

Elektronische Charakterisierung von DC-DC-Konvertern zur Spannungsversorgung des CMS-Spurdetektors am SLHC

von
Rüdiger Jussen

Diplomarbeit in Physik

vorgelegt der
Fakultät für Mathematik, Informatik und Naturwissenschaften
der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen
im April 2009

angefertigt im
I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen
Prof. Dr. Lutz Feld

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Der Large Hadron Collider	3
3	Das Compact Muon Solenoid Experiment	5
3.1	Der Siliziumstreifendetektor	6
4	Der Super-LHC und der geplante Ausbau des CMS-Detektors	11
4.1	Der SLHC	11
4.2	Physikalische Motivation für den Ausbau	12
4.3	Der Ausbau des CMS-Detektors	13
5	Serielle Stromversorgung und Gleichstromkonversion	17
5.1	Serielle Stromversorgung	17
5.2	Spannungsversorgung mit Gleichstromkonvertern	18
6	DC-DC-Konverter im Detail	21
6.1	Einführung	21
6.2	Kommerzielle Konverter	24
6.2.1	Enpirion EN5312QI	24
6.2.2	Enpirion EQ5382D	25
6.2.3	Micrel MIC3385	25
6.3	Nichtkommerzielle Konverter	28
6.3.1	Der CERN Konverter SWREG2	28
6.3.2	Die LBNL Ladungspumpe	28
6.4	Linearregler mit geringem Spannungsabfall	30
6.5	Konverterintegration	30
6.5.1	Integration der kommerziellen Konverter	30
6.5.2	Integration des CERN Konverters	32
6.5.3	Integration der LBNL Ladungspumpe	33
6.6	Messung des Tastverhältnisses D mit Nahfeldsonden	35

7	Effizienzmessung	37
7.1	Einleitung und Grundlagen	37
7.1.1	Das Testsystem zur Effizienzmessung	38
7.2	Effizienzen der kommerziellen Konverter	39
7.2.1	Konverter mit internen Spulen	39
7.2.2	Konverter mit externen Spulen	42
7.2.3	Effizienz von Converttern mit Linearreglern (LDO-Regulatoren)	42
7.2.4	Auswirkung von Spulenschirmung auf die Effizienz von Converttern	44
7.2.5	Effizienzen des Micrel Konverters	44
7.3	Effizienz des CERN Konverters	45
7.4	Effizienzen der Ladungspumpen	47
7.5	Zusammenfassung der Ergebnisse	47
8	Magnetfeldmessung	49
8.1	Durchführung der Magnetfeldmessung am Forschungszentrum Jülich	49
8.2	Magnetfeldresistenz der Konverter	51
8.2.1	Enpirion Konverter mit ferromagnetischer Spule	51
8.2.2	Enpirion Konverter mit Luftspule	51
8.2.3	Der CERN Konverter SWREG2	53
8.2.4	Die LBNL Ladungspumpen	53
9	Spektrumanalyse	55
9.1	Das Testsystem	55
9.2	Gleich- und Gegentaktsignale	57
9.3	Der Spektrumanalysator	58
9.4	Spektren der Enpirion Konverter	60
9.4.1	Einführung – Spektren des TypL-Int	60
9.4.2	Konverter mit nur einer Ausgangsspannung – 1,25 V oder 2,50 V	61
9.4.3	Variation der Eingangsspannung beim TypL-Int	63
9.4.4	TypL-Int und TypS-Int im Vergleich	64
9.4.5	Wirkung des LDO-Regulators auf das Ausgangsrauschen	65
9.4.6	Konverter mit externer Spule	65
9.5	Spektren des Micrel Konverters TypL-Mic	66
9.6	Spektren des SWREG2 Konverters	66
9.7	Spektren der LBNL Ladungspumpen	67
10	Störfestigkeitsmessung	71
10.1	Einleitung und Beschreibung des Einstreuteststands	71
10.2	Vorbereitende Untersuchungen mit Gegentaktstörungen	74
10.3	Störfestigkeit der Detektormodule	78
10.4	Testmessungen	81
10.5	Korrelation zwischen Spektralanalysemessung und Systemtestmessung	82

11 Zusammenfassung und Ausblick	85
A Konverterplatinen der kommerziellen Konverter	87
A.1 Enpirion Konverter, Typ L mit interner Spule	88
A.2 Enpirion Konverter, Typ L mit interner Spule und LDO	89
A.3 Enpirion Konverter, Typ S mit interner Spule	90
A.4 Enpirion Konverter, Typ L mit externer solenoidaler Luftspule	91
A.5 Enpirion Konverter, Typ L mit ext. sol. Luftspule und LDO	92
A.6 Micrel Konverter, Typ L mit interner Spule	93
A.7 Weitere Enpirion Konverter	94
B Adapterplatine für die kommerziellen Konverter	95
C Trägerplatine und Sägezahngenerator für den CERN Konverter	97
C.1 Trägerplatine für den CERN Konverter	97
C.2 Sägezahngenerator für den CERN Konverter	98
D Kalibrationsdaten der Stromzange	99

Kapitel 1

Einleitung

Ziele der Hochenergiephysik sind die experimentelle Überprüfung des Standardmodells der Teilchenphysik sowie die Suche nach bislang unentdeckten Teilchen, um Wissen über die elementaren Wechselwirkungen der Natur und damit den Aufbau der Materie zu erlangen.

Hierzu werden Streuexperimente an Teilchenbeschleunigern durchgeführt. Der neueste und weltweit größte Beschleunigerring, welcher erstmals am 10. September 2008 in Betrieb genommen wurde, ist der Large Hadron Collider (LHC) der europäischen Organisation für Kernforschung (CERN) bei Genf. Bei einer instantanen Designluminosität von $\mathcal{L} = 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ sollen Protonen auf eine Energie von ca. 7 TeV beschleunigt und zur Kollision gebracht werden.

Für den LHC ist innerhalb der nächsten zehn Jahre eine Luminositätssteigerung um einen Faktor 10 auf $\mathcal{L} = 10^{35} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ geplant. Im Rahmen dieses Ausbaus zum sogenannten Super-LHC muss der innere Teil des CMS-Experiments, bestehend aus Siliziumstreifen- und Pixeldetektor, ausgetauscht werden. Aufgrund der höheren Spurdichten sind Detektoren mit mehr Auslesekanälen erforderlich. Für die Ausleseelektronik wird eine Halbleitertechnologie mit kleinerer Strukturbreite als im aktuellen System verwendet, wodurch die Versorgungsspannung dieser Elektronik kleiner wird. Angenommen, der Leistungsbedarf des Detektors bleibt gleich, so vergrößern sich hierdurch die Ströme in den Zuleitungen zum Detektor. Die Ströme müssen jedoch durch die vorhandenen Kabel zugeführt werden, was eine Überarbeitung der Stromversorgung notwendig macht. Einen Lösungsansatz hierzu stellt die lokale Spannungskonvertierung mit DC-DC-Konvertern dar, die im Folgenden näher untersucht wird.

Die im Rahmen dieser Arbeit analysierten DC-DC-Konverter konvertieren eine angelegte Gleichspannung in eine niedrigere Gleichspannung, wodurch die Ströme in den zum Konverter führenden Leitungen reduziert werden können. Eine Herausforderung bei der Entwicklung dieser neuartigen Form der Spannungsversorgung von Detektoren ist die elektronische Charakterisierung der Konverter. Eine wichtige Eigenschaft ist der Wirkungsgrad, das heißt die Effizienz, von Schaltkonvertern. Das gesamte Schema der Detektorspannungsversorgung ist von der Effizienz abhängig, da Effizienzverluste den Eingangsstrom der Konverter wiederum erhöhen. Um diesen Aspekt zu untersuchen, wurde ein Effizienzmessstand aufgebaut, in Betrieb genommen sowie die Effizienzen der verschiedenen Konverter vermessen und analysiert. Ein Teil der Konverter verfügt über Spulen als Energiespeicher. Deshalb ist es von Bedeutung zu erfahren, ob die Konverter im Detektor innerhalb eines Magnetfelds mit einer Flussdichte von ca. 4 T funktionieren. Um die Magnetfeldresistenz der Konverter zu überprüfen, wurden Effizienzanalysen im Magnetfeld durchgeführt. Bei den Konvertern handelt es sich um Schaltelektronik mit Taktfrequenzen in der Größenordnung von einigen Megahertz. Durch die Schaltvorgänge entstehen Störströme, was die Konverter zu Rauschquellen in einem sensitiven Detektorsystem macht. Um dieses Rauschen zu charakterisieren, wurde ein Spektrenanalyseteststand entwickelt, mit dem die Amplituden der Störsignale von Konvertern frequenz aufgelöst dargestellt werden können. Abschließend wird versucht, die frequenzabhängige Störfestigkeit von Detektorkomponenten des aktuellen CMS-Siliziumstreifendetektors zu bestimmen, indem Einstreumessungen an einem Detektorteststand durchgeführt werden.

In Kapitel 2 wird eine kurze Einführung zum Beschleunigerkomplex am CERN bei Genf gegeben. Das CMS-Experiment, welches in Kapitel 3 vorgestellt wird, ist eines der vier Hauptexperimente am LHC. Die Details einer Luminositätssteigerung des LHC von der instantanen Designluminosität $\mathcal{L} = 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ um einen Faktor 10 und die demnach erforderliche Überarbeitung des CMS-Detektors werden in Kapitel 4

angesprochen. In Kapitel 5 wird auf die technische Umsetzung der Spannungsversorgung der Detektorelektronik am SLHC eingegangen, für die es zwei Ansätze gibt: serielle Stromversorgung von Detektormodulen und die parallele Spannungsversorgung mit lokaler Spannungskonvertierung. Letztere soll in dieser Arbeit genauer untersucht werden. Dazu werden in Kapitel 6 die Funktionsweise und die Implementierung von DC-DC-Konvertern diskutiert. In Kapitel 7 werden Effizienzen der Konverter analysiert. Kapitel 8 beschreibt die Messungen der Magnetfeldresistenz von Schaltkonvertern. Der zur Untersuchung des Rauschverhaltens dieser zusätzlichen Schaltelektronik im Detektorsystem aufgebaute EMV-Messstand wird in Kapitel 9 vorgestellt. Abschließend wird in Kapitel 10 der Einfluss von Störungen auf ein Detektorsystem des CMS-Siliziumstreifentrackers untersucht.

Kapitel 2

Der Large Hadron Collider

Bei dem LHC [1] handelt es sich um den weltgrößten Teilchenbeschleuniger und Speicherring für Hadronen. Er wurde am 10. September 2008 in Betrieb genommen. Der LHC ist Teil des CERN¹, der europäischen Organisation für Kernforschung, einer nahe der schweizer Stadt Genf gelegenen Forschungseinrichtung. Die geographische Lage des Beschleunigerrings und der unterirdischen Experimentierkavernen ist in Abb. 2.1 illustriert. Der LHC, aufgebaut aus zwei konzentrisch verlaufenden Strahlröhren mit einem Umfang von 26,659 km, ist konzipiert, um Protonen bei einer Schwerpunktsenergie von $\sqrt{s} = 14 \text{ TeV}$ oder Schwerionen mit einer Energie von $E_A = 2,76 \text{ TeV}$ pro Nukleon zur Kollision zu bringen [3]. Die zum Erreichen dieser Endenergie nötige Vorbeschleunigung wird mit Hilfe einer Reihe von Linear- und Kreisbeschleunigern realisiert. Diese sogenannte Vorbeschleunigerkette ist in Abb. 2.2 dargestellt: Protonen werden im Protonen-Linearbeschleuniger (LINAC 2) beschleunigt, gefolgt vom Proton Synchrotron Booster (BOOSTER) und dem Proton Synchrotron (PS). Im Super Proton Synchrotron (SPS) erreichen die Protonen schließlich eine Energie von 450 GeV und werden über die Strahltransferleitungen TI2 und TI8 in den LHC eingeschossen.

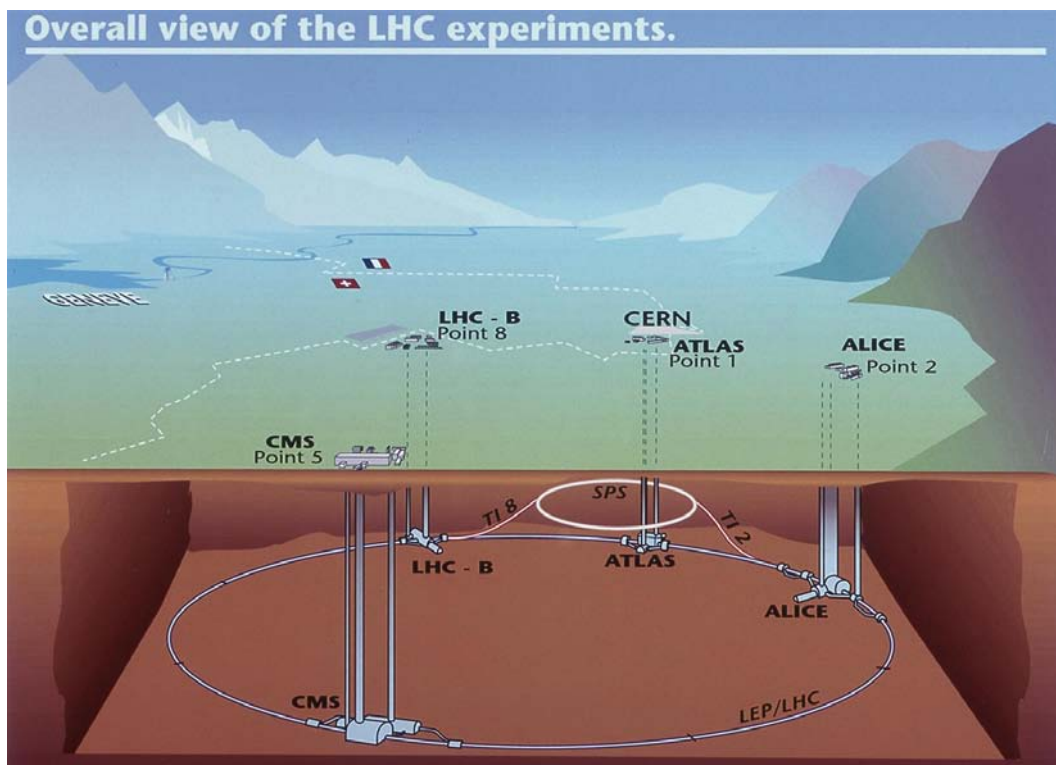


Abbildung 2.1: Illustration des LHC und der vier unterirdischen Wechselwirkungspunkte [2].

¹CERN = Conseil Européen pour la Recherche Nucléaire.

CERN Accelerator Complex

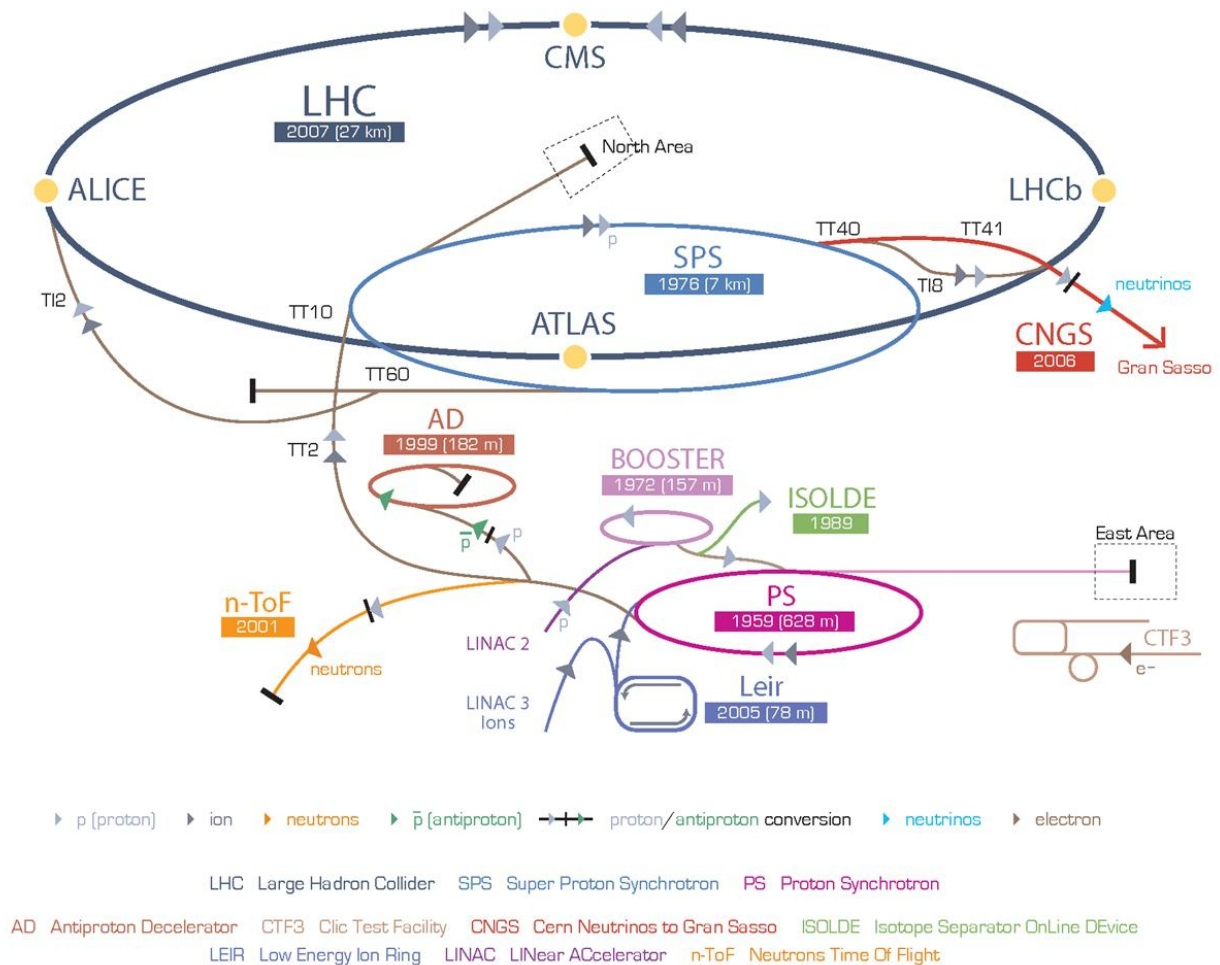


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung des LHCs sowie der zugehörigen Vorbeschleuniger [4].

Wie in Abb. 2.1 dargestellt, gibt es an vier Wechselwirkungspunkten unterirdische Kavernen für die Hauptexperimente: ALICE² [5], ATLAS³ [6], CMS⁴ [7] und LHC-b⁵ [8]. ALICE ist ein Vielzweckdetektor und optimiert für die Detektion von Schwerionenkollisionen, wie zum Beispiel kollidierenden Bleikernen, mit denen ein neuer Zustand von Materie, das sogenannte Quark-Gluon-Plasma, untersucht werden soll. LHC-b und die Vielzweckdetektoren ATLAS und CMS untersuchen Proton-Proton-Kollisionen. LHC-b ist ein Spektrometer zur Untersuchung der CP-Verletzung durch die Analyse von B-Mesonen. ATLAS und CMS vermessen Parameter des Standardmodells der Teilchenphysik und sollen unter anderem nach dem Higgs-Teilchen und neuer Physik suchen. ATLAS und CMS sind so aufgebaut, dass eine gegenseitige Überprüfung der wissenschaftlichen Resultate möglich ist. Weitere kleinere Experimente teilen sich den Wechselwirkungspunkt mit den größeren Experimenten wie z.B. LHCf⁶ [9] bei ATLAS und TOTEM⁷ [10] bei CMS. An den Wechselwirkungspunkten von CMS und ATLAS beträgt die instantane Designluminosität $\mathcal{L} = 10^{34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ und es werden mit einer Wiederholrate von 40 MHz im Mittel etwa 20 inelastische Proton-Proton-Kollisionen stattfinden, was eine enorme Anforderung nicht nur für die Detektoren, sondern auch an die Datenverarbeitung darstellt.

²ALICE = **A** Large Ion Collider **E**xperiment.

³ATLAS = **A** Toroidal LHC **A**pparatu**S**.

⁴CMS = **C**ompact **M**uon **S**olenoid.

⁵LHC-b = **L**arge **H**adron Collider **b**eauty.

⁶LHCf = **L**arge **H**adron Collider **f**orward experiment.

⁷TOTEM = **T**OTAL **E**lastic and diffractive cross section **M**easurement.

Kapitel 3

Das Compact Muon Solenoid Experiment

Der CMS-Detektor [7, 11], dargestellt in Abb. 3.1, ist ein 21,6 m langer, zylinderförmiger Vielweckdetektor. Er hat einen Durchmesser von 14,6 m und ein Gesamtgewicht von ca. 12500 t, von denen alleine das Rückflusssjoch des solenoidförmigen Magneten 10000 t beansprucht.

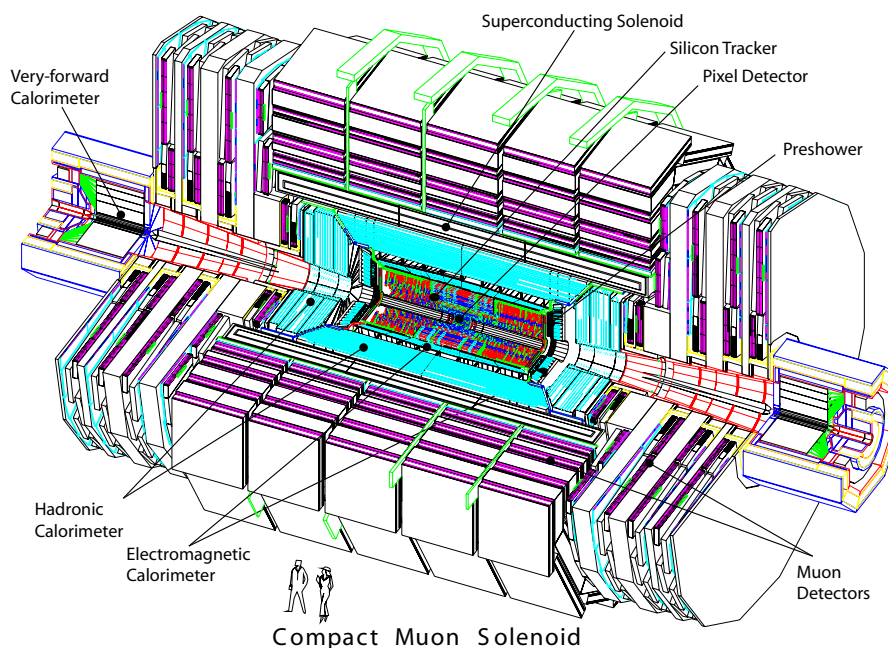


Abbildung 3.1: Der CMS-Detektor in einer schematischen Darstellung [7].

Betrachtet man den Flug eines Myons vom Wechselwirkungspunkt im Innern des Detektors senkrecht zur Strahlröhre nach außen (siehe hierzu Abb. 3.2), so erzeugt es zunächst eine Spur im Siliziumspurdetektor. Danach fliegt das Myon durch das elektromagnetische Kalorimeter, dessen Dicke senkrecht zur Strahlröhre $25,8$ Strahlungslängen (X_0) beträgt und über Kristallszintillatoren aus Bleiwolframat (PbWO_4) verfügt. Weiter außen befindet sich dann das hadronische Kalorimeter mit Absorbermaterial aus Messing und Kunststoffszintillatoren, dessen Absorberdicke in der gezeigten Flugbahn $5,82$ hadronische Wechselwirkungslängen (λ_I) beträgt. Die bisher genannten Detektorkomponenten befinden sich innerhalb des supraleitenden Magneten, der mit einer Länge von $12,9\text{ m}$ und einem inneren Durchmesser von $5,9\text{ m}$ eine homogene magnetische Flussdichte von 4 T erzeugt. In das bereits erwähnte Rückflusssjoch des Magneten sind die Myonkammern integriert, die die äußerste Detektorlage bilden.

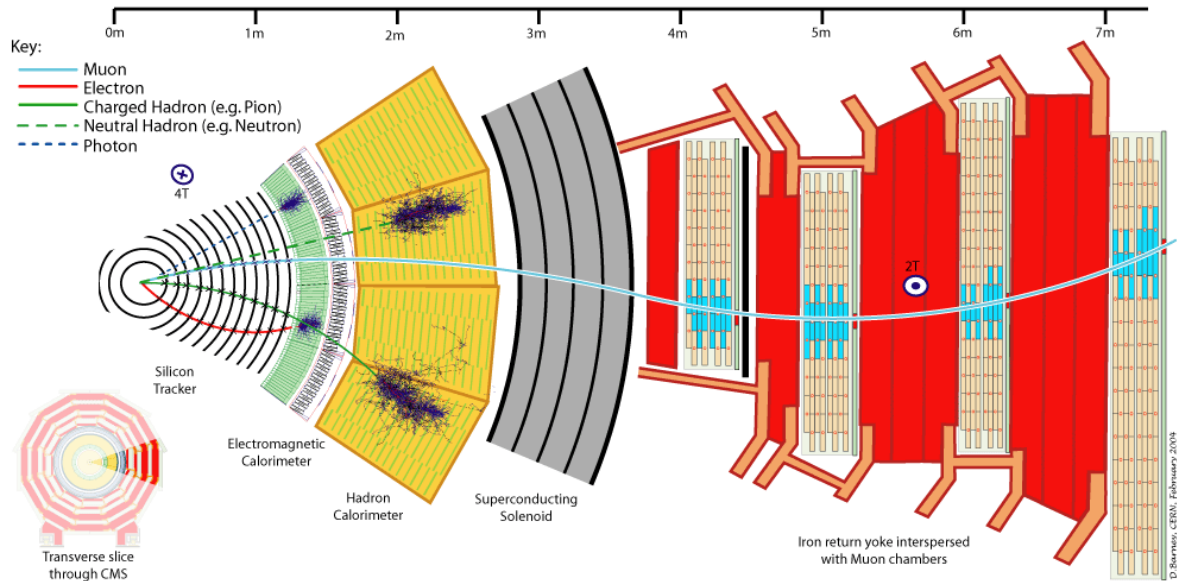


Abbildung 3.2: Orthogonal zur Strahlachse orientierter Ausschnitt aus dem CMS-Detektor. Die Spuren und Wechselwirkungen einiger Teilchen mit den Subdetektoren sind eingezeichnet [12].

3.1 Der Siliziumstreifendetektor

Ein Querschnitt des zylinderförmigen Siliziumspurdetektors ist in Abb. 3.3 dargestellt. Dieser sogenannte Tracker ist 5,8 m lang; der Durchmesser beträgt 2,5 m. Der Tracker vermisst die Flugbahn der geladenen Teilchen. Durch das homogene Magnetfeld von 4 T, in dem sich der Tracker befindet, ist eine präzise Messung der Impulse von geladenen Teilchen möglich. Der Pixeldetektor ist der innere Teil des Siliziumtrackers. Er ist innerhalb eines 15 cm-Radius um die Strahlröhre gebaut und besteht aus drei zylinderförmigen Sensorlagen sowie zwei Endkappen mit jeweils zwei Sensorlagen. Die Pixelgröße der Sensoren beträgt $100 \mu\text{m} \times 150 \mu\text{m}$, wodurch eine dreidimensionale Rekonstruktion des genauen Wechselwirkungspunkts sowie die Ortsbestimmung von sekundären Vertices möglich ist. Der den Pixeldetektor umgebende Subdetektor, der Siliziumstreifendetektor, hat einen Radius von 22 cm bis 110 cm.

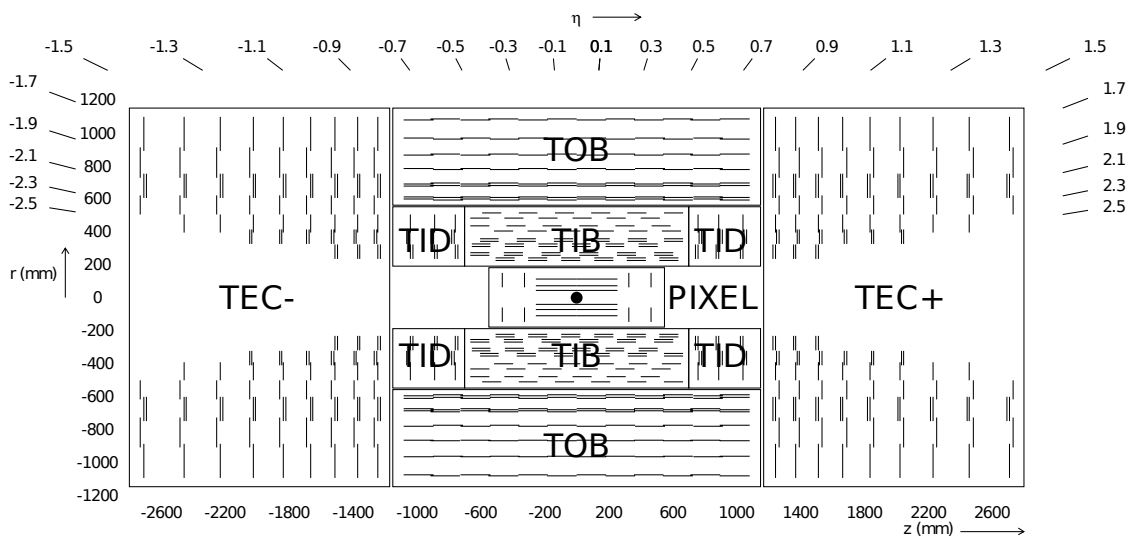


Abbildung 3.3: Schematischer Querschnitt durch den CMS-Spurdetektor, in dem jede Linie ein Detektormodul repräsentiert. Die verschiedenen Subdetektoren und ihre Komponenten sind gekennzeichnet. Des Weiteren sind die Ausdehnung in z-Richtung, der Radius r der Komponenten sowie die Pseudorapidity η eingezeichnet [7].

Positionen innerhalb des CMS-Detektors und damit auch Positionen im Siliziumstreifentracker werden in einem rechtshändigen Koordinatensystem angegeben, dessen Ursprung im nominellen Wechselwirkungspunkt, also im Zentrum des Detektors, liegt. Die x -Achse zeigt radial in Richtung des Mittelpunkts des LHC-Rings. Die y -Achse zeigt senkrecht nach oben, womit die x - y -Ebene orthogonal zur Strahlachse orientiert ist. Die z -Achse vervollständigt das rechtshändige Koordinatensystem. Man definiert weiter den Azimutwinkel ϕ , der bei der x -Achse anfängt und sich innerhalb der x - y -Ebene bewegt, und den Polarwinkel θ , der beginnend bei der z -Achse gemessen wird. Als letztes wird noch die Pseudorapidität η definiert als $\eta = -\ln \tan(\theta/2)$, womit die Detektormodule des Streifentrackers die Pseudorapiditätsregion $|\eta| \leq 2,5$ abdecken.

Wie in Abb. 3.3 dargestellt, ist der Streifendetektor wiederum unterteilt in vier Subdetektoren. Die inneren, zylinderförmig und konzentrisch angeordneten Detektorlagen bilden das sogenannten Tracker Inner Barrel (TIB) und die äußeren Lagen das Tracker Outer Barrel (TOB). Der TIB Subdetektor wird seitlich von scheibenförmig in der x - y -Ebene liegenden Subdetektoren, den Tracker Inner Disks (TID), abgeschlossen. Die letztgenannten Subdetektoren und TOB werden von den Tracker End Caps (TEC+ und TEC-) abgeschlossen, also den Endkappen in positiver und negativer z -Richtung.

Eine Photographie der Endkappe TEC+, welche in Aachen gebaut wurde, ist in Abb. 3.4 zu sehen. Sie setzt sich zusammen aus neun parallelen, koaxial mit der z -Achse angeordneten Scheiben, den sogenannten Disks, die jeweils auf der Ober- und Unterseite mit acht sogenannten Petals bestückt sind, welche die sensitiven Detektorelemente zur Spurdetektion tragen. Ein solches mit Siliziumstreifensensoren bestücktes Petal, dargestellt in Abb. 3.5, wird in Aachen als Testsystem verwendet. Dieses System und der zugehörige Teststand sind ausführlich in [13] beschrieben.

Die in den Endkappen auf Petals montierten Module sind aufgebaut aus Siliziumstreifensensoren, welche auf einem Karbonfaserrahmen befestigt sind. Die Sensoren sind mit der Ausleseelektronik über Drahtbonds verbunden. Die Ausleseelektronik ist auf einer Trägerplatine, dem sogenannten Front-End-Hybrid installiert. Ein beschriftetes Bild eines Moduls ist in Abb. 3.6 dargestellt. Bei der Ausleseelektronik der Module handelt es sich um APV25-Chips [14], die über jeweils 128 Auslesekanäle mit ladungssensitiven Vorverstärkern und weiteren Signalverarbeitungsmodulen verfügen. Im Folgenden soll jedoch zunächst auf das Spannungsversorgungssystem des CMS-Siliziumstreifentrackers eingegangen werden. Details zu den Sensoren und zur Ausleseelektronik werden in Kapitel 10 erläutert, da dort Messungen mit einem Petal-Testsystem vorgestellt werden.

Im gesamten Streifendetektor befinden sich 15148 Siliziumstreifenmodule, mit zusammen ca. 10^7 Auslesekanälen. Ein Streifenmodul benötigt für die Sensordepletierung eine Hochspannung (HV) von bis zu 500 V und zwei Niederspannungen (LV) von +1,25 V und +2,50 V für die Front-End-Elektronik. Es gibt Module mit 512 oder 768 Streifen bzw. Auslesekanälen; jedes dieser Module hat einen Leistungsbedarf von 1,8 W bzw. 2,7 W, abhängig vom jeweiligen Modultyp. Die große Anzahl an Auslesekanälen führt zu einem Gesamtleistungsbedarf des Streifentrackers von ca. 33 kW im unbestrahlten Zustand. Detailliert wird das aktuelle System zur Spannungsversorgung des CMS-Siliziumstreifentrackers in [15] beschrieben.

Die parallele Spannungsversorgung der in sogenannte Powergruppen aufgeteilten Module (jeweils 2-11 Module in den Tracker End Caps) wird durch ca. 50 m lange Kabel realisiert, welche mit CAEN-Netzteilen [16] verbunden sind, die sich außerhalb des Detektors in der Experimentierkaverne befinden. Der widerstandsbedingte Spannungsabfall in diesen langen Kabeln führt zu einem Leistungsverlust von ca. 34 kW, das heißt ca. 50% der gesamten zugeführten Leistung geht in den Kabeln verloren. Diese Wärmeverluste P_{cable} sind proportional zum Widerstand R_{cab} der Kabel und steigen quadratisch mit $I_{tracker}$, dem durch die Kabel fließenden Strom, an:

$$P_{cab} = R_{cab} \cdot I_{tracker}^2 \quad (3.1)$$

Die Kabelwiderstände könnten nur durch eine Vergrößerung der Kabelquerschnitte reduziert werden, was jedoch nicht möglich ist, da die Kabel bereits jetzt den gesamten, für die Verlegung zur Verfügung stehenden Raum ausfüllen. Außerdem ist ihr Anteil am Gesamtmaterialbudget des CMS-Trackers bereits jetzt sehr groß, was in Abb. 3.7 dargestellt ist.

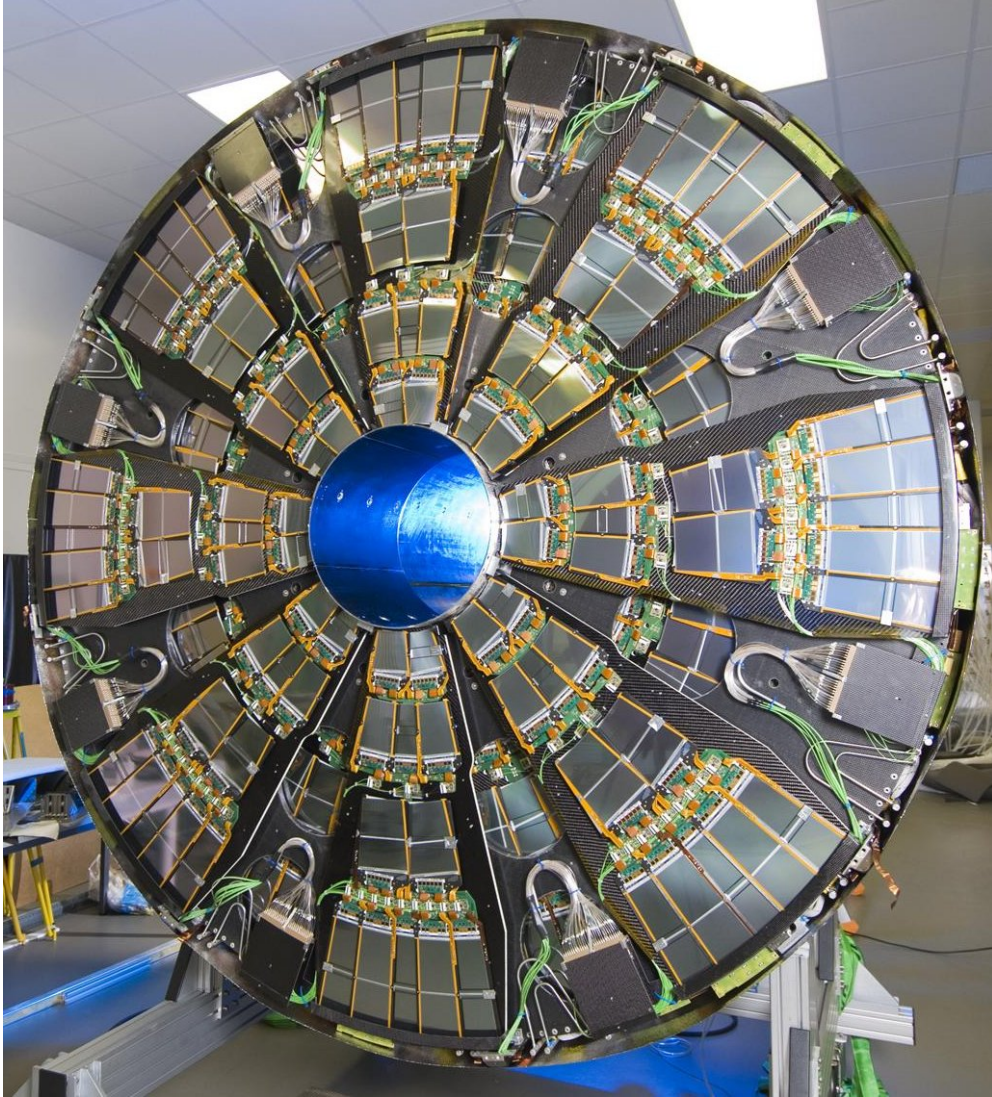


Abbildung 3.4: Photographie einer Streifendetektor-Endkappe, wie sie vom Wechselwirkungspunkt aus gesehen wird [7].

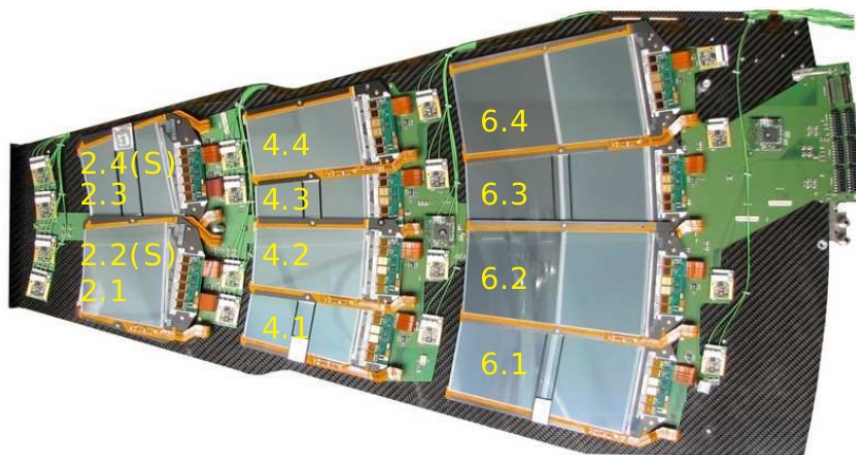


Abbildung 3.5: Photographie der Rückseite eines mit Modulen bestückten Petals. Die Textmarker geben die Position der Module auf dem Petal an [7].

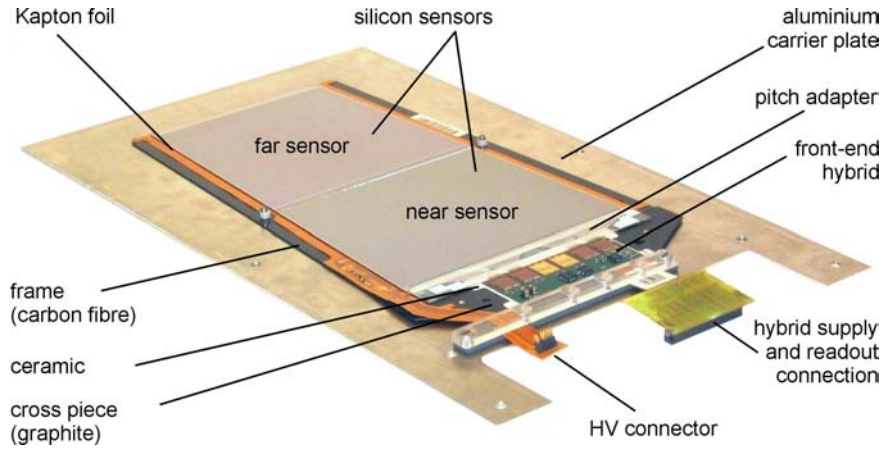


Abbildung 3.6: Photographie eines Streifendetektormoduls [7].

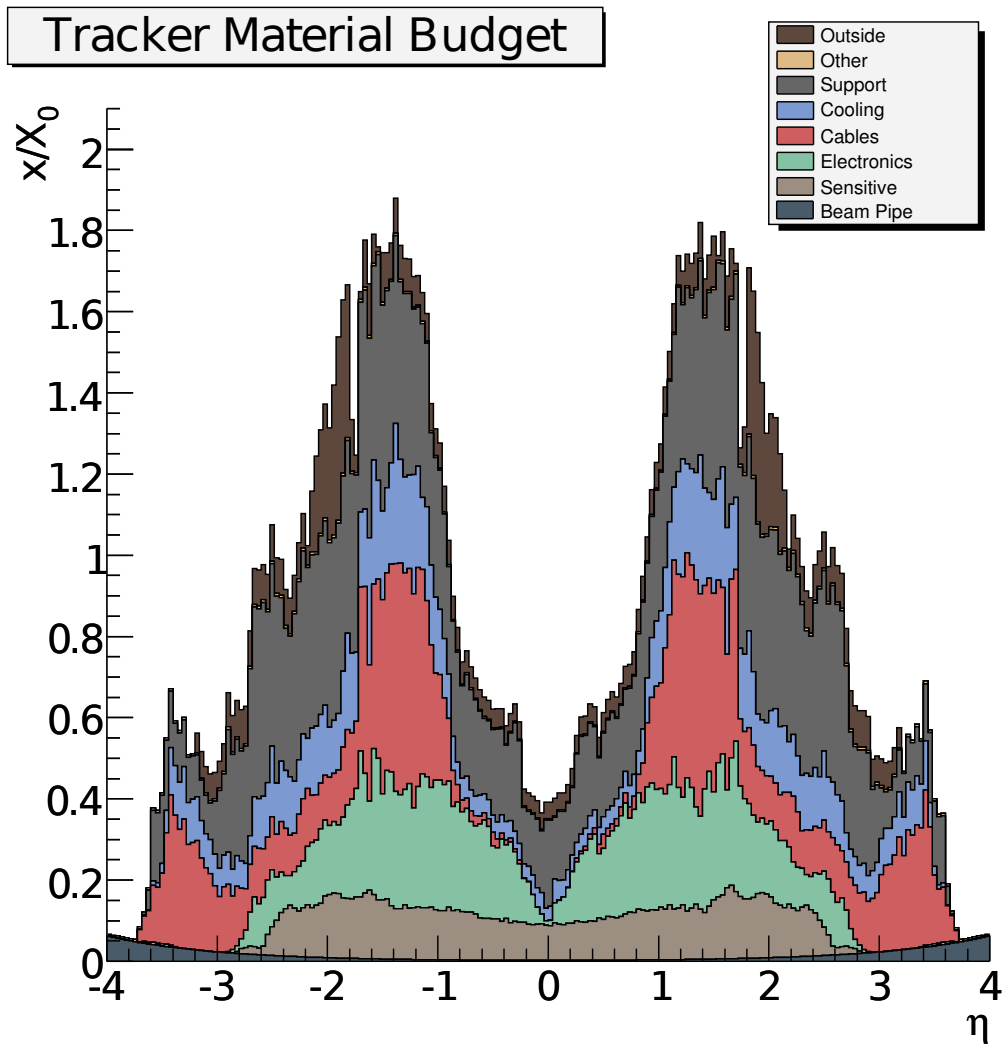


Abbildung 3.7: Materialbudget des CMS-Spurdetektors unterteilt in seine Einzelbeiträge von Sensoren (Sensitive), Kühlsystem, Kabel, Tragestruktur (Support) und anderen Komponenten. Dargestellt ist die Materialdicke in Anzahl von Strahlungslängen X_0 als Funktion der Pseudorapidität $\eta = -\ln \tan(\theta/2)$ [7].

