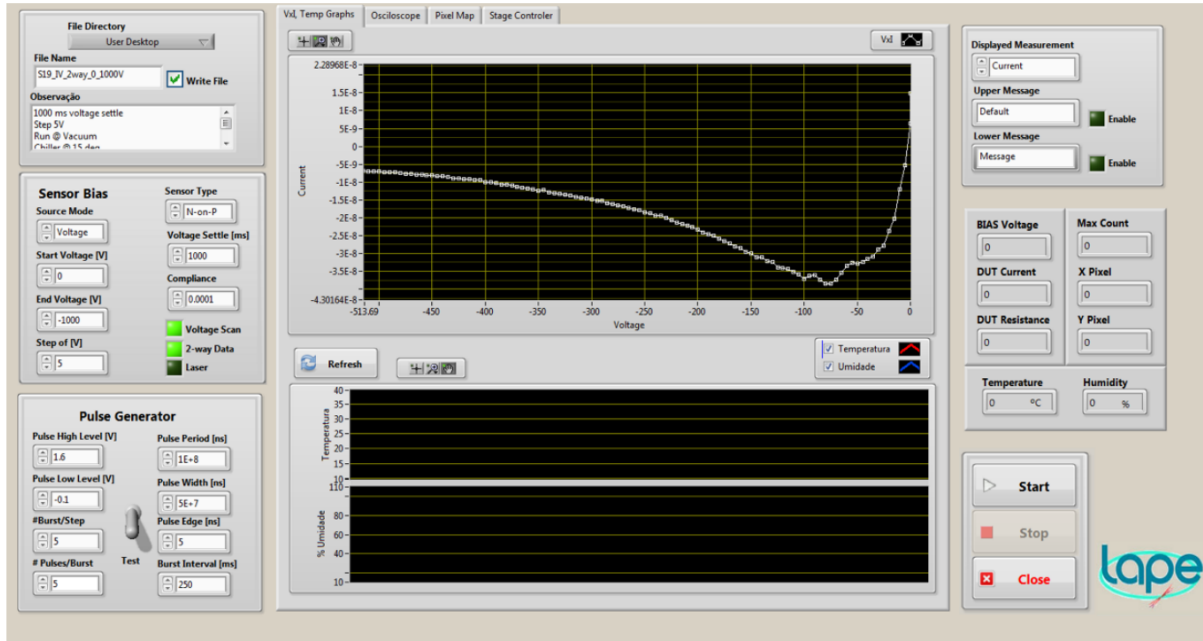


Figura 4.5: Interface do programa LabView utilizado para fazer as medidas da curva IV, programado para configurar a tensão inicial, tensão final, o passo, o tempo que cada tensão permanece no sensor e o tipo de sensor. Tanto a tensão quanto a corrente são mostradas e registradas em um arquivo, o programa também desenha um gráfico em tempo real enquanto faz as medidas. Figura retirada de [15].

irradiação, foi feita a medição da dose usando 8 peças retangulares de alumínio, cada uma cobrindo uma parte do sensor. A Tabela 4.1 mostra as fluências medidas para cada parte do sensor.

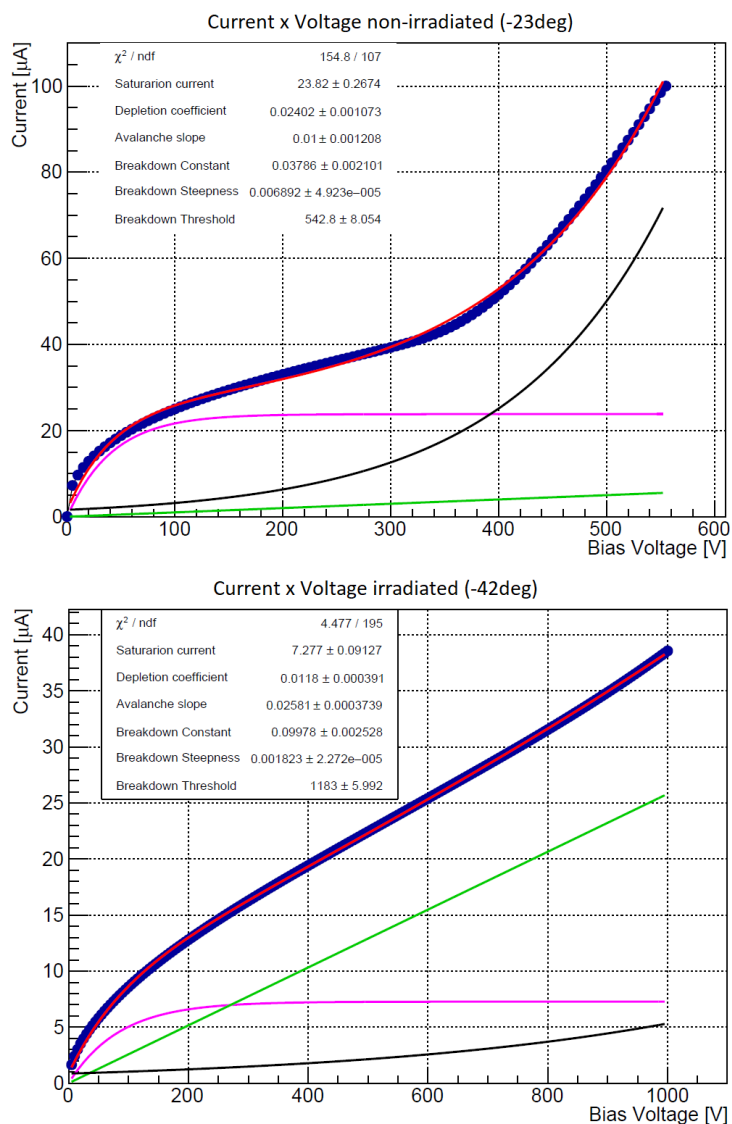


Figura 4.6: O gráfico superior corresponde à curva IV de um sensor não irradiado, onde se percebe a curva característica típica de um diodo. Embaixo, o gráfico para um sensor irradiado, o qual a tensões menores que 100 V se assemelha a uma curva IV de um diodo, e à medida que a tensão sobe a curva torna-se uma reta.

4.1.5 Dependência da corrente com a tensão elétrica

No capítulo 2 foi discutido que uma junção PN funciona em dois modos de polarização: direta e reversa. O sensor usado nesse trabalho funciona em modo de polarização reversa, ou seja, em alta tensão elétrica negativa. A relação entre corrente e tensão elétrica reversa é uma importante característica de um sensor de silício, a chamada curva IV. Além disso,

monitorar as mudanças que a curva IV sofre conforme o sensor é irradiado nos ajuda a melhorar a performance do mesmo, e eventualmente saber se é necessário substituí-lo.

A medida da curva IV foi feita usando um programa em *LabView* [15], mostrado na Fig. 4.5. Em *Sensor Bias* podemos configurar as medidas IV. É possível escolher os valores de tensão elétrica inicial, final e o passo que é escolhido para fazer a varredura IV. Além disso é possível escolher o tempo total que o sensor ficará em cada tensão, para ter uma maior precisão na medida da corrente. Na Figura 4.5 o gráfico inferior mostra a temperatura em função do tempo, enquanto no gráfico superior a curva IV é desenhada em tempo real. A varredura foi feita em passos de 5 V com 1 segundo de duração entre cada medida.

Os resultados das varreduras IV podem ser vistos nos gráficos da Fig. 4.6, na qual o superior mostra de um sensor não irradiado e o inferior de um sensor irradiado. As curvas foram feitas com sensores diferentes pois os sensores já estavam irradiados no momento da montagem. Além disso, as configurações dos DACs na tomada de dados das duas curvas foram diferentes, portanto não podemos comparar as correntes de ambas, e no momento não existe método para equalizar os parâmetros dos DACs que foram configurados. Porém, vemos que os comportamentos das curvas são bem diferentes quanto à tensão de operação. Enquanto no sensor não irradiado vemos a tensão de *breakdown* em torno de 400 V, no sensor irradiado não vemos o *breakdown* mesmo a uma temperatura mais baixa.

O ajuste (a curva em vermelho) dos gráficos da Fig. 4.6 segue a equação [19]

$$I = I_s(1 - e^{-\alpha V}) + KV + \beta e^{\delta(V+T)}, \quad (4.1)$$

onde I_s é a corrente de saturação, α o coeficiente de depleção, K o coeficiente de avalanche, β a constante de ruptura, δ a inclinação de ruptura e T o limiar de ruptura. I_s corresponde à corrente que o diodo tende a atingir na sua operação normal, α é a taxa que a corrente irá aumentar ou diminuir dependendo se o diodo está em polarização direta ou reversa. K corresponde a um aumento, em forma de função linear, na corrente de saturação. O

parâmetro β corresponde ao comportamento da magnitude da corrente atingida quando o diodo está em ruptura (*breakdown*). O parâmetro δ significa a taxa de crescimento da corrente em função da tensão de ruptura. Finalmente, T , o limiar de ruptura, corresponde à tensão na qual a ruptura inicia. Esses são todos os parâmetros livres utilizados para ajustar as curvas da Fig. 4.6 e os valores obtidos pelo ajuste estão mostrados no gráfico. Na figura, a curva ajustada lilás corresponde ao primeiro termo da corrente, a curva preta é o termo de *breakdown* e a verde a reta de avalanche. Percebe-se que em sensores irradiados o termo de *breakdown* é praticamente nulo para tensões até -1000 V. Além disso, o termo de avalanche predomina para tensões acima de 200 V. Isso se deve ao efeito avalanche que acontece quando os próprios portadores de carga geram pares elétron-buraco, devido aos novos níveis de energia da rede criados pela irradiação.

4.2 Análise e resultados

Nessa seção são apresentados as análises e resultados feitos a partir dos dados de ruído do sensor. Primeiro, é explicado como foi feita a conversão de ruído eletrônico do sensor em corrente para cada pixel. Então, a dependência da corrente com a temperatura é mostrada, utilizada para analisar a corrente de cada *pixel* para diferentes valores de temperatura. Em seguida, é mostrada a dependência do valor do α , da equação 2.19, com a fluência no sensor estudado. Por fim, é apresentado o método de cálculo da fluência e seus resultados.

4.2.1 Medidas do ruído e conversão em corrente

Usando o sistema de leitura, são medidos os valores de ruído de cada pixel do sensor, que é a carga induzida nos eletrodos do pixel quando não há exposição a uma fonte de radiação. A distribuição do ruído por um grupo de 16×16 *pixels* no sensor pode ser vista na Fig. 4.7, onde a distribuição reflete o perfil de irradiação do sensor. Essa normalização para 16×16 *pixels* é feita para facilitar a visualização. Para estudar o comportamento do sensor a partir de dados do ruído do mesmo, precisamos converter esses dados em valores

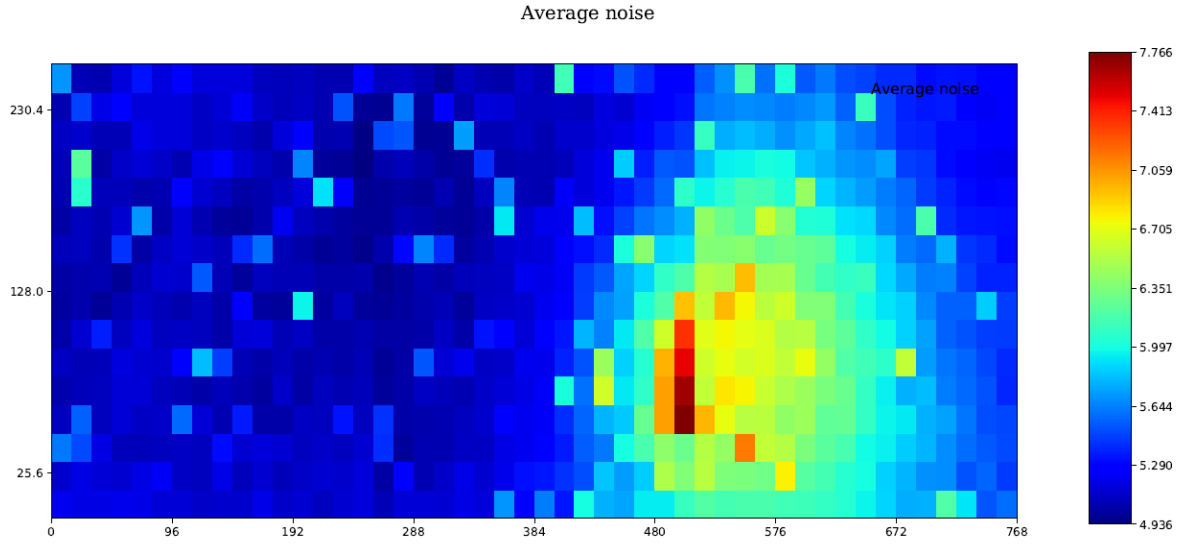


Figura 4.7: A distribuição do ruído por 16x16 *pixels* medido no sensor a partir do sistema de leitura miniDAQ1. Essa distribuição do ruído é um forte indício que o mesmo é proporcional à fluência.

de corrente. Para fazer essa conversão, utilizamos a equação

$$I_{pixel} = \frac{N_{pixel}^2 I_{total}}{\sum N_{pixel}^2}, \quad (4.2)$$

onde I_{pixel} é a corrente por pixel, N_{pixel} é o ruído de cada pixel e I_{total} é a corrente total do sensor medida diretamente na fonte de alta tensão.

A leitura dos ruídos foi realizada para diferentes temperaturas e tensões. As temperaturas escolhidas no estudo foram -30°C , -35°C e -40°C , enquanto que as tensões foram -110 V , -140 V , -250 V e -550 V . Existem algumas limitações na aquisição dos dados, algumas combinações de temperatura e tensão não foram possíveis, pois a corrente total ultrapassa o valor de corrente da fonte de alta tensão. Por exemplo em -30°C , foi medida corrente somente em -110 V , e para -550 V , foi possível fazer medidas a -40°C apenas.

4.2.2 Dependência da corrente com a temperatura

Na referência [20] o autor constrói um modelo de como a corrente dos sensores de silício depende da temperatura. O modelo assume algumas aproximações: os produtos da velocidade térmica e a seção de choque dos elétrons e dos buracos são iguais; e os níveis de

energia das “armadilhas” estão próximos do nível de Fermi, o que maximiza a corrente do sensor. Assim o autor conclui que a corrente do sensor como função da temperatura pode ser escrita como

$$I_{sensor}(T) = A \times T^2 \exp\left(-\frac{E_g^{\text{eff}}}{2kT}\right), \quad (4.3)$$

onde A é uma constante relacionada com a geometria do sensor, k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura do sensor e E_g^{eff} é a energia efetiva de *gap*, para a qual o autor encontra experimentalmente o valor 1.21 eV.

O primeiro passo da análise é usar essa dependência para testar se, de fato, a corrente pode ser transformada segundo a equação 4.2. São escolhidas duas temperaturas, T_1 e T_2 , tais que seja possível medir as suas correntes. É importante notar que a corrente varia fortemente com a temperatura. Caso seja escolhida uma temperatura alta, próxima da ambiente por exemplo, é importante garantir que a corrente possa ser medida. Nesse trabalho foi utilizado um microamperímetro, que mede correntes para temperaturas máximas da ordem de -30°C para tensões até -140 V.

Foram medidos os ruídos respectivos N_1 e N_2 para todos os pixels e calculadas as correntes I_1 e I_2 como descrito na equação 4.2. De acordo com a equação 4.3, podemos prever a relação entre as correntes a duas temperaturas diferentes,

$$\frac{I_1(T_1)}{I_2(T_2)} = \left(\frac{T_1}{T_2}\right)^2 \exp\left(\frac{-E_g^{\text{eff}}}{2k} \left[\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right]\right). \quad (4.4)$$

A esse procedimento se dá o nome de *scaling* da temperatura (chamado também de IT *scan* ou somente IT para facilitar), ou somente *scaling*. Essa equação é aplicada para verificar se o ruído do sensor pode ser transformado em corrente por meio da equação 4.2.

A Figura 4.8 mostra o resultado do procedimento para as temperaturas $(-30^\circ\text{C}, -35^\circ\text{C})$ e $(-30^\circ\text{C}, -40^\circ\text{C})$ para -110 V. Os ruídos foram medidos para todos os pixels, porém, para facilitar a análise, foi feita uma média entre um quadrado de 4×4 pixels. Nos dois gráficos, o plot azul é o procedimento feito para converter correntes de -30°C para $-35^\circ/-40^\circ$ no gráfico superior/inferior.