Kapitel 4

Der Super-LHC und der geplante Ausbau des CMS-Detektors

4.1 Der SLHC

Die instantane Designluminosität des LHCs beträgt an den Wechselwirkungspunkten von CMS und ATLAS, wie in Kapitel 2 beschrieben, $\mathcal{L} = 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$. Sie wird berechnet durch

$$\mathcal{L} = F \cdot \frac{N_b^2 n_b f_{rev}}{4\pi\sigma_x^* \sigma_y^*} . \quad (4.1)$$

Dabei ist $N_b = 1,15 \cdot 10^{11}$ die Anzahl der Protonen pro Teilchenbündel, dem sogenannten Bunch. Ein Teilchenstrahl besteht aus $n_b = 2808$ Bunches. Die Umlauffrequenz beträgt $f_{rev} = 11,25 \text{ kHz}$, die effektive Ausdehnung des Strahls am Wechselwirkungspunkt in x - und y -Richtung ist $\sigma_x^* = \sigma_y^* = 16 \mu\text{m}$ und der Faktor $F = 0,83$ berücksichtigt den Winkel der zusammentreffenden Teilchenstrahlen von $\theta_c = 283 \mu\text{rad}$ [17].

Trotz der Herausforderung, die instantane Designluminosität des LHCs nach einigen Jahren Laufzeit zu erreichen, sind bereits weiterführende Entwicklungen geplant. Um die Leistungsfähigkeit des LHCs zu verbessern, ist ein Ausbau des LHCs zum sogenannten Super-LHC oder kurz SLHC geplant [18, 19, 20]. Dabei soll die instantane Luminosität auf $\mathcal{L} = 10^{35} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ erhöht werden. Der dafür notwendige Ausbau der Vorbeschleunigerkette des LHCs ist in zwei Phasen gegliedert:

- Der Ausbau in **Phase 1** betrifft den Linearbeschleuniger LINAC 2, der durch den LINAC 4 ersetzt wird und eine höhere Qualität der in den LHC injizierten Strahlen gewährleisten soll. Im LINAC 2 werden Bunches von Protonen mit einer Energie von 50 MeV in den BOOSTER injiziert. Diese Energie soll mit dem LINAC 4 auf 160 MeV erhöht werden. Des Weiteren soll die Strahlführung an den Wechselwirkungspunkten geändert werden. Eine Verkleinerung der Betafunktion¹ β^* am Wechselwirkungspunkt von 0,50 m auf 0,25 m ist geplant. Die instantane Luminosität soll durch diese Maßnahmen auf einen Wert von $\mathcal{L} = (2 - 3) \cdot 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ gesteigert werden.
- In **Phase 2** sollen weitere Umbauten der Vorbeschleunigerkette stattfinden: der BOOSTER soll durch einen weiteren Vorbeschleuniger ersetzt werden, den Low Power Superconducting Proton Linac (LPSPL), welcher die Teilchenenergie nach dem LINAC 4 von 160 MeV auf einige Gigaelektronenvolt erhöht. Dem soll ein neues 50 GeV Synchrotron folgen, das sogenannte Proton Synchrotron 2 (PS2). Letzteres soll die Einschussenergie des SPS erhöhen und den Protonenfluss verdoppeln. Durch die Integration dieser neuen Beschleuniger soll die instantane Luminosität auf $\mathcal{L} = (8 - 10) \cdot 10^{35} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ erhöht werden.

Für die Strahlparameter des LHC-Speicherrings während der Phase 2 sind zwei unterschiedliche Szenarien in der Diskussion: das sogenannte “early-separation-Szenario” (ES-Szenario) und das “large-Piwnski-angle-Szenario” (LPA-Szenario).

¹Die Betafunktion β^* ist ein Maß für die Strahlfokussierung am Wechselwirkungspunkt.

- Im **ES-Szenario** beträgt die Zeit zwischen zwei Bunch-Bunch-Wechselwirkungen 25 ns. Die Betafunktion wird an den Wechselwirkungspunkten von CMS und ATLAS auf $\beta^* = 0,1\text{ m}$ verkleinert. Eine Notwendigkeit dieses Modells ist, dass zusätzliche Dipolmagnete innerhalb der Detektorvolumina – in ca. 3 m Entfernung vom Wechselwirkungspunkt – sowie spezielle, die instantane Luminosität erhöhende Hohlraumresonatoren installiert werden müssen.
- Der zeitliche Bunchabstand im **LPA-Szenario** beträgt 50 ns und die Bunches würden eine längere, aber longitudinal flache Form haben und mehr Protonen enthalten als die Bunches im ES-Szenario. Der Wert der Betafunktion von $\beta^* = 0,25\text{ m}$ verändert sich nicht im Vergleich zu den Strahlparametern in Phase 1, jedoch treffen die Bunches unter einem sogenannten Piwinski-Winkel zusammen, was für hadronische Teilchenstrahlen bislang unerprobt ist. Eine weitere Herausforderung ist die große Zahl von bis zu 400 Untergrundereignissen, die in diesem Modell pro Bunch-Bunch-Wechselwirkung auftreten können.

Eine Darstellung dieser Ausbaupläne ist in Abb. 4.1 dargestellt. Demzufolge soll Phase 1 im Jahr 2013 beginnen und Phase 2 schließt sich 2017 oder 2018 an.

Nach der ersten Inbetriebnahme des LHCs am 10. September 2008 kam es am 19. September 2008 im Sektor 3-4 zu einer Störung einer elektrischen Verbindung zwischen zwei Magneten [22]. An dieser Stelle ist die Stromleitung geschmolzen und es hat sich ein Lichtbogen ausgebildet, der wiederum Kühlleitungen beschädigte, sodass große Mengen Helium in den Tunnel entweichen konnten. Nach den notwendigen Reparaturen der entstandenen Schäden ist eine erneute Inbetriebnahme der Beschleunigermaschine für September 2009 geplant [23], sodass der Zeitplan für den Betrieb des LHCs um ca. ein Jahr verzögert wird. Es ist anzunehmen, dass sich die Reparaturen ebenfalls auf den vorgestellten Zeitplan für das Luminositätsupgrade auswirken. Dies ist in dem in Abb. 4.1 gezeigten Zeitplan noch nicht berücksichtigt.

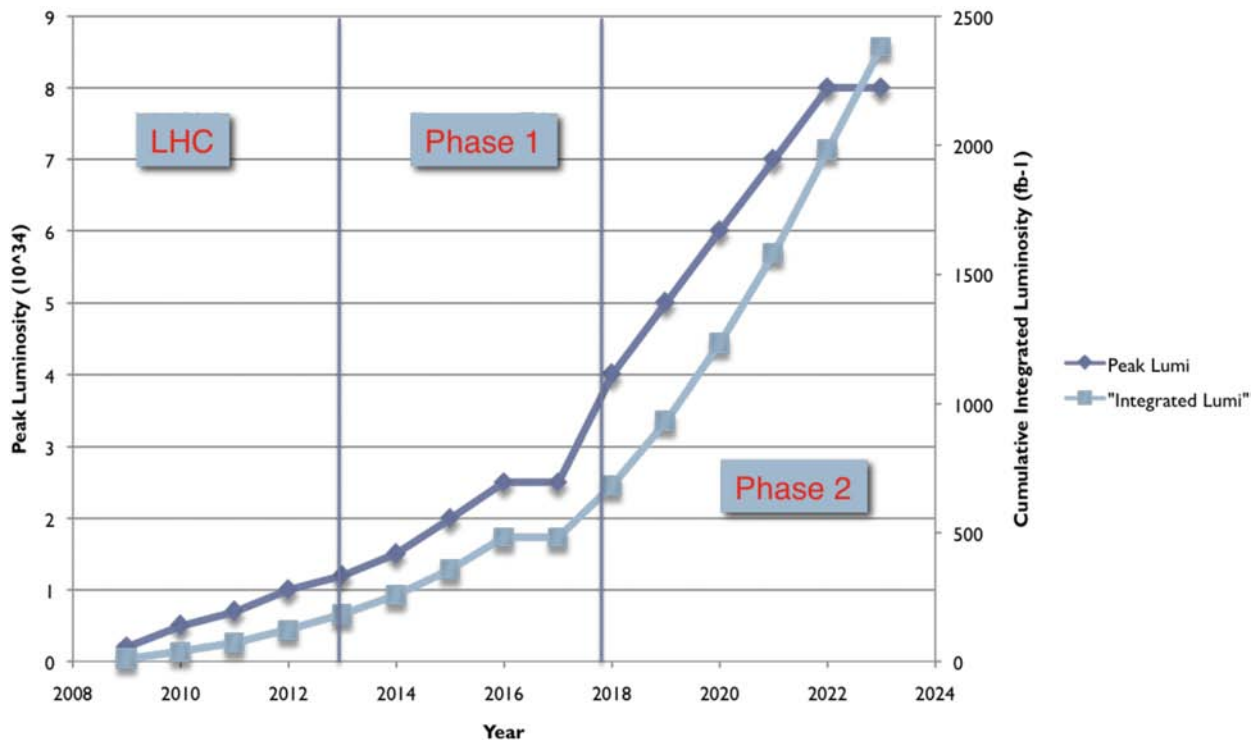


Abbildung 4.1: Zeitplan für die verschiedenen LHC-Ausbauphasen. Die linke y-Achse gibt die maximale instantane Luminosität an, die rechte y-Achse die integrierte Luminosität [21].

4.2 Physikalische Motivation für den Ausbau

Durch die Luminositätssteigerung des SLHCs soll die integrierte Luminosität nach einigen Jahren Laufzeit um eine Größenordnung erhöht werden. Wie in Abb. 4.1 dargestellt, soll der LHC vor dem Ausbau in Phase 1

Tabelle 4.1: Erwartete Strahlenbelastung und Hadronenfluss in verschiedenen radialen Lagen des CMS-Siliziumspurdetektors für eine integrierte Luminosität von 500 fb^{-1} bzw. eine ungefähre Laufzeit von 10 Jahren. Der Fluss von schnellen Hadronen entspricht in guter Näherung der Strahlenbelastung des 1 MeV-Neutronenäquivalents [7].

Radius [cm]	Fluss von schnellen Hadronen [10^{14} cm^{-2}]	Strahlendosis [kGy]	Fluss von geladenen Teilchen [$\text{cm}^{-2}\text{s}^{-1}$]
4	32	840	10^8
11	4,6	190	
22	1,6	70	$6 \cdot 10^6$
75	0,3	7	
115	0,2	1,8	$3 \cdot 10^5$

eine integrierte Luminosität von ca. 250 fb^{-1} erreichen. Zum Ende der SLHC-Laufzeit soll dieser Wert auf ca. 2500 fb^{-1} vergrößert werden.

Die physikalische Motivation des Beschleunigerausbaus hängt im Wesentlichen von eventuellen Entdeckungen am LHC ab. Angenommen das Standardmodell-Higgs-Boson würde am LHC entdeckt, so wäre die Messung der Kopplungen dieses Higgs-Bosons an Fermionen und Bosonen und die Messung der Higgs-Selbstkopplung zwar möglich, die Präzision jedoch durch die geringe Statistik eingeschränkt. Eine Luminositätssteigerung würde aus diesem Grund eine präzisere Messung ermöglichen.

Werden supersymmetrische Teilchen, oder kurz SUSY-Teilchen, am LHC entdeckt, so können diese – je nach Modell – sehr schwer sein. In diesem Fall ist die Messung der Massen aller existierenden SUSY-Teilchen aufgrund ihrer kleinen Wirkungsquerschnitte nicht am LHC möglich. Die präzise Massenbestimmung erfordert oft die Analyse von seltenen Zerfallsmoden, deren Ereignisrate am LHC sehr gering sein wird. Der SLHC erhöht die Statistik dieser seltenen Zerfälle und erweitert mit der größeren integrierten Luminosität generell das Entdeckungspotenzial für neue Teilchen zu größeren Massen hin.

Neben dieser sogenannten neuen Physik jenseits des Standardmodells der Teilchenphysik ist eine große integrierte Luminosität und die damit verbundene hohe Statistik nützlich, um die Präzision von Standardmodellmessungen zu erhöhen, das heißt um die statistischen Fehler zu verkleinern. Mit der Designluminosität des LHC von $\mathcal{L} = 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ wäre nach vier bis fünf Jahren Laufzeit die Zeit, die nötig ist, um statistische Fehler zu halbieren, länger als fünf Jahre.

4.3 Der Ausbau des CMS-Detektors

Aufgrund von Strahlenschäden müssen Detektorkomponenten nach einigen Jahren Laufzeit am LHC ausgetauscht werden; dies betrifft den Siliziumpixel- und Streifendetektor. Der Siliziumpixelsensor widersteht einer Strahlenbelastung von $6 \cdot 10^{14} \text{ n}_{\text{eq}}\text{cm}^{-2}$. In Tab. 4.1 ist die erwartete Strahlenbelastung in verschiedenen radialen Lagen des CMS-Trackers für eine integrierte Luminosität von 500 fb^{-1} , das heißt für eine ungefähre Laufzeit von 10 Jahren, angegeben.

Die innere Lage des Pixeldetektors hat bei der instantanen Designluminosität des LHCs eine Lebensdauer von zwei Jahren. Die Ausleseelektronik des Streifendetektors, das heißt insbesondere der APV25-Chip, ist in einem Standard- $0,25 \mu\text{m}$ -CMOS Prozess produziert worden, welcher aufgrund von Materialeigenschaften und Entwurfsregeln intrinsisch strahlenhart ist. Demnach ist die Strahlenhärte des Streifentrackers durch die Strahlenresistenz der Siliziumstreifensensoren vorgegeben. Nach ca. 10 Jahren LHC-Laufzeit beträgt die Verarmungsspannung der Sensoren, die für eine effiziente Ladungssammlung notwendig ist, bis zu 500 V, womit die Spannungsfestigkeit der Sensoren und Detektorsysteme erreicht ist.

Neben dem aufgrund der Strahlenbelastung notwendigen Austausch des CMS-Spurdetektors hat die geplante Verzehnfachung der instantanen Luminosität beim Ausbau des LHC zum SLHC weitreichende Konsequenzen für die Anforderungen an die neuen Detektoren am SLHC [24], sodass es nicht ausreichend ist, die durch Bestrahlung geschädigten Bauteile lediglich zu ersetzen.

Da die Teilchenraten um eine Größenordnung zunehmen und damit verbunden höhere Spurdichten auftreten, werden Detektoren mit mehr Auslesekanälen benötigt. Der Teilchenzerfall $H \rightarrow ZZ \rightarrow ee\mu\mu$ mit

Untergrundereignissen ist in Abb. 4.2 für verschiedene instantane Luminositäten von $\mathcal{L} = 10^{32} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ bis $\mathcal{L} = 10^{35} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ dargestellt. Bei der höchsten Luminosität gibt es neben dem gesuchten Ereignis je nach Szenario 200 bis 400 Untergrundereignisse, wodurch eine genaue Rekonstruktion der Teilchenspuren mit dem aktuellen CMS-Tracker aufgrund der dann zu hohen Besetzungsdichte der Auslesekanäle nicht mehr möglich ist.

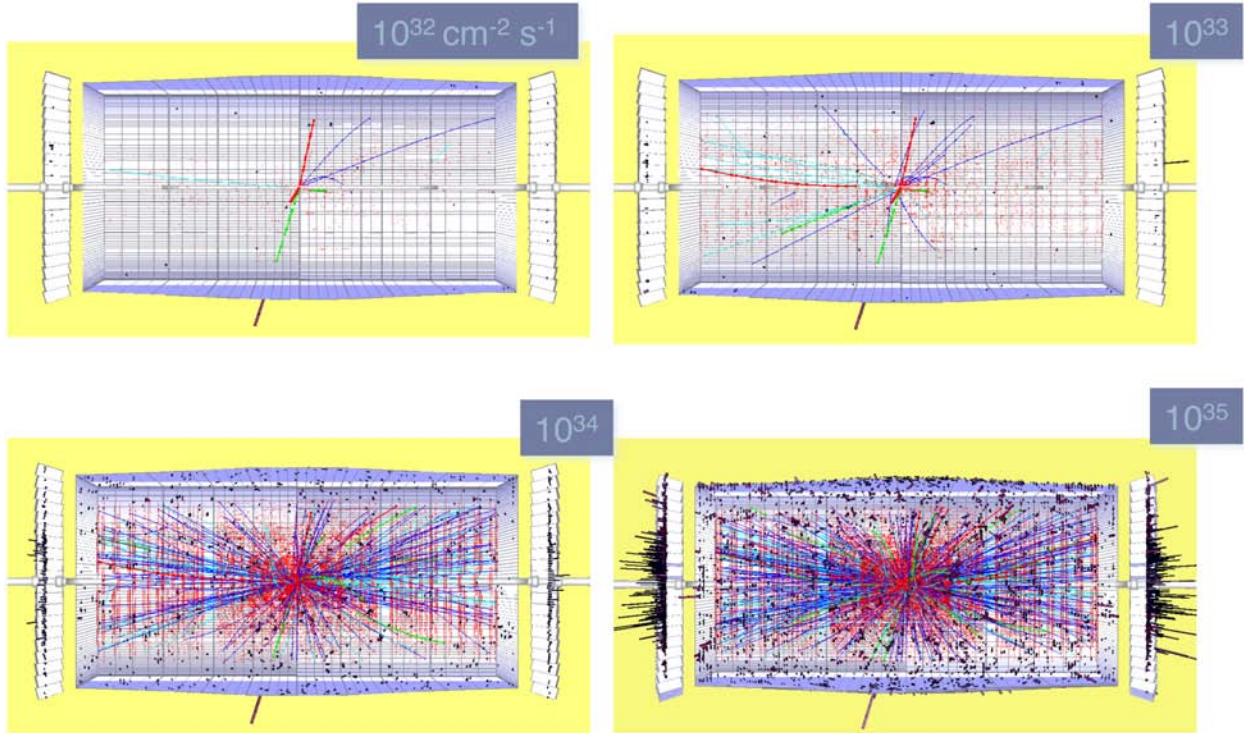


Abbildung 4.2: Teilchenzerfall $H \rightarrow ZZ \rightarrow e\mu\mu$ mit Untergrundereignissen für verschiedene Luminositäten von $\mathcal{L} = 10^{32} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ bis $\mathcal{L} = 10^{35} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ bei einem angenommenen Bunch-Abstand von 25 ns [21].

Für den bereits angesprochenen Neubau des CMS-Trackers, genauer für die dabei eingesetzte Ausleseelektronik, ist die Verwendung einer CMOS-Halbleitertechnologie mit einer Strukturbreite von $0,13 \mu\text{m}$ geplant. Die Betriebsspannung dieser Elektronik skaliert mit der Strukturbreite und wird demzufolge ca. 1,2 V betragen. In jedem Fall wird sie kleiner sein als bei der aktuell verwendeten $0,25 \mu\text{m}$ -Technologie.

Es ist wichtig, bei der Neukonzipierung der Detektoren den Leistungsverbrauch pro Auslesekanal zu senken, das heißt den Stromverbrauch pro Kanal zu minimieren. Letzteres ist möglich, da die Sensoren über kleinere aktive Flächen bzw. kürzere Sensorstreifen und damit eine geringere Kapazität verfügen. Eine kleinere Sensorkapazität erlaubt eine geringere Signalverstärkung und dadurch einen geringeren Stromverbrauch pro Kanal [25].

Die Funktionalität zukünftiger Elektronik würde durch eine mögliche Integration von Triggerelektronik, dem sogenannten Track-Trigger, steigen, was den Stromverbrauch wiederum erhöht. Dieser Aspekt zusammen mit der größeren Zahl der Auslesekanäle lässt im Voraus annehmen, dass der Leistungsverbrauch der Elektronik bestenfalls auf gleichem Niveau bleiben wird, sich vermutlich jedoch vergrößert. Da die Betriebsspannung der Ausleseelektronik kleiner wird, führt dies zu einem größeren Stromfluss in den Zuleitungen des Detektors.

Das bereits in Abschnitt 3.1 angesprochene Problem des bereits vollständig ausgefüllten Raums für die Stromkabel im aktuellen System erzwingt eine vollständige Überarbeitung der Stromversorgung für den zukünftigen Tracker. Da der Kabelwiderstand nicht verkleinert werden kann, der Stromverbrauch jedoch zunimmt und somit die Kabelverluste $P_{cab} = R_{cab} \cdot I_{tracker}^2$ weiter steigen, würde die Effizienz dieses Systems noch kleiner werden als der aktuelle Wert von ca. 50%.

Zwei mögliche Lösungsansätze hierzu stellen die serielle Stromversorgung von Modulen und die lokale Spannungskonvertierung mit DC-DC-Konvertern dar. Diese beiden Vorschläge für die Spannungsversorgung des Spurdetektors für das CMS-Experiment am SLHC werden im nächsten Kapitel diskutiert.

Das Luminositätsupgrade, bzw. der in Phase 2 geplante Umbau des CMS-Detektors, hat außer den bereits genannten Konsequenzen für den Spurdetektor folgende Auswirkungen für die restlichen Subdetektoren [20]:

- Für das hadronische Kalorimeter (HCAL) ist ein Austausch der Hybrid-Photodetektoren (HPDs) durch Silizium-Photomultiplier (SiPMs) vorgesehen, welche sich durch eine größere Verstärkung und ein verbessertes Rauschverhalten auszeichnen. Darüber hinaus ist durch die kleinere Bauform der SiPMs eine feinere Detektorsegmentierung möglich. Aufgrund der erhöhten Zahl der Untergründereignisse insbesondere in Vorwärtsrichtung, das heißt bei großen Pseudorapiditäten η , ist ein Austausch der Szintillatoren der Endkappen des HCALs im Rahmen des Umbaus in Phase 2 sehr wahrscheinlich.
- Aufgrund der größeren Zahl von Auslesekanälen und der erhöhten Datenmenge müssen neue Triggerkarten in den Detektor integriert werden. Die Level-1 Trigger-Rate soll wie beim LHC unverändert bei 100 kHz belassen werden. Hierzu sollen Informationen des Spurdetektors in den Level-1 Trigger integriert werden; dazu ist jedoch der schnelle Transfer von großen Datenmengen aus dem Tracker in den Trigger erforderlich, was den Leistungsbedarf des Trackers erhöht. Ein Ansatz ist die Integration eines sogenannten Track-Triggers, zwei mit kleinem radialen Abstand hintereinanderliegenden Sensorlagen. Dies soll die schnelle Impulsmessung durchfliegender Teilchen ermöglichen.
- Die Überarbeitung des Triggersystems betrifft ebenfalls das elektromagnetische Kalorimeter (ECAL), dessen Messung der Teilchenenergien kombiniert mit der Energiemessung des HCALs die Triggerentscheidung verfeinern bzw. die Cluster-Rekonstruktion im HCAL verbessern soll. Die Endkappenkristalle könnten durch die erhöhte Strahlenbelastung Schaden erleiden.
- Die Myonkammern sind für hohe Teilchenflüsse entwickelt und in Bezug auf die instantane Designluminosität des SLHC strahlenhart. Um Beschränkungen im Datentransfer zum Level-1 Trigger zu beheben, wird ein Teil der Triggerelektronik in den Kathodenstreifenkammern des Myondetektors ausgetauscht werden. Des Weiteren ist die Nachrüstung der Myonkammern ME4/2 vorgesehen. Modifikationen der Strahlröhre, genauer die Abschirmung von Vorwärtsstrahlung, also Strahlung bei großem η , vermindert möglicherweise die Akzeptanz des Myondetektors von $|\eta| \leq 2,5$ auf $|\eta| \leq 2,0$.

Kapitel 5

Serielle Stromversorgung und Gleichstromkonversion

Die Detektorelektronik im Spurdetektor des CMS-Trackers wird zur Zeit parallel mit Spannung versorgt, das heißt, für jede Gruppe von Detektormodulen existiert ein separates Stromkabel und innerhalb dieser Gruppe sind die Module parallel miteinander verbunden. Dieses Konzept, bei dem große Ströme durch die langen Zuleitungen fließen und somit die Effizienz durch Wärmeverluste sehr gering ist, kann – wie in den vorherigen Kapiteln begründet – bei einem Neubau des Spurdetektors für das CMS-Experiment am SLHC nicht mehr verwendet werden.

Um die Ströme in den über 50 m langen Verbindungskabeln zwischen Netzgeräten und Detektoren zu reduzieren und damit sowohl die Wärmeverluste gering zu halten, als auch um das Materialbudget des neuen Detektors nach Möglichkeit zu senken, gibt es zwei sich grundsätzlich unterscheidende Lösungsansätze [24]: die serielle Stromversorgung von Detektormodulen und die parallele Spannungsversorgung mit lokaler Gleichstromkonvertierung.

5.1 Serielle Stromversorgung

Bei der seriellen Stromversorgung von Detektormodulen werden letztere in Reihe geschaltet und mit Hilfe einer Konstantstromquelle betrieben, wie in Abb. 5.1 dargestellt ist. Daraus folgt, dass der insgesamt im Zuleitungskabel fließende Strom I_{SP} dem eines einzelnen Moduls I_0 entspricht, was die Kabelverluste drastisch reduziert. Fällt an einem Modul die Spannung V_0 ab, so beträgt die Versorgungsspannung von n seriell verschalteten Modulen dementsprechend die n -fache Spannung eines einzelnen Moduls, also $V_{SP} = n \cdot V_0$. Die in Serie geschalteten Detektorkomponenten haben jeweils ihr eigenes Bezugspotenzial, genauer ist die Ausgangsspannung des $(n - 1)$ -ten Moduls das Bezugspotenzial des nachfolgenden Moduls n . Dadurch müssen die Module potenzialgetrennt voneinander aufgebaut werden, was insbesondere bedeutet, dass die Datenübertragung und Anbindung an den Gesamtdetektor über zusätzliche Koppelkondensatoren erfolgen muss.

Um die Eingangsspannung für jedes Modul konstant zu halten und bei einem Ausfall eines Moduls den sogenannten Lichterketteneffekt, das heißt den Ausfall aller in Reihe geschalteten Module, zu verhindern, wird jedem Modul ein Shunt-Regulator parallel geschaltet. An letzterem fällt bei Modulausfall die Spannung V_0 ab, sodass die restlichen Module weiterhin funktionieren. Da der in einer Reihenschaltung von Modulen fließende Strom durch das Modul mit dem höchsten Strombedarf definiert wird und in den anderen Modulen die überflüssige Leistung in den Regulatoren Wärmeverluste erzeugt, ist dieses System nur für die Stromversorgung von Modulen mit sehr ähnlichem Strombedarf effizient.

Benötigt die Detektorelektronik zwei verschiedene Eingangsspannungen für den Analog- und Digitalteil, so muss die niedrigere Spannung bei der seriellen Stromversorgung durch lineare Spannungsregler erzeugt werden, was wiederum die Effizienz dieses Systems senkt.

In einem Versuch der ATLAS Kollaboration wurde ein Testsystem bestehend aus sechs ATLAS-Pixeldetektormodulen mit Spannungsregulatoren ausgestattet und seriell mit Strom versorgt. Dabei wurde keine negative Beeinflussung des Rauschverhaltens des Testsystems festgestellt [26].

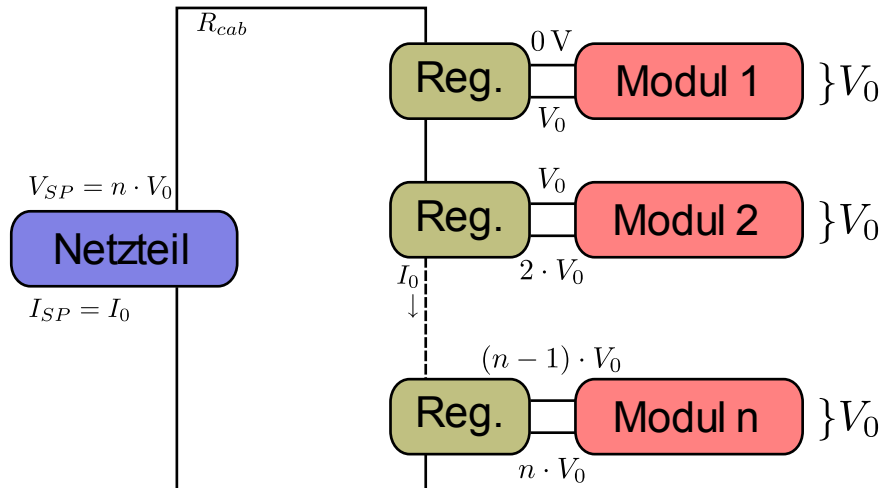


Abbildung 5.1: Serielle Stromversorgung von Detektormodulen mit Regulatoren.

5.2 Spannungsversorgung mit Gleichstromkonvertern

Im Gegensatz zur seriellen Stromversorgung werden die Detektormodule bei der Spannungsversorgung mit lokalen Gleichstromkonvertern individuell oder parallel in einem Stromkreis angeschlossen, wie es in Abb. 5.2 dargestellt ist. Um die in den Kabeln fließenden Ströme zu minimieren, wird eine höhere Spannung V_{DCDC} als von der Detektorelektronik benötigt zugeführt, welche lokal mit Gleichstromkonvertern zu einer kleineren Spannung V_0 konvertiert wird. Die Funktionsweise dieser Konverter wird ausführlich im nächsten Kapitel diskutiert. Definiert man das Konvertierungsverhältnis r der Konverter durch das Verhältnis der Aus- zur Eingangsspannung $r = V_{out}/V_{in}$ und somit im dargestellten Beispiel durch $r = V_0/V_{DCDC}$, wobei $r < 1$ ist, so verkleinert sich der Strom I_{DCDC} in der Zuleitung linear mit r , sodass die Leistungsverluste in den Kabeln proportional zu r^2 sinken.

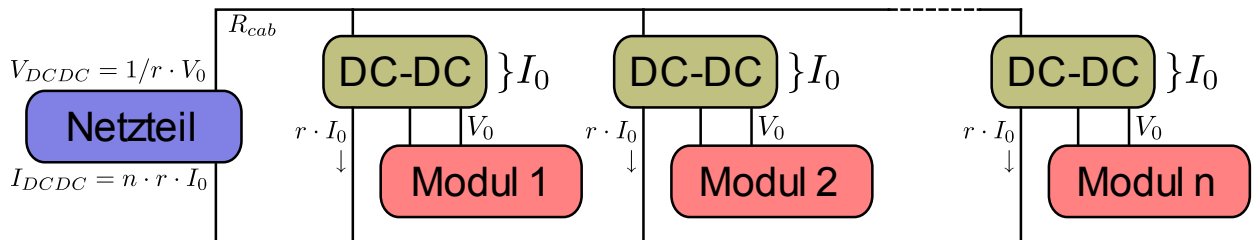


Abbildung 5.2: Parallele Spannungsversorgung mit Gleichstromkonvertern.

Der Vorteil dieses Systems besteht in seiner großen Flexibilität: die Gleichstromkonverter funktionieren gleichzeitig als Spannungsregulatoren. Aus einer festen Eingangsspannung können verschiedene Ausgangsspannungen generiert werden, was, wie im vorherigen Abschnitt 5.1 genannt, für den Analog- und Digitalteil der Detektorelektronik nötig sein kann.

Anstelle des Einsatzes eines einzelnen Konverters mit dem Konvertierungsverhältnis r ist es weiterhin möglich, eine zweistufige Konvertierung in das Detektorsystem zu integrieren, wobei sich die Einzelkonvertierungsverhältnisse r_1 und r_2 der Konverter multiplizieren, sodass $r_1 \cdot r_2 = r$ gilt. Dabei könnte für das oben genannte Problem der verschiedenen Spannungen für die Analog- und Digitalelektronik in der ersten Stufe ein Konverter mit einem festen Konvertierungsverhältnis und zwei verschiedene Konverter für die zweite Stufe eingesetzt werden, welche erst dann die spezifischen Ausgangsspannungen generieren. Bei diesem Ansatz gilt es allerdings zu beachten, dass sich die Effizienzen der in Serie geschalteten Konverter ebenfalls multiplizieren.

Im Rahmen dieser Arbeit werden einige der Herausforderungen des Konzepts der Spannungsversorgung mit DC-DC-Konvertern näher untersucht:

- Die Effizienz bzw. der Wirkungsgrad η ist definiert als das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsleistung des DC-DC-Konverters. Die Effizienz sollte wesentlich größer als das Verhältnis der Aus- zur Eingangsspannung sein, damit das Ziel dieser neuartigen Spannungsversorgung von Detektorelektronik, die Ströme in den Detektorzuleitungen zu reduzieren, realisiert werden kann. Die Effizienz der Konverter wird in Kapitel 7 analysiert.
- Die Konverter müssen in einem starken Magnetfeld ($B \approx 4 \text{ T}$) funktionieren, was bei der Verwendung von Spulen als Energiespeicher gewisse Einschränkungen an die Bauform darstellt. Hierzu wird in Kapitel 8 die Messung der Konvertereffizienzen im Magnetfeld beschrieben.
- Des Weiteren handelt es sich bei den meisten Konvertern um Schaltelektronik, sodass eine Störquelle in ein empfindliches Detektorsystem integriert wird. Zur Untersuchung des Rauschverhaltens der Konverter wird die Messung der Störspektren in Kapitel 9 vorgestellt.

Neben diesen Aspekten, die in den nachfolgenden Kapiteln untersucht werden, müssen bei der Entwicklung von DC-DC-Konvertern zwei weitere Anforderungen erfüllt werden:

- Die Schaltkonverter müssen strahlenhart sein, da sie im Spurdetektor hohen Strahlendosen ausgesetzt sind (vergleiche hierzu Tab. 4.1).
- Die Konverter erhöhen das Materialbudget der Detektoren. Deshalb ist auf eine kompakte Bauweise, dünne Trägerplatinen und eine möglichst kleine Dimensionierung der externen Komponenten wie Kondensatoren und Spulen zu achten.

Kapitel 6

DC-DC-Konverter im Detail

6.1 Einführung

Als DC-DC Konverter [27] bezeichnet man, wie bereits im vorherigen Kapitel beschrieben, eine elektrische Schaltung, welche eine angelegte Gleichspannung in eine kleinere oder größere Gleichspannung konvertiert. Abhängig vom Verhältnis zwischen Eingangsspannung V_{in} und Ausgangsspannung V_{out} bezeichnet man die Konverter mit V_{out} größer als V_{in} genauer als Aufwärtswandler und Konverter mit V_{out} kleiner als V_{in} als Linearregler und Abwärtswandler. Linearregler erzeugen mit Hilfe eines ohmschen Widerstands einen Spannungsabfall, während Abwärtswandler Schaltkonverter sind, die durch periodische Schaltvorgänge und mit Hilfe von Transformatoren oder Energiespeichern wie einer Spule oder Kondensatoren eine Konvertierung der Ausgangsspannung erzeugen. Bei Schaltkonvertern ist es noch möglich, eine Potenzialtrennung zwischen Ein- und Ausgangsseite des Konverters zu realisieren, was jedoch nur bei Konvertern mit einem Transformator möglich ist, der die magnetische und damit galvanisch getrennte Kopplung zwischen Ein- und Ausgangsseite bildet.

In dieser Arbeit werden ausschließlich Abwärtswandler ohne Potenzialtrennung untersucht. Dabei werden zunächst kommerzielle Modelle verwendet, die nicht alle Anforderungen für eine Anwendung im Detektorsystem (Strahlenhärte, Magnetfeldresistenz etc.) erfüllen. Dies ist notwendig, da ein alle Spezifikationen erfüllender Konverter bislang nicht existiert und speziell für den Einsatz in Hochenergieexperimenten entwickelt werden muss. Ein erster Schritt hierzu sind die untersuchten nichtkommerziellen Konverter, welche am Lawrence Berkeley National Laboratory (LBNL) in Berkeley und am CERN bei Genf entwickelt werden [28, 29].

Die kommerziellen Konverter sind ausschließlich sogenannte Buck-Konverter¹, also Abwärtswandler, bei denen eine Spule als Energiespeicher Verwendung findet. Das Funktionsprinzip eines solchen Buck-Konverters ist in Abb. 6.1 schematisch dargestellt.

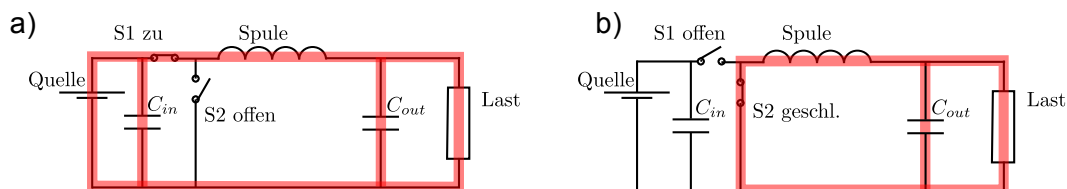


Abbildung 6.1: Funktionsprinzip eines Buck-Konverters: a) Schalter S1 ist geschlossen. b) S1 ist geöffnet. Der Stromfluss ist orange gekennzeichnet.

Das System wird beschrieben durch zwei Schalter, eine Spule und einen Kondensator. Die Schalter S1 und S2 schalten zwischen den beiden Zuständen a) und b) des Konverters um. Während der Zeit t_{on} , definiert als die Zeit, in der Zustand a) realisiert ist, ist S2 offen und S1 verbindet die Last mit der Quelle. Der in der Spule fließende Strom erzeugt ein Magnetfeld, in dem Energie gespeichert wird. Diese in der Spule gespeicherte Energie wird in Zustand b) während der Zeit t_{off} an die Last abgegeben, da der Stromkreis

¹Aus dem Englischen: to buck = absägen, ablängen.

nun durch den Schalter S2 geschlossen wird, wobei S1 offen ist und somit die Quelle nicht mehr mit dem Konverter und der Last verbunden ist.

Der Strom in der Spule I_L nimmt nicht unmittelbar nach Schließen von S1 seinen Maximalwert an, sondern baut sich aufgrund der Eigeninduktivität der Spule nur zeitverzögert auf. Dies ist im zeitlichen Verlauf des Stroms in Abb. 6.2 zu sehen. Die Zeitkonstante τ einer typischen Konverterspule ($L = 500 \text{ nH}$, $R = 90 \text{ m}\Omega$) beträgt $\tau = L/R \approx 5,5 \mu\text{s}$. Die Periodendauer T eines Konverters mit einer Schaltfrequenz von 4 MHz ist mit $T = 0,25 \mu\text{s}$ um ein Vielfaches kleiner, sodass sich der Spulenstrom I_L in erster Näherung linear ändert. Nach dem Zeitintervall t_{on} wird S1 geöffnet sowie S2 geschlossen. Der Stromfluss wird nun durch die Spule und den Kondensator aufrecht gehalten, bis S2 öffnet bzw. S1 schließt und der Zyklus von neuem beginnt. Die Periodendauer T , also die Zeit für einen gesamten Schaltzyklus, beträgt demnach $T = t_{on} + t_{off}$. Damit definieren sich die Schaltfrequenz f und das Tastverhältnis D eines Abwärtswandlers zu

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}}, \quad D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}, \quad (6.1)$$

wobei der Wert von D zwischen 0 (S1 ständig geöffnet) und 1 (S1 dauerhaft geschlossen) liegt.

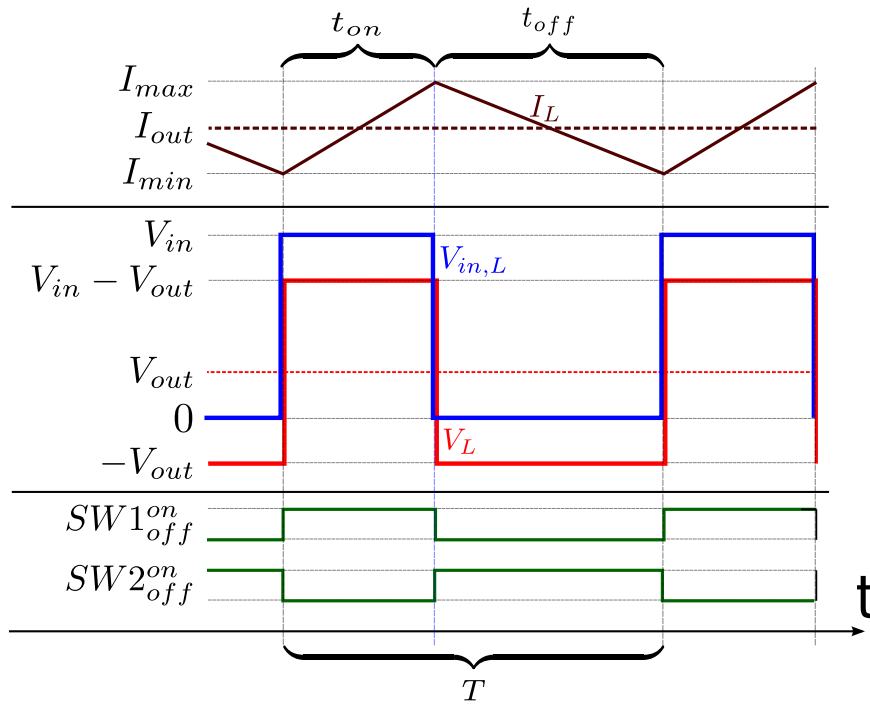


Abbildung 6.2: Zeitliche Entwicklung der Spannungen und Ströme in einem Buck-Konverter. I_L bezeichnet den Spulenstrom, V_L die Spannung, welche an der Spule anliegt und $V_{in,L}$ die Eingangsspannung der Spule bzw. die Ausgangsspannung von S1.

Mit den Voraussetzungen, dass der Strom I_L in der Spule niemals Null wird und die Eingangsspannung V_{in} , die Ausgangsspannung V_{out} und der Laststrom I_{out} zeitlich konstant sind, bezeichnet man den Konverter als Abwärtswandler mit nicht lückendem Strom im stationären Zustand. Weiter folgt aus der Induktivität L der Spule, der theoretischen Annahme, dass der Wandler keine ohmschen sowie Schaltverluste aufweist und dem Induktionsgesetz für die Spannung V_L der Spule

$$V_L = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad \text{oder} \quad \Delta t \cdot V_L = -L \cdot \Delta I_L. \quad (6.2)$$

Im stationären Zustand hat ΔI_L in beiden Schaltzuständen des Konverters den gleichen Betrag. Die Spulenspannung während der Zeit t_{on} ist $V_L = V_{in} - V_{out}$ und innerhalb des Zeitintervalls t_{off} beträgt sie $V_L = -V_{out}$. Eingesetzt in Gl. 6.2 folgt

$$(V_{in} - V_{out}) \cdot t_{on} = V_{out} \cdot t_{off} \quad \text{bzw.} \quad \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T} = D. \quad (6.3)$$

Das Konvertierungsverhältnis r eines Konverters ist definiert als das Verhältnis der Aus- zur Eingangsspannung:

$$r = \frac{V_{out}}{V_{in}} . \quad (6.4)$$

Das Konvertierungsverhältnis r entspricht damit, im idealisierten Modell des Konverters, dem Tastverhältnis D . Das Tastverhältnis D wird von der Regelungselektronik des Konverters durch Pulsweitenmodulation gesteuert. In einem realen Konverter ist das Tastverhältnis D geringfügig größer als das Konvertierungsverhältnis r , damit die Schaltverluste kompensiert werden. Dies wird genauer in Abschnitt 6.6 untersucht. Schaltverluste und andere Faktoren, welche die Effizienz eines Konverters beeinflussen, werden in Abschnitt 7.1 diskutiert.

Mit der Effizienz η gilt für den Zusammenhang zwischen dem Verhältnis des Ein- und Ausgangsstroms eines Konverters und dem Konvertierungsverhältnis r :

$$r = \eta \cdot \frac{I_{in}}{I_{out}} . \quad (6.5)$$

In [30] wird eine Gleichungen zur Berechnung der Induktivität der Spule angegeben. In die Rechnung gehen lediglich die Werte der Ein- und Ausgangsspannung V_{in} und V_{out} , des Ausgangsstroms I_{out} sowie die Schaltfrequenz f des Konverters ein. Für die Induktivität L der Spule gilt:

$$L = \frac{(V_{in} - V_{out})}{f \cdot LIR \cdot I_{out}} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} . \quad (6.6)$$

Dabei entspricht $(V_{in} - V_{out})$ der Spannung V_L an der Spule während des Zeitintervalls t_{on} . (V_{out}/V_{in}) ist das Konvertierungsverhältnis r des Konverters und beim idealen Konverter gleich dem Tastverhältnis D , womit D/f wiederum gleich der Zeit t_{on} ist. LIR ist das sogenannte Spulenstromverhältnis und definiert als das Verhältnis der Stromschwankungen in der Spule $\Delta I_L = I_{max} - I_{min}$ zum Ausgangsstrom I_{out} . Somit ist es möglich Gl. 6.6 umzuformen:

$$L = V_L \cdot t_{on} \cdot \frac{1}{\Delta I_L} . \quad (6.7)$$

Je kürzer die Eingangsspannung des Konverters mit der Spule verbunden ist, desto kleiner kann also die Induktivität derselben sein. Andererseits ist die Induktivität umgekehrt proportional zur Stromschwankung in der Spule, was sich auf das Rauschverhalten des Konverters auswirkt. Im nachstehenden Abschnitt werden die in dieser Arbeit verwendeten Konverter im Detail vorgestellt; um eine bessere Vorstellung der Berechnung der Induktivität zu bekommen, werden an dieser Stelle beispielhafte Werte für die verwendeten Konverter angegeben:

$$V_{in} = 5,5 \text{ V}; V_{out} = 1,25 \text{ V}; I_{out} = 500 \text{ mA und } f = 4 \text{ MHz} . \quad (6.8)$$

Mit dem Parametern in Gl. 6.8 und der Annahme, dass $LIR = 100\%$ ist, folgt $L = 482 \text{ nH}$.

Bei einem realen Konverter sind weder die Eingangs- noch die Ausgangsspannung zeitlich konstant. Sie unterliegen Schwankungen und werden mit Hilfe von Kondensatoren geglättet. Die Ein- und Ausgangskondensatoren C_{in} und C_{out} besitzen allerdings eine endliche Kapazität, sodass Spannungsschwankungen nicht verhindert werden können. In [31] werden die einzelnen Beiträge zum Rauschen als Funktion der Schaltfrequenz und der Kapazitäten der Kondensatoren angegeben.

Für das Rauschen am Konverterausgang gilt aufgrund der endlichen Kapazität von C_{out}

$$\delta V_{out} = \frac{(V_{in} - V_{out})}{8f^2 LC_{out}} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} . \quad (6.9)$$

Ebenfalls folgt aufgrund der endlichen Kapazität von C_{in} für das Rauschen am Eingang des Konverters

$$\delta V_{in} = \frac{I_{out} V_{out} (V_{in} - V_{out})}{f C_{in} V_{in}^2} \quad \text{für } \Upsilon < 1, \quad (6.10)$$

$$\delta V_{in} = \frac{(V_{in} - V_{out})}{8 L C_{in} V_{in}^2} \left(2 L I_{out} + \frac{V_{out}}{f} \right)^2 \quad \text{für } \Upsilon > 1, \quad (6.11)$$

wobei Υ definiert ist durch

$$\Upsilon \equiv \frac{V_{out}^2}{2 f L V_{in} I_{out} - \frac{V_{out}}{V_{in}} (V_{in} - V_{out})}. \quad (6.12)$$

Für die in dieser Arbeit analysierten Konverter gilt $\Upsilon < 1$; beispielsweise ist $\Upsilon = 0,16$ für die Parameter aus Gl. 6.8 und $L = 500$ nH. Wie man in diesen Gleichungen erkennt, sinkt die Spannungsschwankung am Konvertereingang linear, am Ausgang sogar quadratisch mit der Schaltfrequenz des Konverters. Des Weiteren kann man diese Gleichungen dazu verwenden, die Kapazität der Kondensatoren C_{out} und C_{in} zu bestimmen, indem man eine maximal zulässige Spannungsschwankung vorgibt. Für die Kapazität des Ausgangskondensators folgt beispielsweise aus Gl. 6.9 mit $\delta V_{out} = 10$ mV und Gl. 6.8: $C_{out} = 1,5$ μ F.

Einen weiteren Beitrag zum Rauschen liefert der von Null verschiedene ESR² der Kondensatoren sowohl zur Eingangsspannung

$$\delta V_{in,ESR} = R_{ESR,C_{in}} \cdot \left(I_{out} + \frac{(V_{in} - V_{out})}{2 f L} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \right), \quad (6.13)$$

als auch zur Ausgangsspannung

$$\delta V_{out,ESR} = R_{ESR,C_{out}} \cdot \frac{(V_{in} - V_{out})}{f L} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}}. \quad (6.14)$$

Es empfiehlt sich also, sogenannte Low-ESR-Kondensatoren zu verwenden, welche speziell für rauscharme Anwendungen mit sehr kleinem Reihenwiderstand gebaut werden.

Insgesamt erwartet man die Spannungsschwankungen des Konverters im Frequenzbereich der Schaltfrequenz f . Hinzu kommen die Harmonischen dieser Störfrequenz sowie hochfrequentes Rauschen durch die Schaltflanken bei den Schaltvorgängen. Genauer werden die Störspektren der Konverter im Kapitel 9 analysiert.

6.2 Kommerzielle Konverter

Aufgrund ihrer hohen Schaltfrequenz und der daraus resultierend kleinen Dimensionen der passiven Komponenten sowie des guten Rauschverhaltens wurden bei einer Marktanalyse folgende Konverter ausgewählt: die beiden Modelle EN5312QI [32] und EQ5382D [33] des Herstellers Enpirion sowie das Modell MIC3385 [34] von Micrel. Sie decken den gewünschten Ausgangsspannungsbereich für den Betrieb des Detektortestsystems (1,25 V und 2,50 V) ab und liefern einen ausreichend großen Ausgangsstrom (ca. 1 A).

6.2.1 Enpirion EN5312QI

Der Enpirion-Konverter EN5312QI [32] hat ein 5 mm \times 4 mm \times 1,1 mm großes Gehäuse. Die Schaltfrequenz liegt bei 4 MHz, die empfohlene Eingangsspannung wird mit 2,4 V – 5,5 V angegeben, wobei der maximal zulässige Wert 7 V ist. Die Ausgangsspannung kann wahlweise mit Hilfe von drei Programmierpins festgelegt oder mit einem externen Spannungsteiler auf einen beliebigen Wert zwischen $V_{out} = 0,6$ V und $V_{out} = V_{in} - V_{dropout}$ eingestellt werden, wobei $V_{dropout}$ den konverterinternen Spannungsabfall bezeichnet. Der maximale Ausgangsstrom beträgt 1 A. Der EN5312QI hat des Weiteren eine integrierte planare Spule, deren Kernmaterial ferromagnetisch ist und diesen Chip damit unbenutzbar für den Einsatz in einem Magnetfeld macht. Die in MEMS-Technologie³ gebaute Spule ist auf der Röntenaufnahme in Abb. 6.3 erkennbar. Die zu diesem Bild passende Pinbelegung ist in Abb. 6.4 abgebildet.

²Equivalent Series Resistance, R_{ESR} : Ohmsche Widerstände der Zuleitungen und der Kondensatorelektroden.

³Micro-Electro-Mechanical System: Mikromechanisches System, hier eine Spule mit Drahtwicklungen zwischen Ferritplättchen, welche auf dem Halbleitersubstrat im Chip integriert sind.

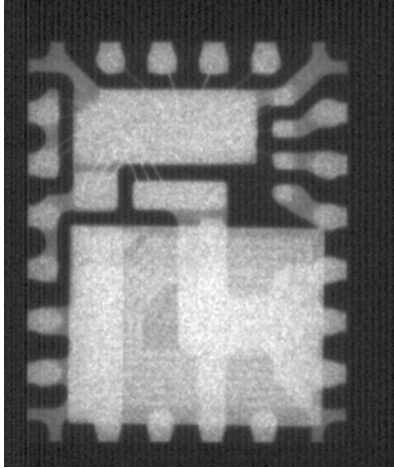


Abbildung 6.3: Röntgenaufnahme des EN5312QI Konverters. Die Schalt- und Regelelektronik befindet sich im oberen, die Spule im unteren Teil.

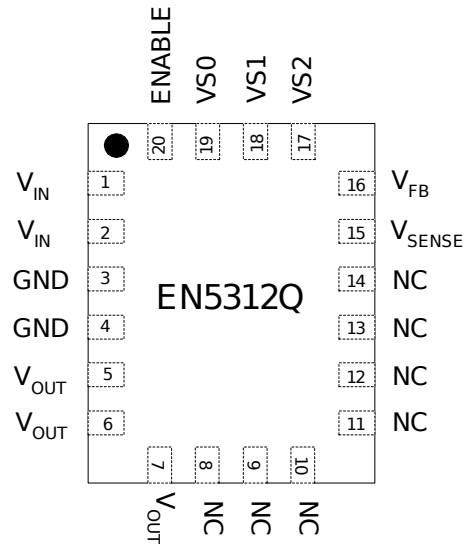


Abbildung 6.4: Pinbelegung des EN5312QI Konverters [32].

Das Blockdiagramm des Konverterchips ist in Abb. 6.5 dargestellt. Neben den oben erwähnten Standardkomponenten (integrierte Spule, zwei Schalter in Form von zwei Schalttransistoren) erkennt man noch die für die Spannungsregulierung mittels Pulsweitenmodulation nötigen Module: die Referenzspannungsquelle, einen Sägezahngenerator und zwei Komparatoren. Darüber hinaus wurden für den sicheren Betrieb folgende Module integriert: Niederspannungsschutz, Strombegrenzung, Kurzschlussicherung und Überhitzungsschutz.

Für die Inbetriebnahme des Konverters sind lediglich zwei weitere Filterkondensatoren nötig, wie in Abb. 6.6 dargestellt. Der Konverter kann laut Datenblatt mit einer sehr hohen Effizienz von über 90% arbeiten, was in Abb. 6.7 gezeigt ist.

6.2.2 Enpirion EQ5382D

Der zweite kommerzielle Konverter von Enpirion ist das Modell EQ5382D [33]. Ihm fehlt im Unterschied zum EN5312QI die interne Spule, sodass, wie in Abb. 6.8 dargestellt, externe Spulen verwendet werden müssen. Hierdurch verkleinert sich die Gehäuseabmessung auf $2\text{ mm} \times 3\text{ mm} \times 0,9\text{ mm}$. Die empfohlene Induktivität der Spule beträgt $1\text{ }\mu\text{H}$, es ist jedoch möglich, Spulen mit kleineren Werten zu verwenden (L ca. $0,5\text{ }\mu\text{H}$). Ein zweiter Unterschied betrifft den maximalen Ausgangsstrom, welcher bei $0,8\text{ A}$ liegt. Der Konverter schaltet ebenfalls mit einer Frequenz von 4 MHz und hat auch sonst die gleichen Spezifikationen und Funktionen wie der Chip mit interner Spule. Er wird verwendet, um verschiedene Spulenarten und -geometrien zu testen. Es müssen externe Luftspulen im Detektorbetrieb verwendet werden, da die Induktivität von ferromagnetischen Spulen im Magnetfeld sinkt.

6.2.3 Micrel MIC3385

Ein weiterer kommerzieller Konverter ist der mit 8 MHz schaltende MIC3385 [34] von Micrel. Sein Gehäuse ist mit $3,5\text{ mm} \times 3,0\text{ mm} \times 0,9\text{ mm}$ etwas kompakter als das des EN5312QI. Die empfohlene Eingangsspannung kann zwischen $2,7\text{ V} - 5,5\text{ V}$ variiert werden, das zulässige Maximum liegt bei 6 V . Der maximal lieferbare Ausgangsstrom beträgt $0,6\text{ A}$. Die Ausgangsspannung kann mit Hilfe eines externen Spannungsteilers auf Werte zwischen 1 V und $V_{in} - 0,3\text{ V}$ eingestellt werden.

Im Blockdiagramm in Abb. 6.9 erkennt man prinzipiell die gleichen Komponenten wie im Blockschaltbild des Enpirion Konverters (Abb. 6.5). Er verfügt ebenfalls über einen Unterspannungsschutz sowie Überhitzungsschutz und über eine Strombegrenzung.

Das Anwendungsbeispiel in Abb. 6.10 zeigt, dass zur Inbetriebnahme des Micrel Konverters mehr externe Komponenten nötig sind als bei dem Enpirion Konverter mit interner Spule. Beispielsweise wird die

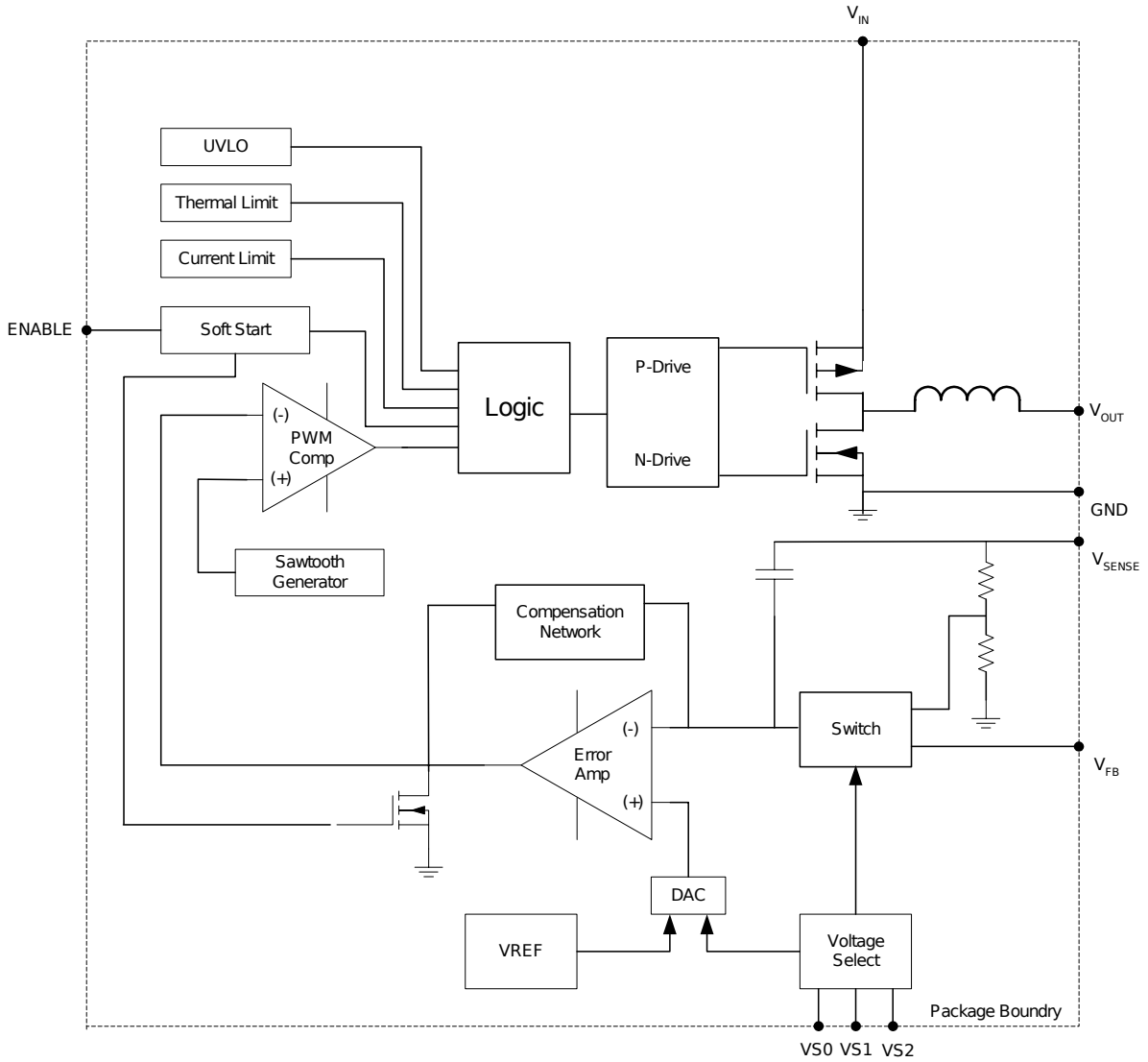


Abbildung 6.5: Blockdiagramm des Konverters EN5312Q1 von Enpirion [32].

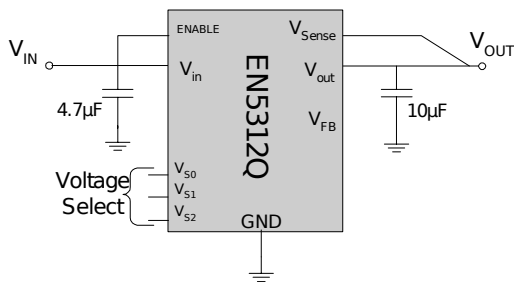


Abbildung 6.6: Buck-Konverter EN5312Q1 in einer Beispielanwendung mit zwei externen Filterkondensatoren [32].

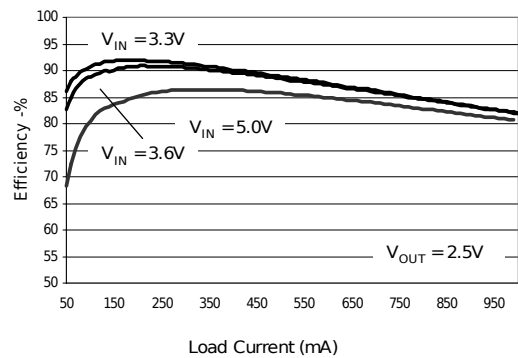


Abbildung 6.7: Effizienz vom EN5312Q1 als Funktion des Laststroms für verschiedene Eingangsspannungen und 2,50 V Ausgangsspannung [32].

Ausgangsspannung mit einem externen Spannungsteiler eingestellt. Im zugehörigen Datenblatt wird die Effizienz des Micrel Konverters für eine Ausgangsspannung von $V_{out} = 2,50\text{ V}$, Eingangsspannungen zwischen $V_{in} = 3,2\text{ V}$ und $V_{in} = 4,2\text{ V}$ und Ausgangsströme ab $I_{out} = 100\text{ mA}$ mit 85% bis 90% angegeben

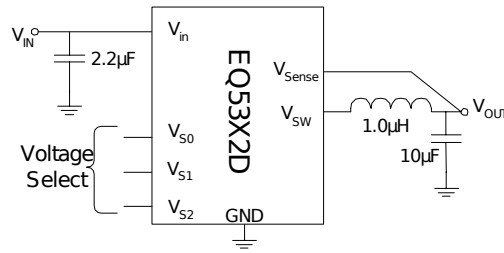


Abbildung 6.8: Buck-Konverter EQ5382D in einer Beispielanwendung mit externer Spule und zwei externen Filterkondensatoren [33].

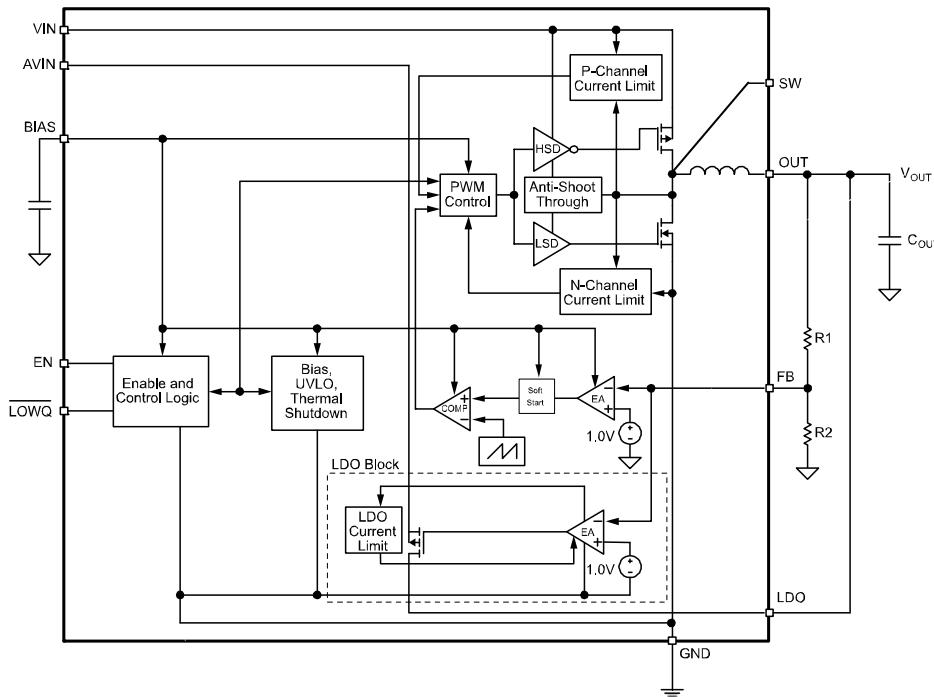


Abbildung 6.9: Micrel Konverter MIC3385: Blockschaltbild [34].

(Abb. 6.11).

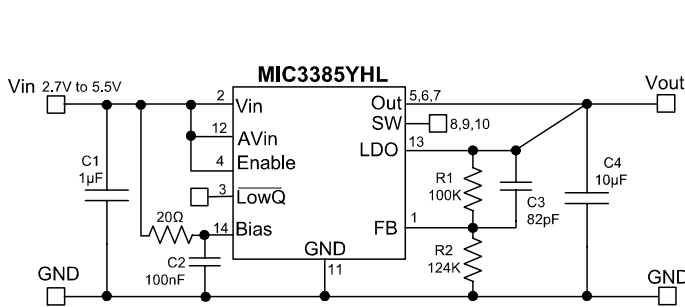


Abbildung 6.10: Anwendungsbeispiel des Micrel MIC3385 Konverters [34].

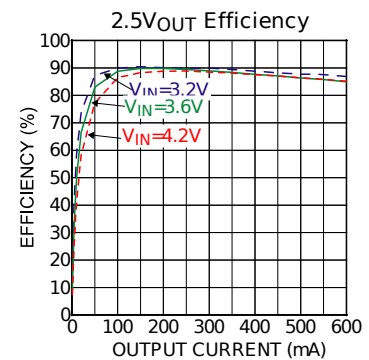


Abbildung 6.11: Datenblatteffizienz des Micrel Konverters [34].

6.3 Nichtkommerzielle Konverter

Bei den nichtkommerziellen Konvertern, welche am CERN entwickelt werden, handelt es sich ebenfalls um Buck-Konverter. Die anderen für den Einsatz in der Hochenergiephysik entwickelten Konverter aus Berkeley sind sogenannte Ladungspumpen, welche mit Kondensatoren zur Energiespeicherung arbeiten.

6.3.1 Der CERN Konverter SWREG2

Der am CERN entwickelte Konverter SWREG2 [29] ist ein Buck-Konverter, der für den Betrieb mit einer externen Spule vorgesehen ist. Die Schalttransistoren, welche Spannungen bis zu 80 V schalten können und die Regelungselektronik wurden in einer AMIS I3T80 [35] Technologie in einem $0,35\ \mu\text{m}$ CMOS-Prozess realisiert. Dem Konverter fehlen im Gegensatz zu den kommerziellen Konvertern noch einige für den Betrieb notwendige Komponenten, zum Beispiel die Referenzspannungsquelle und der Sägezahn-generator. Diese müssen extern realisiert werden, was eine sehr flexible Nutzung ermöglicht. Mit einem externen Sägezahn-generator ist es möglich, die Schaltfrequenz zwischen 250 kHz und 3 MHz einzustellen. Die Funktionen sind im Blockschaltbild in Abb. 6.12 dargestellt, wobei alle im roten Kasten liegenden Komponenten im Chip integriert sind.

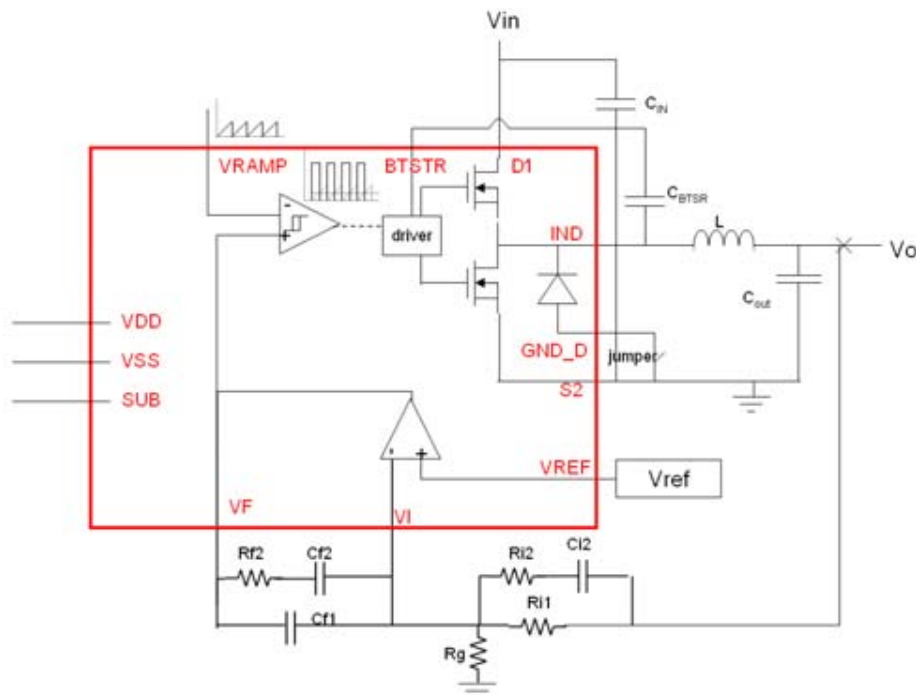


Abbildung 6.12: Blockdiagramm des SWREG2 Konverters. Alle im roten Kasten liegenden Elemente wurden in den Chip integriert [29].

Die Eingangsspannung kann zwischen 3,3 V und 24 V variiert, die Ausgangsspannung über einen Spannungsteiler zwischen 1,5 V und 3,3 V eingestellt werden. Der maximal zulässige Ausgangsstrom beträgt 2 A [36]. Eine Skizze des Chiplayouts ist in Abb. 6.13 abgebildet.

6.3.2 Die LBNL Ladungspumpe

Als Ladungspumpe⁴ bezeichnet man einen DC-DC Konverter, der anstelle einer Spule Kondensatoren als Energiespeicher verwendet. Ein Beispiel ist in Abb. 6.14 dargestellt; man erkennt die Eingangs- und Ausgangsfilterkondensatoren C_{in} bzw. C_{out} , sowie drei sogenannte fliegende Kondensatoren C_1 bis C_3 anstelle

⁴auch „Switched-Capacitor Voltage Converter“ genannt.

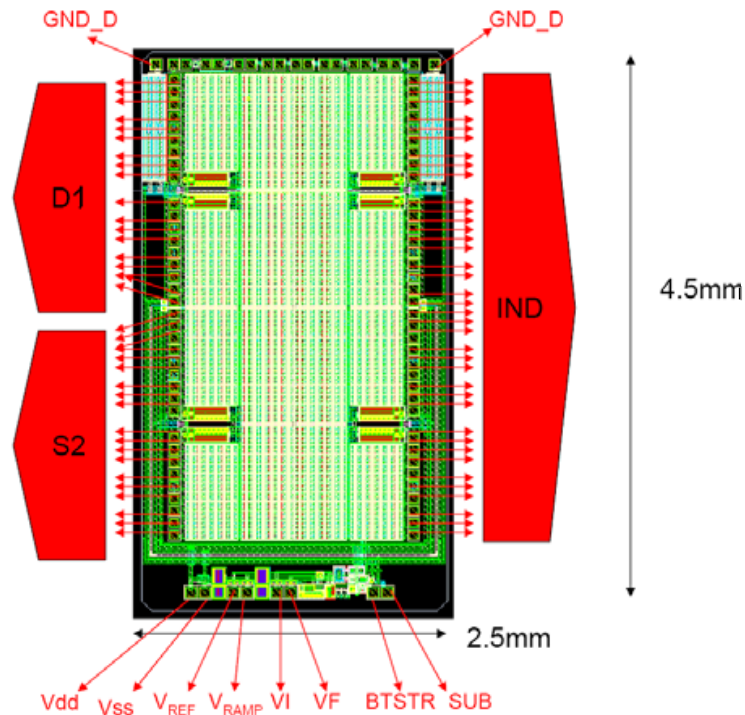


Abbildung 6.13: Layout des SWREG2 Konverters [29]. Die Bezeichnungen der Anschlüsse entsprechen denen in Abb. 6.12, demnach ist „D1“ mit der Eingangsspannung verbunden, „S2“ mit der Masse und „IND“ ist der Anschluss der Spule. Die obere Hälfte des Konverterchips ist mit den Transistoren belegt, welche die Eingangsspannung mit der Spule verbinden, und die untere Hälfte des Chips mit den Transistoren des zweiten Schalters. Am unteren Rand ist die Kontrollelektronik platziert (Anschlüsse „Vdd“ bis „SUB“).

der Spule im Buck-Konverter. Mit diesen Kondensatoren sowie zehn Schaltern erreicht man ein Konvertierungsverhältnis von $\frac{V_{in}}{V_{out}} = 4$. Es wird zwischen zwei verschiedenen Zuständen des Konverters periodisch und mit einem Tastverhältnis von $D = 0,5$ umgeschaltet. In der ersten Phase a) werden die drei Energiespeicherkondensatoren C_1 , C_2 , C_3 und der Filterkondensator C_{out} in Reihe geschaltet aufgeladen. Die Spannung, die an jedem Kondensator anliegt, beträgt $V_{C_i} = \frac{1}{4}V_{in}$, wobei die gespeicherte Ladung jeweils Q sei. In der zweiten Phase b) sind diese Kondensatoren von der Quelle getrennt und parallel geschaltet mit dem Ausgang des Konverters verbunden. Die nun an die Quelle abgegebene Ladung beträgt $4Q$. Der Konverter liefert also im Idealfall den vierfachen Eingangsstrom bei einem Viertel der Eingangsspannung.

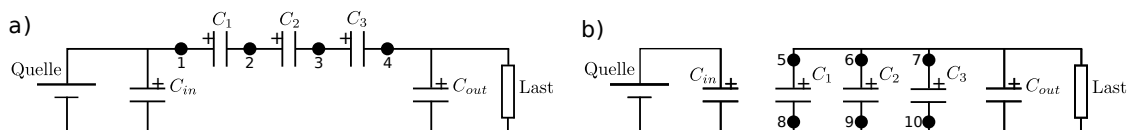


Abbildung 6.14: Schaltplan einer vierteilenden Ladungspumpe. a) Kondensatoren werden in Reihe geladen. b) Kondensatoren werden parallel entladen. Alle in Phase a) geschlossenen Schalter (1 bis 4) sind in Phase b) geöffnet und umgekehrt [28].

Ein Schaltbild der am LBNL in Berkeley entwickelten Ladungspumpe [28] ist in Abb. 6.15 gezeigt. Es wurden alle für den Betrieb notwendigen Schalttransistoren und die benötigten Treiberschaltungen in den Konverterchip integriert, für den ein $0,35 \mu\text{m}$ CMOS-Prozess mit lateralen MOSFET Transistoren verwendet wurde. Die externen Kondensatoren haben eine Kapazität von $1 \mu\text{F}$ für die Eingangs- und Speicherkondensatoren, sowie $10 \mu\text{F}$ für den Ausgangskondensator. Die Schaltfrequenz beträgt $0,5 \text{ MHz}$ und der maximale Ausgangsstrom $0,5 \text{ A}$. Die Eingangsspannung soll nicht größer als 12 V sein, wobei der Chip zusätzlich eine Versorgungsspannung von $3,3 \text{ V}$ benötigt [37].

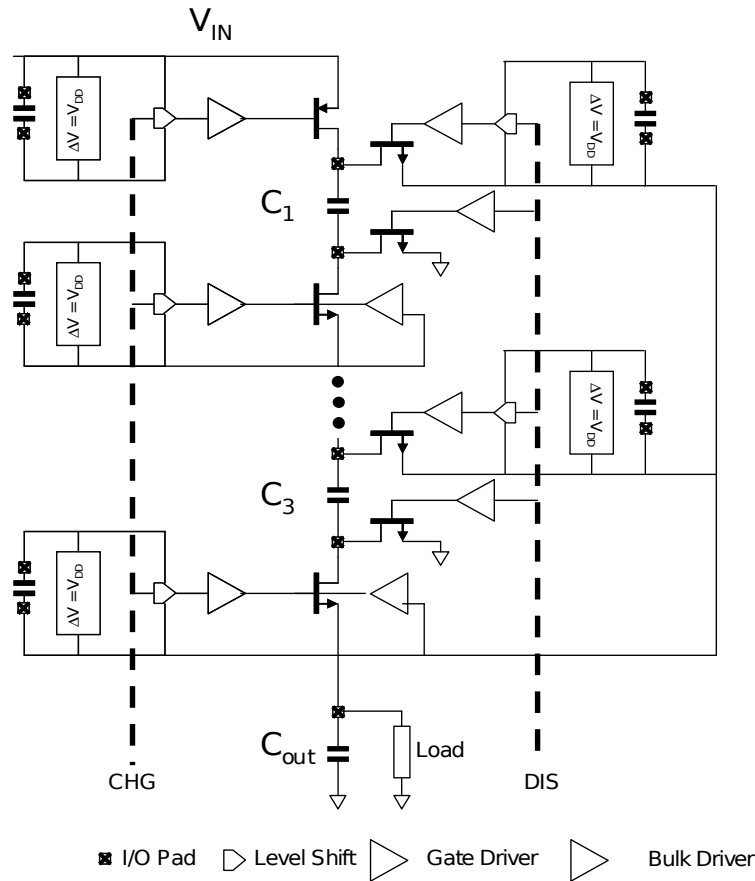


Abbildung 6.15: Schaltbild des integrierten Schaltkreises der Ladungspumpe. Bei den an die I/O Pads angeschlossenen Kondensatoren handelt es sich um diskrete Bauteile [28].

6.4 Linearregler mit geringem Spannungsabfall

Bei den Schaltkonvertern kann zusätzlich ein Linearregler hinter den Ausgang des Konverters geschaltet werden, um Spannungsschwankungen zu reduzieren bzw. diese in Wärme umzuwandeln. Diese Art von Linearregler wird als LDO-Regulator⁵ bezeichnet.

Es wird der Regler LTC3026 von Linear Technology [38] mit sehr kleinem Spannungsabfall von weniger als 100 mV für einen Stromfluss kleiner als 1 A (Abb. 6.16) verwendet. Durch den geringen Spannungsabfall kann der Effizienzverlust des Gesamtkonverters gering gehalten werden. Die durch den LDO-Regulator erreichbare Rauschunterdrückung ist in Abb. 6.17 als Funktion der Frequenz aufgetragen⁶.

6.5 Konverterintegration

6.5.1 Integration der kommerziellen Konverter

Für die kommerziellen Konverter wurden vierlagige Platinen entwickelt [39]. Der Schaltplan einer Platine ist in Abb. 6.18 dargestellt: entwickelt für den Konverter von Enpirion mit interner Spule (siehe Abschnitt 6.2.1), verfügt die Platine über jeweils zwei unabhängig arbeitende Wandlerchips, da für den Betrieb des Testsystems zwei verschiedene Ausgangsspannungen (1,25 V und 2,50 V) benötigt werden. Die Platine ist des Weiteren mit Filterkondensatoren und mit zwei 40-poligen NAI S-Adaptersteckern [40] bestückt. Über

⁵aus dem englischen: Low DropOut

⁶In diesem Beispiel beträgt die Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung 300 mV. Dies kommt dadurch zustande, dass der LDO über einen internen Boost-Konverter verfügt, der im Datenblattbeispiel die Versorgungsspannung generiert. Bei den in dieser Arbeit verwendeten LDO-Regulatoren ist dieser Boost-Konverter jedoch deaktiviert, sodass die Spannungsabfall ist.

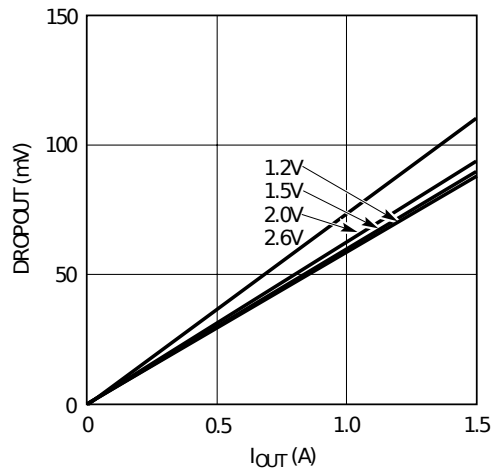


Abbildung 6.16: Spannungsabfall des Linearreglers als Funktion des Ausgangsstroms für verschiedene Eingangsspannungen [38].

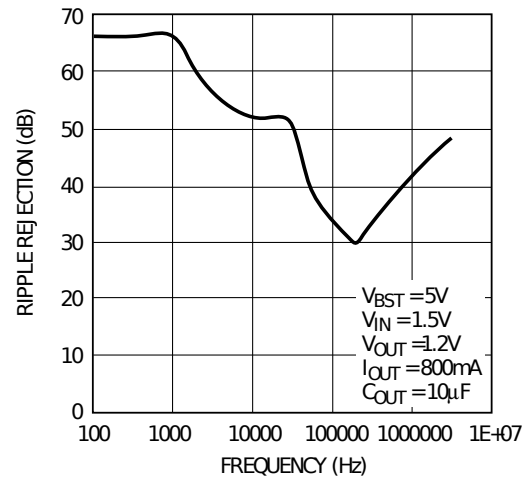


Abbildung 6.17: Rauschunterdrückung des LDO-Regulators als Funktion der Frequenz [38].

diese Stecker, je einer auf der Ober- und einer auf der Unterseite, wird der Konverter in das CMS-Petal (Abb. 3.5) integriert, indem er zwischen die Trägerplatine (InterConnect Board, oder kurz ICB) und das mit Strom zu versorgende Siliziumstreifenmodul (Abb. 3.6) gesteckt wird. Der Konverter selbst kann sowohl extern über Steckbrücken mit einem Gleichspannungsnetzteil als auch intern über den unteren NAI-S-Stecker und die Trägerplatine (ICB) oder mit Hilfe eines Adaptersteckers mit Spannung versorgt werden. Dies kann mit Hilfe einer Steckbrücke ausgewählt werden. Dieses Platinenlayout wird im Folgenden als **TypL-Int** bezeichnet. Photographien von der Ober- bzw. Unterseite der Platine sind in Abb. 6.19 und Abb. 6.20 zu sehen. Die zugehörigen Bestückungspläne mit den Bauteilbezeichnungen aus dem Schalplan sind in Abb. 6.21 und Abb. 6.22 dargestellt. Im Gegensatz zu der in Abb. 6.6 gezeigten Beispielanwendung wurden die Konverterplatinen nicht mit einem einzelnen Ein- bzw. Ausgangsfilterkondensator bestückt, sondern mit einer Reihe von parallel geschalteten Kondensatoren. Durch diese sogenannte Breitbandabblockung ist die Impedanz über einen weiten Frequenzbereich geringer als bei der Verwendung eines einzelnen Kondensators mit der gleichen Kapazität.

Es wurden ausgehend von dieser Standardplatine weitere Platinen entwickelt; Schaltpläne und Bilder der verschiedenen Modelle finden sich im Anhang A. Im Folgenden werden die verschiedenen Versionen kurz beschrieben.

Der **TypL-Int** wurde mit LDO-Regulatoren bestückt und zum sogenannten **TypL-Int-LDO** erweitert (Anhang A.2).

Durch geometrische Vorgaben des Testsystems musste eine zweite, kleinere Platinenform entwickelt werden. Der sogenannte **TypS-Int** ist funktionell baugleich mit dem **TypL-Int**, besitzt jedoch anstelle der NAI-S-Stecker eine vierpolige Steckbrücke, an die wiederum eine kleine Adapterplatine mit NAI-S-Steckern angeschlossen werden kann. Der Schaltplan und Bilder hierzu finden sich im Anhang A.3. Die Wirkung des Adaptersteckers kann mit Hilfe eines modifizierten **TypL-Int** Konverters (sog. **TypL-Int-S**) mit Steckbrücke untersucht werden (Anhang A.7).

Für den Enpirion-Konverter mit externer Spule, siehe Abschnitt 6.2.2, wurden ebenfalls diverse Platinen produziert. Der Konverter **TypL-Ext-So1** wurde mit einer solenoidförmigen Luftspule von Coilcraft [41] bestückt (Anhang A.4). Eine Skizze der Spule ist in Abb. 6.23 dargestellt. Mit einer Größe von $10,6\text{ mm} \times 5,7\text{ mm} \times 6,0\text{ mm}$ und 20 Windungen beträgt die Induktivität 538 nH . Der ohmsche Widerstand der Spule ist $90\text{ m}\Omega$. Hierzu gibt es wieder eine Version mit zusätzlichem LDO-Regulator, den **TypL-Ext-So1-LDO**; Details sind im Anhang A.5 beschrieben.

Um einen Vergleich mit der internen, ferromagnetischen Spule der erstgenannten Konverter möglich zu machen, wurde der Konverter **TypL-Ext-Fer** mit je einer Ferritspule LQH32CN1R0M23 von Murata [42], dargestellt in Abb. 6.24, bestückt. Ihre Induktivität beträgt $1\text{ }\mu\text{H}$ bei einem Widerstand von $90\text{ m}\Omega$ und einer Baugröße von $3,2\text{ mm} \times 2,5\text{ mm} \times 2,0\text{ mm}$.