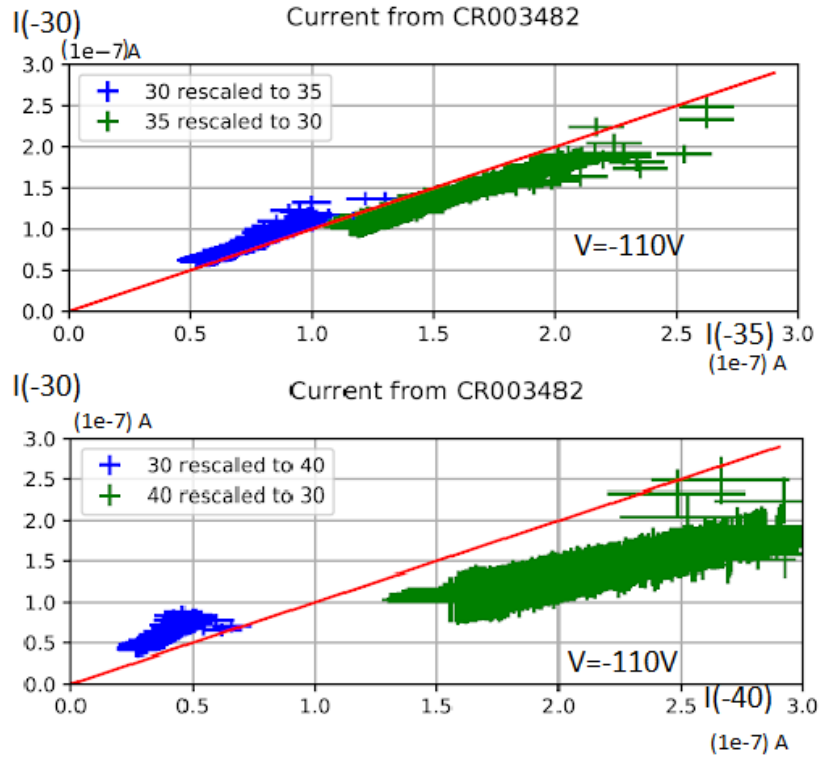


Figura 4.8: Gráficos de *scaling* da temperatura para uma tensão de -110 V. Em cima, o plot azul corresponde ao cálculo da corrente, a partir dos dados do sensor, para $T_2 = -35^\circ\text{C}$ e $T_1 = -30^\circ\text{C}$ na equação 4.4, enquanto o plot verde é o mesmo cálculo invertendo as temperaturas. Em baixo, o mesmo procedimento foi feito com os dados de -30°C e -40°C .

O plot verde é o contrário, é o procedimento feito para converter correntes de $-35^\circ/-40^\circ$ para -30° . A reta em vermelho corresponde a função afim, ou seja, quando as correntes medidas e as calculadas a partir dos dados coincidem. Todos os plots são bastante lineares como seria esperado, e indicam que o procedimento é viável. Usando a linha reta como referência, é nítido que o *scaling* entre duas temperaturas mais próximas funciona melhor, enquanto para temperaturas mais baixas há um desvio.

Uma hipótese para esse desvio do *scaling* a temperaturas baixas é supor que o experimento não é capaz de fazer medidas precisas de temperatura. Essa suposição é razoável, por dois motivos: o primeiro é que o PT100 colocado para medir a temperatura do sensor não foi posicionado diretamente no sensor; o segundo motivo é que o experimento tinha instabilidades a baixas temperaturas, devido a um conector rígido. O conector deformava

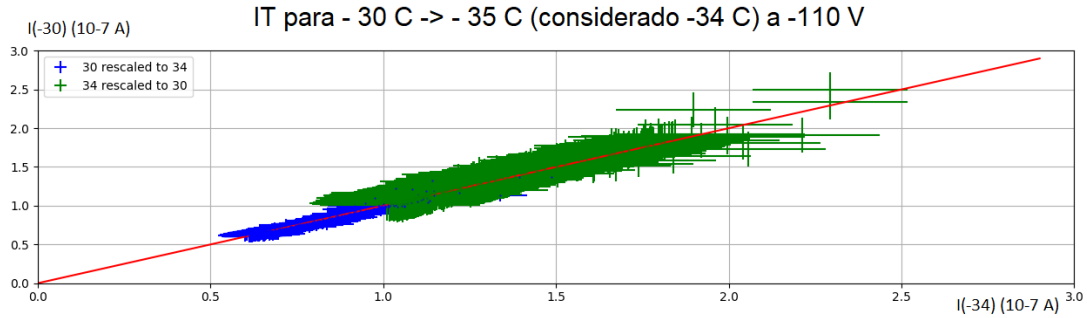


Figura 4.9: Procedimento do *scaling* da temperatura com os mesmos dados de $T_2 = -35^\circ$ e $T_1 = -30^\circ$, porém considerando que a temperatura mais baixa era ligeiramente maior, $T_2 = -34^\circ$. Dessa forma, os dados se ajustam muito bem à função afim, indicando que as medidas de temperatura do experimento não são tão precisas.

a temperaturas mais baixas, e fazia com que a placa OPB perdesse comunicação com o sensor.

O procedimento foi repetido utilizando os mesmos dados de ruído, porém levando em consideração temperaturas ligeiramente mais altas. Um exemplo é da Fig. 4.9, onde foram utilizados os dados de -30°C e -35°C a -110 V , porém esta última acreditada ser -34°C . O resultado é que os dados se ajustam perfeitamente à função afim, como seria o esperado para os dados originais.

Uma outra hipótese para essa diferença é que a energia de *gap* do sensor seja menor que a calculada em [20]. Essa hipótese é explorada na próxima seção. Tanto variações na temperatura quanto na energia de *gap* foram considerados para calcular fluências afim de validar o método teste.

4.2.3 Dependência do α geométrico com a fluência

O valor de α descreve como a corrente aumenta com o aumento da fluência, como na equação 2.19. Pela equação, tem-se que o gráfico da razão da corrente pelo volume depletado do sensor $\Delta I/V_s$ versus a fluência nos permite ajustar uma reta onde podemos calcular o α geométrico, α_{geo} [21]. Assim como na equação, I é a corrente do sensor e V_s o volume depletado. O valor α_{geo} corresponde ao valor de α se todo o volume do

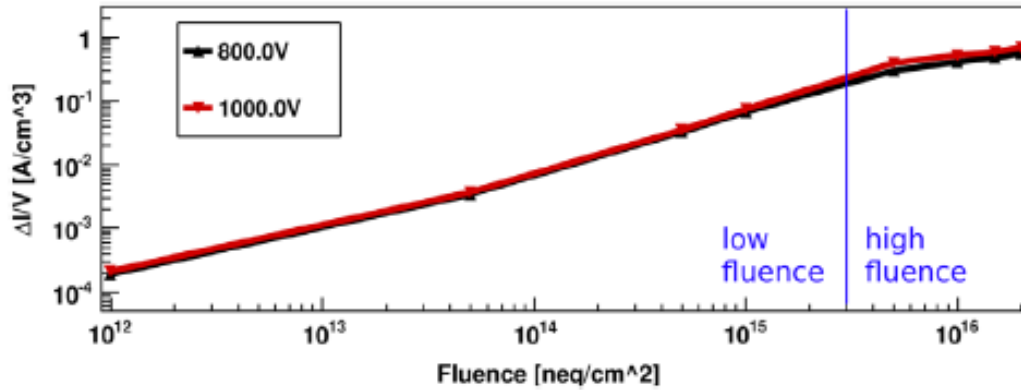


Figura 4.10: Plot de $\Delta I/V$ vs fluência, sendo feito *scaling* para a corrente nas temperaturas de -23°C para 21°C , onde V é o volume do sensor. A partir desse plot é possível calcular o valor de α geométrico como a inclinação da reta. Retirada de [21].

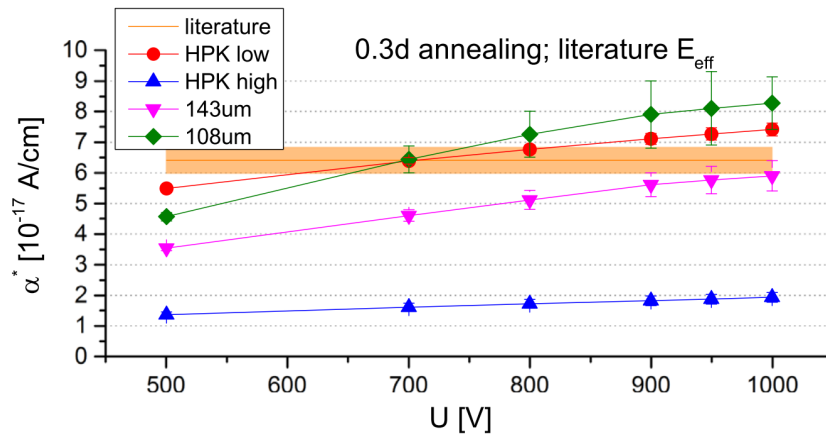


Figura 4.11: Valores do α_{geo} em função da tensão elétrica. Em cima, o *scaling* de -23°C para 21°C é realizado considerando E_g^{eff} da literatura. Enquanto no gráfico de baixo, considera-se o E_g^{eff} calculado de 1 eV. Nas legendas estão as espessuras do sensor. HPK low é um sensor de $293\ \mu\text{m}$ exposto a baixas fluências ($\leq 10^{15}\ \text{neq}/\text{MeV}/\text{cm}^2$), enquanto o HPK high é de mesma espessura, porém exposto a alta fluência ($2 \times 10^{16}\ \text{neq}/\text{MeV}/\text{cm}^2$). Retiradas de [21].

sensor fosse depletado, ou seja, ao invés de usar V_s como o volume depletado, é usado o volume inteiro do sensor. No experimento feito em [21], os autores usaram sensores de diferentes espessuras, irradiados com fluências que variam de $1 \times 10^{12}\ \text{neq}/\text{MeV}/\text{cm}^2$ a $2 \times 10^{16}\ \text{neq}/\text{MeV}/\text{cm}^2$. Para o plot da Fig 4.10, o sensor usado tem $1 \times 1\ \text{cm}^2$ e $293\ \mu\text{m}$ de espessura. A Figura mostra um plot de $\Delta I/V_s$ versus fluência para dois valores de tensão, 800V e 1000V. No gráfico, observa-se uma grande variação da inclinação da reta,

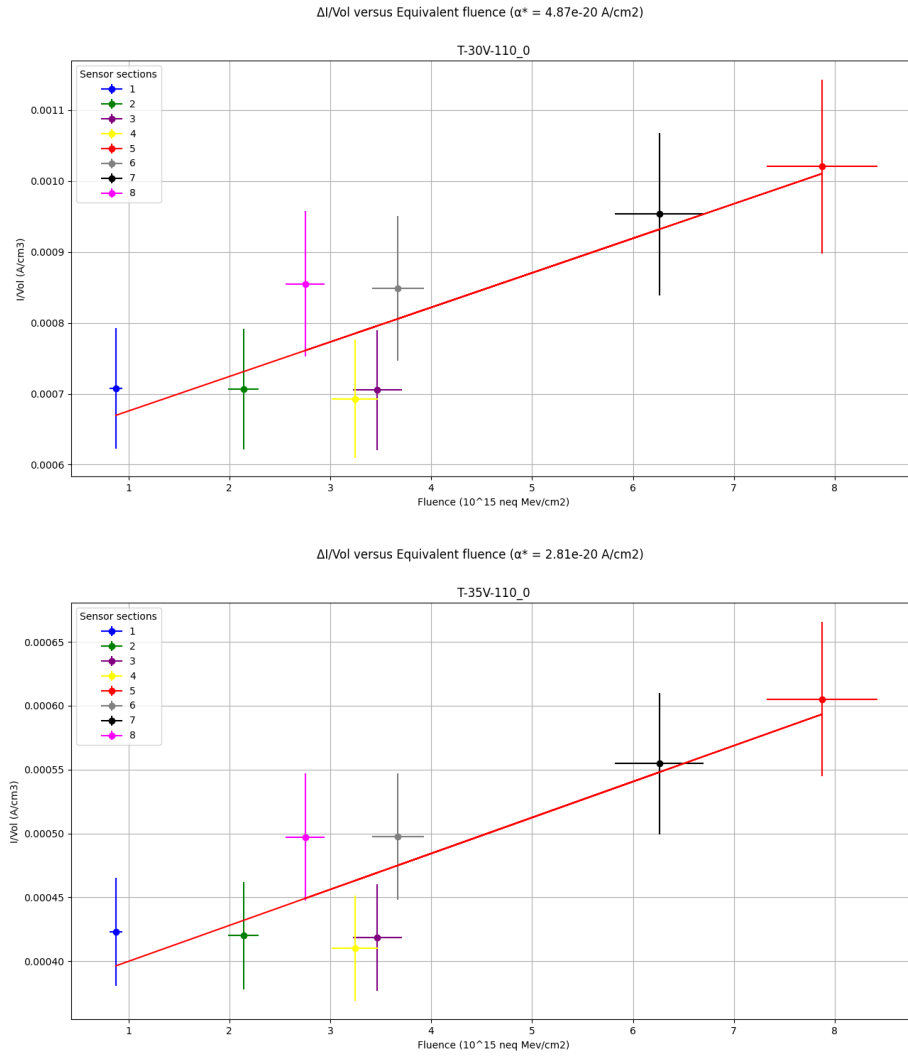


Figura 4.12: Valores do α_{geo} em função da fluência, para cada parte do sensor. No título de cada gráfico está o α_{geo} calculado a partir do plot, e no subtítulo a configuração de temperatura e tensão elétrica. Para fins de comparação com as medidas de [21], foi realizado o *scaling* para 21°C.

ou α_{geo} , para fluências maiores que $2 \times 10^{15} \text{ neq } 1 \text{ MeV/cm}^2$.

A Figura 4.11 mostra um gráfico em que os autores plotam os valores de α_{geo} encontrados para seus sensores em função da tensão dos mesmos. Para obter o gráfico, os sensores experimentaram uma fluência de $2 \times 10^{16} \text{ neq } 1 \text{ MeV/cm}^2$, e foi utilizado o E_g^{eff} da literatura 1.21 eV. Na legenda estão as espessuras dos sensores, o HPK low é um sensor de $293 \mu\text{m}$ exposto a baixas fluências ($\leq 10^{15} \text{ neq } 1 \text{ MeV/cm}^2$), enquanto o HPK high é de

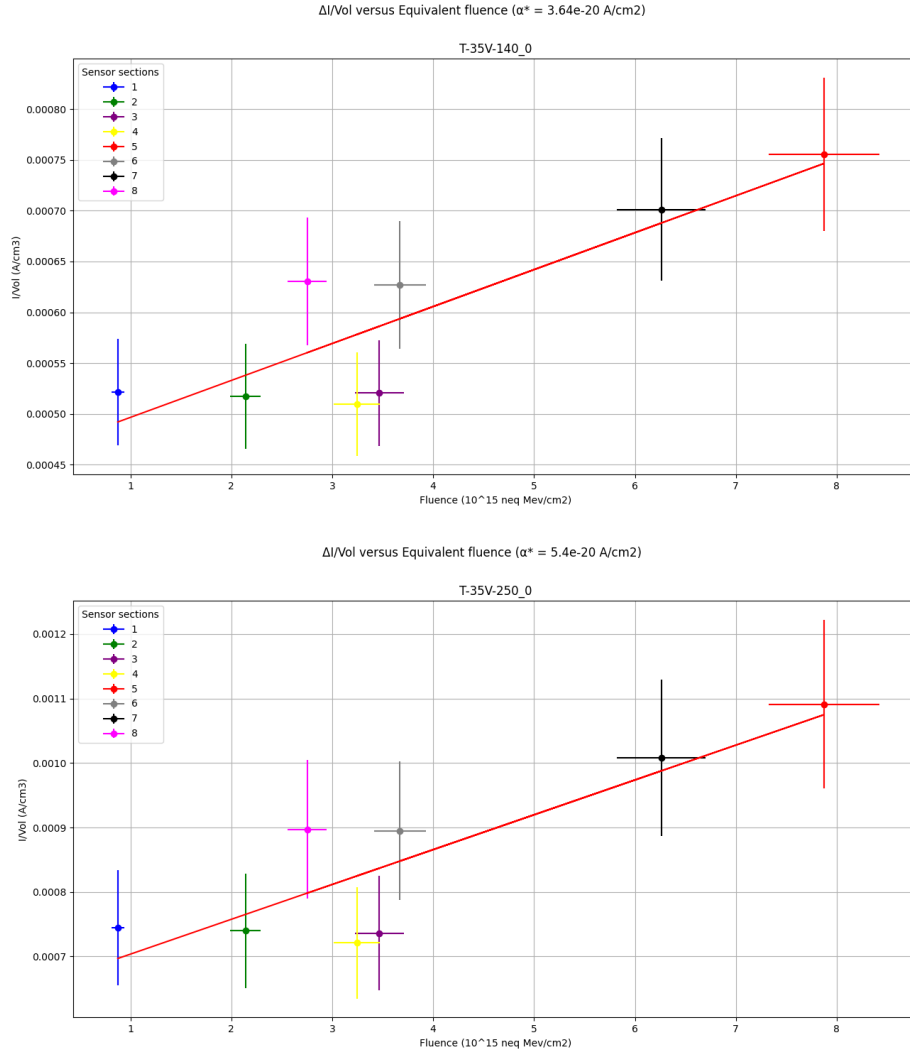


Figura 4.13: Valores do α_{geo} em função da fluência, para cada parte do sensor. No título de cada gráfico está o α_{geo} calculado a partir do plot, e no subtítulo a configuração de temperatura e tensão elétrica. Para fins de comparação com as medidas de [21], foi realizado o *scaling* para 21°C.

mesma espessura, porém exposto a alta fluência (2×10^{16} $n_{eq} MeV/cm^2$).