Mit Hilfe der Enpirion Konverter mit externer Spule wurden noch weitere Spulengeometrien analysiert. Anstelle der solenoidförmigen Spule des **TypL-Ext-So1** wurden diverse toroidförmige Modelle getestet. Bil-

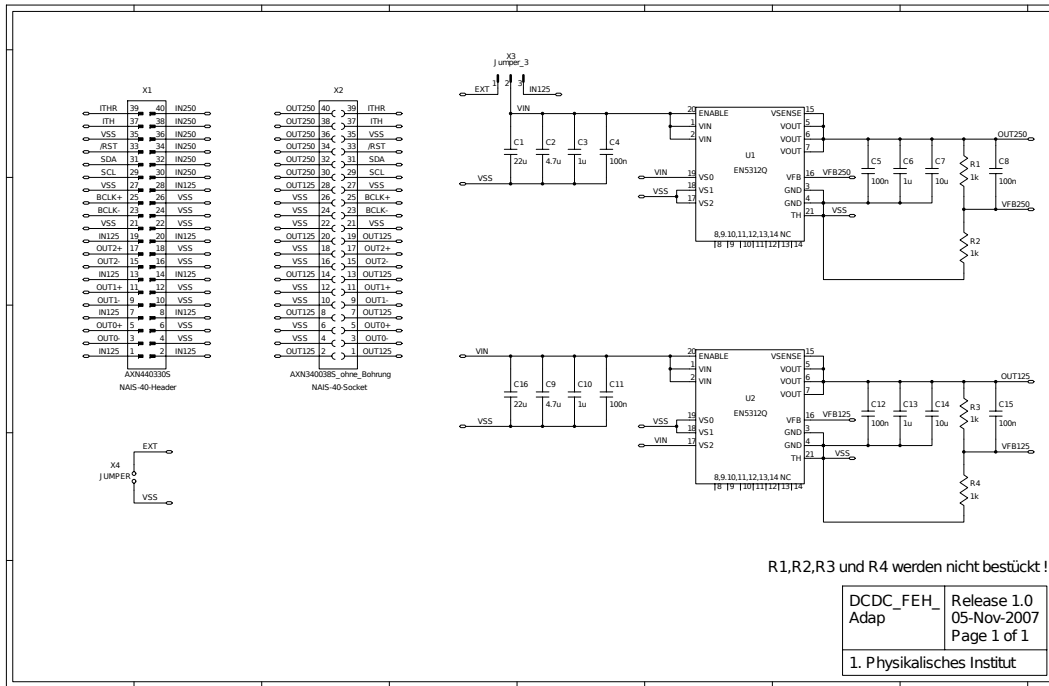


Abbildung 6.18: TypL-Int Platine: Schaltplan sowie die Pinbelegung des NAI5-Adaptersteckers.

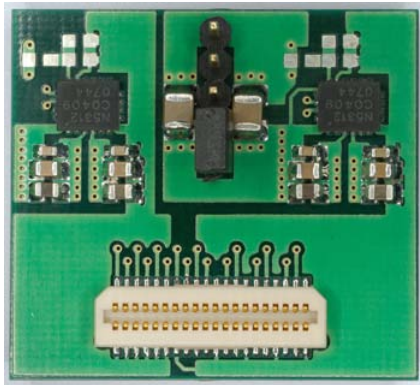


Abbildung 6.19: Photographie der fertig bestückten Enpirion TypL-Int Platine mit interner Spule, Oberseite.

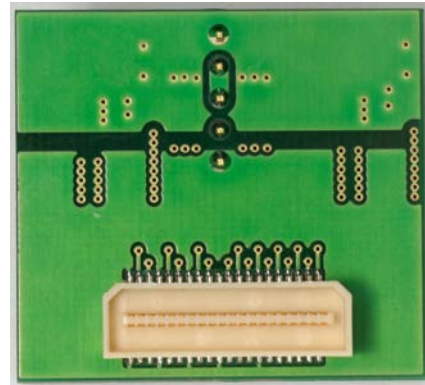


Abbildung 6.20: Photographie der Platinenunterseite der Enpirion TypL-Int Platine mit interner Spule.

der zu diesen Konvertern sind im Anhang A.7 gezeigt. In Tabelle 6.1 sind alle externen Spulen und ihre Parameter aufgelistet.

Die Platine des Konverters TypL-Mic für den Micrel Konverter (siehe Abschnitt 6.2.3) ist ähnlich aufgebaut wie die Platine des TypL-Int, nur dass hier die vom Konverterchip zusätzlich benötigten externen Komponenten integriert sind. Details sind im Anhang A.6 dargestellt.

6.5.2 Integration des CERN Konverters

Der Schaltplan der 5 cm × 5 cm großen CERN Konverter Platine, welche ebenfalls in Aachen entwickelt wurde [39], ist in Abb. 6.25 dargestellt. Die Versorgungsleitungen für die Ein- und Ausgangsspannung werden mit Hilfe von Schraubklemmen mit der Platine verbunden. Die Platine verfügt des Weiteren über die Spannungsversorgung der Chipelektronik, die Filterkondensatoren für den Ein- und Ausgang sowie über die externen Komponenten zur Spannungsregulierung. Der Konverterchip wird direkt auf die Platine geklebt und die Versorgungsleitungen mit Drahtbonds kontaktiert. Details hierzu sind in der Photographie

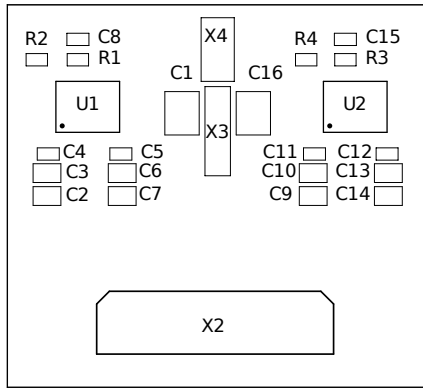


Abbildung 6.21: Bestückungsplan der Enpirion TypL-Int Platine mit interner Spule, Oberseite.

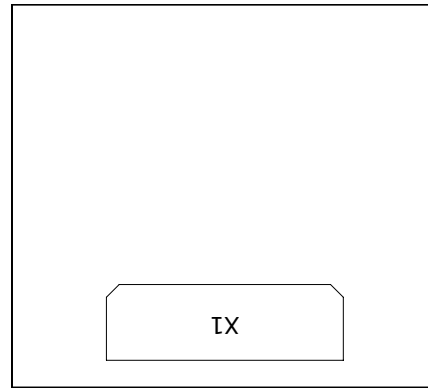


Abbildung 6.22: Bestückungsplan der Enpirion TypL-Int Platine mit interner Spule, Unterseite.

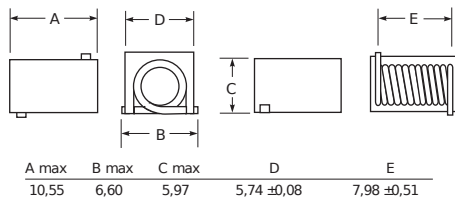


Abbildung 6.23: Konstruktionszeichnung der Luftspule von Coilcraft. Größenangaben in mm [41].

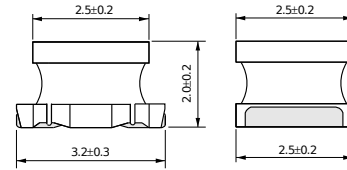


Abbildung 6.24: Konstruktionszeichnung der ferromagnetischen Spule von Murata. Größenangaben in mm [42].

in Abb. 6.26 zu sehen. Es gibt des Weiteren zwei verschiedene Konfigurationen der Platine: die erste Version, genannt SWREG2-Air, ist mit einer Luftspule von Coilcraft bestückt und die Bonddrähte des Konverterchips sind mit Kleber vergossen, wohingegen bei der zweiten Version, dem SWREG2-Fer, die Platine mit einer ferromagnetischen Spule von Murata bestückt ist und der Chip offen, das heißt nicht mit Kleber vergossen, ist.

Nicht in die Konverterplatine integriert ist der für die Pulsweitenmodulation benötigte Sägezahngenerator. Er muss, aufgebaut auf einer zusätzlichen Platine, auf die Konverterplatine aufgesteckt werden, was in Abb. 6.27 gezeigt ist. Die Frequenz der Sägezahnspannung kann über ein Potentiometer zwischen 100 kHz und 8 MHz eingestellt werden, die Spannung variiert zwischen 0 V und 3 V. Ein Schaltplan und Bilder des Sägezahngenerators befinden sich im Anhang C.2.

6.5.3 Integration der LBNL Ladungspumpe

Es stehen zwei verschiedene Konverterplatinen mit den Ladungspumpenchips vom LBNL zur Verfügung. Hierbei handelt es sich um sogenannte Tandemkonverter, da jede Platine zwei Subkonverter trägt, welche

Tabelle 6.1: Verwendete externe Spulen

	Induktivität [μH]	Widerstand [Ω]	Geometrie	Abmessungen in [mm]
Ferritspule Murata	1,0	0,09	solenoidal	$3,2 \times 2,5 \times 2,0$
Solenoidspule Coilcraft	0,538	0,09	solenoidal	$10,55 \times 5,74 \times 5,97$
Drahttoroid	0,6	0,3	toroidal	$8,6 \varnothing_{out}; 4,3 \varnothing_{in}; 1,8$
Toroid mit Kupferband	0,5	0,3	toroidal	$10,0 \varnothing_{out}; 5,1 \varnothing_{in}; 2,0$
Toroid mit HF-Litze	0,6	0,3	toroidal	$8,6 \varnothing_{out}; 4,3 \varnothing_{in}; 1,8$
kleiner Drahttoroid	0,61	0,28	toroidal	$5,0 \varnothing_{out}; 1,5 \varnothing_{in}; 5,0$

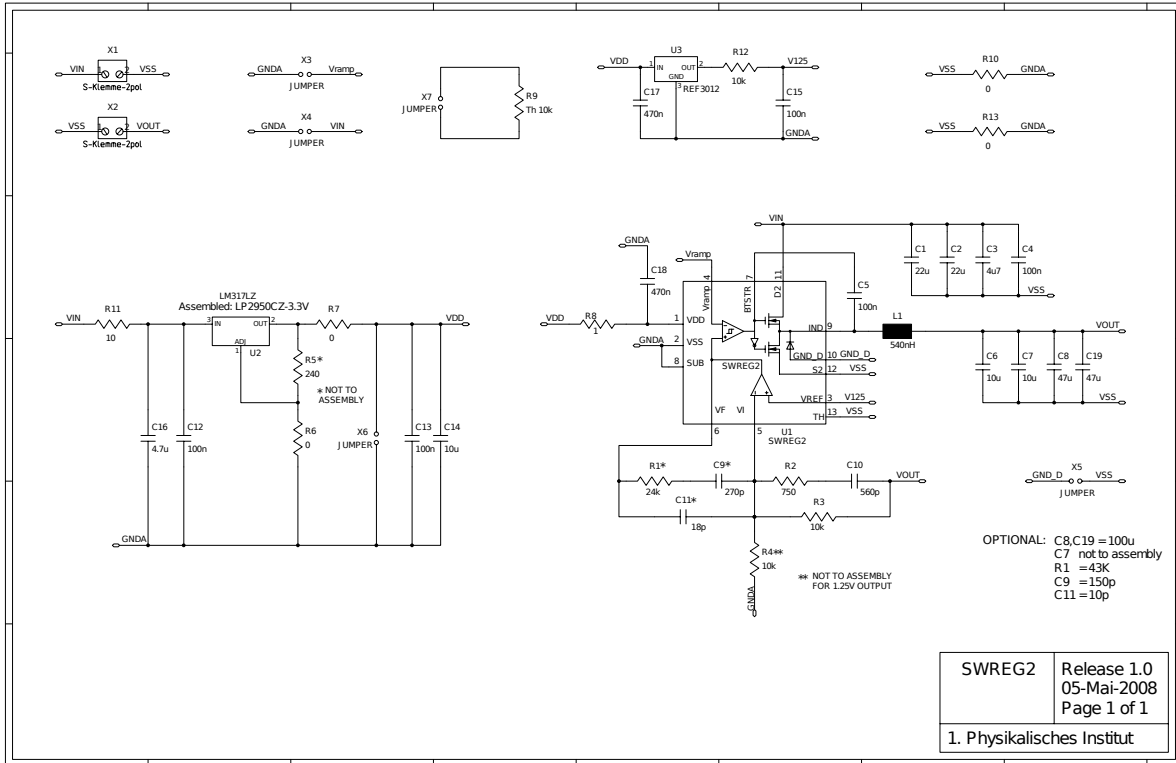


Abbildung 6.25: Schaltplan der CERN Konverter Platine.

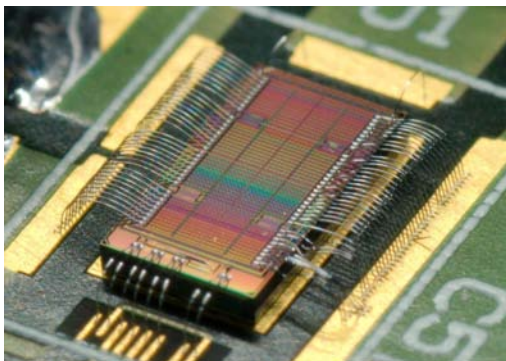


Abbildung 6.26: Detailphoto des auf die SWREG2-Platine geklebt und mit Bonddrahnen kontaktierten CERN Konverters.

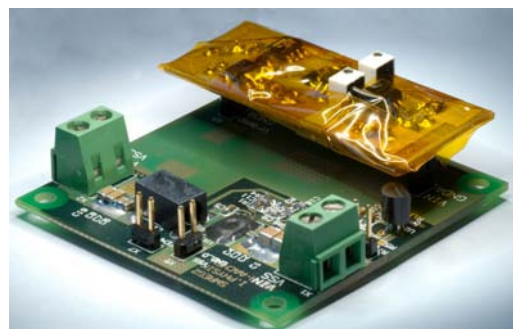


Abbildung 6.27: Photographie der Konverterplatine mit aufgestecktem Sagzahn-generator. Es handelt sich um die Version mit Luftspule und schutzender Klebeschicht auf dem Konverterchip.

parallel geschaltet sind, sodass der Gesamtkonverter auf diese Weise den doppelten Ausgangsstrom eines einzelnen Konverters (vergleiche Abschnitt 6.3.2) liefern kann, also maximal 1 A. Die beiden Konverter unterscheiden sich in der Synchronisation ihrer beiden Chips. Bei dem gleichphasig arbeitenden Konverter, dem sog. CP-InPhase, werden alle Kondensatoren zur selben Zeit geladen bzw. entladen. Beim gegenphasig arbeitenden Konverter, er wird im Folgenden als CP-AltPhase bezeichnet, werden zunächst die Kondensatoren des ersten Konverterchips geladen. In der Phase, in der diese Kondensatoren entladen werden, werden die Kondensatoren des zweiten Konverterchips geladen und umgekehrt.

Auf den Trägerplatten befinden sich neben den zwei Steuerchips und den Kondensatoren zusätzlich ein 1 MHz CMOS Taktgeber IC, dessen Frequenz mit Hilfe eines Flip-Flops [43] halbiert wird. Die Schaltungsvorgange der Konverterchips werden durch negative Schaltflanken geregelt, welche mit Hilfe von einem Inverter [44], einem 25 ns Delay [45] und einem NAND Gatter [46] mit einer Schaltfrequenz von 500 kHz generiert werden. Eine Photographie des Tandemkonverters CP-AltPhase ist in Abb. 6.28 gezeigt.

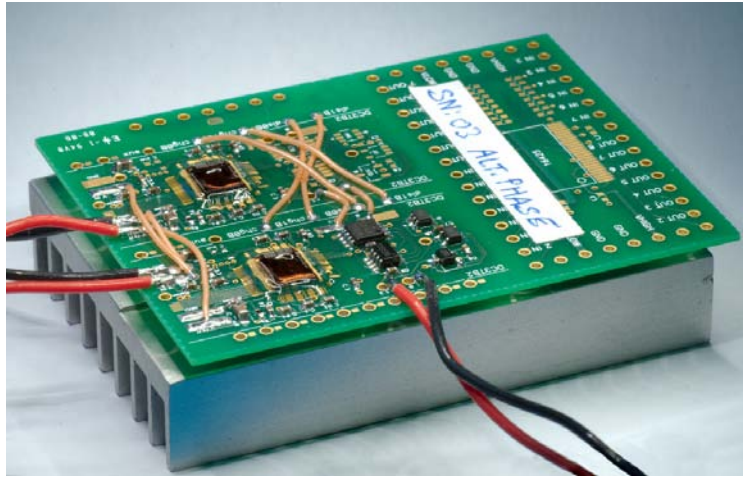


Abbildung 6.28: Photographie der Ladungspumpe CP-AltPhase. Man erkennt die zwei, in transparentem Kleber vergossenen, Konverterchips auf der linken Seite, sowie die Gruppe von fünf integrierten Schaltkreisen (Taktgeber, Inverter, Delay, NAND und Flip-Flop) in der Mitte der Platine.

6.6 Messung des Tastverhältnisses D mit Nahfeldsonden

Bei realen, also nicht-idealen Konvertern ist das Tastverhältnis D nicht genau gleich dem Konvertierungsverhältnis r der Spannungen, sondern größer. Dies kann man mit Hilfe von Nahfeldsonden untersuchen, welche die elektrischen und magnetischen Nahfelder am Konverterchip messen und verstärken.

Hierzu werden verschiedene Nahfeldsonden für die elektrische oder magnetische Feldmessung von ETS-Lindgren [47] verwendet. Die verwendete Messsonde wird an den zugehörigen Vorverstärker mit der nominalen Verstärkung von 38,1 dB bei einer Frequenz von 1 MHz angeschlossen. Das verstärkte Signal kann dann von einem LeCroy Oszilloskop [48] dargestellt werden.

In Abb. 6.29 ist das elektrische Nahfeld unmittelbar über dem Konverterchip des TypL-Int L12 dargestellt, der die 1,25 V Ausgangsspannung bei einer Eingangsspannung von $V_{in} = 5,5$ V generiert. Die negativen Spannungspeaks des elektrischen Nahfelds treten auf, wenn die Eingangsspannung im Konverter mit der Spule verbunden wird, das heißt, wenn der Schalter S1 schließt und S2 geöffnet wird. Umgekehrt entsprechen die positiven Spannungspeaks dem Öffnen von S1 und Schließen von S2. Dies erkennt man am zeitlichen Abstand der Peaks zueinander: der Abstand vom negativen zum positiven Spannungspike ist geringer als der vom positiven zum negativen Peak. Bei der Ausgangsspannung von 1,25 V beträgt das Konvertierungsverhältnis $r_{1,25}$

$$r_{1,25} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1,25 \text{ V}}{5,5 \text{ V}} = 22,7\% , \quad (6.15)$$

also sollte das Tastverhältnis $D_{1,25}$ geringfügig größer sein als $r_{1,25}$, da sich der Konverter im belasteten, nichtidealen Zustand befindet. Tatsächlich folgt ein positiver Peak nach $0,070 \mu\text{s}$ auf einen negativen Peak. Peaks derselben Polarität treten alle $0,253 \mu\text{s}$ auf. Dieses Zeitintervall entspricht der inversen Schaltfrequenz $f_{1,25}$:

$$f_{1,25} = \frac{1}{T_{1,25}} = \frac{1}{0,253 \mu\text{s}} = 3,95 \text{ MHz} . \quad (6.16)$$

Das Tastverhältnis $D_{1,25}$ beträgt demnach

$$D_{1,25} = \frac{t_{on}}{T_{1,25}} = \frac{0,070 \mu\text{s}}{0,253 \mu\text{s}} = 27,7\% . \quad (6.17)$$

Gleiches gilt für den Konverterchip mit der Ausgangsspannung 2,50 V, dessen elektrisches Nahfeld in Abb. 6.30 dargestellt ist. Peaks der gleichen Polarität treten alle $T_{2,50} = 0,244 \mu\text{s}$ auf, ein Peak positiver Polarität folgt auf einen Peak negativer Polarität nach $0,112 \mu\text{s}$. Das Konvertierungsverhältnis beträgt $r_{2,50} = 45,5\%$, die Schaltfrequenz $f_{2,50} = 4,10 \text{ MHz}$ und das Tastverhältnis $D_{2,50} = 45,9\%$.

Der Fehler auf die Bestimmung der Peakposition beträgt $\pm 0,002 \mu\text{s}$. Demnach kann das Tastverhältnis der Konverter mit einer absoluten Genauigkeit von $\pm 1\%$ berechnet werden.

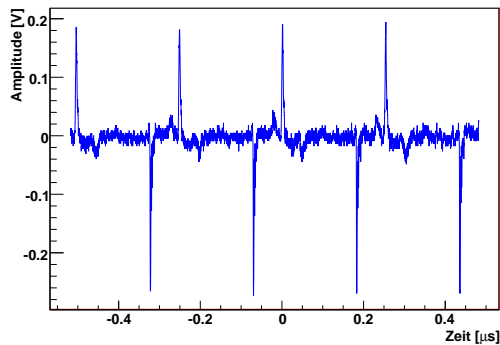


Abbildung 6.29: Elektrisches Nahfeld – TypL-Int L12, 1,25 V Konverter.

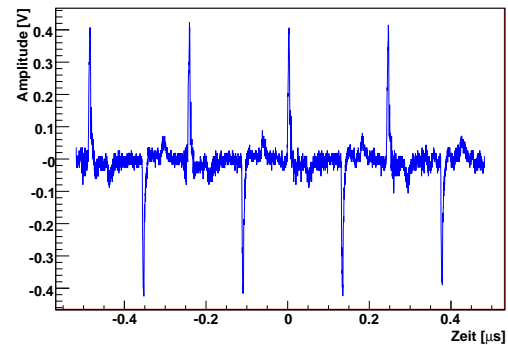


Abbildung 6.30: Elektrisches Nahfeld – TypL-Int L12, 2,50 V Konverter.

Das gleiche zeitliche Verhalten ist in der Messung der magnetischen Nahfelder direkt über den Konverterchips erkennbar. Abb. 6.31 zeigt das zeitliche Verhalten der in der Magnetfeldsonde induzierten Spannung am 1,25 V-Konverter. Ein Vergleich mit Abb. 6.29 zeigt, dass es, abhängig vom Schaltzustand des Konverters, zwei verschiedene Spannungsniveaus gibt. Ein Niveau bei ca. 1 V, wenn S1 geschlossen ist, S2 geöffnet und die magnetische Flussdichte der Spule größer wird. Das zweite Spannungsniveau bei ca. 0 V, wenn S1 geöffnet ist, der Strom durch S2 fließt und die magnetische Flussdichte der Spule kleiner wird. Das Gleiche gilt für den 2,50 V-Konverter, dessen magnetisches Nahfeld in Abb. 6.32 dargestellt ist.

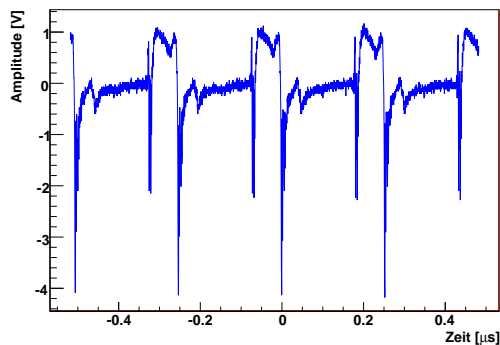


Abbildung 6.31: Magnetisches Nahfeld – TypL-Int L12, 1,25 V Konverter.

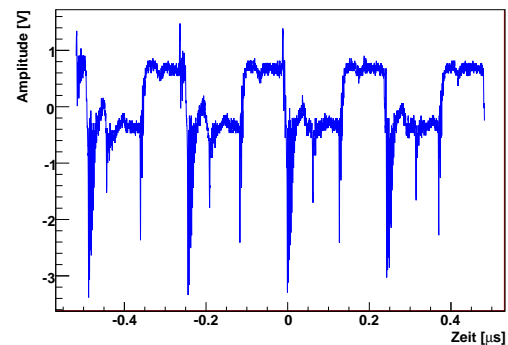


Abbildung 6.32: Magnetisches Nahfeld – TypL-Int L12, 2,50 V Konverter.

Kapitel 7

Effizienzmessung

7.1 Einleitung und Grundlagen

Als Effizienz oder Wirkungsgrad η bezeichnet man das Verhältnis von der am Ausgang des Konverters zur Verfügung stehenden Leistung P_{out} zur Leistung P_{in} , die der Konverter hierfür am Eingang benötigt:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} = r \cdot \frac{I_{out}}{I_{in}} . \quad (7.1)$$

Reale Konverter haben eine Effizienz, die kleiner als 100% ist, da viele Faktoren einen Leistungsverlust bewirken können. Einige dieser Probleme werden im Folgenden angegeben [30]:

- Durch die Leiterbahnwiderstände R_{PCB} der Trägerplatine steigt die Verlustleistung quadratisch mit dem Strom: $P_{R,PCB} = R_{PCB} \cdot I^2$. Deswegen sollten beim Platinenentwurf Leiterbahnen, in denen ein hoher Strom fließt, möglichst kurz und breit dimensioniert werden.
- Das Gleiche gilt für die Widerstände der Kondensatorzuleitungen und -elektroden. Der ESR bewirkt in den Eingangfilterkondensatoren den Leistungsverlust $P_{ESR,C_{in}} = R_{ESR,C_{in}} \cdot I_{in}^2$, sodass, wie bereits in Abschnitt 6.1 genannt, bevorzugt spezielle low-ESR-Kondensatoren verbaut werden sollten. Für die Filterkondensatoren am Ausgang gilt analog: $P_{ESR,C_{out}} = R_{ESR,C_{out}} \cdot (\sqrt{3} \cdot \Delta I_L)^2$ mit den Stromschwankungen $\Delta I_L = I_{max} - I_{min}$ in der Spule.
- Neben dem Gleichstrom muss in Spulen der Wechselstromanteil aufgrund der Lade- und Entladevorgänge bei der Berechnung der Verlustleistung beachtet werden. Die im Spulenwiderstand R_L verbrannte Leistung beträgt damit $P_L = R_L \cdot (I_{out} + \Delta I_L)^2$.
- Die Induktivität beeinflusst die Effizienz eines Konverters, was im Verlauf dieses Kapitels anhand der Abschirmung von Luftspulen gezeigt wird. In Gl. 6.7 wurde gezeigt, dass die Induktivität umgekehrt proportional zur Amplitude der Stromschwankungen ΔI_L in der Spule ist: $\Delta I_L \propto 1/L$. Bei abnehmender Induktivität L der Spule steigt somit die im vorherigen Punkt genannten Verlustleistung P_L aufgrund des Spulenwiderstandes R_L ; P_L ist somit umgekehrt proportional zum Quadrat der Induktivität L der Spule. Durch eine direkte Abschirmung sinkt die Induktivität von Solenoidspulen, was wiederum den Wirkungsgrad des Konverters verkleinert.
- Verlustleistung in Schalttransistoren wird erzeugt durch den Widerstand der Transistoren im leitenden Zustand. Sie beträgt $P_{R_{on}} = R_{on} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot I_{out}^2$. Dabei ist zu beachten, dass der Transistorwiderstand R_{on} mit steigender Betriebstemperatur größer wird.
- Zusätzlich dazu können Schaltverluste in Transistoren auftreten. Wenn sich die Schaltflanken der beiden Schalttransistoren in einem Buck-Konverter auch nur minimal überlappen, das heißt beide Transistoren für wenige Nanosekunden gleichzeitig leiten, fließt ein großer Strom durch die beiden Transistoren über die Masse ab. Die Effizienz wird dann sehr klein, da die Verlustleistung mit $P_{SW,short} = \frac{V_{in}^2}{R_{on,SW1} + R_{on,SW2}}$ sehr groß wird.

- Rauschen, das heißt Spannungsschwankungen und Stromschwankungen, trägt nicht zum Gleichstrom im Ausgang bei.
- Bei der Verwendung von externen Luftspulen kann das Magnetfeld nicht mehr in ferromagnetischen Materialien gebündelt werden. Ein Teil der Feldenergie wird hierdurch in die Umgebung abgestrahlt, was sich außerdem negativ auf das Störverhalten dieser Konvertertypen auswirkt. Dieser Effekt tritt verstärkt bei solenoidförmigen Spulen im Gegensatz zu Toroiden auf, da sich das Magnetfeld in letztgenannten Spulen im Torus konzentriert.

Die Effizienz ist eine der wichtigsten Eigenschaften eines Konverters, da das gesamte Schema zur Spannungsversorgung von ihr abhängt. Hat ein Konverter mit einem Konvertierungsverhältnis von $r = 0,5$ nur eine Effizienz von $\eta = 50\%$, so ist sein Einsatz unnötig, da ihm der gleiche Strom zugeführt werden muss, den er am Ausgang zur Verfügung stellt.

Wie in Kapitel 4 beschrieben, haben die Versorgungskabel für die Eingangsspannung bereits im aktuellen Tracker den maximal möglichen Kabelquerschnitt erreicht, sodass der Strom in den Zuleitungen kleiner werden oder zumindest gleich bleiben muss. Bei der parallelen Spannungsversorgung und dem Einsatz von Gleichspannungskonvertern kann der Strom in den Kabeln lediglich reduziert werden, wenn sowohl das Konvertierungsverhältnis $r = V_{out}/V_{in}$ klein als auch die Effizienz η eines Konverters groß ist. Daher ist die Effizienzmessung der Konverter wichtig und ausschlaggebend für weitere Entwicklungen.

7.1.1 Das Testsystem zur Effizienzmessung

Der Laboraufbau zur Effizienzmessung der Gleichspannungskonverter ist in der Photographie in Abb. 7.1 dargestellt. Ein Konverter (a) wird für die Messung auf eine Adapterplatine (b) (siehe Anhang B) aufgesteckt, welche die Verbindung zur Spannungsversorgung und zur elektronischen Last darstellt. Dabei werden die Versorgungsleitungen mit Hilfe von Schraubklemmen an der Adapterplatine angeschlossen. Die Eingangsspannung liefert ein Labornetzgerät (c) E3631A von Agilent [49]. Die elektronische Last (d) bildet ein Labornetzgerät 2410 von Keithley [50], welches zu diesem Zweck als Stromsenke programmierbar ist. Das Netzgerät für die Eingangsspannung ist an einen Computer (e) angeschlossen, über den der Eingangsstrom gemessen wird. Zur Automatisierung der Messung wurde ein LabVIEW [51] Programm entwickelt, dessen Benutzeroberfläche in Abb. 7.2 gezeigt ist.

Die Eingangsspannung der Buck-Konverter wird computergesteuert mit einer Schrittweite von $0,1\text{ V}$ durchgeführt. Es werden sowohl die Werte der Eingangsspannung als auch des Eingangsstroms des Konverters durch das Netzgerät gemessen und in einer Textdatei gespeichert. Das Einstellen der Messparameter bei der Analyse der Ladungspumpen in Abschnitt 7.4 erfolgte manuell, um Fehlmessungen aufgrund der instabilen Funktion dieser Konverter zu verhindern. Der Ausgangsstrom wurde über die Stromsenke manuell programmiert und die Ausgangsspannung vom gleichen Gerät mit der Vier-Punkt-Methode gemessen. Der Ausgangsstrom wurde dabei in Schritten von 50 mA variiert.

Die ohmschen Widerstände der Zuleitungen und der Adapterplatine müssen bei der Berechnung der Effizienz berücksichtigt werden, da sie die Messung verfälschen. Da die Ausgangsspannung des Konverters mit der Vier-Punkt-Methode gemessen wird und der Strom von der Stromsenke konstant gehalten wird, ist der Widerstand der Ausgangsleitungen für die Berechnung der Effizienz irrelevant. Jedoch sind die Widerstände der Eingangsleitungen für die Analyse relevant: die Eingangsspannung wird vom Netzteil vorgegeben und mit steigendem Strom, der vom Computer aufgezeichnet wird, steigt auch der Spannungsabfall in den Zuleitungen. Der Gesamtwiderstand der beiden Zuleitungen und der Adapterplatine beträgt $R_{in} = 0,15\ \Omega$; die tatsächliche Eingangsspannung V_{in} des Konverters beträgt also mit der Ausgangsspannung V_{PS} des Netzteils

$$V_{in} = V_{PS} - I_{in} \cdot R_{in} . \quad (7.2)$$

Im Folgenden werden die Messfehler, die bei der Analyse der Konvertereffizienzen vorliegen, angegeben. Die Einstellgenauigkeit der Eingangsspannung der Konverter durch das Agilent Netzgerät beträgt $0,05\% + 20\text{ mV}$, das heißt $\pm 23,5\text{ mV}$ bei $V_{in} = 7,0\text{ V}$. Der Eingangsstrom wird mit einer Präzision von $0,15\% + 4\text{ mA}$ gemessen, also $\pm 5,2\text{ mA}$ bei $I_{in} = 800\text{ mA}$. Die Unsicherheit des Ausgangsstromes, welcher durch das Netzgerät von Keithley eingestellt wird, beträgt $0,27\% + 0,9\text{ mA}$, also maximal $\pm 3,1\text{ mA}$ bei $I_{out} = 800\text{ mA}$. Der Fehler auf die Messung der Ausgangsspannung beträgt $0,015\% + 1\text{ mV}$, das heißt $\pm 1,38\text{ mV}$ bei $V_{out} = 2,50\text{ V}$.

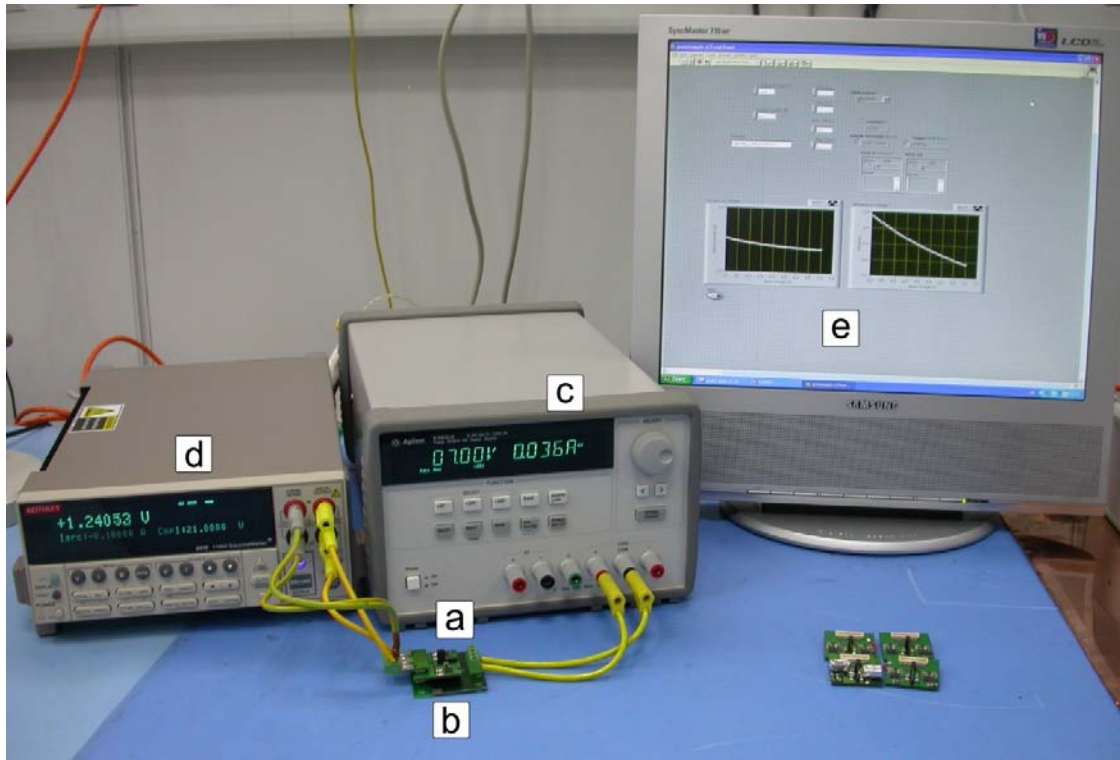


Abbildung 7.1: Photographie des Testsystems zur Effizienzmessung der Gleichstromkonverter. Ein Konverter (a) wird für die Messung auf eine Adapterplatine (b) aufgesteckt. Die Eingangsspannung liefert ein Labornetzgerät (c). Die elektronische Last (d) bildet ein weiteres Labornetzgerät, welches zu diesem Zweck als Stromsenke programmierbar ist. Das Netzgerät für die Eingangsspannung ist an einen Computer (e) angeschlossen.

7.2 Effizienzen der kommerziellen Konverter

Neben den bereits erwähnten Korrekturen zur Eingangsspannung aufgrund der Widerstände in den Zuleitungen müssen bei der Effizienzanalyse der Konverterplatinen, welche zwei Konverterchips tragen, die Leerströme der unbelasteten Konverter abgezogen werden. Hierzu wurden zwei TypL-Int Konverter so modifiziert, dass nur einer von beiden Konverterchips mit Spannung versorgt wird und schaltet. Der TypL-Int Konverter L10 erzeugt ausschließlich 1,25 V, der TypL-Int L11 nur 2,50 V Ausgangsspannung. Von diesen Converttern wird im unbelasteten Zustand der Eingangsstrom, also der Leerstrom als Funktion der Eingangsspannung, gemessen. Dies ist in Abb. 7.3 aufgetragen.

In den Effizienzmessungen der Konverterplatinen mit zwei Konverterchips kann so der Leerstrom des jeweils unbelasteten Converters vom Eingangsstrom abgezogen werden, sodass die Effizienz des belasteten Converters ohne Beeinflussung des unbelasteten Converters bestimmt werden kann.

7.2.1 Konverter mit internen Spulen

Im Folgenden werden die Effizienzen der kommerziellen Konverter als Funktion von verschiedenen Eingangsspannungen V_{in} und Ausgangsströmen I_{out} vorgestellt. In Abb. 7.4 und 7.5 sind die Effizienzen vom TypL-Int Konverter dargestellt, jeweils für den Konverter mit der Ausgangsspannung $V_{out} = 1,25$ V und $V_{out} = 2,50$ V. Der Wirkungsgrad η des Converters mit der höheren Ausgangsspannung (Abb. 7.5) ist aufgrund des größeren Konvertierungsverhältnisses $r = V_{out}/V_{in}$ größer, da die Leistungsverluste im Konverter aufgrund des größeren Spannungsquotienten kleiner sind. Dieser Konverter erreicht bei einem Ausgangsstrom von 500 mA eine Effizienz von fast 90% bei $V_{in} = 3$ V. Für höhere Eingangsspannungen wird die Effizienz kleiner, liegt jedoch bei $V_{in} = 7$ V immer noch bei über 80%. Beim Konverter mit der kleineren Ausgangsspannung (Abb. 7.4) ist die Effizienz insgesamt um ca. 10% geringer: bei $I_{out} = 500$ mA fällt sie ebenfalls mit steigender Eingangsspannung von fast 80% bei $V_{in} = 3$ V auf knapp 70% bei $V_{in} = 7$ V ab. Die Datenblatteffizienzen sind in Abb. 6.7 für $V_{out} = 2,50$ V, Ausgangsströme größer als $I_{out} = 100$ mA und

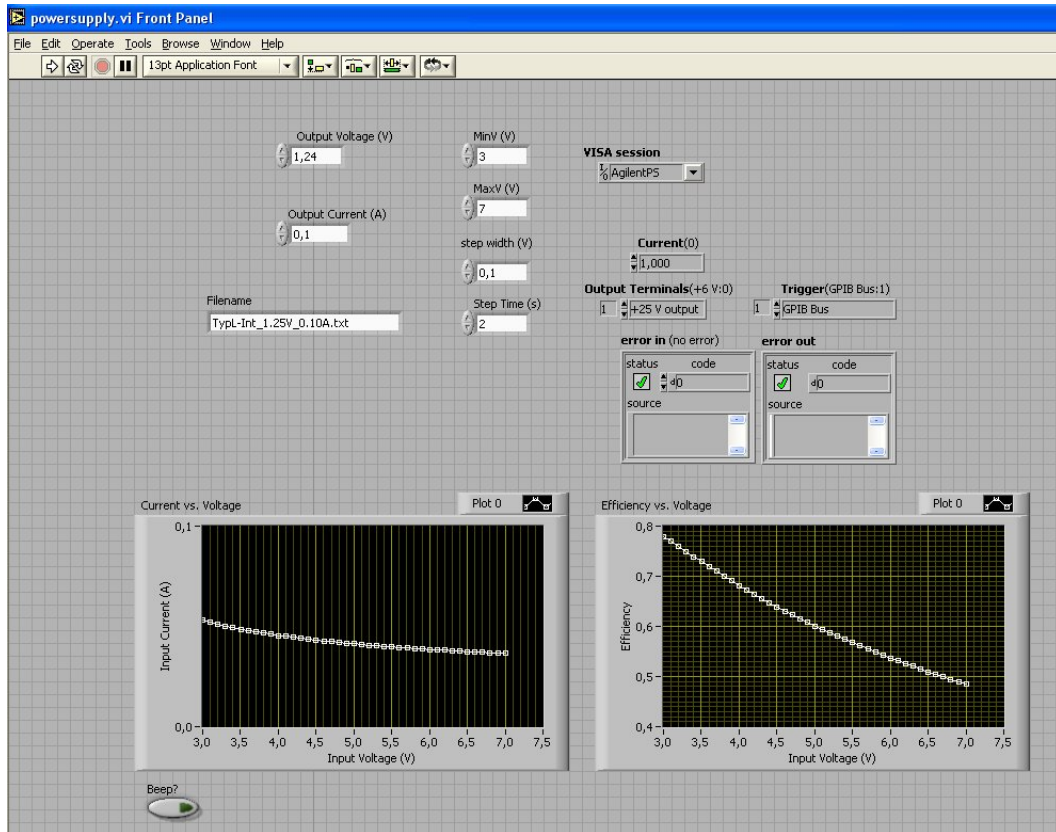


Abbildung 7.2: Screenshot des LabVIEW-Programms, mit dem die Effizienzmessung automatisiert wurde. Die Eingangsspannung des Konverters wird gesteuert. Zudem wird die vorläufige Effizienz des Konverters, das heißt ohne Korrekturen, dargestellt.

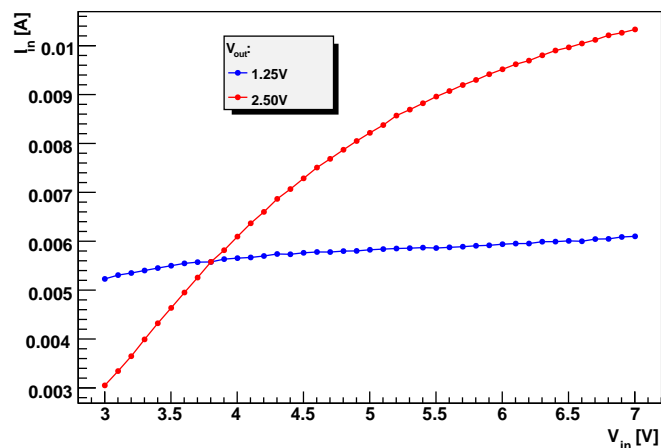


Abbildung 7.3: Eingangsstrom, der im unbelasteten 1,25 V- bzw. 2,50 V-Konverter fließt, als Funktion der Eingangsspannung.

Eingangsspannungen zwischen $V_{in} = 3,3\text{ V}$ und $V_{in} = 5,0\text{ V}$ dargestellt. Die im Datenblatt angegebenen Effizienzen liegen in diesem Parameterbereich zwischen 82% und 92%, was mit den Messungen in Abb. 7.5 übereinstimmt.

Betrachtet man die Effizienz als Funktion des Ausgangsstromes I_{out} , so ist die Effizienz der Enpirion-Konverter am größten, wenn der Ausgangsstrom in einem Bereich um die Verbindungslinie zwischen $I_{out} =$

250 mA bei $V_{in} = 3\text{ V}$ und $I_{out} = 400\text{ mA}$ bei einer Eingangsspannung von $V_{in} = 7\text{ V}$ liegt. Mit diesen Parametern kann der Konverter optimal arbeiten: der Leerstrom ist im Vergleich zum Ausgangsstrom sehr klein, andererseits ist der fließende Strom noch nicht so groß, dass ohmsche Leitungsverluste des Konverters und der Spule die Effizienz wieder verschlechtern.

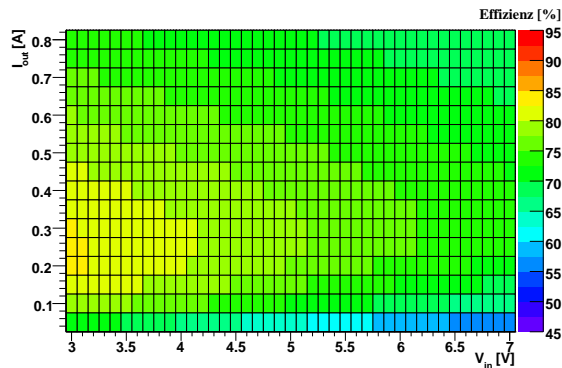


Abbildung 7.4: Effizienz des TypL-Int L4, $V_{out} = 1,25\text{ V}$.

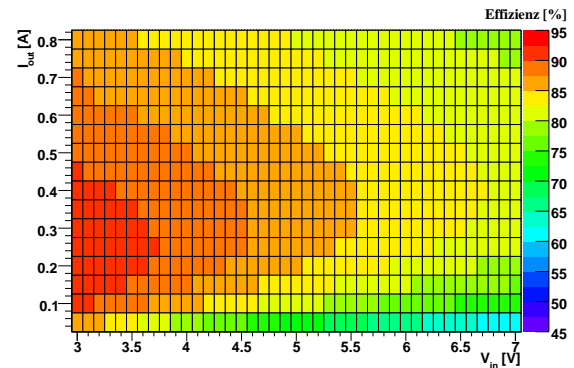


Abbildung 7.5: Effizienz des TypL-Int L4, $V_{out} = 2,50\text{ V}$.

Die Analyse der Konverter mit der Ausgangsspannung $V_{out} = 1,25\text{ V}$ ist maßgeblich für die Planung der Detektorausrüstung, da dies der Versorgungsspannung der in Zukunft geplanten Elektronik näher kommt als die höhere Ausgangsspannung von $V_{out} = 2,50\text{ V}$. Aus diesem Grund werden im Folgenden nur noch die Effizienzen des Konverters mit der kleineren Ausgangsspannung und damit des kleineren Konvertierungsverhältnisses betrachtet.

Die Serienstreuung ist bezogen auf den Wirkungsgrad sehr gering. In Abb. 7.6 sind die Quotienten der Effizienzen eines weiteren TypL-Int, dem L13, im Vergleich zum L4 aufgetragen. Verglichen mit dem TypL-Int in Abb. 7.4 sind sich die Effizienzen sehr ähnlich; der Effizienzunterschied beträgt, abgesehen von der Effizienz bei sehr kleinen Ausgangsströmen, maximal 2%. Bei den kleinen Ausgangsströmen beträgt der Effizienzunterschied bis zu 5%, was jedoch in Bezug auf die geringe Gesamteffizienz bei diesen Parametern einem absoluten Effizienzunterschied von maximal $\Delta\eta = 3\%$ entspricht.

Ebenfalls sehr ähnlich sind sich die Effizienz des Konverters TypL-Int L4 und einer anderen Konverterbauform, dem TypS-Int, dessen Verhältnis zum TypL-Int in Abb. 7.7 dargestellt ist. Hier ist der Effizienzunterschied, erneut abgesehen von kleinen Ausgangsströmen, kleiner als 1%. Lediglich bei kleinen Ausgangsströmen wird die Effizienz des TypS-Int Konverters, und damit der Quotient der Konverter, größer. Der maximale Wert der Quotienten beträgt 1,055 – an dieser Stelle beträgt die Effizienz des Konverters TypL-Int ca. 70% – demnach beträgt die maximale absolute Differenz der Effizienzen $\Delta\eta = 3,8\%$.

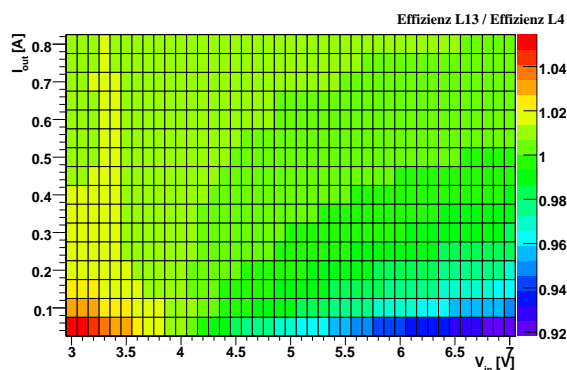


Abbildung 7.6: Quotienten der Effizienzen des TypL-Int L13 und L4, $V_{out} = 1,25\text{ V}$.

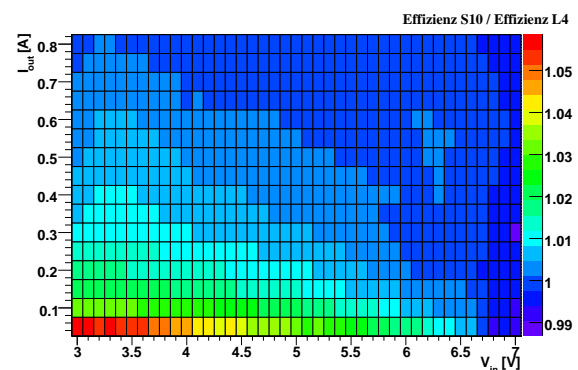


Abbildung 7.7: Quotienten der Effizienzen des TypS-Int S10 und TypL-Int L4, $V_{out} = 1,25\text{ V}$.

7.2.2 Konverter mit externen Spulen

Bei Konvertern mit externen Spulen ist die Effizienz im Wesentlichen abhängig von der Geometrie der Spule und der davon abhängigen Induktivität und dem Spulenwiderstand. In Tab. 6.1 in Abschnitt 6.5.1 sind die Parameter der verwendeten externen Spulen eingetragen. Die Effizienz des Enpirion Konverters TypL-Tor mit großer Toroidspule, also einer Drahttoroidspule, ist in Abb. 7.8 dargestellt und stimmt gut mit der Effizienz der Konverter mit interner Spule überein. Das Gleiche gilt für Konverter mit kleinem Drahttoroid, dessen Effizienz in Abb. 7.9 abgebildet ist.

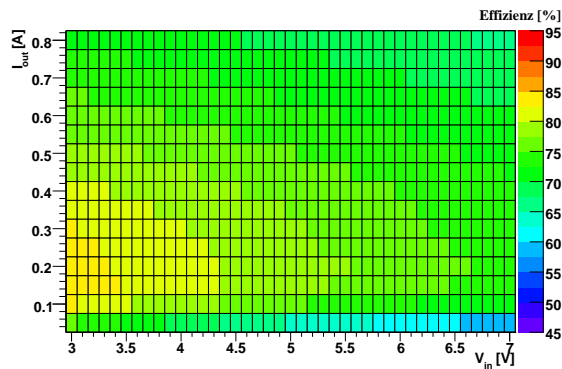


Abbildung 7.8: Effizienz des TypL-Tor mit Drahttoroid, $V_{out} = 1,25$ V.

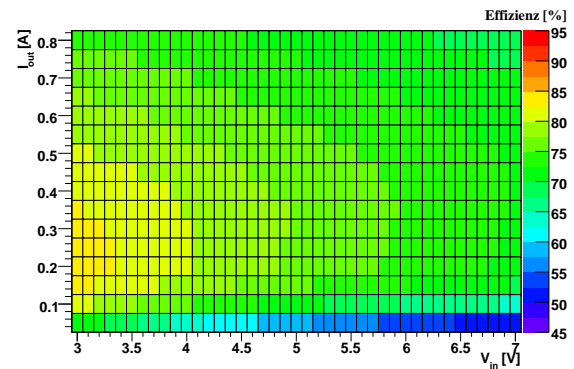


Abbildung 7.9: Effizienz des TypL-Tor mit kleinem Drahttoroid, $V_{out} = 1,25$ V.

Die Effizienz verändert sich sowohl bei Verwendung der solenoidförmigen Luftspule von Coilcraft als auch beim Konverter, der mit der ferromagnetischen Spule von Murata bestückt ist. Die Solenoidspule, das Ergebnis der Effizienzmessung ist dargestellt in Abb. 7.10, hat eine ähnliche Induktivität wie die Toroidspulen, jedoch ist ihr ohmscher Widerstand kleiner, was zu einer leichten Verbesserung der Effizienz führt. Zu diesem Effekt aufgrund des kleineren Widerstands kommt bei der ferromagnetischen Spule von Murata hinzu, dass die Induktivität nahezu doppelt so groß ist. Dies verbessert die Effizienz erneut. Zudem ist der Verlauf der Effizienz als Funktion des Stromes eine andere als bei den Luftspulen. Wie in Abb. 7.11 dargestellt, ist hier die Effizienz im vermessenen Bereich umso größer, je kleiner der Ausgangsstrom des Konverters ist.

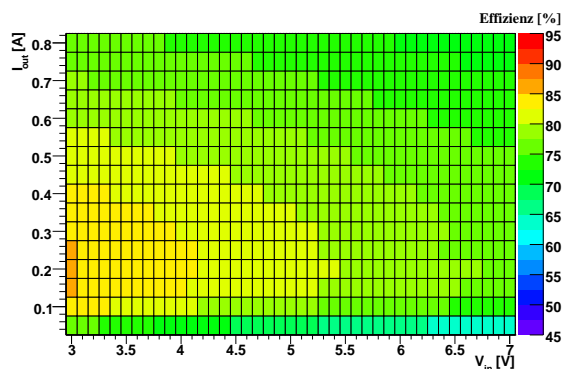


Abbildung 7.10: Effizienz des TypL-Sol, $V_{out} = 1,25$ V.

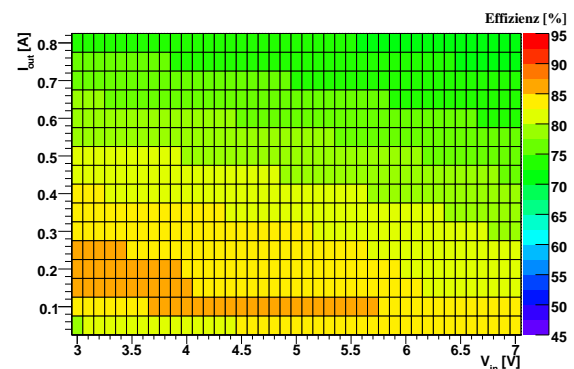


Abbildung 7.11: Effizienz des TypL-Fer, $V_{out} = 1,25$ V.

7.2.3 Effizienz von Konvertern mit Linearreglern (LDO-Regulatoren)

Konverter, die über einen Linearregler zur Reduzierung von Spannungsschwankungen verfügen, haben aufgrund folgender Eigenschaften des LDO-Regulators eine geringere Effizienz als Konverter ohne dieses zusätzliche Bauteil:

- Der LDO-Regulator ist ein aktives Bauteil, dessen Regelelektronik eine eigene Versorgungsspannung benötigt; diese Spannung liefert die Eingangsspannung V_{in} des Konverters. Die Eingangsspannung des LDO-Regulators LTC3026 [38] muss mindestens $V_{LDO} = 4,5\text{ V}$ betragen; der benötigte Strom beträgt ca. 1 mA.
- Wie bereits in Abschnitt 6.4 beschrieben, erzeugt ein LDO-Regulator einen Spannungsabfall, der zwar sehr klein ist (50 mV bis 100 mV), jedoch einige Prozent der Ausgangsspannung des Konverters beträgt. Damit ein LDO-Regulator Spannungsschwankungen filtern kann, muss der Spannungsabfall des LDO-Regulators größer sein als die Spannungsschwankungen des Konverters. Bei dem Konverter TypL-Int liegen die Schwankungen der Ausgangsspannung im Bereich von 6 mV_{pp} ; dazu kommen größere Spannungsspitzen im Bereich von 10 mV_{pp} durch die Schaltflanken während der Umschaltvorgänge im Konverter. Eine zeitaufgelöste Messung der Ausgangsspannung eines TypL-Int ist in Abb. 7.12 dargestellt.
- Da Spannungsschwankungen geglättet werden, das heißt der Wechselspannungsanteil der Ausgangsspannung der Konverter in Widerständen in Wärme umgewandelt wird, trägt diese Leistung nicht mehr zur Ausgangsleistung des Konverters bei. Dieser Effekt ist jedoch vernachlässigbar klein, da Spannungsschwankungen unerwünscht sind und in der Regel nicht zur DC-Ausgangsleistung, und damit zur Effizienz des Konverters, beitragen.

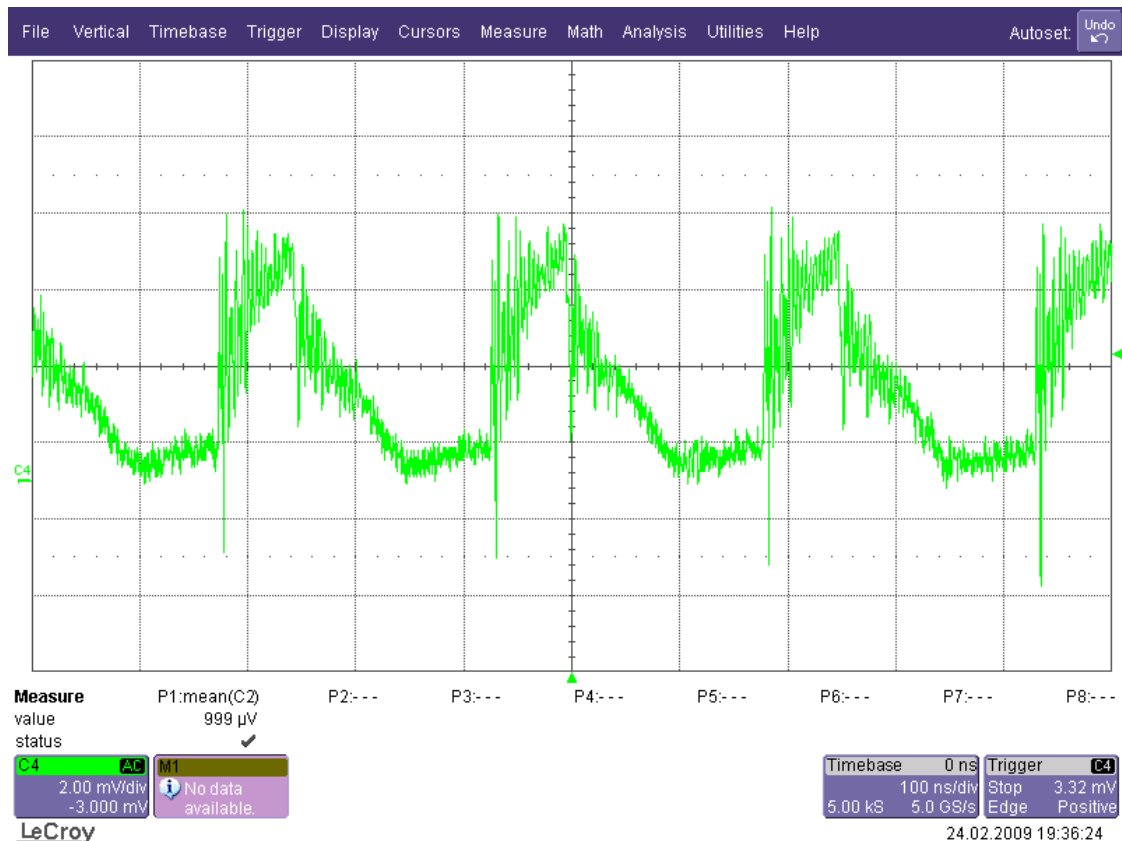


Abbildung 7.12: Screenshot der Oszilloskop-Messung der Ausgangsspannung eines Konverters TypL-Int. Die Zeiteinteilung der x-Achse beträgt 100 ns pro Skalenteilung. Auf der y-Achse ist AC-gekoppelt die Ausgangsspannung des Konverters dargestellt; die Auflösung beträgt hier 2 mV pro Skalenteilung. Die Messung wurde mit einem aktiven, differentiellen Tastkopf AP033 [52] sowie einem Oszilloskop [48] von LeCroy durchgeführt.

Die Effizienzen von zwei Konvertern mit Linearregler, dem TypL-Int-LDO und dem TypL-Fer-LDO, sind in Abb. 7.13 und Abb. 7.14 dargestellt. Der verwendete LDO-Regulator benötigt eine Eingangsspannung größer als $V_{in} = 4,4\text{ V}$, sodass die Effizienzmessungen der Konverter mit LDO-Regulator bei $V_{in} = 4,5\text{ V}$ beginnen. Der vom Linearregler erzeugte Spannungsabfall beträgt 50 mV. Vergleicht man diese Werte mit denen der Konverter ohne LDO-Regulatoren, dem TypL-Int in Abb. 7.4 und dem TypL-Fer in Abb. 7.11, so erkennt man, dass die Effizienzverluste durch den LDO-Regulator, abhängig von der Eingangsspannung

bzw. dem Ausgangsstrom, ca. 5% bis maximal 10% betragen. Der Effizienzverlust ist also relativ groß. Im Einzelfall sollte demnach versucht werden, seine Filterwirkung durch passive Komponenten zu ersetzen. An passiven Filtern fällt zwar auch, bedingt durch deren Widerstände, eine Spannung ab, jedoch ist dieser Spannungsabfall in der Regel kleiner als beim Linearregler. Ist dies nicht möglich und sein Einsatz für die Optimierung des Rauschverhaltens des Konverters notwendig, dann sollte ein Modell mit möglichst kleinem Spannungsabfall verwendet werden.

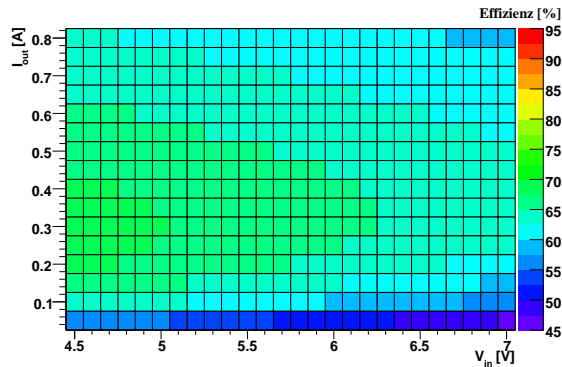


Abbildung 7.13: Effizienz des TypL-Int-LDO, $V_{out} = 1,25$ V.

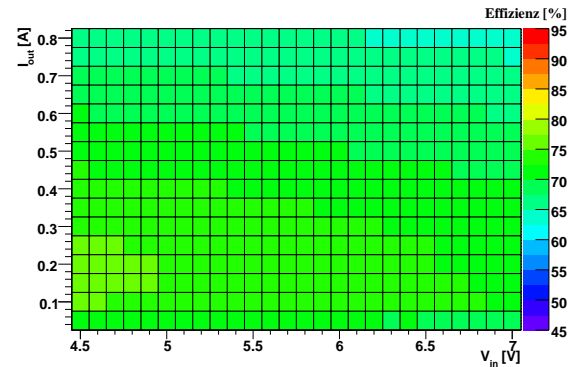


Abbildung 7.14: Effizienz des TypL-Fer-LDO, $V_{out} = 1,25$ V.

7.2.4 Auswirkung von Spulenschirmung auf die Effizienz von Konvertern

Müssen die Luftspulen aus Gründen der Rauschunterdrückung abgeschirmt werden, so ist dies ohne Effizienzverlust nur bei Toroidspulen möglich. In Abb. 7.15 sind die Quotienten der Effizienzen vom Konverter TypL-Tor mit kleiner Toroidspule mit $30\ \mu\text{m}$ dicker Aluminiumfolie geschirmt und im ungeschirmten Zustand dargestellt. Abb. 7.16 zeigt eine Photographie des Konverters mit geschirmten Toroidspulen. Durch die Schirmung sinkt die Effizienz bei dieser Spulengeometrie um weniger als 3%; in den meisten Bereichen ändert sie sich um weniger als 1%. Im Gegensatz dazu sieht man bei der solenoidförmigen Luftspule, dass eine Abschirmung, wieder mit $30\ \mu\text{m}$ Aluminium, einen Effizienzverlust von bis zu 20% bewirkt, da sich die Induktivität aufgrund der Abschirmung um fast 50% verkleinert. Die Quotienten der Effizienzen des geschirmten und ungeschirmten TypL-So1 sind in Abb. 7.18, eine Photographie des Konverters mit geschirmten Solenoidspulen in Abb. 7.17 dargestellt. Bei der Toroidspule ist das Magnetfeld im Torus konzentriert, wodurch die Induktivitätsverkleinerung durch eine direkte Abschirmung kleiner als 5% ist, wohingegen die magnetischen Feldlinien bei einer Solenoidspule außerhalb der Spulenwindungen verlaufen, also durch eine Spulenschirmung weniger Raum zur Verfügung haben.

7.2.5 Effizienzen des Micrel Konverters

Die Effizienzen des Konverters TypL-Mic sind in Abb. 7.19 und Abb. 7.20 aufgetragen. Der Micrel Konverter TypL-Mic hat mit beiden Ausgangsspannungen eine um mindestens 4% geringere Effizienz als der Enpirion Konverter TypL-Int; die Quotienten der Effizienzen des Micrel- und Enpirion-Konverters sind für die 1,25 V-Ausgangsspannung in Abb. 7.21 dargestellt. Aufgrund der doppelten Schaltfrequenz des Micrel Konverters im Gegensatz zum Enpirion Konverter können die passiven Komponenten des Micrel-Chips, wie beispielsweise die Spule, kleiner dimensioniert werden; daraus folgt wiederum ein geringerer Spulenwiderstand. Andererseits treten durch die höhere Taktfrequenz, sowie der daraus resultierend doppelt so großen Anzahl an Schaltvorgängen, größere Schaltverluste auf. Die Platine des Micrel Konverters weist außerdem, im Vergleich zum Enpirion Konverter, eine größere Zahl an passiven Komponenten auf (Anhang A.6). Verglichen mit den Datenblatteffizienzen für eine Ausgangsspannung von 2,50 V (Abb. 6.11) sind die gemessenen Effizienzen des Konverters um einige Prozent geringer.

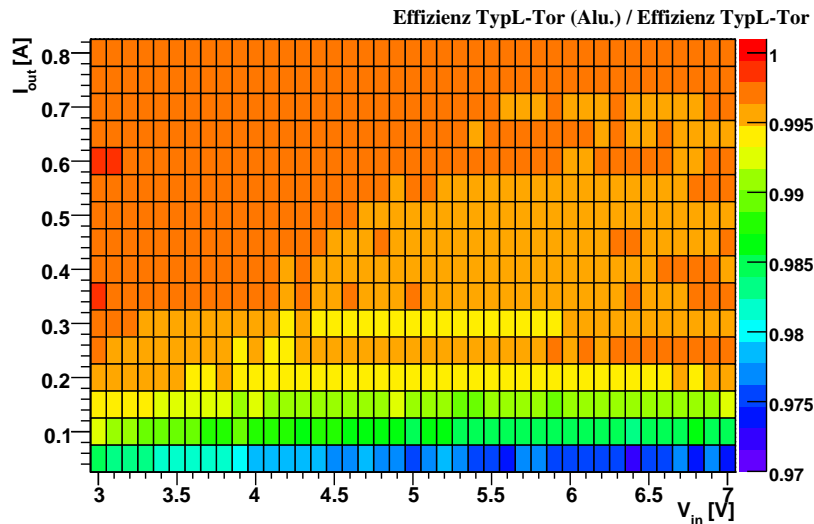


Abbildung 7.15: Quotienten der Effizienzen des Konverters TypL-Tor mit kleiner geschirmter bzw. ungeschirmter Toroidspule, $V_{out} = 1,25\text{ V}$.



Abbildung 7.16: Photographie des TypL-Tor mit kleiner geschirmter Toroidspule.

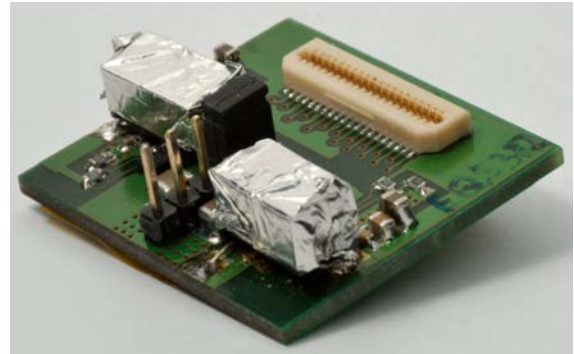


Abbildung 7.17: Photographie des TypL-Sol mit geschirmter Solenoidspule.

7.3 Effizienz des CERN Konverters

Der Eingangsstrom des CERN Konverters SWREG2 im unbelasteten Zustand ist sehr groß: I_{in} erreicht Werte zwischen 150 mA und 250 mA. Dadurch wird die Effizienz dieses Konverters, dargestellt in Abb. 7.22 für die Schaltfrequenz $f = 1\text{ MHz}$ und die Ausgangsspannung $V_{out} = 2,50\text{ V}$, sehr klein. Eine mögliche Erklärung hierfür wäre eine zu große zeitliche Überlappung der Zustände, in denen die Schalttransistoren geschlossen sind [36]. Aus einer solchen Überlappung folgt, wie bereits in der Einleitung erklärt, dass ein sehr großer Strom in der Größenordnung von einigen Ampere vom Eingang durch diese beiden Transistoren auf die Masse abfließt. Weiterhin erwärmt sich der Konverterchip durch diese Fehlfunktion, wodurch sich die Regel elektronik ebenfalls erwärmt, was letztendlich wieder Einfluss auf die Überlappungszeiten der geschlossenen Zustände der Transistoren hat. Wohl aufgrund dieses Problems arbeitet der CERN Konverter nicht stabil. Beispielsweise sind reproduzierbare Messungen dieses (ungekühlten) Konverters mit Schaltfrequenzen größer als 1 MHz und Ausgangsströmen größer als 1 A nicht möglich. Bei der Weiterentwicklung dieses Konverterchips am CERN wurde dieses Problem der zu langen Überlappungszeiten berücksichtigt. Die zeitliche Steuerung der Schaltzustände wurde geändert.

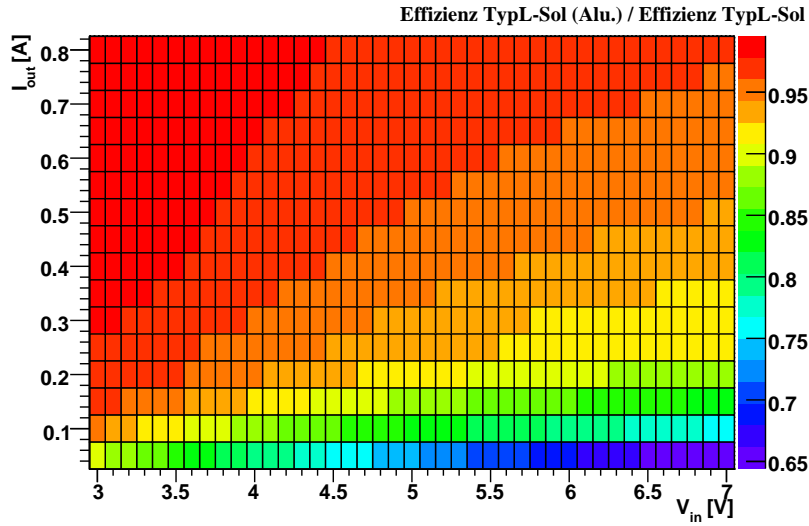


Abbildung 7.18: Quotienten der Effizienz des Konverters TypL-Sol mit geschirmter bzw. mit ungeschirmter Solenoidspule, $V_{out} = 1,25\text{ V}$. Die Einteilung der Farbskala ist gröber gewählt als in der vorigen Abb. 7.15.

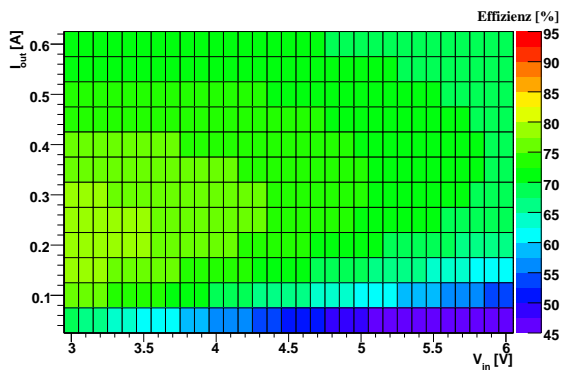


Abbildung 7.19: Effizienz des TypL-MIC, $V_{out} = 1,25\text{ V}$.

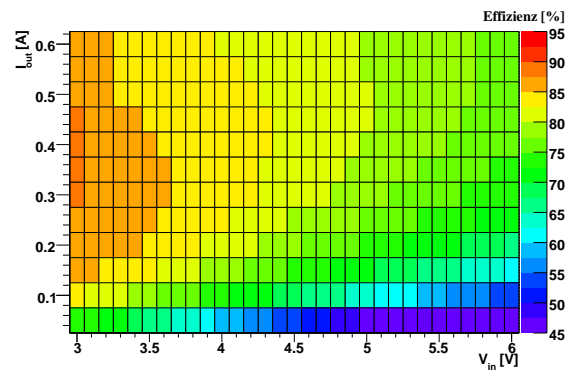


Abbildung 7.20: Effizienz des TypL-MIC, $V_{out} = 2,50\text{ V}$.

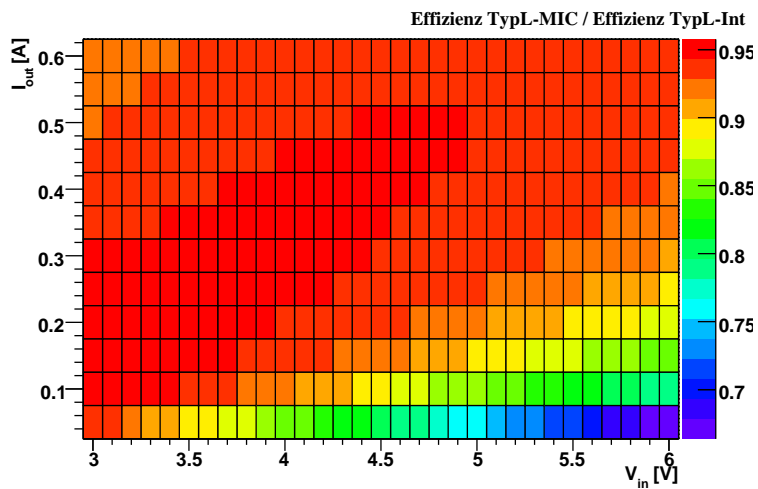


Abbildung 7.21: Quotienten der Effizienz der Konverter TypL-MIC und TypL-Int für $V_{out} = 1,25\text{ V}$.

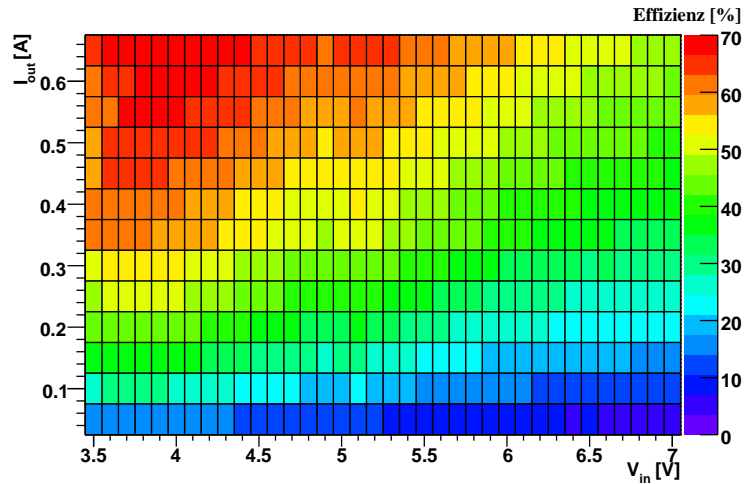


Abbildung 7.22: Effizienz des CERN Konverters *SWREG2*, $V_{out} = 2,50\text{ V}$.

7.4 Effizienzen der Ladungspumpen

Bei dem in Abschnitt 6.3.2 vorgestellten Modell einer idealen Ladungspumpe, welche mit einer Effizienz von 100% arbeitet, entspricht das Konvertierungsverhältnis r der Spannungen genau dem Verhältnis des Eingangs- zum Ausgangsstrom. Bei einer realen Ladungspumpe ist die Effizienz kleiner: die Kondensatoren werden periodisch geladen und entladen, was zur Folge hat, dass die Kondensatorspannung einen Wechselspannungsanteil besitzt, der nicht zum Gleichstromfluss am Ausgang beiträgt. Des Weiteren wird Energie in den Leitungswiderständen, den Widerständen der Schalter und den ESRs der Kondensatoren in Wärme umgewandelt; diese Effekte wurden bereits in Abschnitt 7.1 erläutert.

In Abb. 7.23 sind die Effizienzen der Ladungspumpe CP-AltPhase und CP-InPhase dargestellt. Die Effizienzen wurden als Funktion des Ausgangsstromes I_{out} für zwei verschiedene Ausgangsspannungen $V_{out} = 1,25\text{ V}$ und $V_{out} = 2,50\text{ V}$ gemessen. Die Effizienz der gleichphasig getakteten Ladungspumpe CP-InPhase ist bei $V_{out} = 2,50\text{ V}$ einige Prozent kleiner als die der CP-AltPhase. Im Gegensatz hierzu ist der Wirkungsgrad des Konverters CP-InPhase bei der Ausgangsspannung von $1,25\text{ V}$ und kleinen Ausgangsströmen etwas größer als beim CP-AltPhase, fällt aber bei I_{out} größer als $0,2\text{ A}$ wieder ab. Insgesamt ist die Effizienz im Betrieb mit der $1,25\text{ V}$ -Ausgangsspannung sehr klein, da der Konverter im unbelasteten Zustand einen hohen Stromverbrauch von ca. 40 mA hat; der Leerstrom beim Enpirion Konverter lag zwischen 3 mA bis maximal 10 mA . Zudem variiert die Amplitude des Eingangsstroms der Ladungspumpen zwischen einzelnen Einschaltvorgängen, was auf einen instabilen Betriebszustand dieses Konverters hindeutet. Dieses Problem kommt durch Fehler in der Regelungselektronik, genauer der Arbeitspunkteinstellung der Ladungspumpen, zustande [37]. Ausgangsströme größer als $I_{out} = 0,3\text{ A}$ konnten mit der gleichphasig arbeitenden Ladungspumpe nicht gemessen werden, da es bei diesen Strömen nicht mehr gelang, den Konverter in einem stabilen Arbeitszustand zu betreiben. Die Ausgangsspannung brach zusammen, das heißt es wurde keine stabile $1,25\text{ V}$ -Spannung generiert.

7.5 Zusammenfassung der Ergebnisse

Die Effizienzen der analysierten nichtkommerziellen Konverter betragen maximal 70%. Die zu dieser geringen Effizienz führenden Probleme im Konverterdesign wurden von den Entwicklern bereits identifiziert und werden in nachfolgenden Prototypen berücksichtigt. Dies betrifft sowohl den CERN Konverter als auch die LBNL Ladungspumpe, sodass mit einer höheren Effizienz der in Zukunft zur Verfügung stehenden Konverter zu rechnen ist. Durch die Analyse der kommerziellen Konverter konnten detailliert die Auswirkung von technischen Änderungen der Konverterplatinen auf das Effizienzverhalten untersucht werden. Diese Erkenntnisse finden ebenfalls bei den neuen, nichtkommerziellen Konvertern Verwendung; auch dort müssen gegebenenfalls externe Luftspulen abgeschirmt werden sowie zusätzliche Linearregler zur Verbesserung des Rauschverhaltens eingesetzt werden.

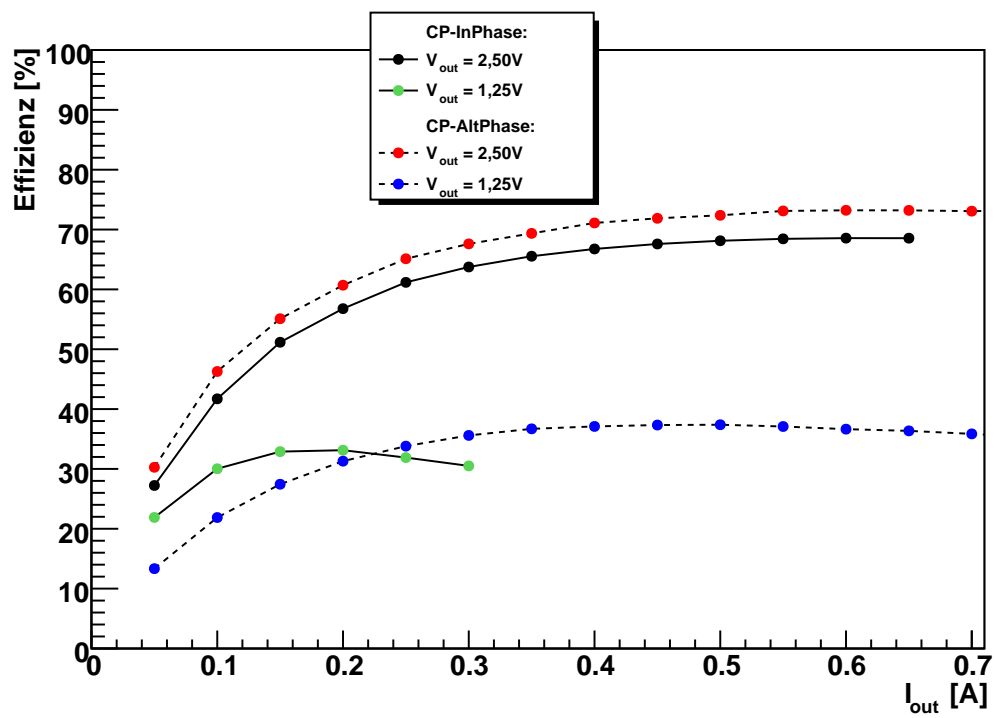


Abbildung 7.23: Effizienzen der Ladungspumpen CP-AltPhase und CP-InPhase.

Kapitel 8

Magnetfeldmessung

Der Tracker des CMS-Detektors befindet sich, wie in Kapitel 3 beschrieben, innerhalb eines solenoidförmigen Elektromagneten und ist somit durchsetzt von einem Magnetfeld mit der Flussdichte von $B \approx 4\text{ T}$. Da die untersuchten Konverter, abgesehen von den Ladungspumpen, über Spulen, das heißt magnetische Energiespeicher, verfügen, muss die Funktion der Konverter in einem solchen Magnetfeld überprüft werden. Im Detail bedeutet dies, dass die Effizienz des Konverters mit und ohne Magnetfeld gemessen werden muss, um die Auswirkung des Magnetfelds zu analysieren.

In Tab. 8.1 ist die kritische Feldstärke B_{sat} verschiedener ferromagnetischer Materialien, bei der diese in einen gesättigten Zustand übergehen, aufgetragen. Dies bedeutet, dass alle magnetischen Momente des Spulenkernmaterials durch das externe Feld parallel ausgerichtet sind und das Spulenfeld diese nicht mehr umrichten kann. Somit wird die Induktivität der Spule sehr klein, das heißt es kann weniger Energie in der Spule gespeichert werden. Die meisten Materialien saturieren bereits bei einer Flussdichte von ca. 2 T. Der Magnet des CMS-Detektors erzeugt ein Magnetfeld mit $B_{CMS} \approx 4\text{ T}$, sodass Konverter mit ferromagnetischen Spulenkernen dort nicht verwendet werden können.

8.1 Durchführung der Magnetfeldmessung am Forschungszentrum Jülich

Die Messung der Magnetfeldresistenz der Konverter wurde am Institut für Neurowissenschaften und Medizin (INM-4) [53] am Forschungszentrum Jülich durchgeführt. Es wurde ein supraleitender Elektromagnet mit einer Flussdichte von $B \approx 7,0\text{ T}$ im Zentrum des Magneten benutzt, der regulär für die Messung von Kernspinresonanzen verwendet wird und dessen Feld dauerhaft eingeschaltet ist. Dieser Magnet (Abb. 8.1) befindet sich aus Sicherheitsgründen in einem geschirmten Raum, da die Flussdichte zwar außerhalb des Magneten stark abfällt, jedoch noch zu groß ist, um beispielsweise ferromagnetische Gegenstände mit in den Raum nehmen zu dürfen. Dies hat für den Aufbau der Messung zur Folge, dass die Verbindungskabel zum

Tabelle 8.1: *Eigenschaften verschiedener ferromagnetischer Materialien. Angaben in % beziehen sich auf die Gesamtmasse, Restanteil ist immer Eisen [54].*

Material	Anfangspermeabilität μ_r	Max. Permeabilität $\mu_{r,max}$	Sättigungsfluss B_{sat} [T]
Eisen (Reinheit: 99,80%)	250	9000	2,15
Eisen (Reinheit: 99,95%)	10000	200000	2,15
Silizium-Eisen (4% Si)	1500	7000	1,95
Silizium-Eisen (3% Si)	7500	55000	2,00
Mumetall (5% Cu, 2% Cr, 77% Ni)	20000	100000	0,65
78 Permalloy (78,5% Ni)	8000	100000	1,08
Supermalloy (79% Ni, 5% Mo)	100000	1000000	0,79

Konverter sehr lang sind (ca. 9m). Die benötigten Geräte für die Messung und zur Spannungsversorgung müssen im benachbarten Vorbereitungsraum aufgebaut werden, wie auf der Photographie in Abb. 8.3 zu sehen ist.

Zur Analyse der Magnetfeldresistenz werden die Konvertereffizienzen mit und ohne Magnetfeld gemessen und miteinander verglichen. Es werden dieselben Geräte verwendet wie zur Messung der Effizienzen in Kapitel 7, also ein vom Computer gesteuertes Netzgerät zur Spannungsversorgung und ein Netzgerät, welches als Stromsenke programmiert ist. Der Konverter befindet sich während der Messung in einem zylinderförmigen Probenhalter aus Acrylglas, der für die Messung im Magnetfeld in den Elektromagneten geschoben werden kann. Ein Bild der auf diesen Probenhalter montierten Ladungspumpe CP-AltPhase ist in Abb. 8.2 dargestellt. Die Messung ohne Magnetfeld wurde mit dem gleichen Aufbau durchgeführt, jedoch befand sich der Probenhalter mit Konverter hierfür im Vorbereitungsraum.