Os plots das Figuras 4.12, 4.13, 4.14 e 4.15 correspondem ao sensor usado neste trabalho. Os plots são $\Delta I/V_s$ versus a medida da dosimetria de cada parte do sensor, e cada plot corresponde a uma configuração de tensão elétrica e temperatura, onde cada cor nos plots é uma parte do sensor, consequentemente uma fluência. Para fins de comparação com os gráficos da Fig. 4.11, foi realizado o *scaling* para 21°C e $E_g^{eff} = 1.21$ eV

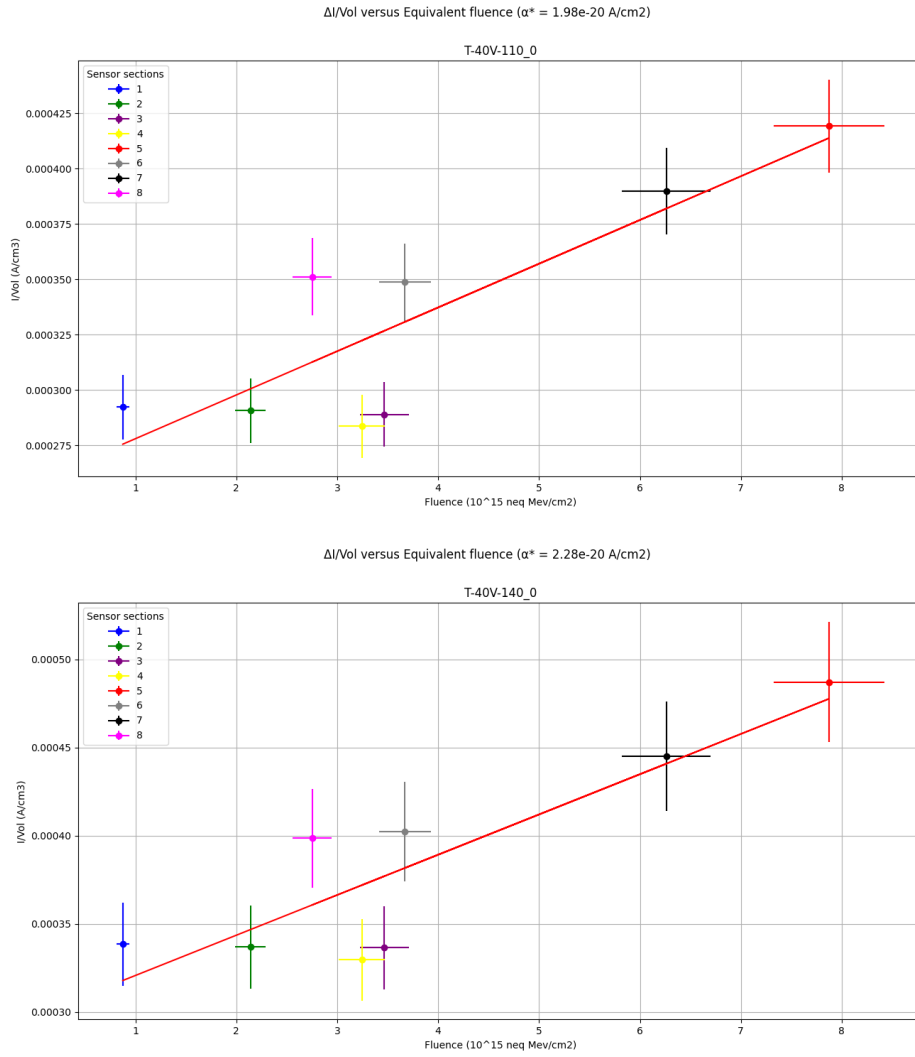


Figura 4.14: Valores do α_{geo} em função da fluência, para cada parte do sensor. No título de cada gráfico está o α_{geo} calculado a partir do plot, e no subtítulo a configuração de temperatura e tensão elétrica. Para fins de comparação com as medidas de [21], foi realizado o *scaling* para 21°C.

da literatura [20]. As linhas vermelhas no gráficos são ajustes lineares a partir dos pontos encontrados de $\Delta I/V_s$ para o sensor. Do ajuste se obtém o α_{geo} do sensor para cada configuração de temperatura e tensão. O comportamento do gráfico parece com o da Fig. 4.10, levando em conta as incertezas e flutuações observadas entre os valores, $\Delta I/V_s$ tende a crescer de forma linear com a fluência. O valor de $\alpha_{geo} = 5.7 \cdot 10^{-20}$ A/cm² para a tensão de -550 V é compatível com o valor de HPK low, que é o sensor com espessura e fluência

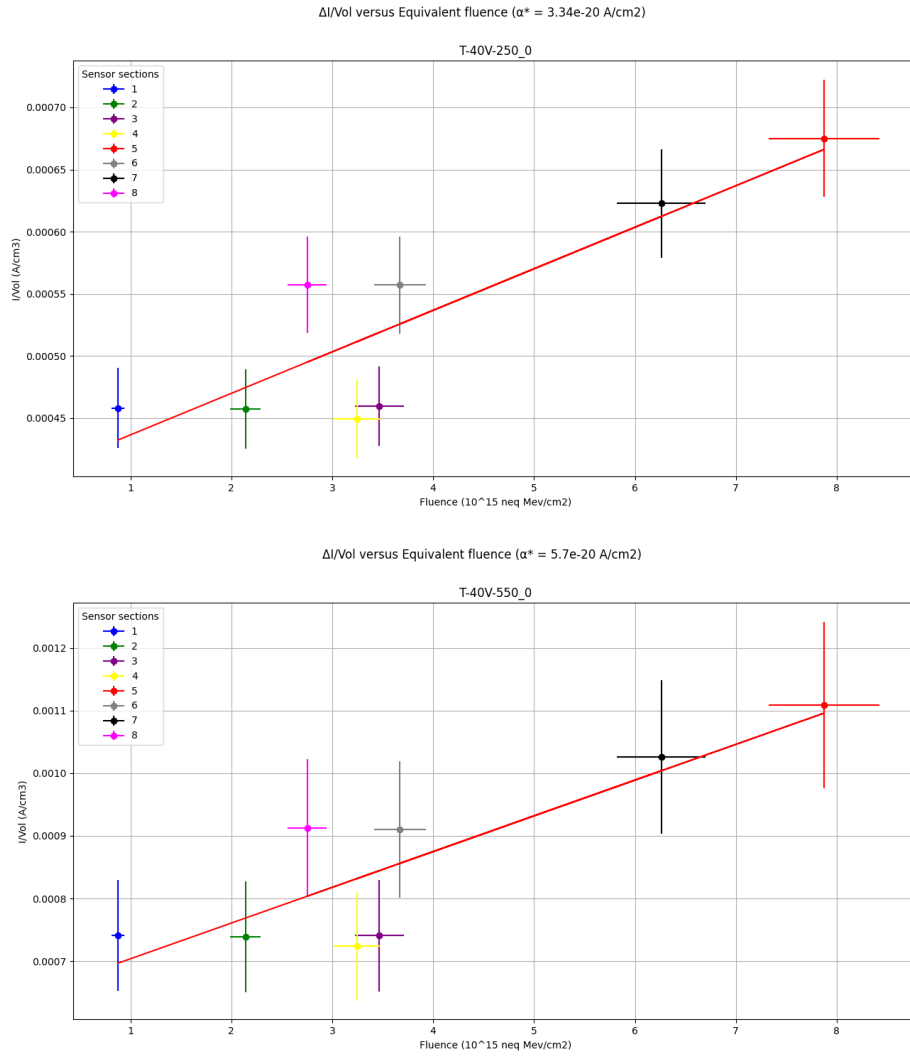


Figura 4.15: Valores do α_{geo} em função da fluência, para cada parte do sensor. No título de cada gráfico está o α_{geo} calculado a partir do plot, e no subtítulo a configuração de temperatura e tensão elétrica. Para fins de comparação com as medidas de [21], foi realizado o *scaling* para 21°C.

mais próximos do sensor estudado. Esse resultado nos mostra que as características do sensor estudado neste trabalho são compatíveis com as características do sensor estudado em [21] sob as mesmas condições.

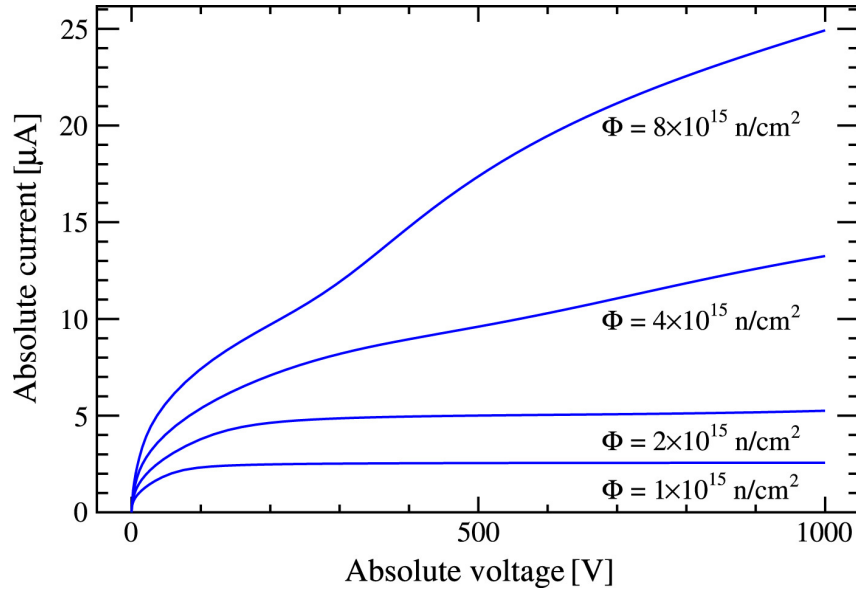


Figura 4.16: Simulação da curva IV para quatro fluências a -38°C . Retirada de [22].

4.3 Caracterização do sensor com a fluência e método teste

4.3.1 Dependência da corrente na fluência dos sensores

Na referência [22], os autores utilizaram um software de modelagem de dispositivos semicondutores, o *Synopsis Sentaurus Device*¹. O mesmo contém modelos para danos de radiação, com valores de seção de choque e níveis de energia para calcular os tempos de vida de geração e recombinação de pares e^{-}/h^{+} , usados para calcular a corrente. No trabalho, realizou-se uma simulação da curva IV, utilizando um dispositivo semicondutor muito parecido ao utilizado no sensor, para quatro fluências diferentes (1, 2, 4 e 8 em unidades de $10^{15} n_{eq}1\text{MeV}/\text{cm}^2$) para a temperatura -38°C , como pode ser visto na Figura 4.16.

A Figura 4.16 mostra quatro plots de IV, cada um com uma fluência diferente, em um sensor simulado utilizando o software Synopsys. Como temos quatro curvas IV, uma para cada fluência, é possível usar quatro pontos na vertical, um para cada tensão, para construir um plot da fluência pela corrente para cada tensão escolhida. A Figura 4.17

¹<http://www.synopsys.com/home.aspx>

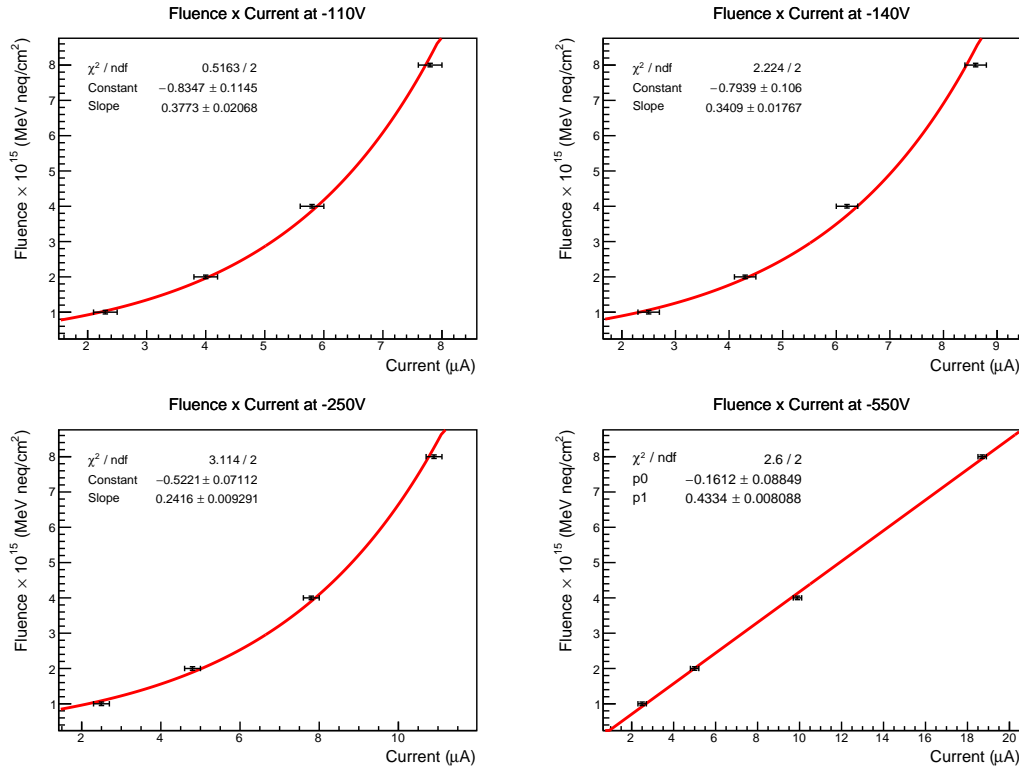


Figura 4.17: Relação entre fluência e corrente para -110 V , -140 V , -250 V e -550 V , com os pontos extraídos da Figura 4.16, as curvas vermelhas são os ajustes dos pontos que relacionam a corrente com a fluência.

mostra os quatro plots para cada tensão, assim como um ajuste, em vermelho, para calcular fluências no contínuo de correntes. Esses ajustes foram usados para fazer uma previsão da fluência a partir das medidas de corrente. Para as tensões -110 V , -140 V , -250 V foi usada a função exponencial do ROOT [23] para fazer o ajuste. Já para -550 V foi usada a função linear, porque nessa tensão o fenômeno de avalanche se torna relevante. Os ajustes geram equações que relacionam a fluência com a corrente medida, e essas equações são utilizadas para estimar a fluência do sensor.

4.3.2 Dependência do *bandgap* com a fluência e tensão

A energia efetiva de *gap* medida em [20] é utilizada vastamente há anos. No entanto, existem fortes evidências de que a energia de *gap* diminui em altas fluências. É um resultado razoável visto que a corrente de fuga depende de $\exp(-E_g^{\text{eff}})$, e a mesma aumenta

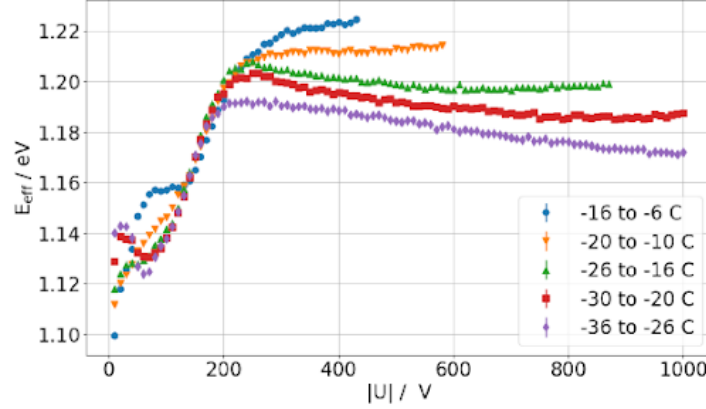


Figura 4.18: E_g^{eff} versus tensão para um sensor irradiado a $0.7 \times 10^{15} n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$ para diferentes temperaturas. Retirado de [24].

com a radiação.

Na referência [9], o valor medido nos antigos módulos do VELO é $E_g^{\text{eff}} = (1.16 \pm 0.06) \text{ eV}$, que é compatível com a literatura, mas demonstra um possível desvio. Na referência [24], os autores apresentam não só uma dependência da energia de *gap* com a fluência, mas também com a tensão elétrica, em diferentes intervalos de temperatura, como mostrado na Fig 4.18. Na figura, é visto que existe uma variação de $\approx 10\%$ em alguns casos.

Sendo assim, buscamos também verificar se a energia de *gap* efetiva do sensor utilizado segue a tendência de diminuição quando irradiado, e sua relação com a temperatura e tensão de operação. Para isso, o mesmo procedimento foi realizado variando o E_g^{eff} . A ideia é verificar qual a energia de *gap* que melhor encaixa o *scaling* na função afim, ou seja, quando $I(T_1) = I(T_2 \rightarrow T_1)$. A princípio, E_g^{eff} foi calculado para cada uma das 8 partes do sensor separadamente. No entanto, a variação em cada uma dessas partes é menor que 1%, sendo então escolhida a média dos E_g^{eff} .