Bei den Analysen der Buck-Konverter wurde die Eingangsspannung computergesteuert mit einer Schrittweite von 0,1 V durchgeföhren. Dabei wurden sowohl die Werte der Eingangsspannung als auch die Eingangsströme des Konverters durch das Netzgerät gemessen und in einer Textdatei gespeichert. Das Einstellen der Messparameter bei der Analyse der Ladungspumpen erfolgte manuell, um Fehlmessungen aufgrund der instabilen Funktion dieser Konverter zu verhindern. Der Ausgangsstrom wurde über die Stromsenke eingestellt und die Ausgangsspannung mit einem Digitalmultimeter kontrolliert. Der Ausgangsstrom wurde in Schritten von 50 mA variiert, jedoch konnte aus Zeitgründen nicht zu jedem Konverter der volle Parameterbereich gemessen werden. Die Kontrolle der Eingangs- und Ausgangsspannung direkt am Konverter konnte nur bei Messungen ohne Magnetfeld durchgeföhrt werden, sodass hier aufgrund des vom Kabelwiderstand erzeugten Spannungsabfalls in den Stromleitungen die größten Messunsicherheiten von einigen Prozent bezogen auf die Gesamteffizienz der Konverter liegen. Die Genauigkeit der Messgeräte, deren Messfehler einige Millivolt bzw. wenige Milliampere bei der Strommessung betragen, ist demgegenüber sehr hoch. Um die Messfehler aufgrund des Spannungsabfalls in der Eingangsspannung zu korrigieren, wurde der Kabelwiderstand dieser Leitung gemessen und daraus die tatsächliche Eingangsspannung der Konverter berechnet. Diese Korrekturrechnung wurde bereits im vorherigen Kapitel in Gl. 7.2 gezeigt. Der Kabelwiderstand beträgt $0,79 \Omega$; dies führt zu einem Spannungsabfall von 0,63 V, wenn der im Kabel fließende Strom $I_{in} = 0,80 \text{ A}$ beträgt. Die kommerziellen Konverter haben eine präzise Regulierung der Ausgangsspannung, was bei den nichtkommerziellen Konvertern nicht der Fall ist, sodass hier eine weitere Unsicherheit hinzukommt, da die Ausgangsspannung im Magnetfeld nicht gemessen wurde. Die Ausgangsspannung schwankt beispielsweise bei dem CERN Konverter um ca. $\pm 50 \text{ mV}$, unabhängig davon, ob der Konverter im Magnetfeld oder außerhalb des Felds untersucht wird.



Abbildung 8.1: Supraleitender Magnet des Instituts für Neurowissenschaften und Medizin, $B = 7 \text{ T}$.

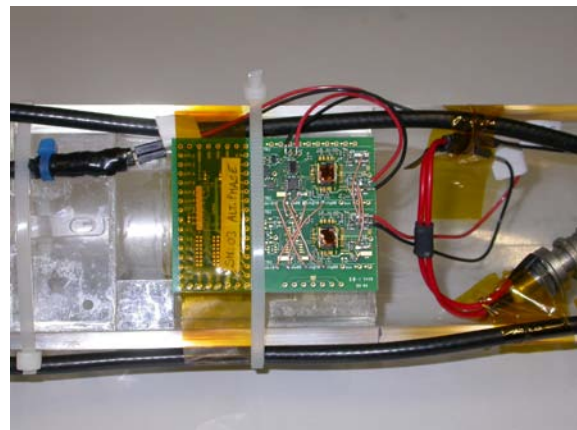


Abbildung 8.2: Photographie der auf dem Probenhalter befestigten Ladungspumpe CP-AltPhase.

Die Flussdichte wird, dem eigentlichen Zweck dieses Magneten entsprechend, über die Kernspinfrequenz einer Wasserprobe gemessen. Die Genauigkeit der Flussdichte ist laut Aussage der Betreiber sehr hoch: eine Abweichung der eingestellten Feldstärke ist über einen Zeitraum von einigen Wochen nicht erkennbar. Die Resonanzfrequenz ν der Wasserprobe wurde zu $\nu = 300,465790 \text{ MHz}$ bestimmt [55]. Dies enthält einen Beitrag von der Suszeptibilität der Probe, welcher jedoch vernachlässigbar klein ist. Das magnetische Moment $\vec{\mu}$ des Wasserstoffatoms kann im Magnetfeld nur zwei Orientierungen und damit zwei Energiezustände annehmen. Aus der Resonanzfrequenz ν berechnet sich die Energiedifferenz ΔE dieser Zustände damit zu

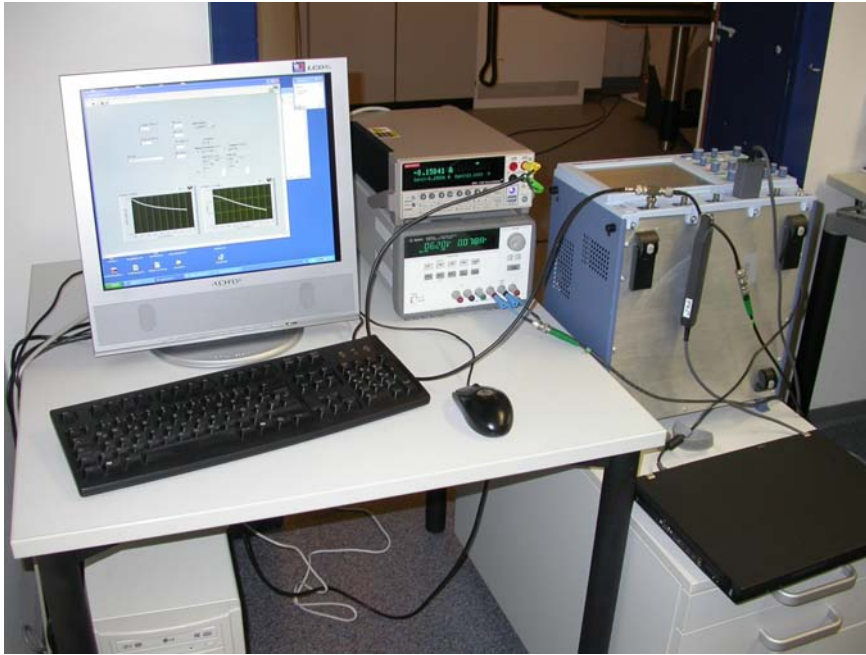


Abbildung 8.3: Teststand mit Messcomputer, Netzgeräten und Oszilloskop im Vorbereitungsraum.

$$\Delta E = h \cdot \nu = g_p \cdot \mu_N \cdot B . \quad (8.1)$$

Mit dem Planckschen Wirkungsquantum $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Js, dem gyromagnetischen Faktor des Protons $g_p = 5,586$ und dem Kernmagneton $\mu_N = 5,051 \cdot 10^{-27}$ J/T folgt damit für das Magnetfeld eine Flussdichte von $B = 7,056$ T.

8.2 Magnetfeldresistenz der Konverter

Folgende Konverter wurden im Magnetfeldtest untersucht: kommerzielle Konverter mit ferromagnetischen internen und externen Spulen, Konverter mit externen solenoid- und toroidförmigen Luftspulen und eine Platine mit Luftspule und zusätzlichem Linearregler. Außerdem wurden CERN Konverter mit Luftspule und ferromagnetischer Spule sowie zwei Ladungspumpen vermessen. Die wichtigsten Resultate dieser Messung werden im Folgenden vorgestellt.

8.2.1 Enpirion Konverter mit ferromagnetischer Spule

Die Funktion der Konverter mit interner und externer ferromagnetischer Spule wird durch das Magnetfeld erwartungsgemäß stark gestört. Abb. 8.4 zeigt die Quotienten der Effizienzen mit und ohne Magnetfeld für den TypL-Int Konverter mit interner, ferromagnetischer Spule für zwei verschiedene Ausgangsströme. Die gleiche Messung ist für den Konverter TypL-Fer in Abb. 8.5 aufgetragen. Bei beiden Konvertertypen sinkt die Effizienz stark ab, da sich die Induktivität der Spule durch das Magnetfeld verkleinert. Bei kleinen Ausgangsströmen reagieren die Konverter empfindlicher auf das Magnetfeld; der durch die sinkende Effizienz größer werdende Eingangsstrom wirkt sich dort stärker auf die Gesamteffizienz aus, als bei großen Ausgangsströmen.

8.2.2 Enpirion Konverter mit Luftspule

Konverter mit Luftspule zeigen keine Effizienzverluste durch ein externes Magnetfeld. In Abb. 8.6 und 8.7 sind die Quotienten der Effizienzmessungen mit und ohne Magnetfeld von den Convertoren TypL-Sol und TypL-Tor dargestellt. Unabhängig von der Luftspulengeometrie weichen die Quotienten der Effizienzen

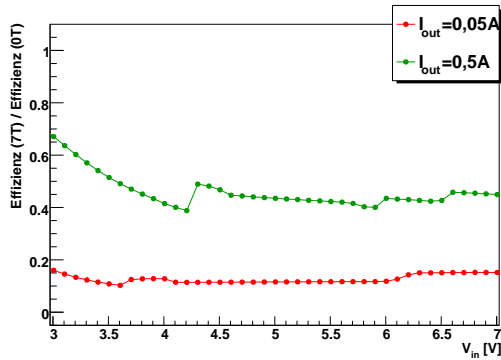


Abbildung 8.4: Quotienten der Effizienzen des Enpirion Konverters TypL-Int mit und ohne Magnetfeld für $V_{out} = 1,25$ V.

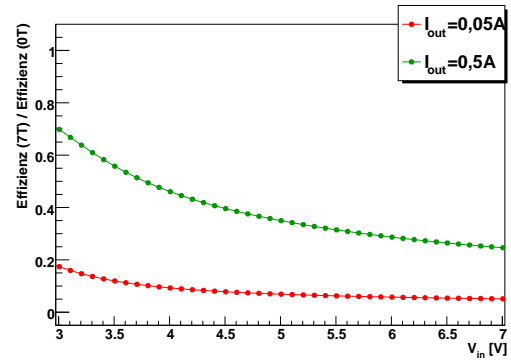


Abbildung 8.5: Quotienten der Effizienzen des Enpirion Konverters TypL-Fer mit und ohne Magnetfeld für $V_{out} = 1,25$ V.

weniger als 1% von dem Wert 1 ab. Das Gleiche gilt, wenn der Konverter mit externer Luftspule über einen zusätzlichen Linearregler verfügt. Die Messergebnisse hierzu sind in Abb. 8.8 dargestellt. Auch hier liegen die Quotienten innerhalb einer 1%-Umgebung um 1. Diese Resultate zusammenfassend ist also eine Funktion der Konverter mit externer Luftspule und optionalem Linearregler im Magnetfeld bei einer Flussdichte von $B = 7$ T gewährleistet.

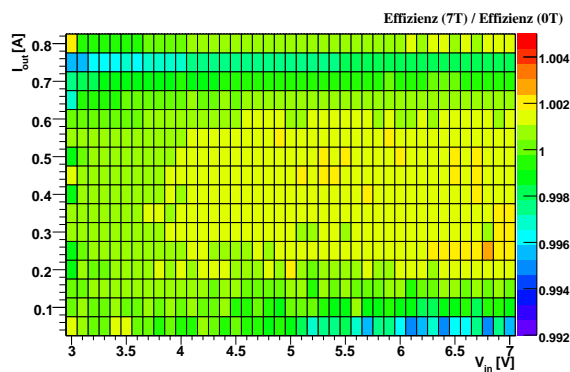


Abbildung 8.6: Quotienten der Effizienzen des Enpirion Konverters TypL-Sol mit und ohne Magnetfeld für $V_{out} = 1,25$ V.

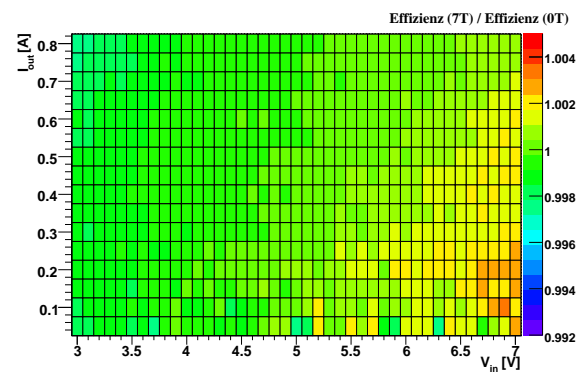


Abbildung 8.7: Quotienten der Effizienzen des Enpirion Konverters TypL-Tor mit und ohne Magnetfeld für $V_{out} = 1,25$ V.

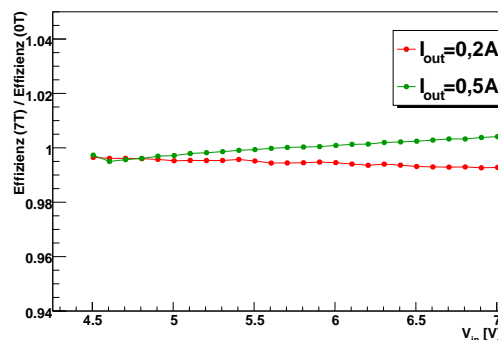


Abbildung 8.8: Quotienten der Effizienzen des Enpirion Konverters TypL-Tor-LDO mit und ohne Magnetfeld für $V_{out} = 1,25$ V.

8.2.3 Der CERN Konverter SWREG2

In Abb. 8.9 sind die Quotienten der Effizienzen des SWREG2-So1 Konverters mit und ohne Magnetfeld dargestellt. Es wird erwartet, dass dieser Konverter magnetfeldresistent ist, da er mit einer externen Luftspule bestückt wurde. Dies konnte durch die Messung bestätigt werden, da die Quotienten der Effizienzen um weniger als 5% von 1 abweichen. Die größere Abweichung im Vergleich zu den kommerziellen Konvertern von Enpirion kommt durch eine höhere Messunsicherheit bei der Ausgangsspannung der Konverter zustande, die, wie bereits beschrieben wurde, nicht direkt am Konverterausgang, sondern am Netzgerät gemessen wurde und bei dem CERN Konverter größeren Schwankungen unterliegt.

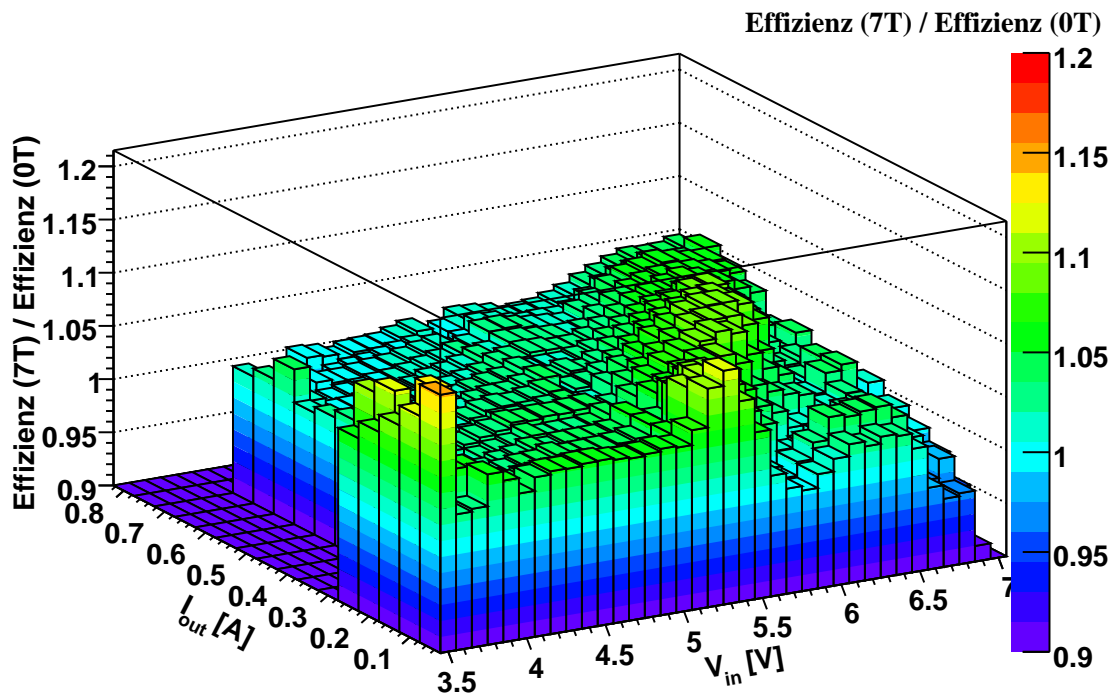


Abbildung 8.9: Quotienten der Effizienzen des CERN Konverters SWREG2 mit und ohne Magnetfeld für $V_{out} = 2,50$ V.

8.2.4 Die LBNL Ladungspumpen

Die Resultate der Effizienzmessung der Ladungspumpen CP-AltPhase und CP-InPhase im Magnetfeld sind in Abb. 8.10 und 8.11 aufgetragen. Auffällig in drei von vier Messungen ist, dass die Konverter im Magnetfeld eine größere Effizienz aufweisen als ohne externes Feld. Dies liegt vermutlich an den bereits angesprochenen Einschaltproblemen dieses Konverters, da nur in wenigen Fällen ein reproduzierbarer Schaltzustand erreicht wird. In den gezeigten Ergebnissen ist es nur bei der Messung des Konverters CP-InPhase bei einer Ausgangsspannung von $V_{out} = 2,50$ V gelungen, exakt den gleichen Zustand des Konverters im und außerhalb des Magnetfelds zu realisieren. Bei dieser Messung hat die Ladungspumpe innerhalb und außerhalb des Magnetfelds die gleiche Effizienz.

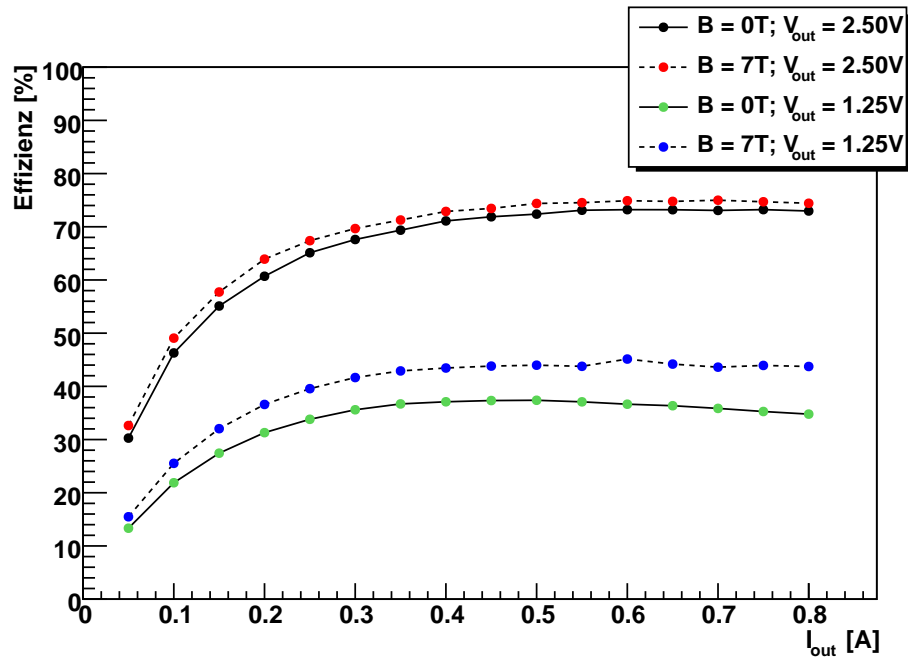


Abbildung 8.10: Effizienz der Ladungspumpe CP-AltPhase mit und ohne Magnetfeld.

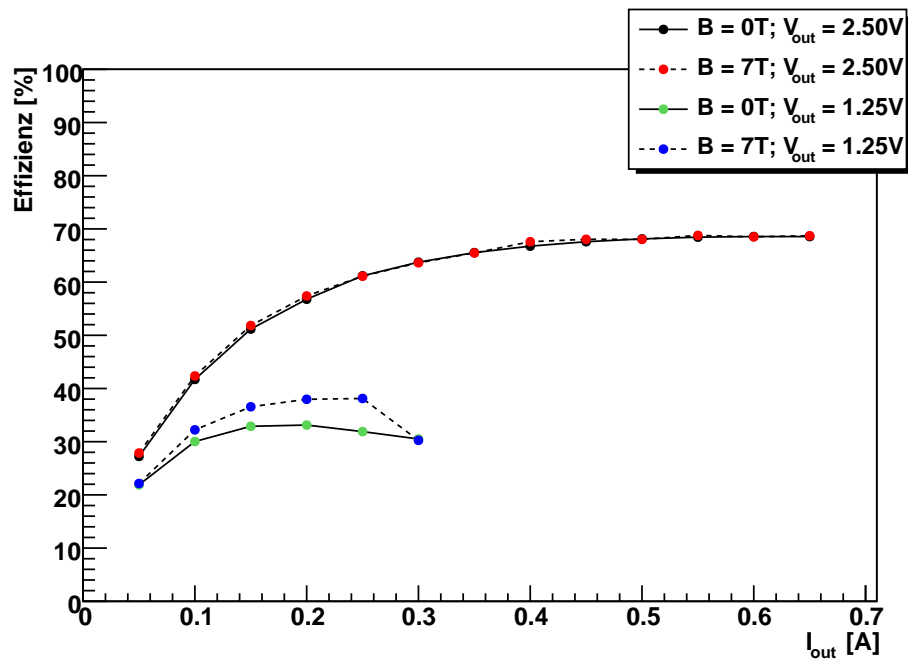


Abbildung 8.11: Effizienz der Ladungspumpe CP-InPhase mit und ohne Magnetfeld.

Kapitel 9

Spektrumanalyse

9.1 Das Testsystem

Wie im Abschnitt 6.1 zur Funktionsweise von DC-DC-Konvertern erläutert, werden in den Abwärtswandlern und Ladungspumpen Energiespeicher periodisch ge- und entladen. Bei diesen Schaltvorgängen entstehen in kurzer Zeit große Änderungen im Stromfluss (dI/dt) und Spannungsschwankungen (dV/dt), welche nicht vollständig mit Hilfe von Kondensatoren gefiltert werden können. Daraus folgt, dass Schaltkonverter Rauschquellen sind, die der konvertierten Gleichspannung überlagert auch einen Wechselspannungsanteil sowohl im Ausgang als auch im Eingang erzeugen.

Diese Störungen kann man zeitaufgelöst mit Hilfe eines Oszilloskops betrachten; dabei bekommt man einen Gesamteindruck der Ein- und Ausgangssignale. Genauer ist die Analyse der Störungen mit einem Spektrumanalysator in einem kalibrierten Setup möglich, mit dem die Amplituden der Störsignale eines Konverters frequenz aufgelöst dargestellt werden können. Ein solches Testsystem befindet sich am CERN. Mit diesem Setup wurden die ersten Störspektren der in Aachen entwickelten kommerziellen Konverterplatinen gemessen. Das Testsystem am CERN ist in [56] beschrieben.

Um diese Charakterisierung des Konverterrauschens ebenfalls in Aachen durchführen zu können, wurde ein Teststand nach dem Vorbild des CERN-Systems nachgebaut. Das Aachener Testsystem zur Analyse des Rauschverhaltens der Konverter befindet sich in einem vollklimatisierten Reinraum. Eine Fotografie des Setups, dargestellt in Abb. 9.1, zeigt den Messaufbau, wie er für die folgenden Messungen verwendet wurde. Die Schaltskizze des Aufbaus ist in Abb. 9.2 abgebildet.

Alle Geräte befinden sich auf einem Tisch mit einer geerdeten ESD-Auflagematte (a). Der zu untersuchende DC-DC-Konverter (b) wird auf eine Adapterplatine gesteckt, welche im Abstand von 3 cm über einer 55 cm × 60 cm großen Kupferplatte (c) befestigt ist. Die Kupferplatte bildet das Bezugspotenzial für die Messung. Die Adapterplatine, Bilder hierzu in Anhang B, muss einen konstanten Abstand zu der Kupferplatte haben, um die Streukapazitäten zwischen den Konverteranschlüssen und der Kupferplatte, also dem Bezugspotenzial, konstant zu halten. Die Adapterplatine stellt außerdem die Verbindung zwischen dem Konverter, der Spannungsversorgung und der Last dar. Sie ist für die Montage notwendig, da der Konverter über einen 40-poligen NAI-S-Steckadapter verfügt, die externen Geräte aber zweckmäßiger mit Schraubklemmen angeschlossen werden. Des Weiteren ist hierdurch ein einfacher Wechsel der Konverter möglich. Die schirmende Kupferschicht bzw. das Bezugspotenzial der Adapterplatine ist leitend mit der Kupferplatte verbunden.

Die für den Betrieb des Konverters nötige Eingangsspannung liefert ein Labornetzgerät (d) E3631A von Agilent [49], wobei der Eingangsstrom von einer ebenfalls auf der Kupferplatte stehenden Netznachbildung, einem sogenannten Line Impedance Stabilization Network (LISN) (e) HM6050-2 von Hameg [57] gefiltert wird, um die Fortpflanzung von Netzstörungen und Störungen durch die Spannungsquelle in die Testumgebung zu verhindern und damit allein die Störung des Konverters zu messen. Darüberhinaus wird die Reflexion der vom Konverter ausgehenden Störungen verhindert.

Ein sogenannter Impedance Stabilized Load (ISL) (f), welcher in Aachen gebaut wurde, dient dem Konverter als Last. Ein Schaltbild hierzu ist in Abb. 9.3 dargestellt: es zeigt für jeden Ausgang des Konverters einen tiefpassgefilterten ohmschen Widerstand, bei dem die AC-Komponente des Stroms durch eine Spule gedämpft wird. Über einen kapazitiv gekoppelten Widerstand wird dieser Wechselstromanteil ausgekoppelt,

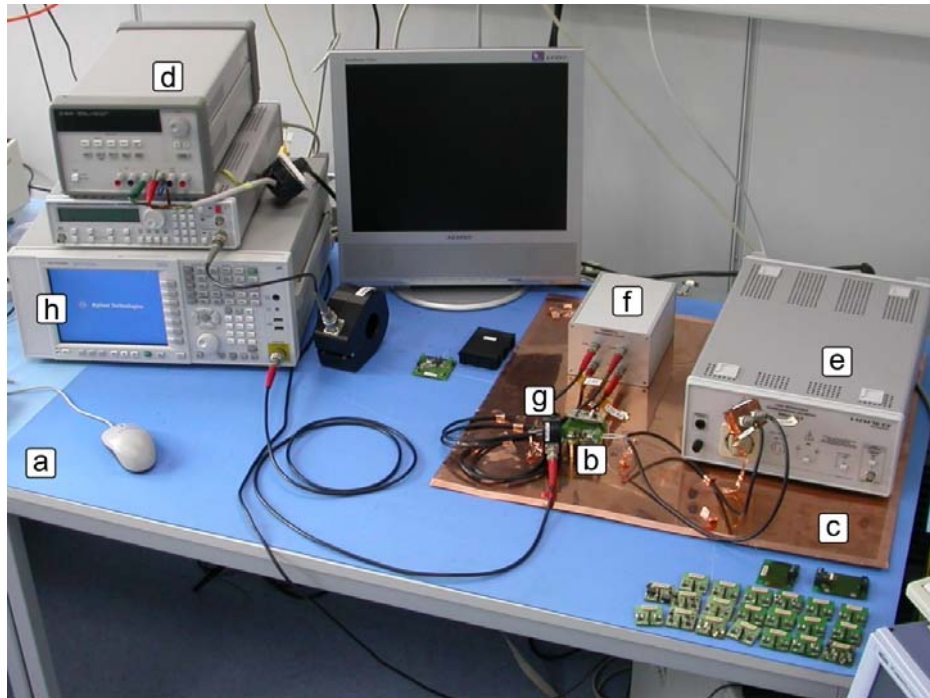


Abbildung 9.1: Photographie des Testsystems zur Rauschmessung der Gleichstromkonverter. Die Geräte befinden sich auf einem Tisch mit einer geerdeten ESD-Auflagematte (a). Der DC-DC-Konverter (b) wird auf eine Adapterplatine gesteckt, welche über einer Kupferplatte (c) befestigt ist. Ein Labornetzgerät (d) liefert die von einer Netznachbildung (e) gefilterte Eingangsspannung. Ein sogenannter Impedance Stabilized Load (ISL) (f) dient dem Konverter als Last. Störströme werden mit einer Stromzange (g) gemessen. Die Stromzange ist mit einem Spektrumanalysator (h) verbunden, in dem die Spektralzerlegung und die Messung der Amplituden der Störung stattfinden. Des Weiteren steht zwischen Netzgerät (d) und Spektrumanalysator (h) ein Sinusgenerator mit einer angeschlossenen Einstreuspule, die für die Kalibration des Setups verwendet wurden, im weiteren Verlauf jedoch nicht mehr benötigt werden.

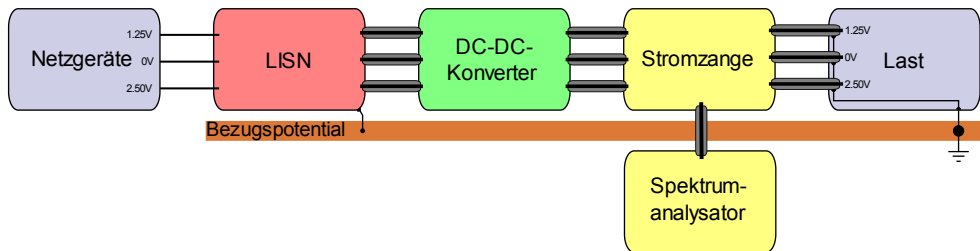


Abbildung 9.2: Schaltskizze des Testsystems zur Spektrumanalyse der Gleichstromkonverter.

da an den Monitor-Ausgängen entweder ein mit einer $50\ \Omega$ -Impedanz abgeschlossenes Messgerät oder ein Abschlusswiderstand des gleichen Widerstands angeschlossen wird. Hierdurch ist das System auch am Ausgang durch eine $50\ \Omega$ -Impedanz abgeschlossen und Rückkopplungen der Störströme ins Testsystem werden verhindert. Der Lastwiderstand für den Konverter mit der Ausgangsspannung von $V_{out} = 1,25\ \text{V}$ beträgt insgesamt $2,31\ \Omega$, das heißt, der Ausgangsstrom beträgt $I_{out} = 541\ \text{mA}$. Der Widerstand für den Konverter mit der Ausgangsspannung von $V_{out} = 2,50\ \text{V}$ beträgt $4,61\ \Omega$, also würde im belasteten Zustand der Strom $I_{out} = 542\ \text{mA}$ fließen.

Die Störströme in den Ein- bzw. Ausgangsleitungen des Converters werden mit einer Stromzange (g) Mod. 94430-1 von ETS-Lindgren [58] ermittelt. Die Stromzange ist mit einem $3,6\ \text{GHz}$ Spektrumanalysator (h) N9010A von Agilent [59] verbunden, in dem die Spektralzerlegung und die Messung der Amplituden der Störung stattfinden. Die Messung erfolgt also induktiv, das heißt kontaktfrei, sodass eine Potenzialtrennung zwischen Mess- und Störsignal gewährleistet ist.

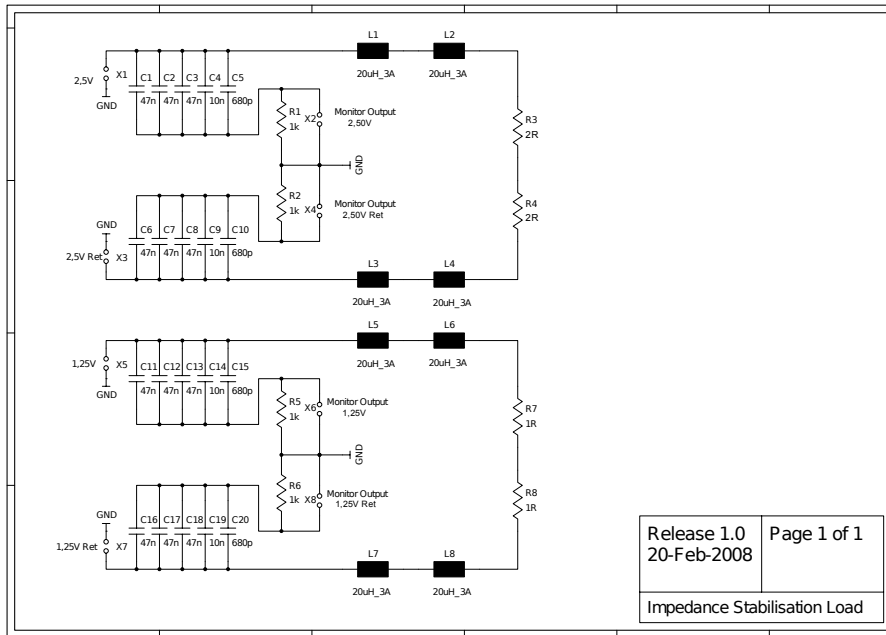


Abbildung 9.3: Schaltplan der impedanzstabilisierten Last. Die Lastwiderstände betragen 2Ω für den 1,25 V-Ausgang und 4Ω für den 2,5 V-Ausgang des Konverters. Hinzu kommen die ohmschen Widerstände der Spulen sowie die Leiterbahnwiderstände.

9.2 Gleich- und Gegentaktsignale

Die von den Konvertern erzeugten Störströme setzen sich prinzipiell zusammen aus Gegentaktsignalen I_{DM} und Gleichtaktsignalen I_{CM} (im weiteren auch kurz DM¹ und CM² abgekürzt). In Abb. 9.4 erzeugt die Störquelle V_{DM} Gegentaktsignale I_{DM} , welche durch die Plusleitung zur Last und über die Minusleitung zurück zur Quelle fließen. In Abb. 9.5 erzeugt eine Störquelle V_{CM} Gleichtaktsignale, welche symmetrisch über die Plus- und Minusleitung zur Last fließen, und dort über parasitäre Kapazitäten oder Induktivitäten in die Erde (GND) fließen, sodass sich hierüber der Stromkreis schließt.

Somit fließt in der Plusleitung der Störstrom $\frac{1}{2}I_{CM} + I_{DM}$ und über die Minusleitung insgesamt der Strom $\frac{1}{2}I_{CM} - I_{DM}$ von der Quelle zur Last.

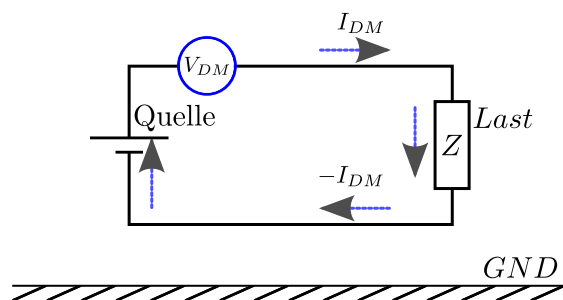


Abbildung 9.4: Ausbreitung von Gegentaktsignalen im System.

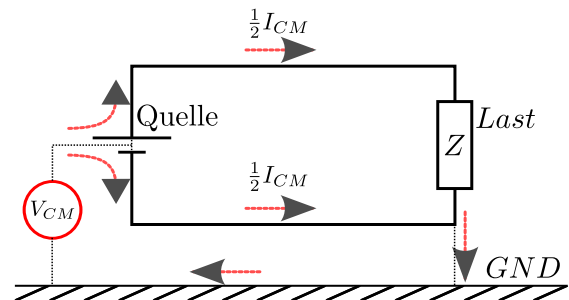


Abbildung 9.5: Ausbreitung von Gleichtaktströmen im System.

Im verwendeten Messsystem ersetzt im obigen Bild der Konverter die Quelle. Er liefert sowohl das Nutzsignal (Spannungsquelle), als auch die Störsignale (Störquelle). Misst man das Rauschen am Ausgang des Konverters, so ersetzt das ISL die Last und bildet damit die Störsenke. Misst man hingegen das Eingangsrauschen, so tritt im obigen Schaltbild das Netzteil, welches den Konverter mit Strom versorgt, an die Stelle der Störsenke.

¹DM: Differential Mode

²CM: Common Mode

Zur getrennten Messung des Gleich- und Gegentaktsignals in beiden Leitungen muss man die Stromzange unterschiedlich um die Signalleitungen schließen. Um beide parallel verlaufende Signalleitungen gleichzeitig geschlossen, wie in Abb. 9.6 a) gezeigt, extrahiert man nur die Gleichtaktstörung I_{CM} , denn durch die von der Stromzange umschlossenen Leitungen fließt insgesamt der Strom

$$\frac{1}{2}I_{CM} + I_{DM} + \frac{1}{2}I_{CM} - I_{DM} = I_{CM} . \quad (9.1)$$

Schließt man hingegen die Stromzange um die antiparallel verlaufenden Signalleitungen, siehe Abb. 9.6 b), so misst man nur die zweifache Gegentaktstörung I_{DM} , da nun für den durch die Signalleitungen in der Stromzange fließenden Strom gilt

$$\frac{1}{2}I_{CM} + I_{DM} - \left(\frac{1}{2}I_{CM} - I_{DM}\right) = 2 \cdot I_{DM} . \quad (9.2)$$

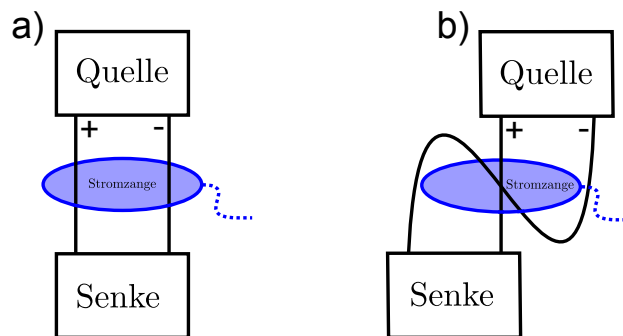


Abbildung 9.6: Schematische Darstellung zur Anwendung der Stromzange: links zur Extraktion des Gleichtaktrauschens, rechts um das Gegentaktrauschen zu messen.

9.3 Der Spektrumanalysator

Die Stromzange besteht aus einem ferromagnetischen, klappbaren Ring, um den einige Sekundärwicklungen gewickelt sind. Die Primärseite bilden die zu messenden Leitungen. Die Sekundärwicklungen der Stromzange sind mit einem BNC-Kabel an den Spektrumanalysator angeschlossen, wobei dieses System mit einer Bezugsimpedanz von $50\ \Omega$ abgeschlossen ist. Die in den Signalleitungen fließenden Störströme erzeugen somit einen Induktionsstrom in der Stromzange. Der Spektrumanalysator misst nun den absoluten Leistungspegel der Störung L_P in der Einheit dBm:

$$L_P(\text{dBm}) = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{noise}}{1\ \text{mW}}\right) , \quad (9.3)$$

also das Verhältnis der Störleistung P_{noise} zu einer Bezugsleistung von $P_{ref} = 1\ \text{mW}$. Aufgrund der festen Normimpedanz von $50\ \Omega$ und mit dem Ohmschen Gesetz lässt sich diese Bezugsleistung in eine effektive Bezugsspannung von $\hat{V}_{ref} = \sqrt{1\ \text{mW} \cdot 50\ \Omega} = 223,6\ \text{mV}$ umrechnen. So entspricht also der absolute Leistungspegel 0 dBm bei einer $50\ \Omega$ Impedanz, das heißt der absolute Pegel bei der Referenzleistung vom 1 mW, der effektiven Spannung von 223,6 mV.

Der absolute Spannungspegel L_V in der Einheit $\text{dB}\mu\text{V}$, also das Verhältnis der Störspannung V_{noise} zu einer Bezugsspannung von $V_{ref} = 1\ \mu\text{V}$, ist folgendermaßen definiert:

$$L_V(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{noise}}{1\ \mu\text{V}}\right) . \quad (9.4)$$

Für ein System mit fester Bezugsimpedanz kann man äquivalent den absoluten Leistungs- oder Spannungspegel benutzen. Damit entspricht der absolute Leistungspegel 0 dBm bei $50\ \Omega$, das heißt wie in der obigen Rechnung gezeigt die effektive Spannung von 223,6 mV dem absoluten Spannungspegel

$$L_V(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \cdot \log\left(\frac{223,6 \text{ mV}}{1 \mu\text{V}}\right) = 106,989 \text{ dB}\mu\text{V} . \quad (9.5)$$

Also gilt in einem System mit fester 50Ω -Impedanz: $0 \text{ dBm} \hat{=} 106,989 \text{ dB}\mu\text{V}$. Mit dieser Umrechnung kann man mit Hilfe des Spektrumanalysators den absoluten Spannungspegel in der Stromzange berechnen, indem man den Zahlenwert 106,989 zu dem absoluten Leistungspegel addiert. Dies ist möglich, da Pegelangaben in dBm und $\text{dB}\mu\text{V}$ dimensionslose Größen sind:

$$L_V(\text{dB}\mu\text{V}) = L_P(\text{dBm}) + 106,989 . \quad (9.6)$$

Um von dieser Messgröße auf den Störstrom in der Messleitung schließen zu können, benötigt man noch die Transferfunktion der Stromzange, welche im Datenblatt [58] angegeben ist. Diese Kalibrationskurve der Stromzange (Werte hierzu in Anhang D), also die frequenzabhängige Transferimpedanz, ist in Abb. 9.7 aufgetragen. Subtrahiert man die Transferimpedanz Z in der Einheit $\text{dB}\Omega$ von den Spannungspegeln in der Einheit $\text{dB}\mu\text{V}$, so erhält man den in den Messleitungen fließenden Störstrompegel in der Einheit $\text{dB}\mu\text{A}$:

$$L_I(\text{dB}\mu\text{A}) = L_V(\text{dB}\mu\text{V}) - Z(\text{dB}\Omega) . \quad (9.7)$$

Aus dem absoluten Störstrompegel L_I erhält man den Störstrom durch folgende Umrechnung:

$$I_{noise} = 10^{(L_I/20)} \cdot 1 \mu\text{A} . \quad (9.8)$$

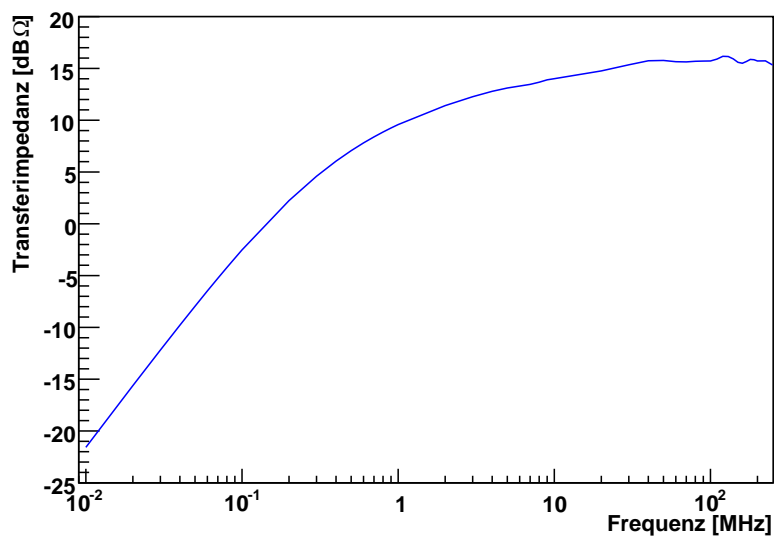


Abbildung 9.7: Kalibrationskurve der Stromzange.

Das Eigenrauschen des Spektrumanalysators, also der Leistungspegel ohne Eingangssignal, ist in Abb. 9.8 unverändert und in Abb. 9.9 umskaliert auf den Strompegel dargestellt. Letztere Umskalierung wird im Folgenden für alle gemessenen Spektren verwendet. Das Eigenrauschen definiert das kleinste zu messende Signal. Die Störströme werden sich also als Einzelspitzen, sogenannte Peaks, von diesem kontinuierlichen Spektrum abheben.

Der Spektrumanalysator misst das Rauschspektrum zwischen 100 kHz und 100 MHz. Hierzu wird das Eingangssignal 25 mal mit einem sogenannten Peak-Detektor abgetastet und der Mittelwert der Eingangssignale gebildet. Die Auflöse- und Videobandbreite beträgt 9,1 kHz, die Eingangssignaldämpfung 10 dB und der Vorverstärker ist bei allen Messungen ausgeschaltet. Diese Einstellungen und Funktionen eines Spektrumanalysators werden detailliert in [60] erläutert.