A Figura 4.19 mostra o histograma de $I(-30^\circ\text{C}) - I(-40^\circ\text{C})$ para -110 V , onde foi estimado o valor $E_g^{\text{eff}} = 0.786 \text{ eV}$ da Tabela 4.2, todos os outros valores da tabela foram estimados pelo mesmo procedimento. Essa é uma variação de $\approx 35\%$ do valor da literatura, $\approx 32\%$ do antigo módulo do VELO irradiado e até $\approx 21\%$ dos valores obtidos

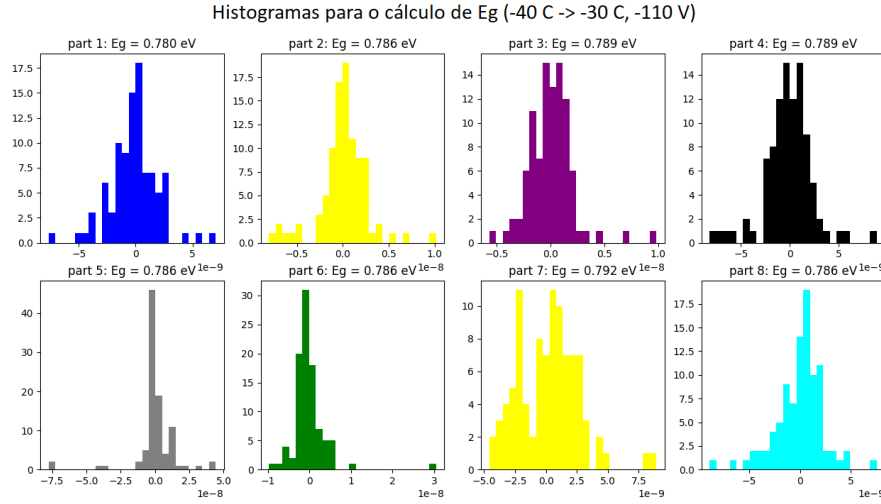


Figura 4.19: Histogramas de $I(-30^\circ\text{C}) - I(-40^\circ\text{C} \rightarrow -30^\circ\text{C})$, varrendo valores de E_g^{eff} quando a distribuição é centrada em zero. Assim, pode-se estimar o valor de $E_g^{\text{eff}} = 0.78$ eV para o *scaling* ideal, que seria se a subtração das correntes fosse zero.

no experimento da referência [21]. Na próxima seção esse resultado será melhor discutido, e uma possível explicação será apresentada, e como isso afeta a estimativa dos valores da fluência, assim como os próximos experimentos a serem realizados.

4.3.3 Cálculo das fluências usando o método teste

O objetivo principal do trabalho é estimar as fluências a partir do ruído eletrônico medido nos pixels do sensor. No VELO, os sensores afetados pela radiação serão aqueles mais próximos da região de interação no LHCb. A distribuição do perfil de irradiação esperada nos novos sensores do VELO é radial, como mostra a Fig 4.20. O raio da irradiação será menor quanto mais longe da região de interação o sensor estiver posicionado.

Para estimar as fluências, os ruídos dos pixels do sensor foram medidos a determinadas tensão elétrica e temperatura. A corrente total do sensor, contabilizando todos os pixels, também foi medida usando a fonte de alta tensão. A corrente de cada pixel foi calculada usando a equação 4.2. As fluências do sensor para cada tensão e temperatura foram calculadas utilizando os ajustes dos plots da Fig. 4.17.

A Figura 4.21 corresponde ao cálculo da fluência para cada parte do sensor, para

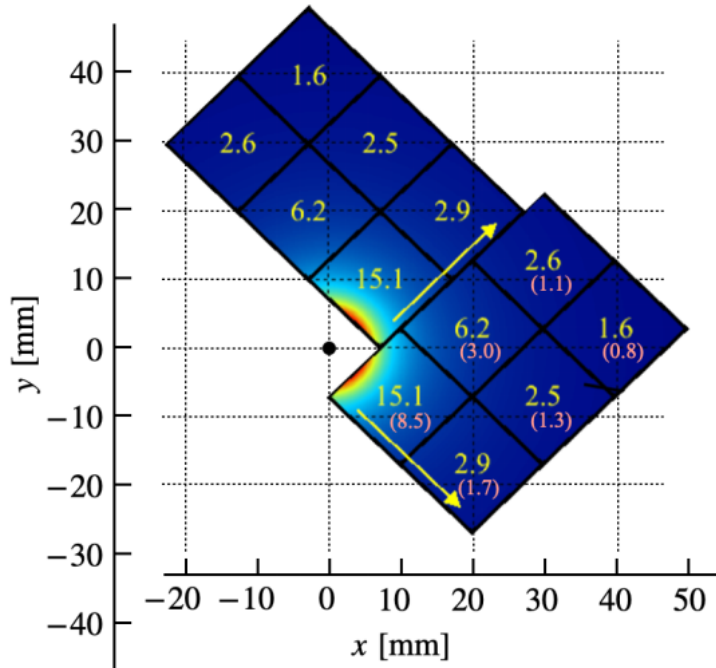


Figura 4.20: O perfil de irradiação esperado para os novos módulos do VELO será radial, a partir da região de interação, com o raio do perfil de irradiação sendo menor quanto mais longe o módulo estiver posicionado no eixo z . Retirado de [11].

cada configuração de tensão e temperatura, comparada com os dados medidos da dose da Tabela 4.1. Os gráficos da Fig. 4.21 não consideram os possíveis desvios da temperatura e energia de *gap*. Percebe-se que o comportamento das curvas de fluência calculada e da medida é similar, ou seja as duas seguem a mesma tendência geral. Isso era esperado tendo em vista que o perfil do ruído acompanha o perfil de irradiação. As incertezas da fluência foram calculadas a partir da medida da temperatura e da corrente total, que são as maiores fontes de incertezas. Mesmo com as incertezas, de um modo geral, a fluência estimada não coincide com as fluências medidas, principalmente onde o *scaling* é mais crítico, ou seja, valores distantes de temperatura. A temperaturas baixas a fluência estimada pode ter uma discrepância de até 50% da fluência medida.

Para obter uma estimativa mais acurada da fluência, o método teste foi realizado considerando as variações na temperatura e energia de *gap*. Foi considerado que a temperatura real do experimento era, na realidade, 1°C acima do medido, como indicado na

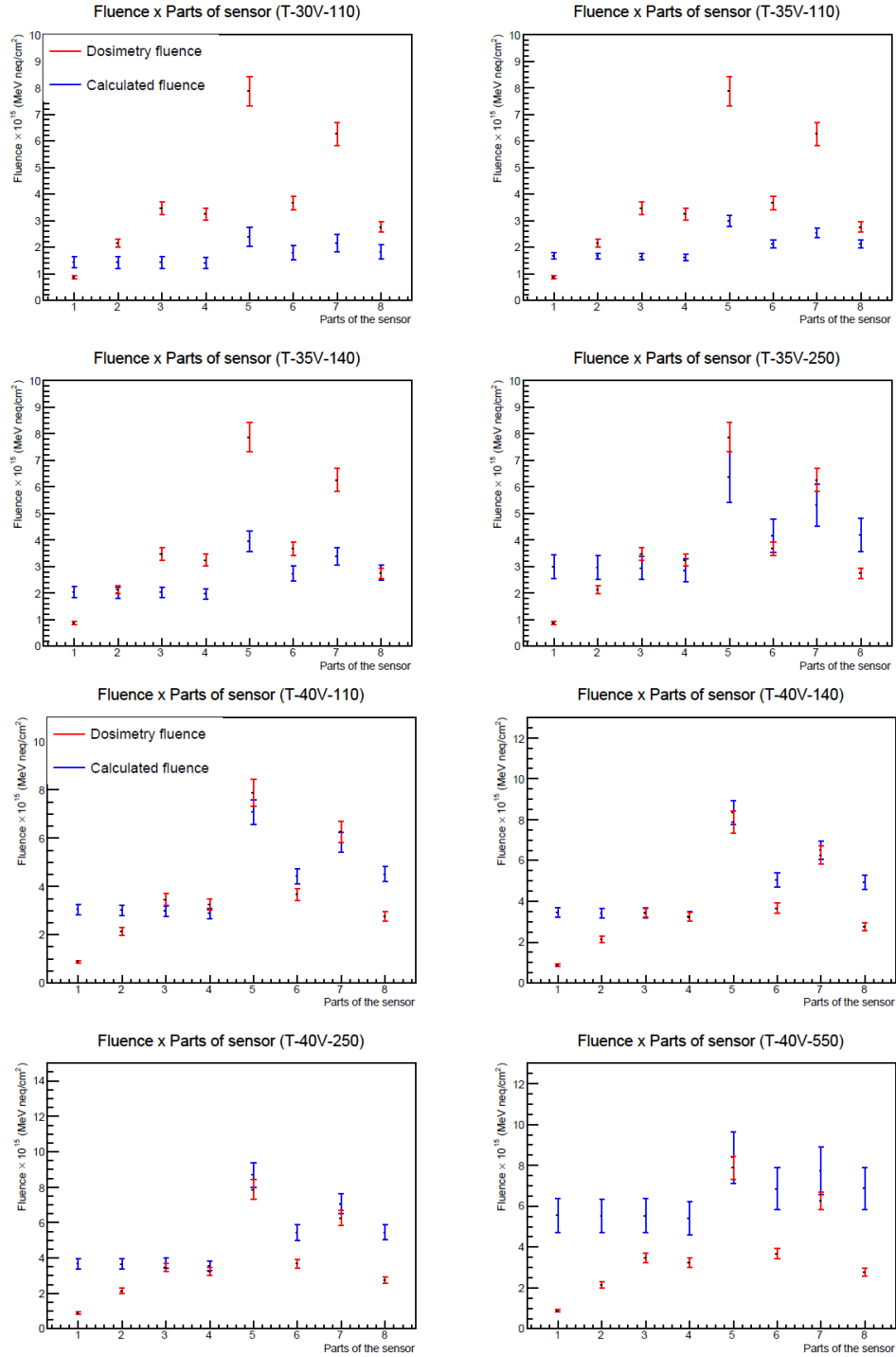


Figura 4.21: Fluências calculadas (azul) para cada uma das 8 partes do sensor, com $E_g^{\text{eff}} = 1.21$ eV e nas respectivas temperaturas que foram medidas no experimento. Em vermelho, a fluência a partir da medida da dose de irradiação.

seção 4.2.1. Foi aplicada então uma substituição da temperatura medida pela estimada: $-30^\circ\text{C} \rightarrow -29^\circ\text{C}$, $-35^\circ\text{C} \rightarrow -34^\circ\text{C}$ e $-40^\circ\text{C} \rightarrow -39^\circ\text{C}$. O resultado é mostrado na

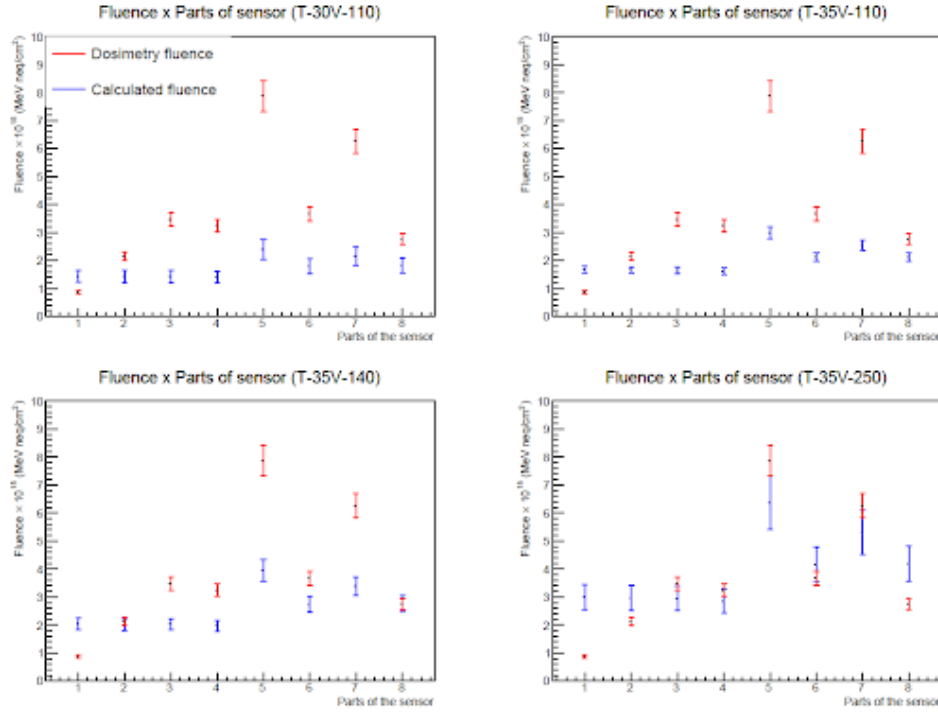


Figura 4.22: Fluências calculadas (azul) para cada uma das 8 partes do sensor, com $E_g^{\text{eff}} = 1.21$, porém usando as temperaturas calculadas que melhor ajustaram o *scaling*, -30°C foi considerada -29°C , e -35°C foi considerada -34°C . Em vermelho, a fluência a partir da medida da dose de irradiação.

<i>scaling</i> da Temperatura ($^\circ\text{C}$)	Tensão elétrica (V)	E_g^{eff} (eV)
$-30 \rightarrow -40$	-110	0.78
$-35 \rightarrow -40$	-110	0.60
$-35 \rightarrow -40$	-140	0.75
$-35 \rightarrow -40$	-250	0.82
$-35 \rightarrow -40$	-550	0.82

Tabela 4.2: Valores de E_g^{eff} calculados para cada *scaling*. Os valores foram calculados a partir de uma distribuição do *scaling*, um histograma de $I(T_1) - I(T_2 \rightarrow T_1)$, onde o E_g^{eff} é a energia de *gap* do centro da distribuição. Esses valores foram usados no cálculo das fluências estimadas da Figura 4.23.

Fig. 4.22, onde se observa que a estimativa da fluência a partir do ruído se distancia ainda mais da fluência medida. Uma suspeita para essa piora na estimativa é que a equação 4.4 funciona melhor para T_1 e T_2 próximos, devido às aproximações no modelo. Isso explica porquê quando se considera a temperatura 1°C mais alta, e portanto mais distante do valor considerado no *scaling*, -38°C , a estimativa piora.

Outra possibilidade para melhor descrever a estimativa da fluência é considerar as E_g^{eff}

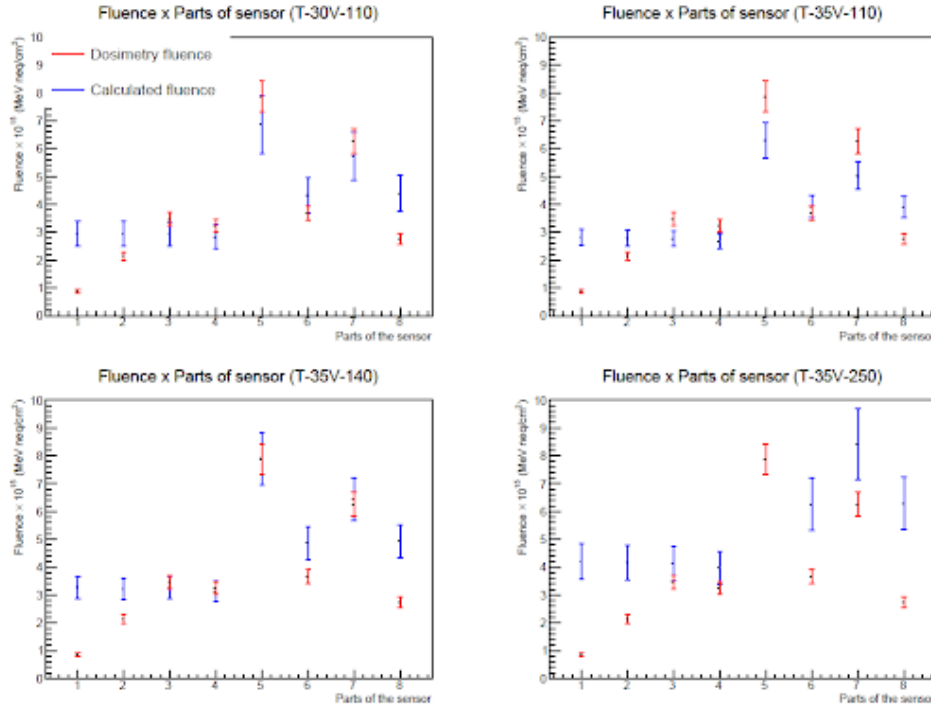


Figura 4.23: Fluências calculadas (azul) para cada uma das 8 partes do sensor, com as respectivas temperaturas como foram medidas no experimento, porém E_g^{eff} calculado para cada uma das configurações de tensão e temperatura. Em vermelho, a fluência a partir da medida da dose de irradiação. Percebe-se como a estimativa melhora em relação a não considerar a mudança de E_g^{eff} .

calculadas. A Tabela 4.2 mostra os valores de E_g^{eff} estimados como na Seção 4.3.2, usados na estimativa da fluência. A partir desses valores o *scaling* foi feito para a temperatura -38.1°C , para então usar os ajustes da Fig. 4.17. O ajuste da figura nos dá uma equação que relaciona a corrente com a fluência, então podemos usar a corrente calculada no *scaling* para estimar a fluência. Esse foi o procedimento utilizado para calcular a fluência a partir da corrente nessa temperatura.