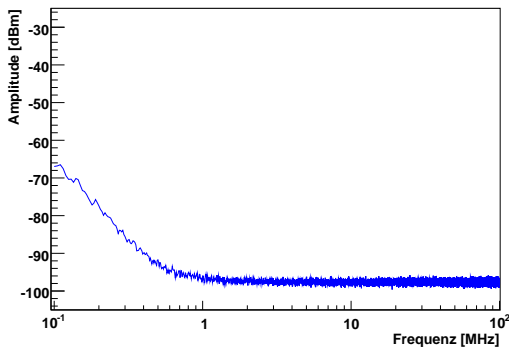


Abbildung 9.8: Grundrauschen des Spektrumanalysators: Leistungspegel ohne Umskalierung.

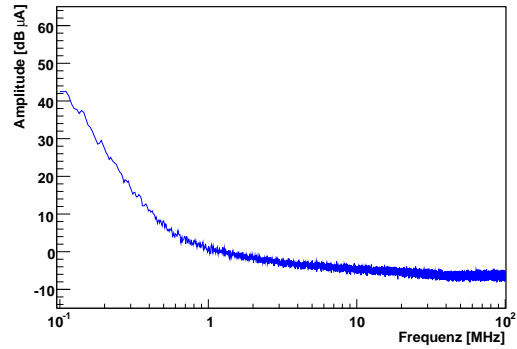


Abbildung 9.9: Umskaliertes Grundrauschen des Spektrumanalysators mit Hilfe der Transferfunktion der Stromzange.

9.4 Spektren der Enpirion Konverter

Alle in dieser Arbeit vorgestellten Rauschspektren zum Gegentaktrauschen (DM) der Konverter zeigen als Amplitude der Störungen den zweifachen Gegentakstrom, das heißt, wie in Abschnitt 9.2 beschrieben, $2 \cdot I_{DM}$, aufgetragen als absoluten Strompegel [$\text{dB}\mu\text{A}$]. Der Faktor 2 entspricht in der logarithmischen Skala einem Offset von $6\text{dB}\mu\text{A}$. Diesen Wert nachträglich von den gemessenen Störpeaks, nicht vom kontinuierlichen Grundrauschen des Spektrumanalysators, zu subtrahieren, würde das Signal- zu Rausch-Verhältnis künstlich verschlechtern. Die DM-Spektren sind also unverändert, das heißt mit einer um $6\text{dB}\mu\text{A}$ zu großen Amplitude der Störpeaks, aufgetragen.

9.4.1 Einführung – Spektren des TypL-Int

Das typische Rauschverhalten von einem TypL-Int Konverter wird in den Abb. 9.10 bis 9.13 anhand des TypL-Int L12 dargestellt. Es gibt, wie in Abschnitt 9.2 beschrieben, vier zu unterscheidende Störspektren eines Konverters: man kann sowohl am Eingang als auch am Ausgang des Konverters das Gleich- und Gegentaktrauschen messen. Abb. 9.10 zeigt das Gleichtaktsignal, Abb. 9.11 das Gegentaktsignal des Eingangsräuschens. Abb. 9.12 wiederum zeigt das Gleichtaktsignal und Abb. 9.13 das Gegentaktsignal des Ausgangsräuschens. Die Eingangsspannung beider auf der Platine sitzenden Konverter beträgt $V_{in} = 5,5\text{V}$. Die Störstrommessung erfolgt am Ausgang des Konverters, dessen Ausgangsspannung $V_{out} = 1,25\text{V}$ beträgt. Der Ausgang des Konverters mit der Ausgangsspannung $V_{out} = 2,50\text{V}$ war bei dieser Messung unbelastet.

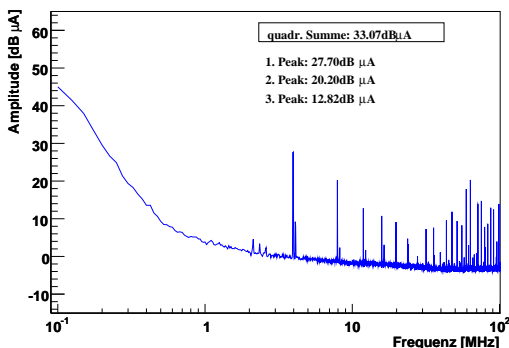


Abbildung 9.10: Spektrum des TypL-Int L12 Konverters mit interner Spule: CM-Messung am Eingang.

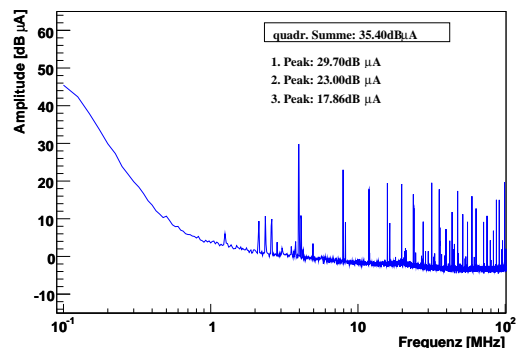


Abbildung 9.11: Spektrum des TypL-Int L12 Konverters mit interner Spule: DM-Messung am Eingang.

Der erste hohe Peak im Spektrum, das heißt die kleinste Störfrequenz, entspricht der Schaltfrequenz des

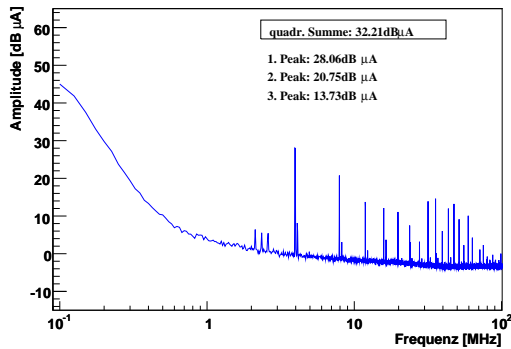


Abbildung 9.12: Spektrum des TypL-Int L12 Konverters mit interner Spule: CM-Messung am Ausgang.

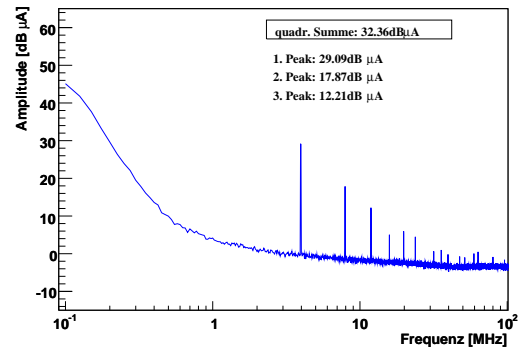


Abbildung 9.13: Spektrum des TypL-Int L12 Konverters mit interner Spule: DM-Messung am Ausgang.

Konverters, welche beim Enpirion Konverter ca. $f = 4$ MHz beträgt. Es folgen die Harmonischen, also die ganzzahligen Vielfachen der Schaltfrequenz. Der hochfrequente Anteil des Rauschspektrums kommt durch die Schaltflanken zustande, also den schnellen Wechsel zwischen Spannungsniveaus im Konverter.

In den gezeigten Spektren sind Informationen über die Intensität des Rauschens angegeben: der Wert „quadr. Summe“ gibt die quadratische Summe aller Störpeaks an, die mindestens $3 \text{ dB}\mu\text{A}$ über der Grundlinie, also dem Eigenrauschen des Spektrumanalysators, liegen. Sie wird nicht als quadratische Summe der Pegelwerte, sondern als quadratische Summe der Ströme in der Einheit μA berechnet und ist ein Maß für die Intensität des Gesamtspektrums. Die weiteren Werte „1. Peak“, „2. Peak“ und „3. Peak“ geben jeweils die maximale Amplitude der zur Schaltfrequenz und den ersten beiden Harmonischen gehörenden Peaks an. Mit diesen Angaben ist es möglich, die Störspektren untereinander zu vergleichen.

Wenn nicht anders angegeben, sind alle im weiteren Verlauf gezeigten Messungen mit den folgenden Messeinstellungen aufgezeichnet worden: $V_{in} = 5,5 \text{ V}$, $V_{out} = 1,25 \text{ V}$ und $I_{out} = 541 \text{ mA}$.

Um die Reproduzierbarkeit der Spektrenmessungen überprüfen zu können, wurde ein TypL-Int (genauer der TypL-Int L12) als Referenzkonverter verwendet. Er wurde nicht modifiziert und eine Messung seines Störspektrums erfolgte vor jeder weiteren Messreihe bzw. nach erneuter Inbetriebnahme des Testsystems. Anhand des gemessenen Gleichtaktrauschens am Konverterausgang wurden die Histogramme in Abb. 9.14 gefüllt: sie zeigen die quadratischen Summen und Amplituden der ersten drei Peaks von zwölf verschiedenen und unabhängigen Messungen.

Der Mittelwert und die Standardabweichung der quadratischen Summe aller Rauschpeaks beträgt $(32,04 \pm 0,19) \text{ dB}\mu\text{A}$, der Mittelwert und die Standardabweichung des ersten Peaks bei der Schaltfrequenz des Konverters $(28,04 \pm 0,18) \text{ dB}\mu\text{A}$. Die anderen beiden Peaks weisen ähnlich kleine Abweichungen auf. Die Messungen sind also sehr genau reproduzierbar, insbesondere die Höhe der einzelnen Peaks.

Zur Analyse der Serienstreuung des TypL-Int Konverters wurden neun verschiedene Platinen dieses Typs untersucht. Analog zur Reproduzierbarkeitsmessung sind die quadratischen Summen sowie die Amplituden der ersten drei Peaks des gemessenen Gleichtaktrauschens an den Konverterausgängen in die Histogramme in Abb. 9.15 gefüllt.

Der Mittelwert und die Standardabweichung der quadratischen Summen aller Rauschpeaks der Konverter TypL-Int beträgt $(31,8 \pm 0,69) \text{ dB}\mu\text{A}$. Dieser Wert sowie die Amplituden der zweiten und dritten Peaks stimmen alle innerhalb einer Standardabweichung, die Amplituden des ersten Peaks innerhalb zwei Standardabweichungen mit den Werten der Reproduzierbarkeitsmessung vom TypL-Int L12 überein. Die Standardabweichungen sind bei der Messung der Serienstreuung etwas größer als die Abweichungen in der Reproduzierbarkeitsmessung, was bedeutet, dass die Messmethode ausreichend präzise ist, um Unterschiede im Rauschspektrum einzelner Konverter der gleichen Bauform zu untersuchen.

9.4.2 Konverter mit nur einer Ausgangsspannung – 1,25 V oder 2,50 V

Auffallend in den zu L12 gezeigten Spektren in Abb. 9.10 bis 9.13 ist eine Doppelpeakstruktur jeweils zweier nahe beieinander liegender Peaks. Dies kommt dadurch zustande, dass beide auf einer Platine liegenden

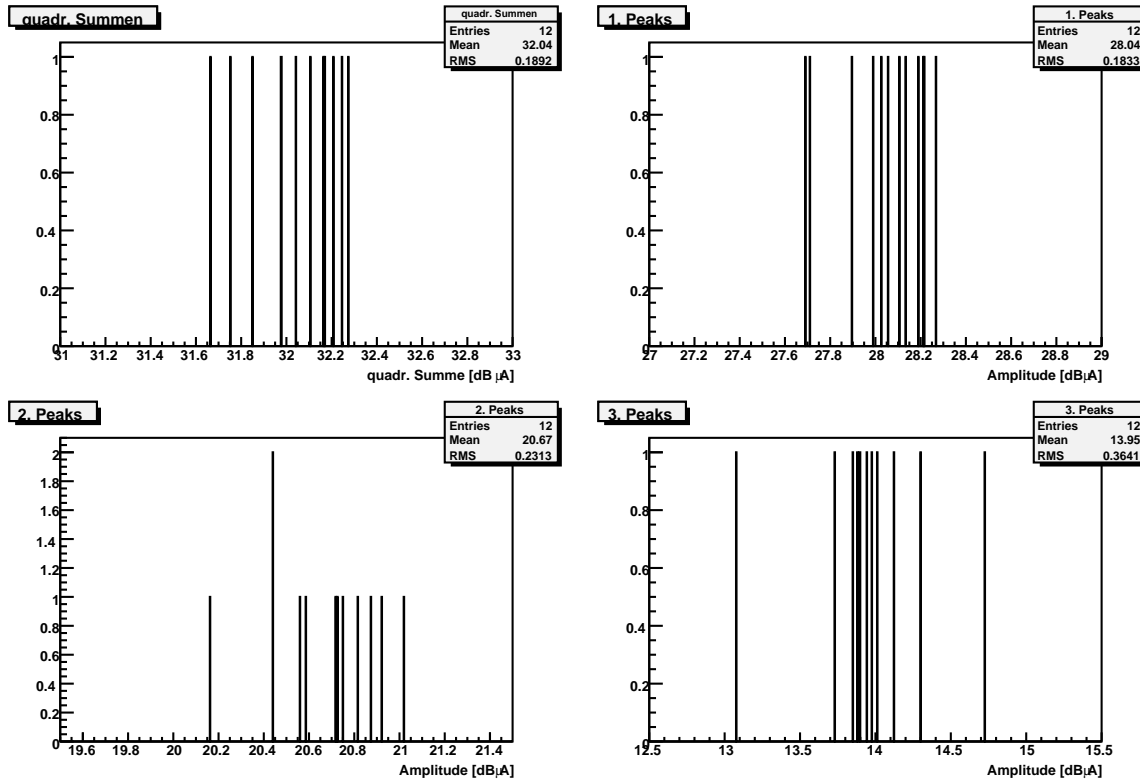


Abbildung 9.14: Die Histogramme sind gefüllt mit den quadratischen Summen (o.l.) und den Amplituden der ersten drei Peaks (o.r. und unten) des Ausgangs-Gleichtaktrauschens des TypL-Int L12 Konverters.

Konverter mit Spannung versorgt werden und somit Schaltrauschen erzeugen, die Schaltfrequenz der beiden Konverter aber Produktionsschwankungen unterliegt und sich um einige 10 kHz bis 100 kHz unterscheidet. Die Peaks des belasteten Konverters sind größer als die Schaltpeaks des unbelasteten Konverters. Man misst am gemeinsamen Eingang beider Konverter, oder am Ausgang nur eines Konverters, wobei die beiden Konverter jedoch über die Masse miteinander verbunden sind. In beiden Fällen beeinflussen sich die Störungen der Konverter also gegenseitig. Zur Analyse dieses Problems und um die Störung eines Konverterchips allein zu untersuchen, wurden zwei modifizierte TypL-Int Konverter verwendet, die bereits im Kapitel zu den Effizienzmessungen in Abschnitt 7.2 für die Leerstrommessung benutzt wurden. Bei diesen Konvertern wird nur einer von beiden Konverterchips mit Spannung versorgt und konvertiert die Eingangsspannung. Der TypL-Int Konverter L10 erzeugt ausschließlich 1,25 V, der TypL-Int L11 nur 2,50 V Ausgangsspannung. Das Ausgangsgleichtaktrauschen ist zum Vergleich in Abb. 9.16 für L10 und in Abb. 9.17 für L11 dargestellt. Das Gegentakt-Ausgangsrauschen ist für L10 in Abb. 9.18 und für L11 in Abb. 9.19 abgebildet.

Die Doppelppeakstruktur ist wie erwartet nicht mehr vorhanden, da jetzt jeweils nur ein Konverter schaltet. Des Weiteren erkennt man, dass die Platine mit der größeren Ausgangsspannung, also dem größeren Tastverhältnis D , weniger Rauschen produziert. Bei L11 sind die Amplituden des 1. und 3. Peaks ca. gleich hoch wie beim L10, allerdings sind die Amplituden der geraden Harmonischen sehr viel kleiner. Die Amplitude des 2. Peaks ist sogar unter $3 \text{ dB}\mu\text{A}$ über der Grundlinie bei 8 MHz, weswegen dieser Peak gar nicht als solcher erkannt wird und dadurch seine Höhe mit $0 \text{ dB}\mu\text{A}$ angegeben wird. Die Ursache hierfür wird im Folgenden erläutert: Bei einem Tastverhältnis von $D = 50\%$ gleicht der zeitliche Verlauf der am Spuleneingang anliegenden Eingangsspannung einer symmetrischen Rechteckschwingung. Das Frequenzspektrum eines symmetrischen Rechtecksignals ist ausschließlich aus ungeradzahligem Harmonischen zusammengesetzt, sodass die geraden Harmonischen nicht auftreten. Bei einem Konvertierungsverhältnis von $r = 2,5 \text{ V}/5,5 \text{ V} = 45,5\%$ liegt das Tastverhältnis näher bei $D = 50\%$, als bei dem Konverter mit der kleineren Ausgangsspannung von $V_{out} = 1,25 \text{ V}$ ($r = 22,7\%$), sodass die geraden Harmonischen nicht vollständig verschwinden, jedoch eine kleinere Amplitude aufweisen.

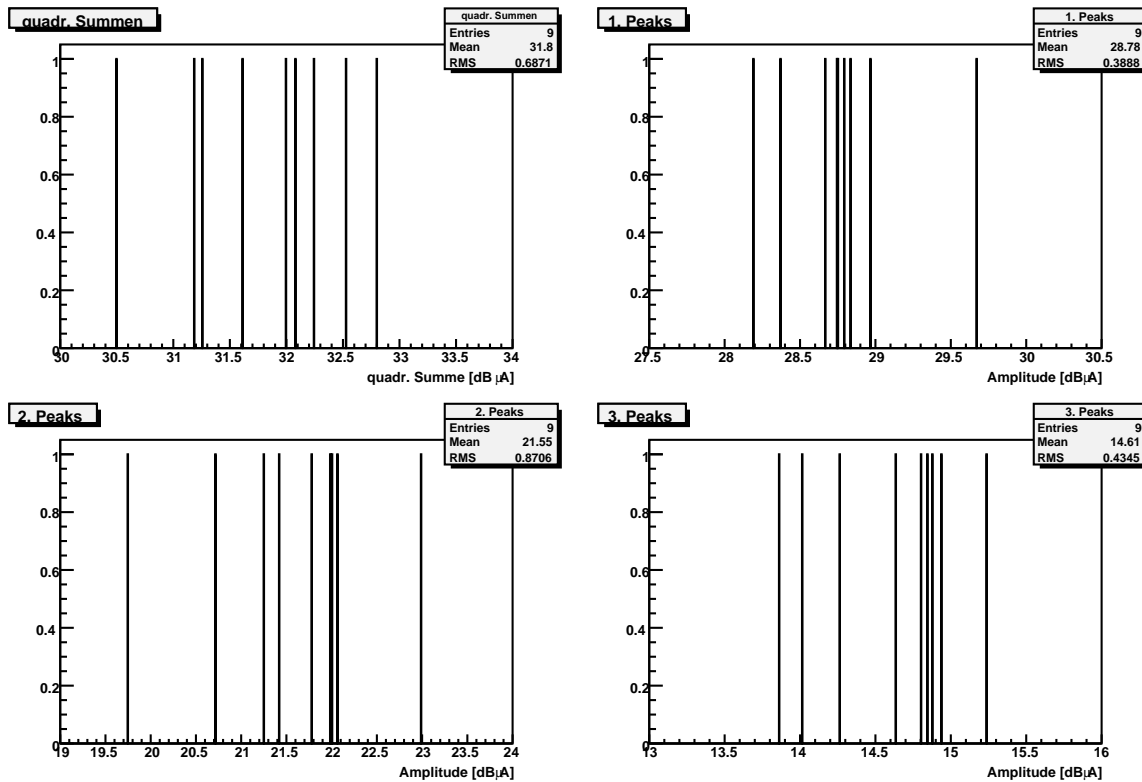


Abbildung 9.15: Die Histogramme sind gefüllt mit den quadratischen Summen (o.l.) und den Amplituden der ersten drei Peaks (o.r. und unten) des Ausgangs-Gleichtaktrauschens neun verschiedener Konverter der Bauform TypL-Int.

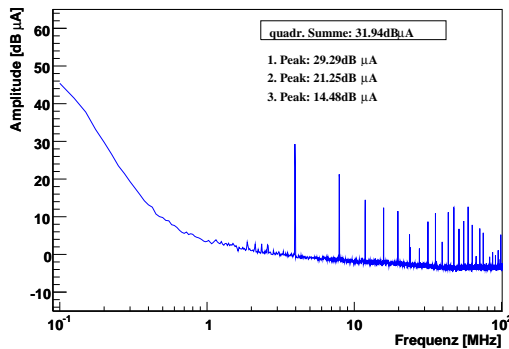


Abbildung 9.16: Spektrum des TypL-Int L10 Konverters, $V_{out} = 1,25\text{ V}$: CM-Messung am Ausgang.

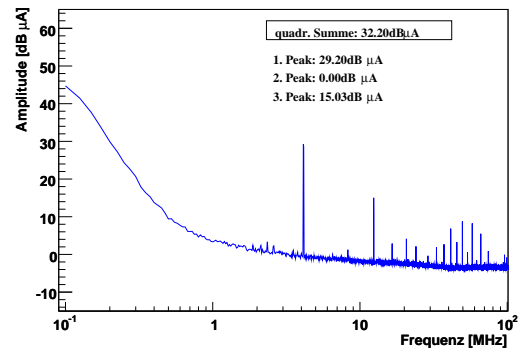


Abbildung 9.17: Spektrum des TypL-Int L11 Konverters, $V_{out} = 2,50\text{ V}$: CM-Messung am Ausgang.

9.4.3 Variation der Eingangsspannung beim TypL-Int

Ein Konverter produziert mehr Störungen, je kleiner das Konvertierungsverhältnis $r = V_{out}/V_{in}$ und damit das Tastverhältnis des Konverters ist (siehe hierzu Gl. 6.9). Diesen Effekt sieht man bei einer Variation der Eingangsspannung bei konstanter Ausgangsspannung von $V_{out} = 1,25\text{ V}$ des TypL-Int Konverters: in Abb. 9.20 ist das DM-Ausgangsrauschen bei einer Eingangsspannung von $V_{in} = 4,5\text{ V}$ gezeigt, in Abb. 9.21 für eine höhere Eingangsspannung von $V_{in} = 6,5\text{ V}$. Bei dem Konvertierungsverhältnis von $r = 1,25\text{ V}/4,5\text{ V} = 27,8\%$ ist die quadratische Summe der Peaks mit $30,42\text{ dB}\mu\text{A}$ kleiner als bei der Eingangsspannung $6,5\text{ V}$ ($r = 19,2\%$) mit $32,42\text{ dB}\mu\text{A}$.

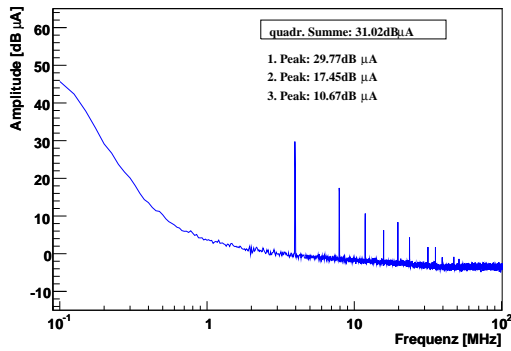


Abbildung 9.18: Spektrum des TypL-Int L10 Konverters, $V_{out} = 1,25\text{ V}$: DM-Messung am Ausgang.

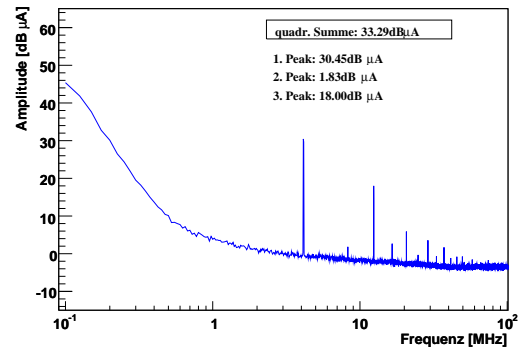


Abbildung 9.19: Spektrum des TypL-Int L11 Konverters, $V_{out} = 2,50\text{ V}$: DM-Messung am Ausgang.

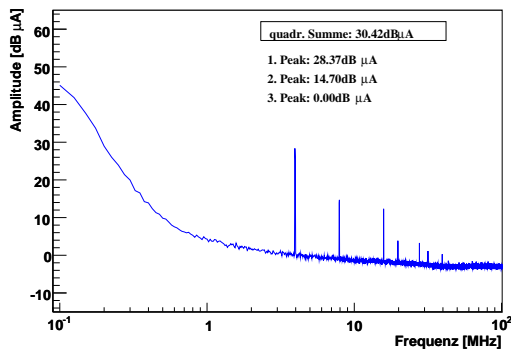


Abbildung 9.20: Spektrum des TypL-Int Konverters, $V_{in} = 4,5\text{ V}$: DM-Messung am Ausgang.

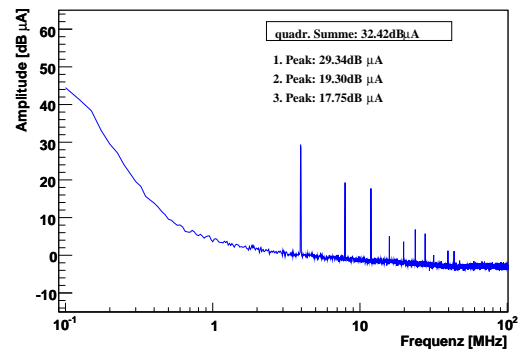


Abbildung 9.21: Spektrum des TypL-Int Konverters, $V_{in} = 6,5\text{ V}$: DM-Messung am Ausgang.

9.4.4 TypL-Int und TypS-Int im Vergleich

Im Folgenden werden die Konverter TypS-Int und TypL-Int miteinander verglichen. Die beiden Konverter unterscheiden sich nur durch die Geometrie ihrer Platine sowie die Anschlüsse. In Abb. 9.22 und Abb. 9.23 sind CM und DM des Konverterausgangs vom TypS-Int dargestellt.

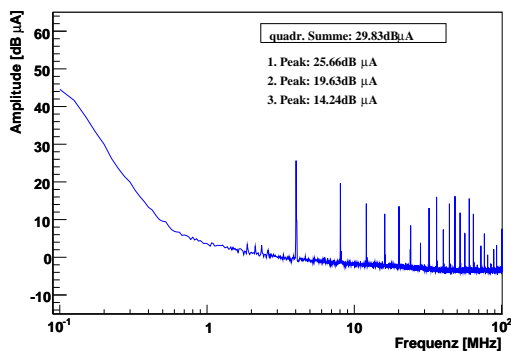


Abbildung 9.22: Spektrum des TypS-Int Konverters: CM-Messung am Ausgang.

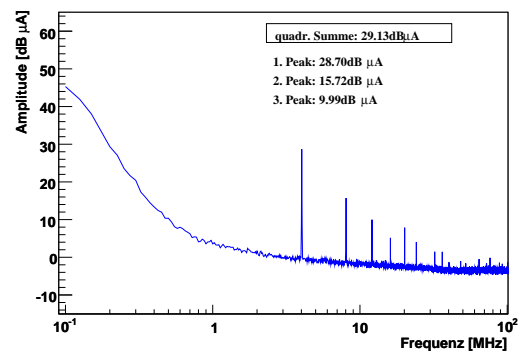


Abbildung 9.23: Spektrum des TypS-Int Konverters: DM-Messung am Ausgang.

Der TypS-Int unterscheidet sich sowohl im Gleichtaktrauschen (CM) als auch im Gegentaktrauschen (DM) vom TypL-Int: er produziert in der quadratischen Summe nur $29,13\text{ dB}\mu\text{A}$ DM-Störstrom anstelle von

32,36 dB μ A bei dem TypL-Int (Abb. 9.13), sowie 29,83 dB μ A im Vergleich zur quadratischen Summe von 32,21 dB μ A CM-Störstrom beim TypL-Int (Abb. 9.12). Dies liegt möglicherweise an der Filterwirkung der Adapterplatine, die durch ihre größere Bauform im Gegensatz zu dem direkten Anschluss der Platine mit Hilfe der NAI5-Stecker beim TypL-Int eine höhere Induktivität und Kapazität aufweist.

9.4.5 Wirkung des LDO-Regulators auf das Ausgangsrauschen

Da der LDO-Regulator Spannungsschwankungen am Ausgang des Konverters reguliert, erwartet man eine Wirkung des zusätzlichen LDO-Regulators auf der Platine auf das Gegentaktrauschen des Konverters. Dies wird durch die folgende Messung bestätigt: in Abb. 9.24 ist das Gleichaktrauschen eines TypL-Int-LDOs gezeigt. Man erkennt lediglich eine graduelle Verbesserung im Gegensatz zum Ausgangs-CM eines TypL-Int; die quadratische Summe ist mit 28,12 dB μ A ca. 4 dB μ A kleiner als die quadratische Summe vom TypL-Int in Abb. 9.12. In Abb. 9.25 hingegen sieht man, dass der LDO-Regulator das Gegentaktrauschen fast vollständig unterdrückt, bzw. filtert. Eine Verwendung des LDO-Regulators bewirkt also eine große Verbesserung des Rauschverhaltens, wobei jedoch die Effizienz des Konverters sinkt, wie bereits im Kapitel zu den Effizienzmessungen gezeigt: ein kleiner Spannungsabfall von nur 50 mV beim 1,25 V-Konverter hat bereits einen Effizienzverlust von 4% zur Folge.

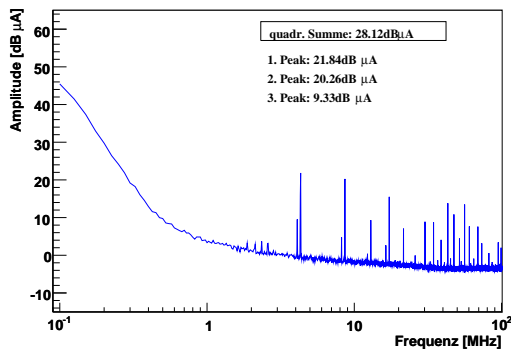


Abbildung 9.24: Spektrum des TypL-Int-LDO Konverters: CM-Messung am Ausgang.

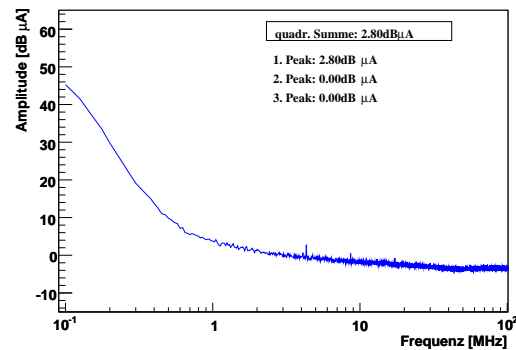


Abbildung 9.25: Spektrum des TypL-Int-LDO Konverters: DM-Messung am Ausgang.

9.4.6 Konverter mit externer Spule

Bei Konvertern mit externen Spulen ist das Rauschverhalten davon abhängig, ob es sich um externe ferromagnetische Spulen oder um Luftspulen handelt. Das magnetische Wechselfeld, welches sich bei Luftspulen auch außerhalb des Spulenvolumens befindet, kann einerseits Störfelder abstrahlen, induziert aber auch Störströme in der Konverterplatine. Letztere breiten sich über die Leiterbahnen zum Ein- und Ausgang des Konverters hin aus und liefern so Beiträge zum Gleich- und Gegentaktspektrum der Konverter, die mit dem Spektrumanalysesetup gemessen werden können.

Das Gegentaktrauschen vom Konverter TypL-Fer mit externer ferromagnetischer Spule ist in Abb. 9.26 dargestellt. Die ferromagnetische Spule ist sehr klein dimensioniert, die Leitungen sind kurz, das magnetische Feld ist im Spulenkernmaterial lokalisiert. Dementsprechend erzeugt die ferromagnetische Spule auf diesem Konverter kein zusätzliches Rauschen.

Im Gegensatz dazu ist das Gegentak-Ausgangsrauschen des Konverters TypL-So1 mit solenoidförmiger Luftspule in Abb. 9.27 dargestellt. Das Rauschverhalten dieser Konfiguration ist wesentlich schlechter, die quadratische Summe der Störpeaks ist ca. 10 dB μ A größer als beim Konverter mit ferromagnetischer Spule. Das magnetische Feld der Luftspule streut zusätzliches Rauschen in die Konverterplatine ein, welches sich anschließend konduktiv über den Ausgang ausbreitet. Dies könnte man möglicherweise durch eine Abschirmung der Spulen reduzieren, was jedoch bei solenoidförmigen Spulen Einfluss auf die Effizienz des Konverters hat.

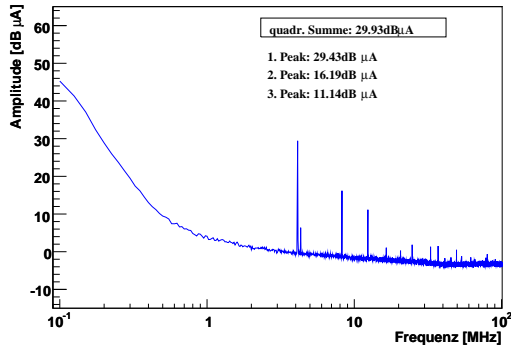


Abbildung 9.26: Spektrum des TypL-Fer Konverters mit externer, ferromagnetischer Spule: DM-Messung am Ausgang.

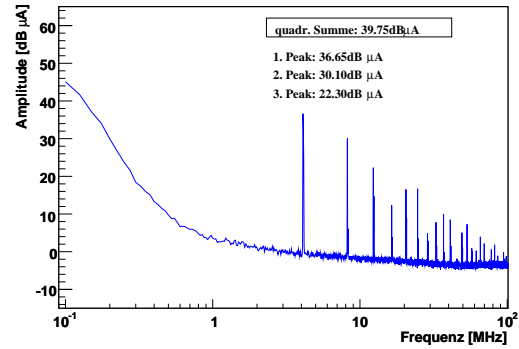


Abbildung 9.27: Spektrum des TypL-Sol Konverters mit solenoidförmiger Luftspule: DM-Messung am Ausgang.

9.5 Spektren des Micrel Konverters TypL-Mic

Vom TypL-Mic Konverter, dessen Schaltfrequenz ca. 8 MHz beträgt, ist das Ausgangsrauschen in Abb. 9.28 (CM) und Abb. 9.29 (DM) dargestellt. Die Amplituden der ersten drei und die quadratische Summe aller Peaks sind größer als die vom TypL-Int. Der Konverter erzeugt also bei gleichem Konvertierungsverhältnis mehr Störungen als der Enpiron Konverter, obwohl die Schaltfrequenz höher ist.

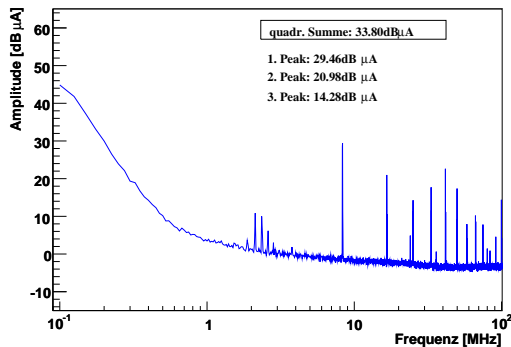


Abbildung 9.28: Spektrum des TypL-Mic Konverters: CM-Messung am Ausgang.

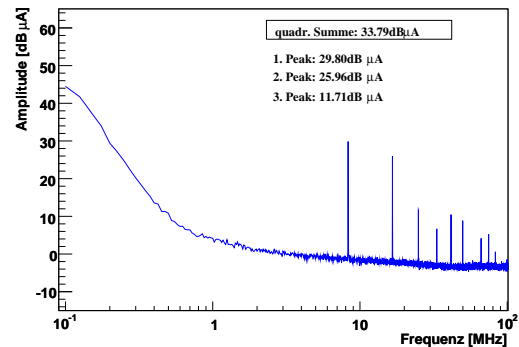


Abbildung 9.29: Spektrum des TypL-Mic Konverters: DM-Messung am Ausgang.

9.6 Spektren des SWREG2 Konverters

Die Ausgangsspektren der Konverterplatine SWREG2-Fer mit ferromagnetischer Spule von Murata sind in Abb. 9.30 (CM) und Abb. 9.31 (DM) dargestellt. Die Eingangsspannung bei diesen Messungen ist 5,5 V, die Ausgangsspannung des Konverters 2,5 V. Die Frequenz des Sägezahngenerators wurde auf 1 MHz eingestellt. Der Konverterausgang ist belastet, sodass der Ausgangsstrom 452 mA beträgt. Die quadratische Summe der Peaks des DM-Spektrums ist mit 32,08 dBµA etwas kleiner als die quadratische Summe des TypL-Int mit 33,29 dBµA, gemessen bei gleichem Konvertierungsverhältnis, was in Abb. 9.19 dargestellt ist. Die Summe des CM-Spektrums ist jedoch mit 42,62 dBµA ca. 11 dBµA größer im Vergleich zum TypL-Int (Abb. 9.17). Der SWREG2-Fer Konverter produziert also deutlich mehr CM-Rauschen. Der erste Peak sowie die Harmonischen sind beim SWREG2-Fer größer als beim kommerziellen TypL-Int.

Mit den gleichen Messparametern wie bei der Analyse des SWREG2-Fer Konverters, das heißt $V_{in} = 5,5$ V und $V_{out} = 2,5$ V, wurden für den SWREG2-Air Konverter folgende Spektren des Ausgangsrauschens aufgenommen: Abb. 9.32 zeigt das Gleichtaktsignal und Abb. 9.33 das Gegentaktsignal. Alle Peaks sind im CM-Spektrum und im DM-Spektrum des Konverters mit Luftspule größer als beim Konverter SWREG2-Fer. Die

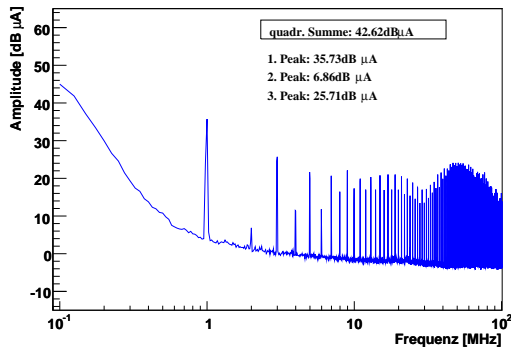


Abbildung 9.30: Spektrum des SWREG2-Fer Konverters: CM-Messung am Ausgang.

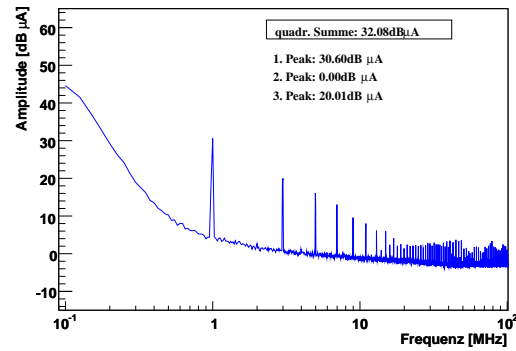


Abbildung 9.31: Spektrum des SWREG2-Fer Konverters: DM-Messung am Ausgang.

quadratische Summe des DM-Spektrums steigt um ca. $3 \text{ dB}\mu\text{A}$, die des CM-Spektrums sinkt um $0,73 \text{ dB}\mu\text{A}$, da insbesondere Störfrequenzen um 30 MHz im Spektrum kaum vorhanden sind.

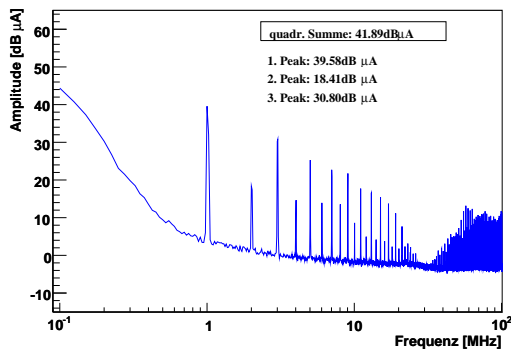


Abbildung 9.32: Spektrum des SWREG2-Air Konverters: CM-Messung am Ausgang.

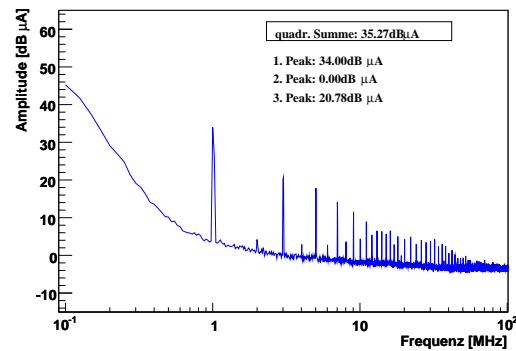


Abbildung 9.33: Spektrum des SWREG2-Air Konverters: DM-Messung am Ausgang.

Vergrößert man die Frequenz des Sägezahngenerators, und damit die Schaltfrequenz des SWREG2-Fer Konverters, von 1 MHz (Abb. 9.31) auf $1,5 \text{ MHz}$ (Abb. 9.34), so hat dies nur einen geringen Einfluss auf das Störspektrum des Konverters; die quadratische Summe des DM steigt um $0,78 \text{ dB}\mu\text{A}$. Vergrößert man hingegen die Eingangsspannung von $5,5 \text{ V}$ auf $7,5 \text{ V}$, so produziert der Konverter aufgrund des nun kleineren Tastverhältnisses mehr Rauschen, wie in Abb. 9.35 dargestellt. Die quadratische Summe vergrößert sich dabei um $2,7 \text{ dB}\mu\text{A}$ und die ungeraden Harmonischen, welche in den vorgenannten Spektren nicht auftreten, tragen bei der erhöhten Eingangsspannung zum Störspektrum bei. Beide Änderungen zusammen, also sowohl eine erhöhte Eingangsspannung als auch eine größere Schaltfrequenz, liefern das in Abb. 9.36 dargestellte Spektrum, bei dem die Amplituden der ersten Peaks denen des Spektrums mit erhöhter Eingangsspannung entsprechen, die quadratische Summe jedoch etwas größer ist ($35,65 \text{ dB}\mu\text{A}$ statt $34,78 \text{ dB}\mu\text{A}$), da bei hohen Frequenzen die Amplituden leicht angestiegen sind.

Wie schon im Kapitel zur Effizienzmessung angesprochen, sinkt sowohl bei Eingangsspannungen höher als $5,5 \text{ V}$ als auch bei Schaltfrequenzen größer als 1 MHz die Effizienz des Konverters, da er mit diesen Parametern instabil arbeitet. Insofern ist ein Betrieb des Konverters bei größeren Schaltfrequenzen als 1 MHz , auch bei ähnlichem Rauschspektrum, nicht sinnvoll.

9.7 Spektren der LBNL Ladungspumpen

Die Störspektren des Ausgangsrauschens der CP-AltPhase sind in Abb. 9.37 (CM) und Abb. 9.38 (DM) aufgetragen. Die Eingangsspannung bei dieser und der folgenden Messungen ist 10 V , sodass die Ausgangs-

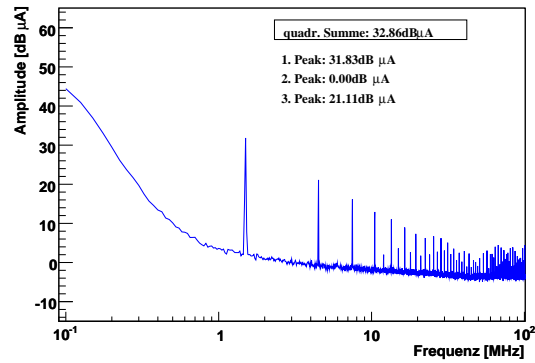


Abbildung 9.34: Spektrum des SWREG2-Fer Konverters: DM-Messung am Ausgang, $V_{in} = 5,5\text{ V}$, $f = 1,5\text{ MHz}$.