A melhora da estimativa da fluência, mostrada nos plots da Figura 4.23, em relação aos outros dois métodos de cálculo é nítida. Esse resultado indica que é extremamente importante estudar o comportamento do E_g^{eff} à medida que o sensor é irradiado, pois, de fato, o valor pode variar bastante. No entanto, os valores de E_g^{eff} encontrados são muito abaixo do valor da literatura, cerca de 30 – 50% menores. Isso provavelmente se deve ao fato da medida da temperatura não ter sido tão precisa nesse experimento.

Uma observação importante é que no experimento da Ref. [21] chegou-se a valores bastante baixos de E_g^{eff} também, como 1 eV. Na referência é mencionado que a temperatura foi medida por um PT1000 diretamente colado no sensor, e seus dados anotados a mão. Portanto, se faz necessário um experimento capaz de medir temperaturas precisamente e o mais próximo do sensor possível, de preferência automatizado para sincronizar o instante exato das medidas.

Uma outra observação relevante é que no método de cálculo das fluências, os valores estimados para fluências mais baixas (partes de 1 a 4 do sensor) variam muito pouco, sendo praticamente iguais. Isso se deve porque no método estudado, a fluência depende linearmente da corrente de fuga do sensor, enquanto o ruído tem diversas componentes, como apresentado na seção 3.4. Particularmente, a capacitância tem uma forte influência no ruído eletrônico do sensor, sendo uma componente constante, ou seja, pouco varia com a irradiação. Portanto, o método de cálculo de fluências apresentado pode prover um resultado fidedigno com as medidas de dose, caso seja bem calibrado com medidas de temperatura e E_g^{eff} do sensor, e funciona para fluências acima de $10^{15} \text{ } n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$.

O método poderá ser utilizado nos detectores do VELO nos próximos anos, quando a fluência dos seus sensores for suficientemente alta. O detector será monitorado periodicamente, medindo-se valores de corrente e de ruído, portanto não será necessária nenhuma interrupção na rotina do mesmo para a utilização do método. O fato do método se utilizar de medidas mais fáceis de serem obtidas dá a ele uma grande vantagem em relação ao método por eficiência de carga, que necessita de outro aparato experimental e medidas de tensão elétrica variável e carga que são mais difíceis de se obter. No entanto, o cálculo preciso da fluência só será possível após alguns anos, quando a fluência dos sensores mais próximos do ponto de colisão atingir valores de $10^{15} \text{ } n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$. Para aprimorar a aplicação do método de estimativa da fluência a partir da corrente de fuga e do ruído num sensor, um novo experimento para medir temperaturas do sensor de forma precisa se faz necessário. Além disso, um estudo do comportamento dos sensores com diversas

configurações de DACs é crucial, assim como a variação da capacitância com a fluência no sensor.

Capítulo 5

Desenvolvimento do ventilador pulmonar HPLV

A necessidade por ventiladores mecânicos pulmonares se tornou urgente com o avanço da pandemia do COVID-19, iniciada em meados de março de 2020, especialmente em países pobres e em desenvolvimento. Em decorrência da alta demanda por respiradores mecânicos, esses países tiveram muita dificuldade em encontrar equipamentos de boa qualidade e pessoal especializado para sua operação. O Brasil foi um dos países que enfrentou dificuldades para prover ventiladores para as vítimas durante os estágios iniciais da pandemia.

Em 2019 havia, no Brasil, cerca de 8100 estabelecimentos hospitalares com aproximadamente de 490000 leitos [25]. Esses números correspondem a um pouco mais de 2 leitos para cada 1000 brasileiros. A quantidade de leitos totais ofertados é condizente com países como Canadá, Reino Unido e Suécia. No entanto, há diferenças tanto na qualidade desses leitos como na distribuição por região. A Figura 5.1 apresenta a distribuição de leitos gerais (clínicos e cirúrgicos), de UTI (Unidade de Terapia Intensiva) e respiradores mecânicos para 10 mil habitantes por região.

Em relação aos leitos gerais a oferta é relativamente satisfatória, porém vemos uma dispersão considerável por região. A média nacional é 12.2 para cada 10 mil habitantes,

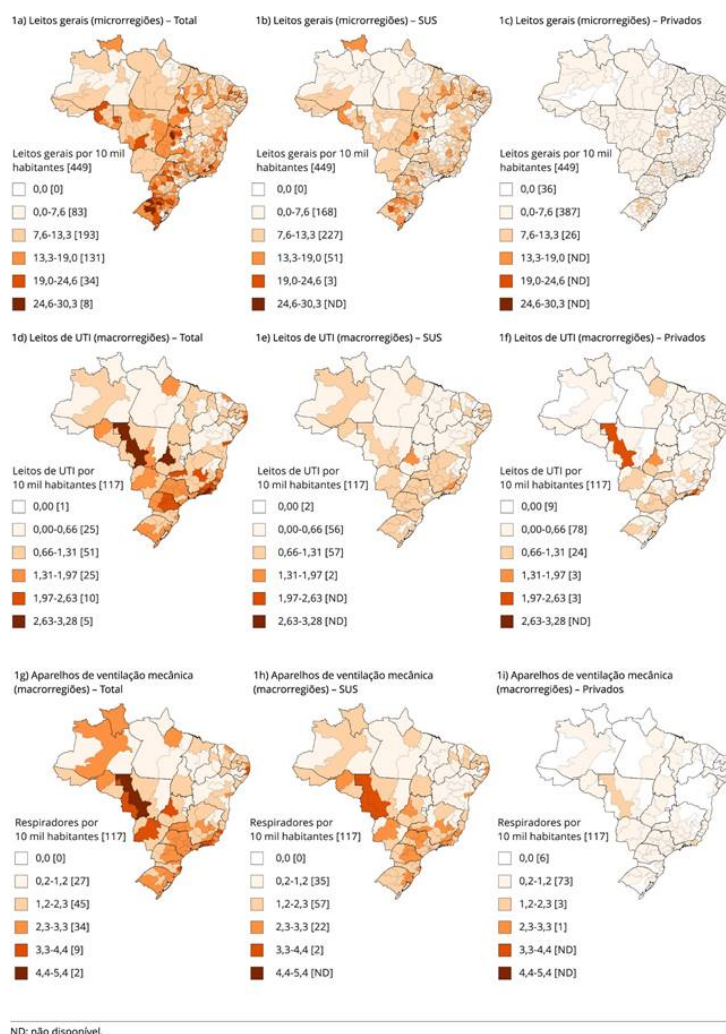


Figura 5.1: Quantidade de leitos, leitos de UTI e respiradores em cada região brasileira em 2019. Os números demonstram a baixa quantidade de respiradores por habitante para uma pandemia. Retirada de [25].

variando de 2 em Sergipe até 30.3 em Goiás. Considerando os leitos gerais do SUS (Sistema Único de Saúde), a média cai para 9.1 leitos para 10 mil habitantes. No entanto, a dispersão é menor variando de 6.6 a 11 entre o quartil inferior e o superior das regiões. Já no setor privado a oferta é baixa em diversas regiões e comparável ao SUS no centro, sudeste e sul. A oferta dos leitos totais de UTI também varia bastante por região, sendo quase nula em algumas cidades do norte e nordeste.

Finalmente, a Figura 5.1 apresenta na última linha a distribuição de ventiladores pelas regiões. Em 2019, o Brasil contava com pouco mais de 57000 respiradores mecânicos,

72% deles disponíveis pelo SUS. Esse dado corresponde a cerca de 2.5 respiradores para 10 mil habitantes, 1.8 considerando somente o SUS. Assim como leitos de UTI, a oferta de respiradores também é mais escassa nas regiões norte e nordeste. Enquanto a oferta privada é praticamente nula em todo o país exceto centro, sudeste e sul. Os números demonstram que, tanto a quantidade total de leitos quanto de respiradores são baixas, o que leva a um colapso do sistema de saúde com o avanço da pandemia. Esse resultado justifica a urgência na aquisição de ventiladores mecânicos no caso de uma pandemia como foi a do COVID-19.

Diversas iniciativas foram criadas no mundo todo para prover soluções de baixo custo e com extrema rapidez para a falta de respiradores, porém muitas não sobreviveram às altas exigências que os equipamentos médicos necessitam para pacientes de terapia intensiva. Criar dispositivos médicos é uma tarefa desafiadora, e geralmente envolve um longo processo que demanda muito desenvolvimento e testes rígidos para garantir a segurança e cumprir com os regulamentos.

O *High Performance Low cost Ventilator* (HPLV) é uma iniciativa criada em colaboração com institutos ingleses, o IF-UFRJ e o CERN para criar um respirador que seja capaz de atender às normas e regulamentos exigidos. Além disso, um dos objetivos é que o respirador seja adaptado para as condições clínicas brasileiras, usando o máximo possível de componentes brasileiros e atenda às normas e exigências brasileiras. As principais responsabilidades do grupo da UFRJ foram de garantir que o respirador atendesse tais exigências, contribuir no desenvolvimento do mesmo e estudar a viabilidade do uso de peças nacionais para diminuir os custos. O grupo da UFRJ participou da análise dos riscos, adaptação de normas e componentes brasileiros, desenvolvimento e testes da interface gráfica, integração das partes eletrônicas e mecânicas e testes. Com isso, um protótipo do HPLV foi devidamente montado, integrado e testado no laboratório de partículas elementares, na UFRJ.

Na Seção 5.1 é apresentado o respirador HEV, seu princípio de funcionamento, compo-

nentes elétricos e mecânicos, e finalmente, o protótipo montado no CERN. Na Seção 5.2, é introduzido o desenvolvimento do respirador HPLV. Nas suas subseções são apresentadas as atualizações realizadas a partir do HEV, a integração dos novos componentes, assim como o desenvolvimento feito na interface gráfica, incluindo a tradução. Finalmente, na última subseção são mostrados os testes realizados com o protótipo montado na UFRJ, utilizando o analisador de ventilação mecânica adquirido pelo projeto.

5.1 O projeto *High Energy Ventilator*

O HEV (*High Energy Ventilator*) [26, 27], é uma iniciativa do CERN e institutos parceiros ao redor do mundo. O objetivo principal é desenvolver um ventilador com alta qualidade, provendo o máximo de funcionalidades pelo menor custo possível. O desenvolvimento de um ventilador de alta qualidade como o HEV também tem como objetivo a definição de um método robusto de testes, com dispositivos adequados para a verificação. O *design* do HEV é baseado nas regulamentações e recomendações de importantes instituições internacionais de saúde: *Medicines and Healthcare products Regulatory Agency* (MHRA), *Association for the Advancement of Medical Instrumentation* (AAMI) e *World Health Organization* (WHO) [28–30]. A alta qualidade da ventilação do HEV se dá pelas características: respiração à pressão controlada, medida do volume, precisa sincronização com a respiração do paciente e controle da concentração de oxigênio do ciclo da respiração fornecida.

5.1.1 Princípio de funcionamento do HEV

O *design* do HEV, mostrado na Figura 5.2, é baseado no tanque central (*buffer*), que separa o circuito de entrada dos gases e o circuito responsável pela respiração do paciente. O ar e o oxigênio fornecidos pelo hospital são injetados no circuito separados, e depois passivamente misturados no interior do *buffer*. Uma vez que isso é alcançado, a válvula de saída do *buffer* é acionada, iniciando o ciclo de respiração. A válvula de inalação

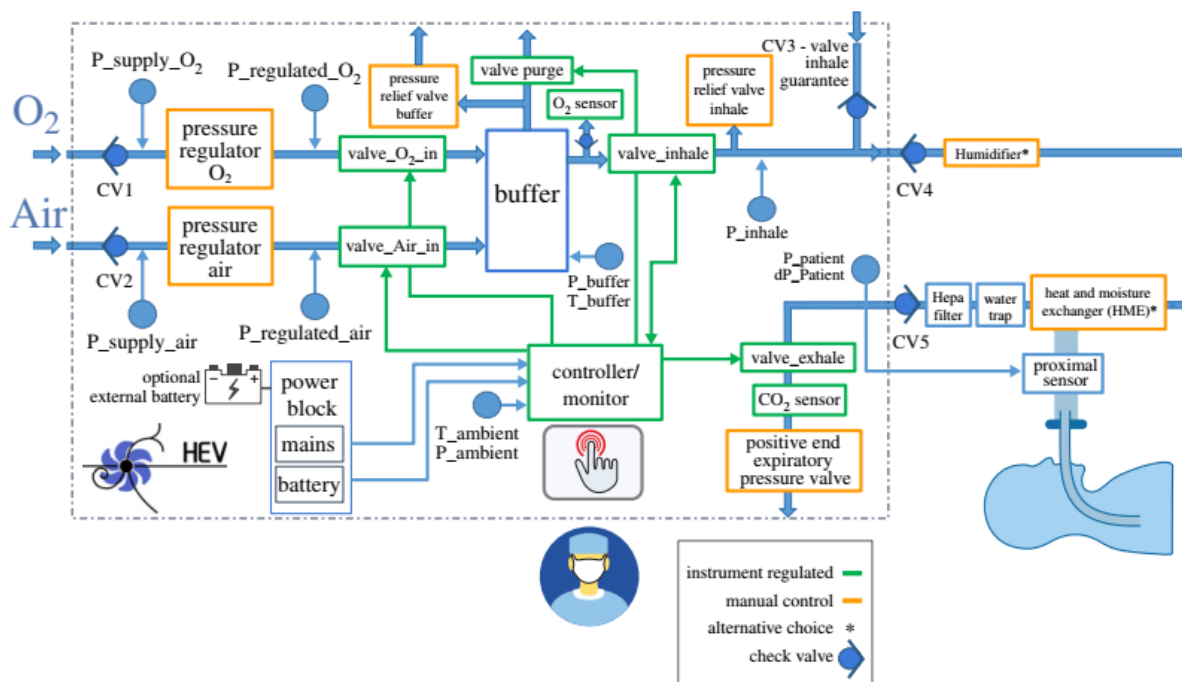


Figura 5.2: Funcionamento básico do circuito de respiração do *High Energy Ventilator*. Figura retirada de [27].

é controlada por um controlador PID (*Proportional-Integral-Derivative*), que permite a entrega estável de pressão. O algoritmo PID é desenvolvido para garantir que o sistema seja robusto a flutuações de fluxo ou pressão.

O conceito do *buffer* apresenta muitas vantagens operacionais. Em geral, a separação dos ciclos de preenchimento do *buffer* e expiração deixa o *design*, controle e seleção de componentes mais simples e menos custoso. Um estágio de regulação entre o fornecimento dos gases e o paciente aumenta a segurança e robustez, e faz o controle da pressão do paciente mais precisa. O volume do *buffer* também evita que o sistema de fornecimento de ar e O₂ precise ser apto para suportar o fluxo de 120 l/min necessário na fase de inalação. Além disso, como a mistura é feita passivamente dentro do *buffer* não é necessário comprar um misturador. A medida da concentração de O₂ é mais precisa quando feita em um volume de gás estático que em um fluxo.

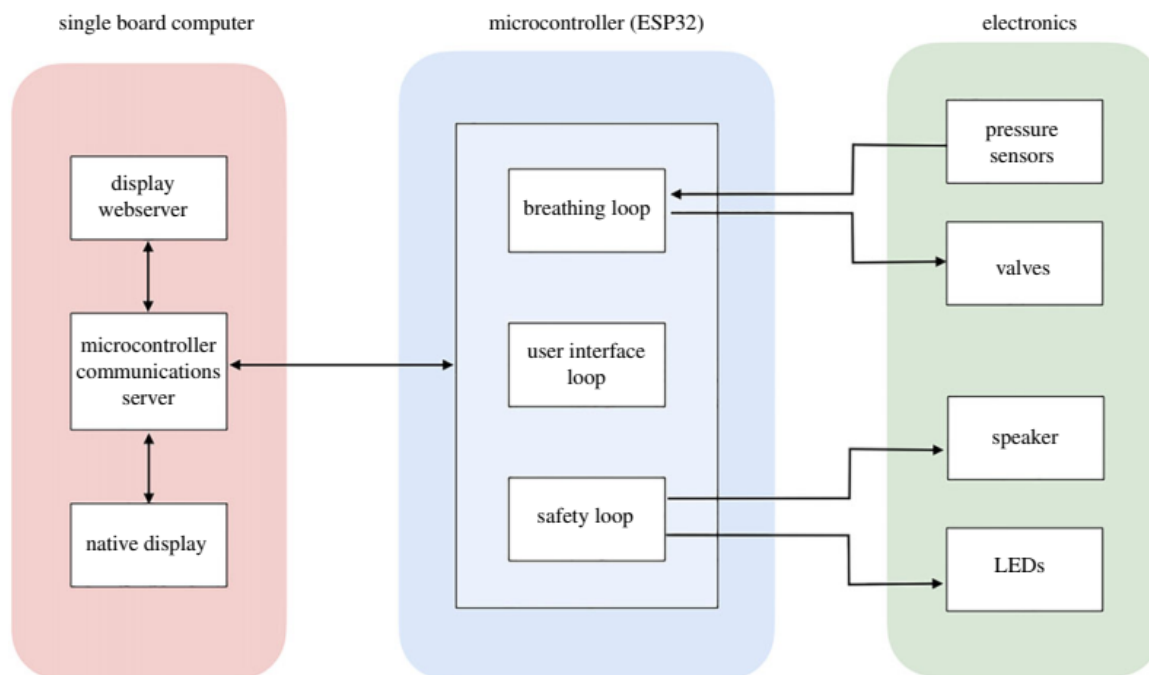


Figura 5.3: Diagrama com a arquitetura do HEV: Microcontrolador, *Single Board Computer* (SBC) e a eletrônica (sensores, válvulas, LEDs e o *speaker*). Figura retirada de [27].

5.1.2 Eletrônica, sistema de controle e interface gráfica

O *software* de controle do HEV é implementado diretamente no microcontrolador, que recebe os sinais dos sensores de pressão e das válvulas e realiza toda a operação do ventilador. Os dados dos sensores, assim como informações a cerca do estado de operação do ventilador, ficam armazenados na memória do microcontrolador e são enviados para um *Single Board Computer*¹ (SBC) para serem mostrados na tela. A Figura 5.3 mostra como os elementos do HEV estão distribuídos, tanto o *hardware* quanto *software*.

Para o protótipo do HEV, o microcontrolador ESP32² foi o escolhido devido à alta disponibilidade e baixo custo. O código do microcontrolador para o controle do ventilador é baseado no conceito de máquina de estado. Em uma máquina de estado, cada condição de respiração (baseada no tempo, acionamento das válvulas e *status* do sistema de alarme) corresponde a um determinado estado. O sistema muda de estado conforme a leitura

¹Computador de placa única, tradução literal

²<https://www.espressif.com/en/products/socs/esp32>

dos sensores de pressão, e cálculos de fluxo e volume, a fim de acionar as válvulas e prover oxigênio para o paciente. O microcontrolador é conectado ao SBC, que provê a interface gráfica do usuário através de uma tela *touchscreen*, usada tanto para mostrar informações quanto configurar o ventilador. As informações dos dados de sensores, assim como alterações na configuração do ventilador, são realizadas a partir da comunicação bidirecional existente entre o microcontrolador e o SBC. Tanto o microcontrolador quanto o SBC são mantidos fixos à placa principal do HEV por meio de conectores soldados na placa. Uma parte dessas conexões são ligadas aos sensores, e uma parte às válvulas, assim conectando o microcontrolador e o SBC aos mesmos, e entre si para estabelecer a comunicação. Os circuitos de condicionamento dos sinais, tanto de leitura dos sensores quanto do controle das válvulas, estão também na placa principal. Além disso, a mesma também contém sensores embutidos para monitorar e ajudar a resolver problemas, LEDs e um *buzzer* para informação ao usuário e alarmes.

O *software* do microcontrolador consiste de três principais processos (Fig. 5.3):

- O *loop* de respiração no microcontrolador, responsável por controlar as válvulas de maneira a corresponder aos modos de ventilação,
- O *loop* da interface no SBC, responsável por receber as informações do microcontrolador e mostrar na tela *touchscreen*, além de aceitar comandos enviados pela tela e enviar para o microcontrolador,
- O *loop* responsável pela segurança do ventilador, enviando alarmes quando o *status* do paciente ou do sistema desviar dos limites aceitáveis.

Para cada um desses *loops* uma máquina de estado é implementada para garantir que o ventilador tenha um comportamento cíclico e determinístico. Os estados operam de forma independente, com informações internas para passar de um para o outro. Essa arquitetura permite que cada estado seja testado individualmente verificando o estado final a partir

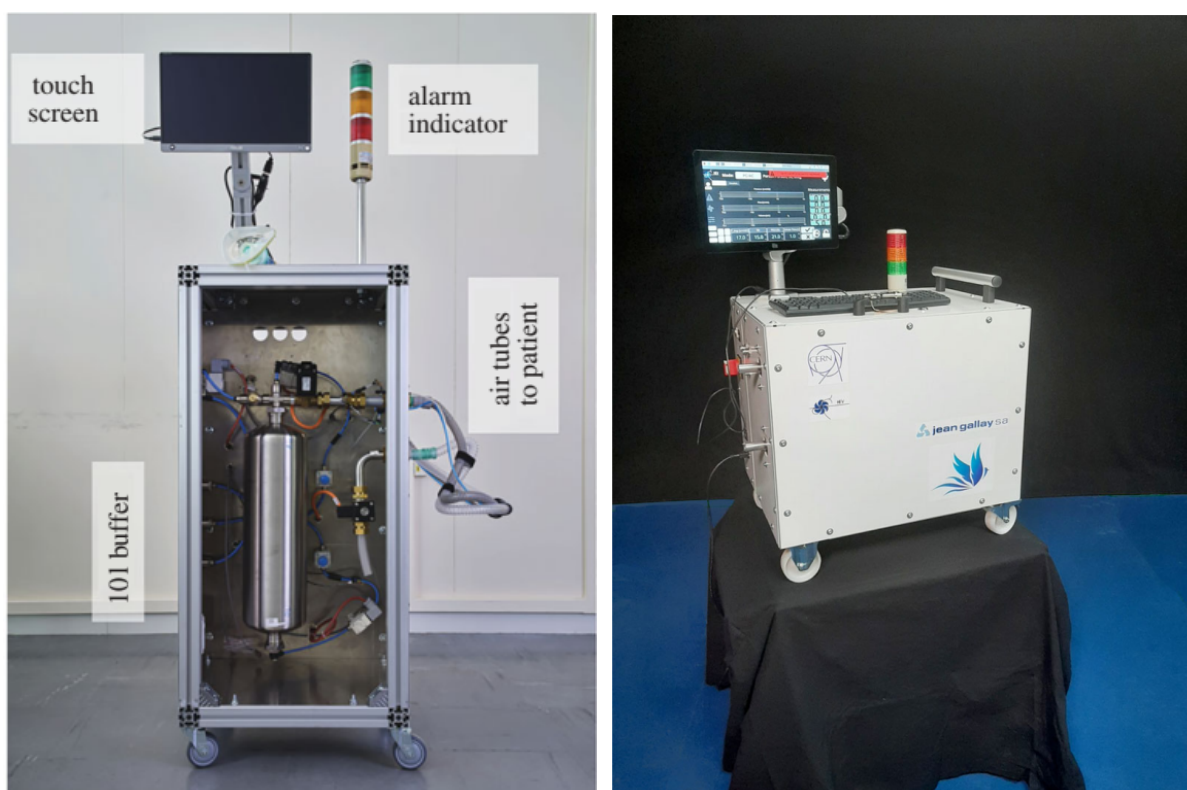


Figura 5.4: Esquerda: Frente do protótipo original aberto construído no CERN. Direita: HEV em versão compacta, a partir dos desenvolvimentos feitos para reduzir o formato. Retirada de [27].

de uma entrada específica. Todas as funções correspondentes à respiração do paciente são controladas pelo microcontrolador. Se a comunicação com o SBC é interrompida, alarmes serão mostrados, mas o ciclo de respiração e as funções de segurança continuam operando enquanto a conexão é restabelecida. Os dados do paciente, dos sensores, informação dos alarmes, e configurações do ventilador são armazenados no SBC e mostrados na interface gráfica do HEV. A interface do HEV foi construída com texto grande e claro, além de botões grandes e coloridos, de forma que um especialista não tenha dificuldade na configuração do respirador.

5.1.3 Protótipos do HEV

Inicialmente, três protótipos com *design* idêntico foram construídos nas instalações do CERN. O objetivo foi de permitir o trabalho em paralelo em diferentes aspectos do

ventilador. Um quarto protótipo foi desenvolvido no Instituto Galego de Física de Altas Energias na Universidade de Santiago de Compostela, com dois objetivos: demonstrar que o HEV poderia ser reproduzido facilmente fora do CERN e ser capaz de reduzir o tempo de produção do protótipo, o que ajudou no desenvolvimento do *software* de controle. Ainda, discussões com hospitais e médicos locais e internacionais ajudaram a melhorar o *design* do ventilador. A Figura 5.4 demonstra essa melhoria, produzindo um quarto protótipo mais compacto.

A versão final do protótipo é montada sobre rodas e, por ser mais compacto é mais estável, uma pessoa consegue transportá-lo sozinha. O gabinete é fechado por portas, o que deixa a limpeza interna e manutenção mais simples. Por segurança, a parte pneumática e elétrica são separadas, como nos protótipos anteriores. Na parte de fora do gabinete existem conectores padrões de entrada dos gases, o que faz com que o protótipo seja compatível com o sistema de fornecimento de ar e O_2 de qualquer hospital.

5.2 O projeto HPLV: desenvolvimento e testes

O desenvolvimento do HEV comprovou a capacidade de criação de um protótipo de alta qualidade e baixo custo. Porém, o caminho para a produção e comercialização de um ventilador é um processo longo, complexo e custoso. Para a criação de um ventilador comercial, a empresa responsável deve seguir uma série de normas e procedimentos: Testes elétricos e de *software*; Análise de riscos; Segurança e eficiência, Usabilidade (praticidade do uso); Certificação médica do dispositivo pelas autoridades regulatórias; Registro do produto; Documentação e treinamento para facilitar o uso [31]. No Brasil, a agência responsável pelo controle do desenvolvimento, regularização e certificação é a Anvisa (Agência Nacional de Vigilância Sanitária).

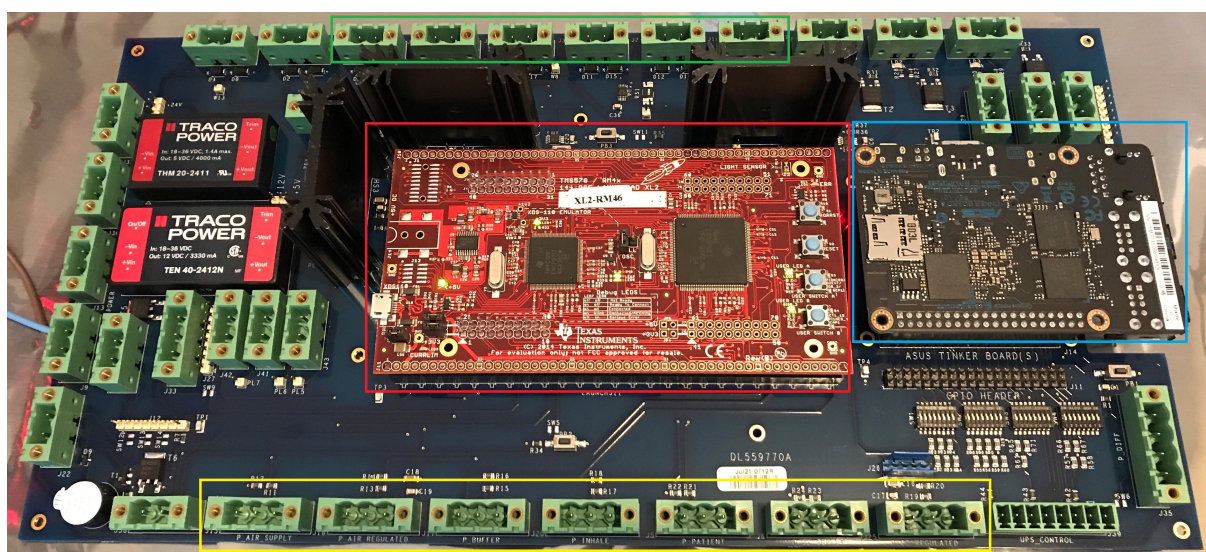


Figura 5.5: Placa-mãe do HPLV com as placas montadas: em vermelho o microcontrolador Hercules RM46, em verde os conectores dos quais saem os sinais de acionamento das válvulas, em amarelo os conectores dos sinais dos sensores de pressão, e em azul o SBC.

5.2.1 Atualizações e contribuições da UFRJ

Todo o princípio de funcionamento do HPLV é idêntico ao do HEV, tendo um *buffer* como componente central, válvulas e sensores similares. As principais diferenças estão na eletrônica, com a escolha de novos microcontrolador, SBC e placa mãe, mas também existem modificações nas peças pneumáticas. Um novo componente muito importante foi a nova bateria, certificada para o uso médico, com redundância no números de saídas. Caso ocorra uma queda de energia ou o respirador seja retirado da tomada, a nova bateria tem uma autonomia de duas horas. Com exceção da válvula proporcional, que disponibiliza pressão ao paciente, as outras válvulas são fabricadas no Brasil.

A nova placa mãe do respirador teve de ser inteiramente redesenhada, para que possa ser compatível com a pinagem dos novos microcontrolador e SBC. O microcontrolador e o SBC são mantidos fixos por meio de soquetes na placa mãe do ventilador, Fig. 5.5. Na placa mãe também existem conectores para os sensores e para as válvulas, que estão em contato com o microcontrolador. Dessa forma, o microcontrolador adquire os sinais dos sensores e atua sobre as válvulas a partir destes, tudo por meio da placa mãe. A

comunicação entre o microcontrolador e o SBC também ocorre por meio de trilhas na placa mãe que conecta os dois. Os LEDs de alarmes, *drivers* para o controle correto das válvulas e reguladores de tensão para prover a potência para todos os componentes são soldados na placa mãe.

Com a mudança do microcontrolador, o código de funcionamento do respirador teve de ser reescrito para se basear nas bibliotecas da nova placa. O código da interface gráfica também precisou ser reescrito, mudando da linguagem C para python, pois se entende que seja mais fácil fazer alterações oferecendo mobilidade e agilidade para a futura empresa interessada.

Nas próximas seções são mostradas algumas contribuições da UFRJ no projeto. No lado do *software*, foram realizados testes unitários para a interface gráfica, e também a tradução das telas do ventilador. No lado do *hardware*, todos os componentes do HPLV foram integrados e testados, e suas incompatibilidades resolvidas. Finalmente, um protótipo completo foi montado no LAPE e testado utilizando um analisador de ventilação mecânica.

Testes unitários

Uma importante contribuição feita pelo grupo da UFRJ no desenvolvimento do respirador foram os testes unitários na interface gráfica. Quando o grupo começou a trabalhar, a maior parte da interface já havia sido desenvolvida, utilizando a biblioteca Qt³.

A interface gráfica do HPLV, Figura 5.6, foi construída conforme os requisitos de usabilidade de código. Em particular, o *design* segue os seguintes requisitos:

- Respeito das diretrizes regulatórias para as quantidades (medidas) incluídas.
- Texto claro. Símbolos e gráficos que podem ser vistos do fim da cama hospitalar através de material de proteção.

³https://wiki.qt.io/Qt_for_Python



Figura 5.6: Telas do ventilador HPLV em funcionamento. Em cima, a interface mostra a tela padrão em inglês, mostrando os gráficos de pressão, volume e fluxo, acima à esquerda vemos um botão com a linguagem escolhida. Clicando no botão a interface mudará para português, tela detalhada abaixo, com gráficos mais detalhados.

- Cores neutras para operação normal; Mensagens e indicadores luminosos caso haja alarmes.
- Capacidade de travar/destravar a tela para evitar acidentes com *touchscreen*.
- Tela de confirmação para cada mudança de parâmetro.
- Informações de configuração e leitura claramente visíveis.

- Navegação simples: Nenhuma funcionalidade ou parâmetro devem estar separados a mais de dois cliques.
- A interface deve ser amigável a tela *touchscreen*: Itens dispostos longe o suficiente para evitar cliques indesejados.
- Familiaridade: o *design* deve ser familiar a médicos e clínicos, similar aos ventiladores que já existem.
- Seleção de linguagem, para melhorar a adaptabilidade regional.

A interface foi construída de forma bastante modular, ou seja, dividida em diversas classes com funções mais simples. Por um lado isso ajuda a entender o funcionamento do código, já que ele se resume a vários pequenos *scripts* ao invés de poucos códigos extensos e mais complexos. Mas também a modularidade viabiliza fazer testes no código de forma mais simples. Os testes unitários, ou testes de unidade, são verificações que são feitas nas menores divisões do código, como classes ou funções. No caso em que o código não está tão modularizado, esse tipo de testes são inviáveis, sendo necessário testar o código inteiro de uma vez. Isso pode afetar na testabilidade pois, quando não bem feitos, pode-se acabar deixando passar uma parte com falha, tendo no fim resultados satisfatórios porém não determinísticos.

A interface gráfica do HPLV foi construída conforme as exigências internacionais. Além disso, para sua construção, foi levada em consideração uma pesquisa de opinião de 29 fisioterapeutas de diversas regiões do Brasil para a escolha das funcionalidades e parâmetros de controle.

Os testes unitários da interface gráfica do HPLV foram feitos usando uma biblioteca do python chamada `pytest`⁴. O `pytest` facilita tanto na implementação do teste em si, como na visualização dos resultados e performance dos testes, pois tem uma interface

⁴<https://docs.pytest.org>

text_english.json	text_portuguese.json
1 {	1 {
2 "language_name": "English",	2 "language_name": "Portugues",
3 "start_button": "START",	3 "start_button": "INICIAR",
4 "stop_button": "STOP",	4 "stop_button": "PARAR",
5 "standby_button": "STANDBY",	5 "standby_button": "ESPERAR",
6 "PC/AC": "PC/AC",	6 "PC/AC": "VMC-PC",
7 "PC/AC-PRVC": "PC/AC-PRVC",	7 "PC/AC-PRVC": "VMC-PC-PRVC",
8 "PC-PSV": "PC-PSV",	8 "PC-PSV": "VMIS (PC+PSV)",
9 "CPAP": "CPAP",	9 "CPAP": "CPAP",
10 "bottombar_default_text": "Waiting for Data",	10 "bottombar_default_text": "Aguardando por Dados",
11 "alarm_table_header_timestamp": "Timestamp",	11 "alarm_table_header_timestamp": "Data-Hora",
12 "alarm_table_header_priority_level": "Priority Level",	12 "alarm_table_header_priority_level": "Nivel de Prioridade",
13 "alarm_table_header_alarm_code": "Alarm Code",	13 "alarm_table_header_alarm_code": "Cod. Alarme",
14 "alarm_table_header_duration": "Duration",	14 "alarm_table_header_duration": "Duracao do Alarme",
15 "PRIORITY_HIGH": "PRIORITY_HIGH",	15 "PRIORITY_HIGH": "ALTA_PRIORIDADE",
16 "PRIORITY_MEDIUM": "PRIORITY_MEDIUM",	16 "PRIORITY_MEDIUM": "MEDIA_PRIORIDADE",
17 "PRIORITY_LOW": "PRIORITY_LOW",	17 "PRIORITY_LOW": "BAIXA_PRIORIDADE",
18 "plot_axis_label_pressure": "Pressure [cmH ₂ O]",	18 "plot_axis_label_pressure": "Pressao [cmH ₂ O]",
19 "plot_axis_label_flow": "Flow [L/min]",	19 "plot_axis_label_flow": "Fluxo [L/min]",
20 "plot_axis_label_volume": "Volume [mL]",	20 "plot_axis_label_volume": "Volume [mL]",
21	21

Figura 5.7: Arquivos JSON usados na tradução das telas do ventilador. À esquerda o mapeamento dos elementos das telas em inglês, à direita o mesmo em português.

pronta. Um outro recurso interessante do pytest para quem testa interfaces gráficas é um robô capaz de clicar nos botões e ler textos na interface, automatizando todo o processo.

Um exemplo de como funcionam os testes unitários da interface é a função teste `test_get_updates_wrong_payload()`, usada para validar a função `get_updates()`. A função `get_updates()` verifica a comunicação entre o SBC e o microcontrolador em busca de nova informação. Essa comunicação se dá por meio de *payloads*, que são trechos de informação sobre o funcionamento do respirador. Os *payloads* são divididos entre informações de alarme, do ciclo, dos dados dos sensores, do controle, da bateria entre outros, cada um fornecendo informações de cada sistema. O que a função teste `test_get_updates_wrong_payload()` faz é inventar um *payload* sobre um sistema inexistente no respirador e garantir que o estado do mesmo não seja alterado. Esse teste é muito importante para evitar que um possível lixo na memória do SBC influencie no funcionamento do ventilador. Testes para garantir o funcionamento caso o *payload* seja válido também foram implementados, assim como para cada sistema, cobrindo todas as possibilidades.

Tradução da interface gráfica

A outra importante contribuição feita na interface gráfica foi a tradução das telas para o português, Figura 5.6. A tradução das telas foi implementada pensando em facilitar a adição de outras linguagens. Para essa implementação foi utilizado um tipo de arquivo de formatação de dados chamado **JSON** (*JavaScript Object Notation*)⁵. O JSON é um arquivo que utiliza um padrão de formatação atributo-valor, ou seja, como um dicionário. A Figura 5.7 mostra dois exemplos de arquivos usados para a implementação das telas do HPLV. À esquerda, temos os atributos e os valores utilizados para as telas em língua inglesa. À direita estão as configurações usadas para implementação das telas em português.

Com esse método todos os textos, incluindo botões, legenda e título de gráficos, configurações do paciente, entre outros, são criados apenas utilizando os atributos. Uma variável no código do ventilador é responsável por indicar qual a linguagem atual da interface, basicamente apontando pro arquivo JSON da mesma. Dessa forma, todos os textos que são mostrados na tela do respirador têm a linguagem que a variável responsável aponta. Para adicionar uma nova linguagem, é necessário apenas criar um novo arquivo JSON para a mesma e inserir a mesma na lista de linguagens do ventilador. Sem esse método, seria necessário rastrear todos os textos mostrados no código e modificá-los, um trabalho muito árduo e com grande potencial de erros.

Integração dos componentes do HPLV

Uma vez que o *software* e o *firmware* do HPLV foram desenvolvidos e testados, os circuitos mecânico e eletrônico puderam ser montados. *Firmware* é o nome que se dá ao código que é escrito para controle direto do *hardware*, sendo, portanto, a parte que controla o microcontrolador. Para ser compatível com as normas de segurança, o microcontrolador do HEV foi substituído por um mais robusto, da empresa *Texas Instruments*, o Hercules

⁵<http://json.org/json-pt.html>

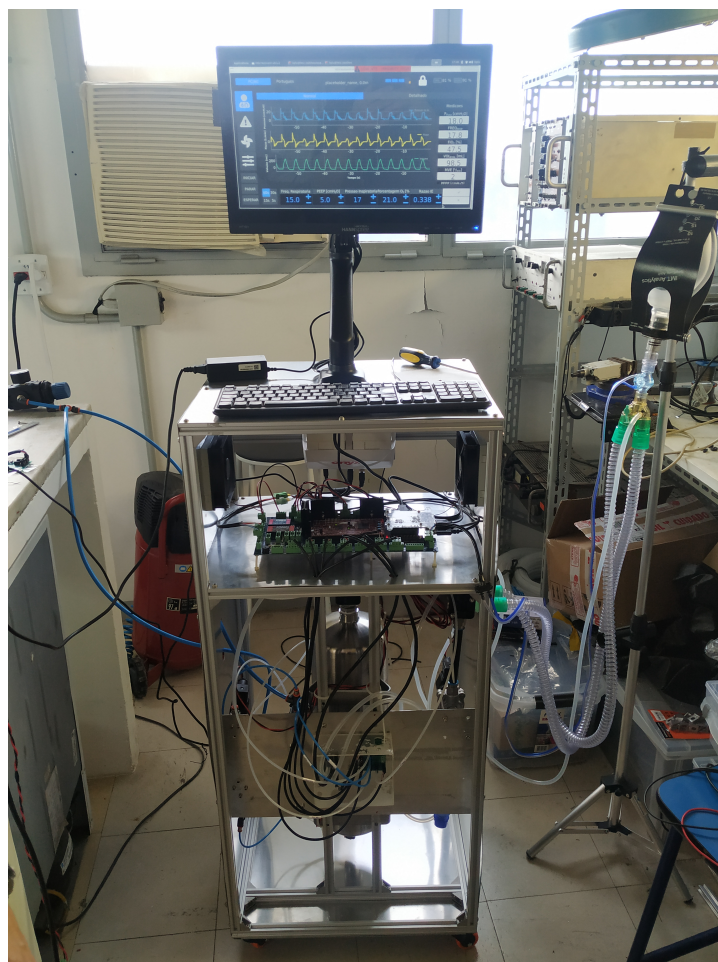


Figura 5.8: Foto do protótipo do HPLV em funcionamento no LAPE. Na divisão superior estão a placa-mãe, a bateria e as conexões dos sensores. Na divisão inferior estão o *buffer*, as válvulas e os sensores de pressão. Em cima do protótipo está o braço articulado com a tela *touchscreen*. À direita na foto vemos o pulmão artificial usado para os testes. Embaixo à esquerda (em vermelho) é o compressor de ar usado para encher o *buffer* durante os testes.

RM46⁶, em vermelho na Fig. 5.5. O Hercules RM46 é um microcontrolador de baixo custo projetado para ser utilizado em sistemas que necessitam de alta segurança. A principal diferença entre o RM46 e o antigo microcontrolador é a redundância, incluindo no processador. O Hercules tem dois núcleos de processadores funcionando em paralelo realizando a mesma tarefa, enquanto o ESP32 tem apenas um. Essa característica dá ao Hercules uma maior robustez, pois quando um dos núcleos falha, o outro continua funcionando

⁶<https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL2-RM46>

garantindo a operação. Fora a arquitetura interna diferente, todas as características dos dois microcontroladores são parecidas. Os dois têm uma quantidade suficiente de entradas e saídas, tanto digitais quanto analógicas. Em termos de comunicação também os dois suportam o protocolo utilizado pelo HEV para transferência de dados entre o microcontrolador e o SBC.

Durante a integração dos componentes elétricos e mecânicos, o código do microcontrolador teve de ser alterado para suportar os sensores de pressão e realizar o funcionamento correto da válvula proporcional. No entanto, quando toda a montagem da placa-mãe e partes pneumáticas foi realizada e foi dado o início dos testes, percebeu-se que os sensores de pressão não mediam corretamente. Depois de muitos testes nos sensores e componentes e alterações no código, descobriu-se que o problema se dava nos resistores responsáveis pela divisão de tensão dos sensores.

A princípio os sinais de saída dos sensores são analógicos com tensão máxima em 5 V. Portanto, o sensor mais sensível mede no máximo 10 bar e quando se coloca essa pressão na sua entrada, a saída elétrica é de 5 V. No entanto, a entrada analógica do microcontrolador tem como tensão de referência 3.3 V, sendo a tensão máxima medida em cada canal. A tarefa do divisor de tensão é transformar 5 V da saída dos sensores em uma tensão que o microcontrolador possa medir. No caso do HEV, foram escolhidos dois resistores de 100 k Ω , o que transforma a tensão de saída do sensor em 2.5 V, fazendo possível realizar medidas no ESP32.

Esses valores de resistores foram herdados pelo HPLV, mas como o microcontrolador foi substituído, não foi mais possível realizar essa medida, pois os canais de ADC (Conversor analógico-digital) do RM46 são diferentes. O valor alto de resistência no canal do ADC do RM46 aumenta a impedância de entrada e compromete a conversão dos sinais. No caso do ESP32, o ADC tem um amplificador que reduz a impedância de entrada dos canais, isolando a entrada do ADC. Portanto, os resistores do divisor de tensão tiveram que ser substituídos por resistores de apenas 800 Ω para que os sensores de pressão pudessem ser

medidos. Essa substituição garantiu que os sensores pudessem ser medidos, mas não com a mesma qualidade dos sensores do HEV.

Uma alteração muito mais complexa é necessária na entrada dos sensores de pressão. Filtros devem ser adicionados para condicionar melhor os sinais, até mesmo adicionando amplificadores, o que impacta a topologia, a alimentação e na potência dissipada da placa-mãe. Para minimizar o ruído nos sensores de pressão, o código foi alterado para tomar uma média dos sinais a cada 100 ms, com uma aquisição a cada 10 ms.

Montagem do protótipo do HPLV no LAPE

Uma vez que todos os componentes eletrônicos e mecânicos foram devidamente integrados, foi montado o protótipo do HPLV, Fig. 5.8. A estrutura do protótipo foi construído com chapas de alumínio na parte superior, inferior, em dois dos lados e no meio para separar as partes mecânica e eletrônica. Toda a estrutura do protótipo foi feita usando perfis modulares de alumínio, o que torna sua montagem muito mais fácil. Para completar duas portas de alumínio foram colocadas, assim podendo abrir o protótipo por dois lados para facilitar na manutenção.

Na metade inferior, foram colocadas todas as peças mecânicas: *buffer*, válvulas, tubos, e também os sensores de pressão. São medidas cinco pressões: do *buffer*, da entrada do paciente, e nas entradas e saídas de ar e O₂. Também existem seis válvulas: a proporcional para a inspiração do paciente, a da purga do *buffer*, uma para entrada de O₂, uma para entrada de ar, a válvula da expiração e a válvula PEEP (*Positive End-Expiratory Pressure*). A PEEP é a pressão existente no final do ciclo respiratório, ao fim da expiração. Na metade superior estão a placa-mãe, a bateria, as conexões dos sensores e ventiladores para evitar aquecimento da eletrônica. Essa divisão pode evitar acidentes, pois o vazamento de ar rico em oxigênio poderia catalisar um possível princípio de incêndio causado por aquecimento da eletrônica por exemplo. Também na metade superior foi colocado um botão, que não estava previsto no projeto original, para ligar e desligar o respirador. O

botão tem dois LEDs, verde e vermelho, o vermelho foi usado para indicar se o respirador está conectado à rede elétrica, enquanto o verde indica se o mesmo está ligado. Em cima do protótipo foi fixado um braço mecânico para a tela *touchscreen*, como mostrado na foto, possibilitando movimentar a tela em todas as direções.

Toda a integração dos componentes foi realizada em uma bancada de testes, primeiramente, somente com a placa mãe, e o microcontrolador e o SBC conectados. Depois que esses componentes foram devidamente testados conectados, e garantiu-se que a comunicação entre eles estava correta, foram conectados os sensores. Por meio da comunicação foi possível saber se o sinal dos sensores na medida do microcontrolador estava correta, já vendo gráficos dos mesmos na tela.

O próximo passo foi conectar as válvulas e garantir que cada uma delas estava funcionando corretamente. Houve um problema na definição da frequência em que a válvula proporcional estava operando, muito acima do que seria esperado, 500 Hz. Essa configuração foi redefinida no código do microcontrolador e assim, as válvulas estavam prontas para serem testadas com o código do microcontrolador. Finalmente, o último passo, com tudo montado e integrado, foi colocar o código do microcontrolador para funcionar com todos os sensores e válvulas e testar o ciclo de respiração com um pulmão artificial. Sendo assim, durante a fase de montagem do protótipo tudo já estava integrado e testado, de forma que, não houve dificuldades em colocar toda eletrônica e pneumática do ventilador dentro da estrutura do mesmo.

Testes com analisador de ventilação mecânica

Para realizar testes mais precisos com o respirador foi utilizado um analisador de ventilação mecânica. Esse aparelho é capaz de fazer medições de pressão, volume, fluxo, umidade, temperatura e concentração de oxigênio. O analisador adquirido foi o Neos AVM100, um dispositivo nacional, sendo, portanto, baseado nas normas brasileiras de valores de pressão e volume, o que é uma grande vantagem. O AVM100 também tem co-

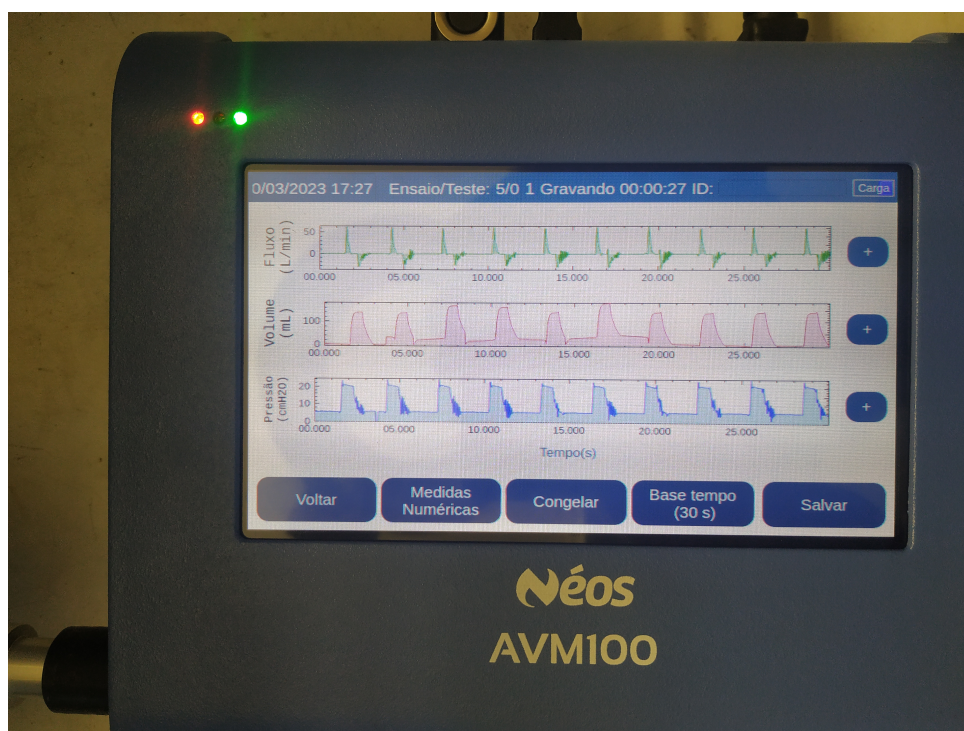


Figura 5.9: Gráficos de fluxo, volume e pressão de um ensaio feito com o protótipo do LAPE, o ruído no ciclo expiratório se deve à trepidações da válvula PEEP.

nexões que facilitam a comunicação com um computador, sendo possível também extrair os dados dos ensaios em um *pendrive*.

Para realizar os testes, a saída para o paciente do ventilador foi conectada à entrada do analisador, e na saída do mesmo foi conectado o pulmão artificial. A Figura 5.9 mostra um ensaio feito com o protótipo com gráficos de pressão, volume e fluxo. No ensaio, a pressão de pico configurada na tela do ventilador foi 20 cmH₂O, e a PEEP em 5 cmH₂O. Nota-se que o fluxo tem uma oscilação no ciclo expiratório, isso se deve à trepidação da válvula PEEP. Quando a válvula foi ajustada para valores menores da PEEP, esse ruído diminuiu consideravelmente, desaparecendo para PEEP próxima de zero. A válvula PEEP é um acessório externo, e portanto, pode ser otimizado substituindo a existente por modelos de tecnologia ou qualidade superior.

Para realizar testes com o protótipo foram escolhidos três valores de pressão (20, 25 e 30 cmH₂O), e três valores de frequência respiratória (10, 15, 20 bpm) como recomendado

P_{tela} (cmH ₂ O)	FR _{tela} (bpm)	P_{medido} (cmH ₂ O)	FR _{medido} (bpm)	P_{pico} (cmH ₂ O)	PEEP _{medido} (cmH ₂ O)
20	10	21 ± 1	9.9 ± 0.1	26 ± 2	5 ± 1
20	15	20 ± 1	14.8 ± 0.2	24 ± 1	5 ± 1
20	20	20 ± 2	19.4 ± 0.5	23 ± 2	5 ± 1
25	10	26 ± 1	10 ± 1	32 ± 1	5 ± 1
25	15	25 ± 1	14.8 ± 0.2	31 ± 1	6 ± 1
25	20	26 ± 2	19.8 ± 0.2	29 ± 1	6 ± 1
30	10	30 ± 2	9.9 ± 0.2	38 ± 2	5 ± 2
30	15	30 ± 2	14.8 ± 0.2	38 ± 2	5 ± 1
30	20	31 ± 2	19.8 ± 0.2	36 ± 2	6 ± 1

Tabela 5.1: Dados medidos pelo analisador para cada um dos nove ensaios feitos. Foram escolhidos três diferentes pressões e frequências respiratórias, configuradas na tela do respirador. As medições de P_{medido} e FR_{medido} são referentes ao platô, enquanto P_{pico} é o valor máximo medido de pressão em cada inspiração.

em [31,32]. Por causa do ruído no ciclo expiratório, o *trigger* de respiração do analisador foi comprometido, implicando em erros no cálculo da pressão média feito pelo analisador, sendo uma desvantagem do mesmo.

A Tabela 5.1 mostra os dados escolhidos na configuração do respirador e os dados medidos pelo analisador. O analisador faz medidas ao longo do tempo, sendo assim o cálculo da pressão de platô (P_{medido} na Tabela 5.1) foi feito a partir da média dos valores quando os dados estabilizavam (o platô). Já os dados do P_{pico} são as medidas de maior valor encontrado no ciclo de respiração do analisador.

O conjunto de pressão P_{tela} e frequência respiratória FR_{tela} são os valores configurados na tela *touchscreen* do respirador para realização dos testes. O conjunto das pressões P_{medido} , P_{pico} e PEEP, e a frequência respiratória FR_{medida} são os valores que foram medidos pelo analisador.

Da tabela, vemos que as medidas da pressão de platô são coerentes com a pressão escolhida na tela do respirador, e também são estáveis como visto na Fig. 5.9. As medidas da frequência respiratória também se mostram coerentes com os valores escolhidos. No entanto, os valores de pico da pressão se mostraram de 20 a 30% acima da pressão configurada na tela do protótipo. Em comparação, testes de desempenho no HEV apresentaram

menos de 10% de variação no pico da pressão [32]. A explicação mais plausível para essa diferença pode estar no condicionamento dos sinais. O controle da válvula proporcional depende dos sinais dos sensores de pressão, devido ao controle PID. O ruído na leitura dos sensores resulta na quantidade errada de pressão no pulmão do paciente. À medida que mais leituras são feitas, existe uma compensação, gerando o bom comportamento do platô.

Embora a válvula PEEP tenha gerado ruído no ciclo expiratório, as medidas da PEEP foram condizentes com o valor real de 5 cmH₂O. A instabilidade da válvula PEEP deve ser estudada, sendo uma possibilidade a troca por outro modelo, ou usar outro método para manter a pressão positiva ao fim do ciclo. Para melhorar os sinais dos sensores, uma nova placa-mãe deverá ser desenhada, com filtros eletrônicos funcionando juntamente com os novos resistores. Uma outra possibilidade é utilizar filtros digitais mais complexos no *software* para reduzir o ruído dos sensores.

Capítulo 6

Conclusão

Nessa dissertação foram apresentados dois trabalhos. Na primeira parte, foram apresentados a caracterização dos novos sensores de *pixels* do experimento LHCb e um novo método para estimar fluências no experimento. Na segunda parte, foi apresentado o protótipo do ventilador mecânico HPLV, seu desenvolvimento, a integração, a montagem e os testes feitos no LAPE.

O experimento LHCb, no CERN, passou por uma grande atualização de seus detectores e sistemas para o início do *Run III*. Um de seus sub-detectores, o VELO, sofreu uma mudança muito importante, seus sensores de tiras foram substituídos por sensores de *pixels*. Essa grande mudança nos sensores foi acompanhada pela atualização na eletrônica de leitura, que foi também substituída pelos novos *chips* Velopix. O novo VELO é capaz de suportar a radiação e nova taxa de aquisição de dados que será necessária para o detector funcionar nas novas condições do *Run III*.

A fim de acompanhar a performance e funcionamento do novo detector, são necessários estudos de caracterização e novos métodos para auxiliar o monitoramento do novo VELO. Para estudar a caracterização dos novos sensores de *pixels* de silício do LHCb, foi montada uma configuração experimental com sistemas de vácuo, de resfriamento, de leitura de toda eletrônica dos sensores e de monitoramento de temperatura e corrente. Um programa em LabView auxiliou todo o funcionamento e tomada de dados de temperatura e corrente da

configuração.

Os sensores foram irradiados por prótons de 24 GeV até atingirem uma fluência da ordem de $10^{15} \text{ } n_{eq} 1 \text{ MeV/cm}^2$. Foram caracterizados tanto os sensores irradiados quanto os não irradiados, registrando sua curva IV (corrente vs tensão elétrica) e o comportamento da corrente do sensor com a temperatura. Foi estudado, também, como a corrente dos sensores varia com a fluência, aproveitando para testar um novo método que estima a fluência a partir dos dados de ruído eletrônico. Primeiramente, se mede o ruído eletrônico de cada *pixel* do sensor e a corrente total do mesmo, então, por uma equação, calcula-se a corrente esperada para cada *pixel*. O próximo passo do método é utilizar uma relação entre corrente e fluência para estimar a fluência que cada *pixel* do sensor foi exposto.

A partir dos resultados do novo método para estimativa da fluência no experimento, vemos que o método é promissor, sendo capaz de estimar a fluência razoavelmente para sensores altamente irradiados. Ficou claro, nos resultados, que para fluências baixas, a componente capacitiva do ruído eletrônico tem peso grande, comprometendo o cálculo das fluências. Uma limitação do experimento é a precisão da medida da temperatura, que compromete o cálculo da fluência, à medida que foi utilizada uma conversão de temperaturas no cálculo da corrente. Uma configuração experimental capaz de medir temperaturas com maior precisão, e mais próximo possível ao sensor, se faz necessária, a fim de se obter uma estimativa mais precisa da fluência.

Devido à pandemia do COVID-19, esta dissertação foi direcionada para o desenvolvimento e montagem do protótipo do ventilador HPLV. Baseado no respirador HEV, o HPLV foi proposto para levar o projeto do mesmo para os últimos passos até a produção. Para a produção de um respirador de alta qualidade, são necessários desenvolvimento, reengenharia e testes, podendo levar anos até o produto final. O objetivo deste trabalho é auxiliar no desenvolvimento do respirador como um todo, tanto na parte de *software*, no *hardware*, na reengenharia das partes e montagem do protótipo.

Na primeira parte do trabalho, foi feito o desenvolvimento da interface gráfica do

respirador, sendo realizados os testes unitários para garantir o funcionamento da mesma. Também nessa parte foi desenvolvida a tradução da tela do respirador para o português, incluindo arquivos de configuração que facilitam a tradução. A partir desses arquivos de configuração, é possível incluir novas linguagens simplesmente acrescentando outros arquivos, ao invés de modificar todo o código da interface.

Na segunda parte do trabalho, foi realizada a integração de todos os sistemas do respirador: *software*, microcontrolador, eletrônica, sensores, válvulas. Nessa parte foi encontrada uma necessidade de reengenharia na saída dos sensores, deve-se incluir filtros para melhoria da leitura dos mesmos. Também foi descoberto que a válvula proporcional estava funcionando com frequência muito acima da recomendada, onde a mesma foi alterada para o valor de 500 Hz. Ao fim, a integração foi realizada e o funcionamento do princípio do respirador pôde ser comprovado.

Na terceira parte, um protótipo do HPLV foi montado no LAPE, cuja estrutura foi feita com perfis e chapas de alumínio, com uma porta na frente e outra atrás. O interior da estrutura foi dividido em duas partes, a parte superior com a eletrônica do ventilador e a parte inferior com os componentes pneumáticos. A eletrônica do ventilador compreende uma placa mãe, com um microcontrolador e um mini-computador conectados na mesma, assim como conexões para os sensores de pressão e válvulas, uma bateria para alimentação dos componentes e ventoinhas para arrefecer o ambiente. Também nessa parte foi montada na linha elétrica da bateria um botão com LEDs, capaz de indicar se a bateria do respirador está ligada e se o próprio respirador está em funcionamento. Na parte pneumática estão um cilindro que armazena os gases, as válvulas e os sensores, e os reguladores de pressão.

Após a montagem do respirador, foram realizados testes com um analisador de ventilação mecânica no LAPE, onde foram variadas a taxa de respiração e amplitude da pressão de pico do mesmo. Os testes realizados usando o analisador mostram que o protótipo funciona como esperado, provendo as pressão necessárias para a respiração do

paciente, em cada configuração de frequência respiratória e platô de pressão testados. Os valores de pico do protótipo demonstram que o mesmo não apresenta riscos para o paciente, sendo condizente com outros respiradores.

Ao final do desenvolvimento, após todas as atualizações e testes realizados no ventilador, o projeto foi entregue ao Departamento de Transferência de Conhecimento do CERN (*CERN Knowledge Transfer*) [33]. Através do CERN KT, o projeto está disponível para licenciamento por futuras empresas interessadas, para que todo o conhecimento possa ser passado para a mesma, e ela possa encaminhar o ventilador para produção.

Bibliografia

- [1] LHCb collaboration, A. A. Alves, Jr. *et al.*, *The LHCb Detector at the LHC*, JINST **3** (2008) S08005. 1, 30
- [2] L. Rossi, P. Fischer, T. Rohe, and N. Wermes, *Pixel Detectors: From Fundamentals to Applications*, Particle Acceleration and Detection, Springer, 1st edition. ed., 2009. 5, 9
- [3] K. Kano, *Semiconductor Devices*, Prentice Hall, 1997. 7, 8
- [4] F. Hartmann, *Evolution of Silicon Sensor Technology in Particle Physics (Springer Tracts in Modern Physics)*, 1 ed., 2008. 8, 19, 20, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 40
- [5] G. F. Knoll, *Radiation Detection and Measurement*, 3rd ed., John Wiley and Sons, New York, 3rd edition ed., 2000. 11, 17
- [6] Particle Data Group, R. L. Workman *et al.*, *Review of Particle Physics*, PTEP **2022** (2022) 083C01. 11, 12, 13, 14, 15, 16
- [7] T. Poikela, *Readout Architectures for Hybrid Pixel Detector Readout Chips*, PhD thesis, 2015. 21, 37
- [8] M. Moll, *Radiation damage in silicon particle detectors. Microscopic defects and macroscopic properties*, 1999. 26
- [9] K. Akiba *et al.*, *Radiation Damage Effects and Operation of the LHCb Vertex Locator*, IEEE Transactions on Nuclear Science **65** (2018) 1127. 27, 66

- [10] LHCb collaboration, R. Aaij and other, *LHCb VELO Upgrade Technical Design Report*, . 30, 31, 32, 33, 39
- [11] LHCb collaboration, R. Aaij *et al.*, *The LHCb upgrade I*, [arXiv:2305.10515](https://arxiv.org/abs/2305.10515). 30, 33, 68
- [12] T. Poikela *et al.*, *VeloPix: the pixel ASIC for the LHCb upgrade*, Journal of Instrumentation **10** (2015) C01057. 34, 36
- [13] X. Llopart *et al.*, *Timepix, a 65k programmable pixel readout chip for arrival time, energy and/or photon counting measurements*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment **581** (2007) 485, VCI 2007. 34, 36
- [14] O. A. de Aguiar Francisco *et al.*, *Microchannel cooling for the LHCb VELO Upgrade I*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment **1039** (2022) 166874. 35
- [15] M. V. B. Pinto, *Caracterização do TimePix3 e de sensores resistentes à radiação para upgrade do VELO*, 2016. 37, 41, 42, 43, 51, 53
- [16] F. J. DiSalvo, *Thermoelectric Cooling and Power Generation*, Science **285** (1999) 703, [arXiv:https://www.science.org/doi/pdf/10.1126/science.285.5428.703](https://www.science.org/doi/pdf/10.1126/science.285.5428.703). 48
- [17] P. Durante *et al.*, *MiniDAQ1: A Compact Data Acquisition System for GBT Readout over 10G Ethernet at LHCb*, Springer Proc. Phys. **212** (2018) 332. 50
- [18] B. Gkotse, M. Glaser, M. Moll, and F. Ravotti, *IRRAD: The New 24 GeV/c Proton Irradiation Facility at CERN*, in *12th International Topical Meeting on Nuclear Applications of Accelerators*, 2015. 50
- [19] V. Franco, *VELO Upgrade - IV Update*, University Presentation, 2018. University of Liverpool. 53

- [20] A. Chilingarov, *Generation current temperature scaling*, 2011. RD50-2011-001. 55, 58, 62, 65
- [21] S. Wonsak *et al.*, *Measurements of the reverse current of highly irradiated silicon sensors*, Nucl. Instrum. Meth. A **796** (2015) 126. 58, 59, 60, 61, 62, 63, 67, 72
- [22] Å. Folkestad *et al.*, *Development of a silicon bulk radiation damage model for Sentaurus TCAD*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment **874** (2017) 94. 64
- [23] R. Brun *et al.*, *root-project/root: v6.18/02*, 2019. doi: 10.5281/zenodo.3895860. 65
- [24] F. Wizemann, A. Gisen, K. Kröninger, and J. Weingarten, *Temperature scaling of reverse current generated in proton irradiated silicon bulk*, Journal of Instrumentation **14** (2019) P07008–P07008. 66
- [25] K. V. M. d. S. Noronha *et al.*, *Pandemia por COVID-19 no Brasil: análise da demanda e da oferta de leitos hospitalares e equipamentos de ventilação assistida segundo diferentes cenários*, Cadernos de Saúde Pública **36** (2020) . 74, 75
- [26] J. Buytaert *et al.*, *The HEV Ventilator Proposal*, 2020. doi: 10.48550/ARXIV.2004.00534. 77
- [27] J. Buytaert, P. Collins *et al.*, *The HEV Ventilator: At the Interface Between Particle Physics And Biomedical Engineering*, R. Soc. Open Sci. **9** (2022) . 77, 78, 79, 81
- [28] EU. *2020 Guidance on medical devices, active implantable medical devices and in vitro diagnostic medical devices in the COVID-19 context*, 2020. 77
- [29] A. for the Advancement of Medical Instrumentation, *2020 Emergency Use ventilator(EUV) design guidance, revision 1.2*, 2020. 77

- [30] W. H. Organization, *2020 Technical specifications for invasive and non-invasive ventilators for COVID-19: Interim guidance, 15 April 2020 [Technical documents]*. World Health Organization, 2020. 77
- [31] ANVISA, *Desenvolvimento e Regularização de Ventiladores Pulmonares - Emergência COVID-19*, 2020. 82, 94
- [32] N. Tachatos *et al.*, *Testing of pandemic ventilators under early and agile development*, *Frontiers in Medical Technology* 4 (2022) . 94, 95
- [33] CERN Knowledge Transfer department, *High-quality, Low-cost Medical Ventilator*, <https://kt.cern/technologies/high-quality-low-cost-medical-ventilator>. Accessed: 2023-01-02. 99