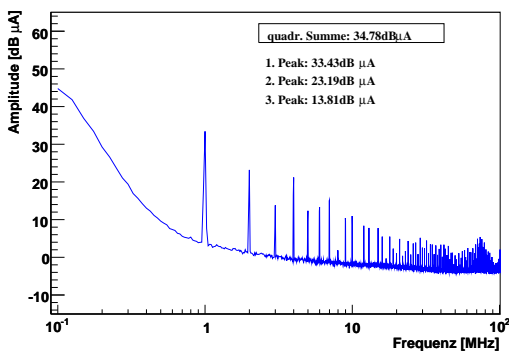


Abbildung 9.35: Spektrum des SWREG2-Fer Konverters: DM-Messung am Ausgang, $V_{in} = 7,5\text{ V}$, $f = 1,0\text{ MHz}$.

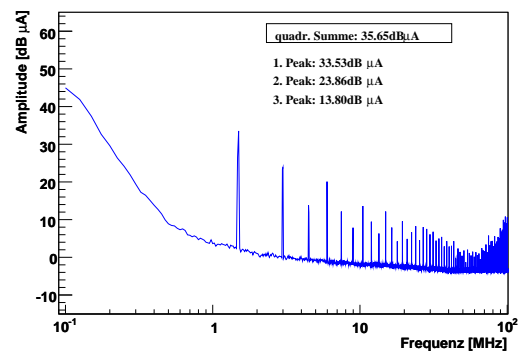


Abbildung 9.36: Spektrum des SWREG2-Fer Konverters: DM-Messung am Ausgang, $V_{in} = 7,5\text{ V}$, $f = 1,5\text{ MHz}$.

spannung 2,5 V beträgt. Der Ausgangsstrom beträgt genau wie bei der Messung der kommerziellen Konverter 452 mA.

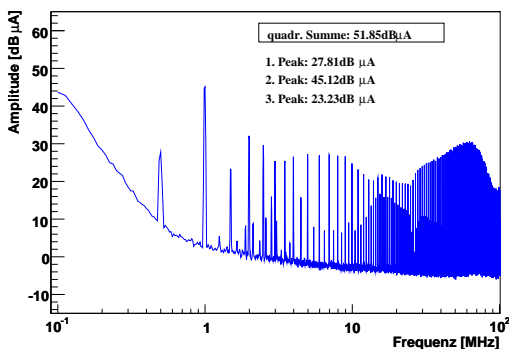


Abbildung 9.37: Spektrum der Ladungspumpe CP-AltPhase: CM-Messung am Ausgang.

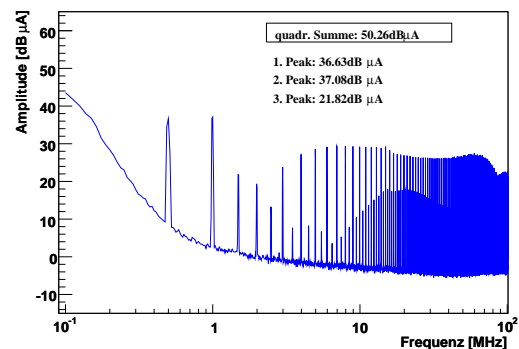


Abbildung 9.38: Spektrum der Ladungspumpe CP-AltPhase: DM-Messung am Ausgang.

Aufgrund der zwei gegenphasig und mit einer Frequenz von 500 kHz schaltenden Converterchips dominieren in den Spektren des CP-AltPhase Konverters die Störampplituden der geraden Harmonischen das Gesamttrauschen. Da die Schaltfrequenz niedriger ist als bei den kommerziellen Konvertern, liegen die Harmonischen sehr nahe beieinander. Zusätzlich fällt die Amplitude der Peaks für hohe Frequenzen kaum ab, sodass die quadratische Summe aller Peaks um einen Faktor 2 größer ist als bei den kommerziellen Konvertern. So

beträgt die quadratische Summe des Gleichtaktrauschens beim CP-AltPhase 51,85 dB μ A (Abb. 9.37) im Gegensatz zu der quadratischen Summe des Gleichtaktrauschens des TypL-Int mit 32,21 dB μ A (Abb. 9.12) und ist auch größer als die quadratischen Summen der SWREG2-Konverter-Spektren.

Vergleicht man die Spektren des CP-AltPhase Konverters mit denen des CP-InPhase Konverters in Abb. 9.39 (CM) und Abb. 9.40 (DM), so erkennt man, dass hier der erste Peak aufgrund der gleichphasig arbeitenden Konverterchips wieder größer als die Peaks der Harmonischen ist. Des Weiteren fallen die Amplituden der ungeraden Harmonischen nicht mit steigender Frequenz ab wie beim CP-AltPhase, sodass die quadratische Summe aller Peaks hier nochmal größer wird: 54,30 dB μ A (CM) und 52,24 dB μ A (DM). Das Rauschverhalten einer Ladungspumpe ist also besser, wenn die Konverterchips gegenphasig getaktet werden.

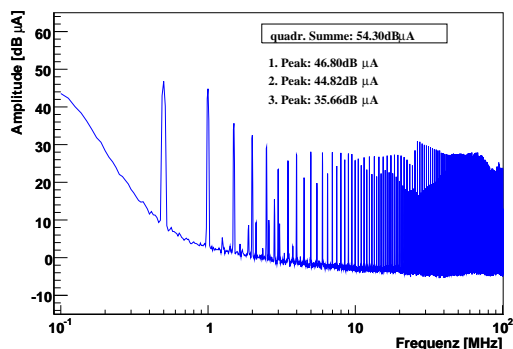


Abbildung 9.39: Spektrum der Ladungspumpe CP-InPhase: CM-Messung am Ausgang.

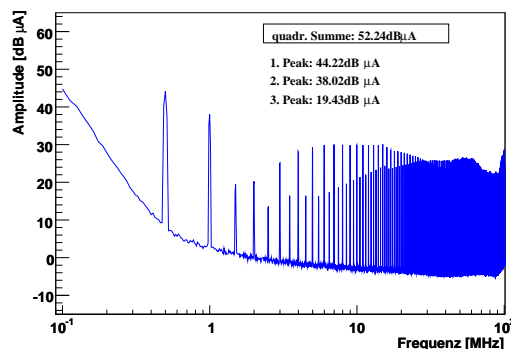


Abbildung 9.40: Spektrum der Ladungspumpe CP-InPhase: DM-Messung am Ausgang.

Kapitel 10

Störfestigkeitsmessung

Im vorherigen Kapitel wurden die Frequenzspektren des Konverterrauschens analysiert. Möchte man mit Hilfe dieser Spektren Vorhersagen zum Rauschverhalten von Detektorelektronik machen, die mit den Konvertern mit Strom versorgt wird, so muss man die frequenzabhängige Störfestigkeit der Detektorelektronik kennen.

10.1 Einleitung und Beschreibung des Einstreuteststands

Um das von der Störfrequenz abhängige Detektorrauschen zu messen, wird ein Einstreuteststand, mit dem sinusförmige Störströme erzeugt werden, um das Petal-Testsystem herum aufgebaut. Dieses Testsystem wurde in der Diplomarbeit von Jan Sammet [13] für Systemtestmessungen mit den auch in dieser Arbeit untersuchten DC-DC-Konvertern verwendet. Eine Schaltskizze des Einstreuteststands ist in Abb. 10.1 dargestellt. Bilder des Setups sind in Abb. 10.2, Abb. 10.3 und Abb. 10.4 abgebildet. Das Petal, eingebaut in einen Aluminiumrahmen (a), befindet sich auf einer Kupferplatte (b), welche das Bezugspotenzial der Messung darstellt. Das LISN (c), die Einstreu-Box (d) und die Strommessbox (e) stehen auf der Abdeckung des Petals und sind über Kupferstreifen (f) leitend mit dem Bezugspotenzial verbunden. Der Sinusgenerator und Verstärker (g) sowie die Netzgeräte und der Spektrumanalysator (h) befinden sich unterhalb des Petals.

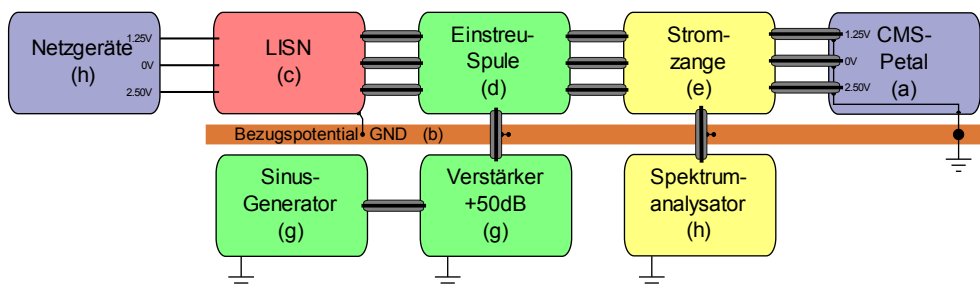


Abbildung 10.1: Schaltskizze der Einstreumessung in das CMS-Petal-Detektorsystem.

Die Versorgungsspannungen für die Detektorelektronik werden von zwei Agilent Netzgeräten E3633A und E3634A [49] zur Verfügung gestellt; man benötigt je ein Netzgerät für die 1,25 V- und die 2,50 V-Spannung. Die Versorgungsspannungen werden dem Modul an der Verbindungsstelle zwischen Hauptplatine des Petal-Testsystems, dem sogenannten InterConnect Board (ICB), und dem Front-End-Hybrid des Moduls zugeführt. Das Modul ist an dieser Stelle im normalen Betrieb mit einem Kapton-Kabel mit NAI-S-Steckern mit dem ICB verbunden und wird über diese Trägerplatine mit Spannung versorgt. Bei den Einstreumessungen wird an dieser Stelle ein NAI-S-Adapterstecker eingesetzt, welcher die Verbindung der 1,25 V- und 2,50 V-Spannungsversorgung zwischen ICB und Modul trennt sowie die Verbindung zwischen Modul und externen Netzgeräten herstellt (Abb. 10.4). Die Verbindung vom Bezugspotenzial des Detektormoduls zum Bezugspotenzial des ICBs (0 V) wird durch den Einsatz des Adaptersteckers nicht getrennt.

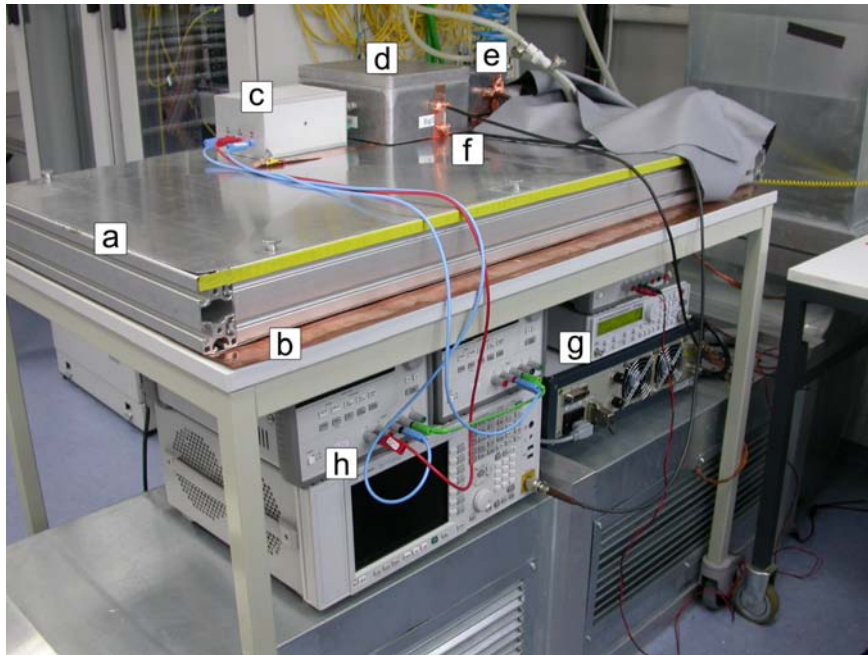


Abbildung 10.2: Photographie des Einstreuteststands, welcher um das CMS-Petalsystem herum aufgebaut ist. Das Petal, eingebaut in einen Aluminiumrahmen (a), befindet sich auf einer Kupferplatte (b), welche das Bezugspotenzial der Messung darstellt. Das LISN (c), die Einstreubox (d) und die Strommessbox (e) stehen auf der Abdeckung des Petals und sind über Kupferstreifen (f) leitend mit dem Bezugspotenzial verbunden. Der Sinusgenerator und Verstärker (g) sowie die Netzgeräte und der Spektrumanalysator (h) befinden sich unterhalb des Petals.

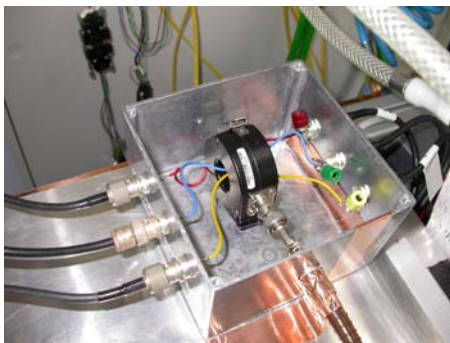


Abbildung 10.3: Photographie der Stromzange, welche abgeschirmt in einer Aluminiumbox untergebracht ist. In der abgebildeten Konfiguration führen zwei Kabel gleichsinnig durch die Stromzange, es wird demzufolge das Gleichtaktrauschen gemessen.



Abbildung 10.4: Photographie der geschlossenen Aluminiumbox mit der Stromzange. Die Ausgangsleitungen sind mit dem Spannungsversorgungseingang des Detektormoduls verbunden.

Zwischen den Netzgeräten und dem Detektormodul befinden sich des Weiteren ein in Aachen gebautes Filternetzwerk, ein LISN, wie es ähnlich im Spektralanalyse-Messstand verwendet wird. Ein Schaltplan dieses Filternetzwerkes ist in Abb. 10.5 dargestellt.

Zwischen dem LISN und der Detektorelektronik befinden sich außerdem zwei Aluminiumboxen, deren Gehäusemassen leitend mit der Kabelschirmung der BNC-Kabel verbunden sind, um die in den Boxen liegenden Spulen abzuschirmen. Die BNC-Kabel führen die Versorgungsspannung vom LISN zum Detektormodul. In der ersten Box befindet sich eine Einstreuspule 95236-1 von ETS-Lindgren [61]. Der Hameg Sinusgenerator HM8135 [62] erzeugt sinusförmigen Wechselstrom, dessen Signal von einem Hochfrequenzverstärker BSA 0125-25 von Bonn Elektronik [63] um 50 dB verstärkt wird. Die Einstreuspule koppelt das Signal induktiv, das heißt kontaktfrei, in die Leitungen zur Spannungsversorgung ein. Mit der Stromzange Mod. 94430-1 von ETS Lindgren [58], welche sich in der zweiten Aluminiumbox befindet und mit dem

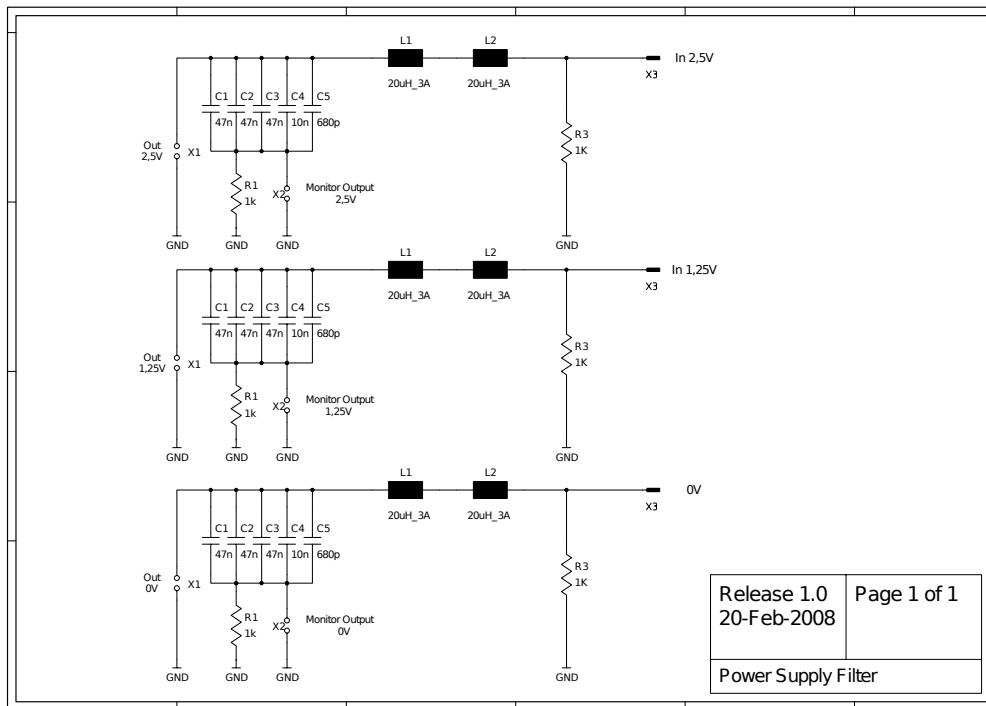


Abbildung 10.5: Schaltplan des Line Impedance Stabilization Networks (LISN).

Spektrumanalysator N9010A von Agilent [59] verbunden ist, wird die Amplitude des eingekoppelten Stroms gemessen, um diese konstant zu halten. Es werden Wechselströme mit konstanter Stromamplitude bei Frequenzen zwischen 100 kHz und 100 MHz in das Detektorsystem eingespeist.

Es stehen sowohl das LISN als auch die Einstreu- und Messbox auf der Aluminiumabdeckung des Petal-Rahmens, welcher sich wiederum auf einer geerdeten Kupferplatte befindet. Das LISN und die Aluminiumboxen sind mit der Kupferplatte über ein Kupferband verbunden, wie in Abb. 10.2 dargestellt. So wird sichergestellt, dass alle Geräte das gleiche Bezugspotenzial haben und keine die Messung beeinflussenden Ströme zwischen den einzelnen Masseflächen fließen. Darüber hinaus schließen diese Kupferbahnen mit kleiner Impedanz den Einstreustromkreis bei der Gleichtakteinstreuung. Die Kupferplatte ist über die Trägerplatine (ICB) des Petal-Systems geerdet; die Schirmung des Stromkabels, welches zur Detektorelektronik führt, ist unmittelbar neben der Verbindung zwischen ICB und Detektormodul mit der Referenzmasse des ICBs verbunden.

Man unterscheidet, ähnlich wie bei der Analyse der Konverterspektren, zwei verschiedene Methoden der Rauscheinstreuung. Es kann sowohl Gegen- als auch Gleichtaktrauschen eingekoppelt werden (DM und CM), je nachdem, ob man die Einstreuspule nur um die Plusleitung (DM) oder um die Plus- und Minusleitung (CM) der Versorgungsleitungen legt. Diese beiden Methoden wiederum sind anwendbar auf die 1,25 V- oder 2,50 V-Versorgungsspannung. Die Schrittweite der Messungen beträgt $\Delta f = 100$ kHz im Frequenzintervall zwischen 100 kHz und 10 MHz, zwischen 10 MHz und 30 MHz ist $\Delta f = 1$ MHz und ab 30 MHz beträgt die Schrittweite jeweils 2,5 MHz. Falls nicht anders angegeben, beträgt die Amplitude des sinusförmigen Störstroms $70 \text{ dB}\mu\text{A}$, was einem effektiven Störstrom von $3,16 \text{ mA}$ entspricht. Die Frequenz des Sinusgenerators wurde manuell eingestellt. Es wurden für jeden Messpunkt 10000 hintereinander folgende und zufällig getriggerte Ereignisse aufgenommen, was einer Messzeit von ca. zwei Minuten entspricht.

Das Petal-Testsystem der aktuellen Tracker EndCap wird verwendet, da noch keine Detektorelektronik für den Super-LHC entwickelt wurde, die für Systemtestmessungen mit DC-DC-Konvertern verwendet werden könnte. Ausführlich wird das Siliziumstreifendetektorsystem und seine Datenauslese in [7] beschrieben. Für die Einstreumessungen sind Aspekte der Front-End-Elektronik relevant, die im Folgenden erläutert werden.

Das Petal der Systemtestmessung ist bestückt mit vier Ring-6 Modulen (Abb. 3.5, Modul 1 bis 4 auf den Positionen 6.1 bis 6.4) mit je 512 Auslesekanälen, welche jeweils mit zwei in Serie geschalteten Siliziumstreifensensoren und einem Hybrid mit der Ausleseelektronik bestückt sind. Die Verbindung der Sensoren und deren Kontaktierung zur Ausleseelektronik ist mit Bonddrähten realisiert. Bei den Siliziumsensoren handelt es sich um p-dotierte Streifen, welche in ein $500 \mu\text{m}$ dickes, n-dotiertes Substrat implantiert sind (Abb. 10.8).

Der Front-End-Hybrid der Ring-6 Module trägt vier¹ APV25 Auslesechips [14], die über jeweils 128 Kanäle verfügen und in einem $0,25\ \mu\text{m}$ CMOS-Prozess hergestellt wurden. Die Datenauslese erfolgt vollständig analog. In die Elektronik eines jeden Auslesekanals ist ein ladungssensitiver Vorverstärker, ein CR-RC-Filter, der sogenannte Pulsformer mit einer Zeitkonstante von $\tau = 50\ \text{ns}$, und eine 192-stufige Pipeline implementiert. Die Abtastrate beträgt 40 MHz.

Der Datenauslesechip APV25 kann in zwei verschiedenen Auslesemodi betrieben werden, dem sogenannten Peak-Modus und dem Deconvolution-Modus [64]. Der Pulsformer erzeugt einen Spannungspuls mit einer Anstiegszeit von 50 ns, dessen Amplitude proportional zur elektrischen Ladung ist, die von einem den Siliziumsensor durchfliegenden Teilchen erzeugt wird. Bei der Auslese im Peak-Modus wird der Puls nur einmal abgetastet; es wird also die Pulshöhe betrachtet. Im Deconvolution-Modus wird eine gewichtete Summe von drei aufeinanderfolgenden Abtastungen dieses Pulses berechnet, wodurch die Pulsformzeit auf 25 ns reduziert wird.

Die technische Umsetzung und die Methodik der Datenanalyse ist in [17] beschrieben: das Rohrauschen oder totale Rauschen eines Moduls wird berechnet als der quadratische Mittelwert (RMS) der Fluktuationen um den sogenannten Pedestal-Wert, das heißt den mittleren Signalwert eines Detektorstreifens ohne zusätzliche Teilchenereignisse, und wird im Folgenden kurz als Rauschen bezeichnet. Das Gleichtaktrauschen, oder auch Common-Mode (nicht zu verwechseln mit dem Gleichtaktsignal des Konverterrauschens) ist definiert als die gemeinsame Fluktuation aller Streifen eines Auslesechips in einem Ereignis und wird berechnet als der Median der Signale nach Subtraktion des Pedestal-Werts. Das Gleichtaktrauschen ist im absoluten Rauschen enthalten. Im Deconvolution-Modus ist das mittlere Rauschen um den Faktor $\sqrt{3}$ größer als das mittlere Rauschen im Peak-Modus, da der vom Pulsformer erzeugte Spannungspuls an drei Stellen abgetastet wird.

Das Petal-Messsystem wurde, wie in [13] beschrieben, in Betrieb genommen. Dabei wurden sogenannte Commissioning-Runs durchgeführt, um die richtigen Einstellungen für die Front-End-Elektronik, die optische Ausleseelektronik und die Datenaufnahme-Software zu finden. Bei der in dieser Arbeit durchgeführten Analyse der Störfestigkeit des Detektorsystems werden sogenannte Pedestal-Runs aufgenommen, in denen Daten wie bei der Datennahme im laufenden Experiment ausgelesen werden, der Trigger jedoch nicht durch Teilchenereignisse, sondern zufällig auslöst (Random-Trigger).

10.2 Vorbereitende Untersuchungen mit Gegentakstörungen

In Abb. 10.6 ist das Rauschen von zwei Referenzmessungen und fünf Einstreumessungen in Modul 4 dargestellt. Abgebildet ist jeweils das Rauschen in ADC-Einheiten auf der y -Achse als Funktion der Streifennummer auf der x -Achse. Die Referenzmessungen zeigen das Rauschen des Moduls, welches konventionell mit den Netzgeräten des Teststandes betrieben wird, ohne Beeinflussung durch Konverter und ohne eingestreutes Rauschen. Bei den verbleibenden Messungen wurde Gegentaktrauschen mit einer Amplitude von $75\ \text{dB}\mu\text{A}$ in die $2,5\ \text{V}$ -Versorgungsleitung des Moduls 4 (Abb. 3.5) eingestreut, welches im Peak-Modus betrieben wurde. In den nachfolgend gezeigten Messungen wird das Rauschen immer in die Spannungsversorgung des Moduls 4 eingestreut². Es werden je zwei unabhängige Messungen bei einer Einstreufrequenz von 11 MHz und 40 MHz gezeigt sowie eine Messung bei einer Einstreufrequenz von 500 kHz. Man erkennt sehr deutlich, dass der in die Spannungsversorgung des Moduls eingekoppelte Wechselstrom das Rauschverhalten beeinflusst. Die Form und Amplitude des zusätzlichen Rauschens ist von der Frequenz abhängig und für gleiche Messparameter sehr genau reproduzierbar. Bei kleinen Frequenzen, also bei der Einstreumessung mit der Störfrequenz von 500 kHz, wird das Gesamtniveau des Rauschens von allen 512 Streifen erhöht. Bei großen Frequenzen, das heißt bei den gezeigten Messungen mit der Störfrequenz von 11 MHz und 40 MHz, bilden sich sogenannte Wannen. Zu den Randstreifen des Sensors hin bzw. zu den Randstreifen eines Auslesechips mit jeweils 128 Kanälen hin, ist das Rauschen stark erhöht.

Am signifikantesten zeigt sich die Rauschzunahme an den Randstreifen des Sensors, also an Streifen 1 und Streifen 512, was in Abb. 10.7 für den Streifen 512 dargestellt ist. Wie in der Diplomarbeit von Jan Sammet [13] gezeigt werden konnte, kommt das erhöhte Rauschen der Randstreifen durch deren kapazitive Kopplung an den Bias-Ring zustande. Bei letzterem handelt es sich um eine den Sensor umrandende, p-dotierte Struktur, welche das Bezugspotenzial für die Verarmungsspannung des Detektors darstellt (Abb. 10.8).

¹Es sind auch Module mit 768 Auslesekanälen im Streifendetektor integriert, deren Front-End-Hybride demzufolge mit sechs APV25 Auslesechips bestückt sind.

²Mit einer Ausnahme, bei der Rauschen in Modul 2 eingestreut wird, was jedoch explizit genannt wird. Die Modulpositionen sind in Abb. 3.5 gezeigt.

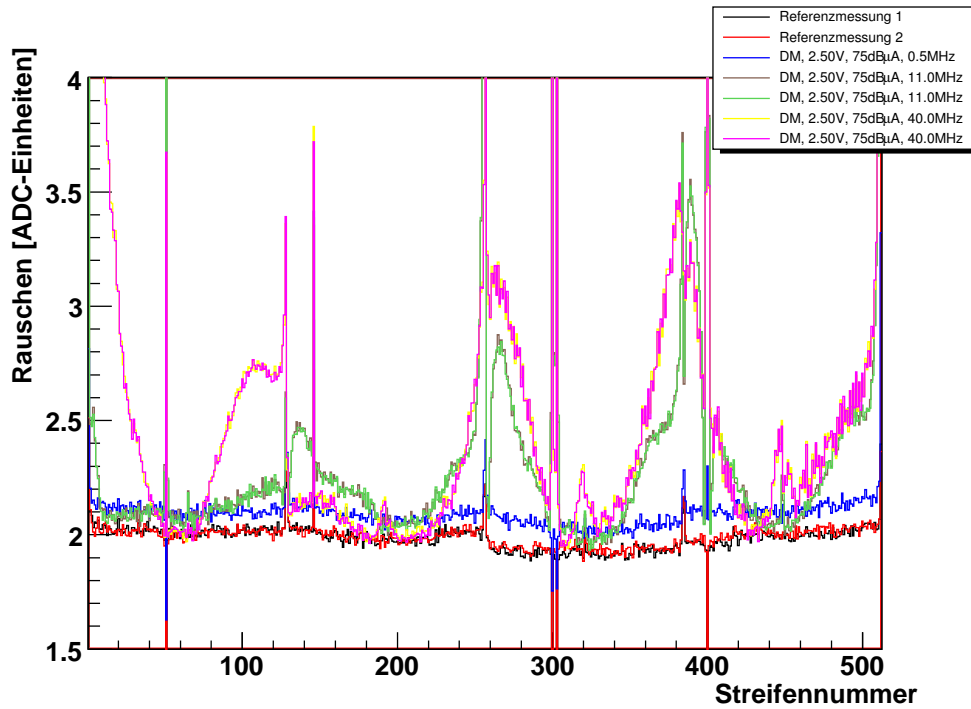


Abbildung 10.6: Rauschen von Modul 4: Reproduzierbarkeitsmessung und Einstreumessungen bei 75 dB μ A.

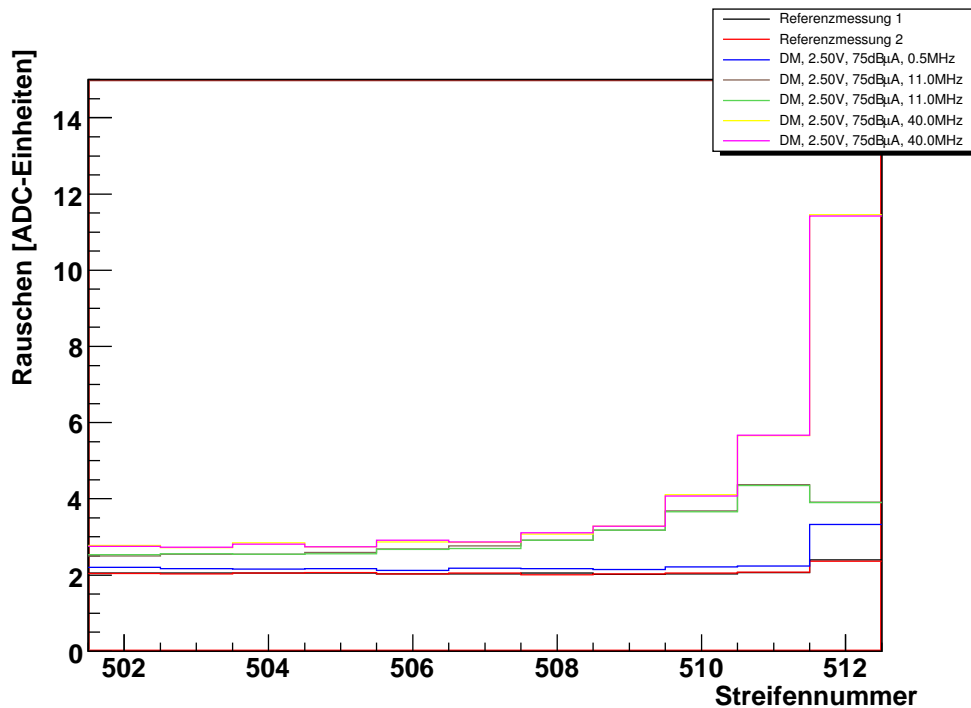


Abbildung 10.7: Detail aus Abb. 10.6: Rauschen der Streifen 502 bis 512 von Modul 4; Reproduzierbarkeitsmessung und Einstreumessungen bei 75 dB μ A.

Zwischen jedem einzelnen Streifen des Sensors und dem Bias-Ring befindet sich ein 1,5 M Ω Widerstand; durch die Kapazität $C_{edge} \approx 10$ pF zwischen den Randstreifen des Sensors und dem Bias-Ring ist die Impedanz

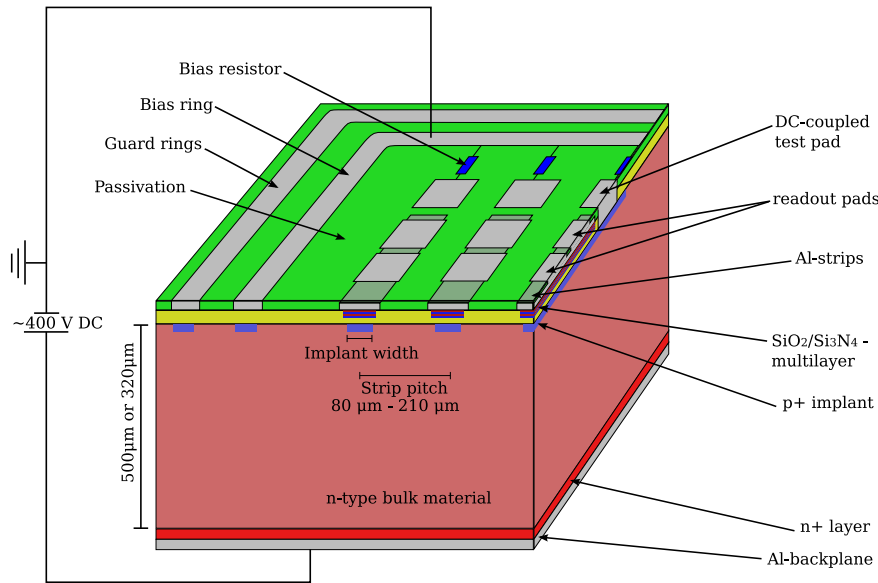


Abbildung 10.8: Abbildung einer Ecke eines CMS-Siliziumstreifensensors [17].

$$|Z| = \left| \frac{1}{i2\pi f C_{edge}} \right| \quad (10.1)$$

für Frequenzen im Bereich einiger Megahertz ca. zwei Größenordnungen kleiner als der Koppelwiderstand. Der Bias-Ring wiederum ist mit einem 100 nF-Kondensator mit dem Bezugspotenzial des Front-End-Hybrids (0 V) verbunden, während das Bezugspotenzial der Vorverstärker die 1,25 V-Versorgungsspannung des Moduls ist. Durch die kapazitive Kopplung der Randstreifen an den Bias-Ring und die dadurch existierende Kopplung an das 0 V-Bezugspotenzial erzeugen die eingestreuten Störungen auf der 1,25 V- und der 2,50 V-Leitung bei diesen Kanälen größere Spannungsschwankungen als bei den verbleibenden 510 Streifen.

Ein weiterer Grund, gezielt das frequenzabhängige Rauschverhalten der Randstreifen und nicht das mittlere Rauschen des Sensors (512 Streifen) oder das eines Auslesechips (128 Streifen) zu analysieren, ist die interne Gleichtaktunterdrückung im APV25. Hierbei werden bei allen 128 Streifen gemeinsam auftretende Fluktuationen als Mittelwert über 128 Streifen bei jedem Ereignis vom Signal subtrahiert. Bei Modulrandstreifen funktioniert diese Gleichtaktunterdrückung der APVs nicht, da an diesen Randstreifen – aufgrund der bereits genannten kapazitiven Kopplung an den Bias-Ring – nicht die gleichen Fluktuationen auftreten wie bei den restlichen Streifen des zugehörigen APVs [13]. Die Modulrandstreifen können also, da bei ihnen die Common-Mode-Subtraktion der APVs nicht funktioniert, als Indikator für das tatsächlich im System vorhandene Rauschen verwendet werden.

Hierzu sind in Abb. 10.9 und Abb. 10.10 zwei verschiedene Möglichkeiten zur Analyse der Störfestigkeit gegenübergestellt. Abb. 10.9 zeigt das von der Störfrequenz abhängige Rauschen von Streifen 512. Die Verteilung ist stetig und zeigt keine großen Sprünge. Man erkennt deutlich die sensitivste Stelle um Einstreufrequenzen von 6 MHz mit einer Erhöhung des Rauschens von 3 auf 8 ADC-Einheiten. Demgegenüber bildet sich die sensitivste Stelle der Verteilung in Abb. 10.10, welche für die gleiche Messung das mittlere Rauschen des zweiten APVs, also der Streifen 129 bis 256, zeigt, undeutlicher aus. Man erkennt zwar einen Bereich mit maximaler Empfindlichkeit, jedoch treten Schwankungen aufgrund der größeren Auflösung deutlicher in Erscheinung, da das Rauschen an dieser Stelle nur um ca. 0,1 ADC-Einheiten erhöht ist. Diese Schwankungen existieren auch in der Verteilung des Randstreifenrauschens, jedoch ist die Amplitude im Vergleich zur Amplitude des absoluten Rauschens vernachlässigbar klein.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Teststand zur Rauscheinsteuerung in das Streifendetektor-Testsystem entwickelt, aufgebaut sowie in Betrieb genommen. Die obigen Referenzmessungen wurden durchgeführt und Vormessungen zur Frequenzabhängigkeit der Detektorkomponenten durchgeführt. Alle nachfolgend gezeigten Messungen wurden von Katja Klein an demselben Setup durchgeführt und für die in dieser Arbeit präsentierten Analysen zur Verfügung gestellt.

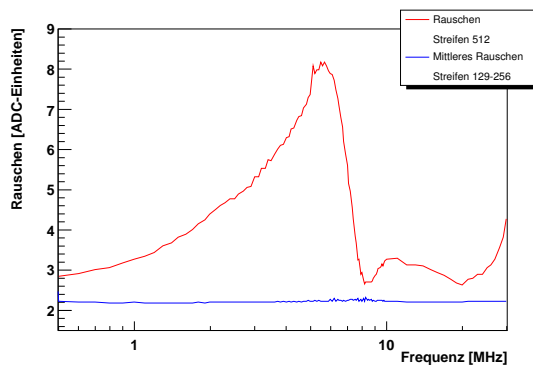


Abbildung 10.9: Rauschen des Streifens 512 im Vergleich zum mittleren Rauschen des zweiten APVs bzw. der Streifen 129 bis 265 (DM; 2,50 V; Peak-Modus; 70 dB μ A).

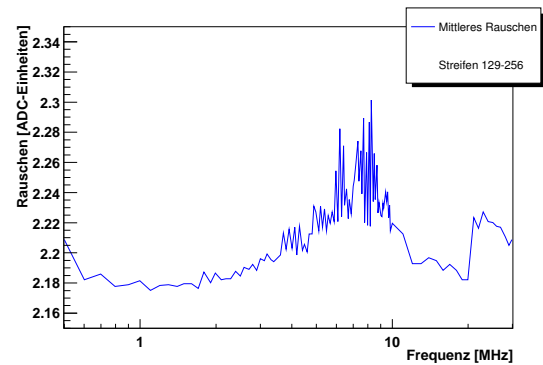


Abbildung 10.10: Mittleres Rauschen des zweiten APVs bzw. der Streifen 129 bis 256 (DM; 2,50 V; Peak-Modus; 70 dB μ A). Die Achseneinteilung ist im Vergleich zur Abb. 10.9 kleiner gewählt, wodurch die relativen Fluktuationen der Amplitude deutlicher sichtbar sind.

Eine Herausforderung bei Einstreumessungen ist es, das Testsetup zu verstehen und so aufzubauen, dass Messungen reproduzierbar durchgeführt werden können. Hierzu ist es zunächst notwendig, die Kabel und damit mögliche Stromwege zu betrachten. Wie in Abb. 10.1 dargestellt, sind die Verbindungen zwischen dem LISN, der Einstreu- bzw. Messbox und dem CMS-Petal durch BNC-Kabel realisiert. Hierdurch wird einerseits das Setup von externen Störungen abgeschirmt, andererseits wird ein System mit einer definierten 50 Ω -Impedanz verwendet, was Reflexionen von Hochfrequenzsignalen reduziert. Das LISN bildet den 50 Ω Abschluss auf der Seite der Netzgeräte. Die Wirkung des LISNs ist in Abb. 10.11 für Einstreufrequenzen von 20 MHz bis 100 MHz dargestellt: ohne LISN sind die Kabelreflexionen bei 85 MHz sehr groß. Durch das LISN kann die Amplitude dieser Reflexionen reduziert werden, sodass ihr Einfluss auf das mittlere Rauschen um die Hälfte kleiner wird.

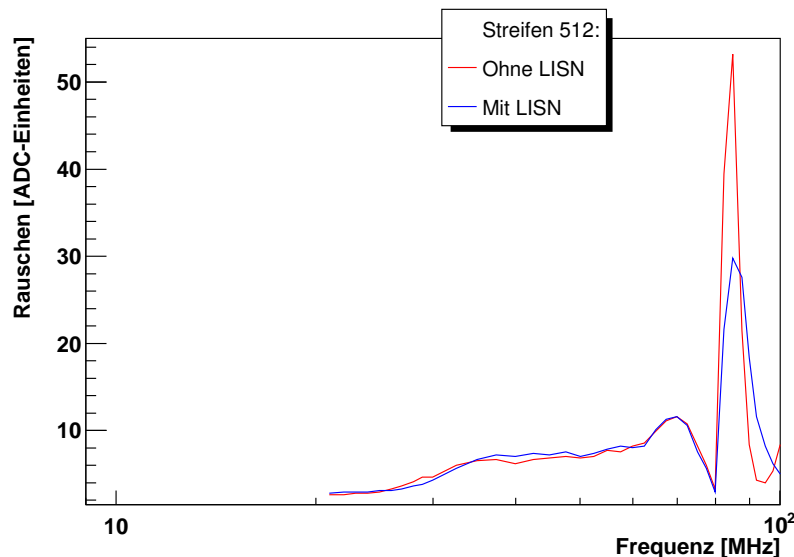


Abbildung 10.11: Rauschen von Streifen 512 bei Einstreumessungen mit und ohne LISN im Vergleich (DM, 2,50 V; Peak-Modus, 70 dB μ A).

Trotz des Filternetzwerks (LISN) können sich stehende Wellen in den stromführenden Kabeln ausbilden, die einen störenden Einfluss auf die Störfestigkeitsmessungen mit der Detektorelektronik haben. Solche Resonanzen können in Kabeln entstehen, wenn deren Länge einem Vielfachen eines Viertels der Wellenlänge des Störstroms entspricht. In dem aufgebauten System beträgt die Kabellänge zwischen Eingangsfiler (LISN)

und der Detektorelektronik ca. 1 m, sodass die kleinste Resonanzfrequenz f_{res} , die auftreten kann, ca. $f_{(res, \lambda/4)} = v_{BNC}/(4 \cdot 1 \text{ m}) = 49,4 \text{ MHz}$ beträgt, wobei $v_{BNC} = 1,976 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ die Signalgeschwindigkeit in einem BNC-Kabel des verwendeten Typs RG-58C/U ist [65]. Die nächsthöhere Resonanzfrequenz würde demnach bei der halben Wellenlänge bzw. $f_{(res, \lambda/2)} = 98,8 \text{ MHz}$ auftreten. Beides entspricht nicht genau der beobachteten Resonanzfrequenz bei 85 MHz in Abb. 10.11. Vermutlich ist nicht die gesamte Kabellänge der relevante Wert zur Berechnung der Resonanzfrequenzen, sondern es treten möglicherweise Reflexionen an Zwischensteckern auf, wodurch die Resonanzfrequenz vom erwarteten Wert abweicht.

Werden die drei stromführenden Leitungen jeweils durch ein zusätzliches, 40 cm oder 100 cm langes BNC-Kabel zwischen der Stromzange und dem Detektormodul verlängert, so wirkt sich dies auf die hochfrequenten Störungen im Messsystem aus. Dies ist in Abb. 10.12 dargestellt. Die Störungen durch Kabelresonanzen verschieben sich bei längeren Kabeln zu kleineren Frequenzen, während der Kurvenverlauf unterhalb von 20 MHz unverändert bleibt. Aufgrund dieser Resonanzen ist es nach [66] nicht zweckmäßig, Störfestigkeitsmessungen bei Frequenzen im Bereich dieser Resonanzfrequenz bzw. bei größeren Frequenzen zu analysieren. Aus diesem Grund wird in den nachfolgenden Messungen die frequenzabhängige Störfestigkeit der Detektorelektronik nicht bei Frequenzen größer als 30 MHz betrachtet.

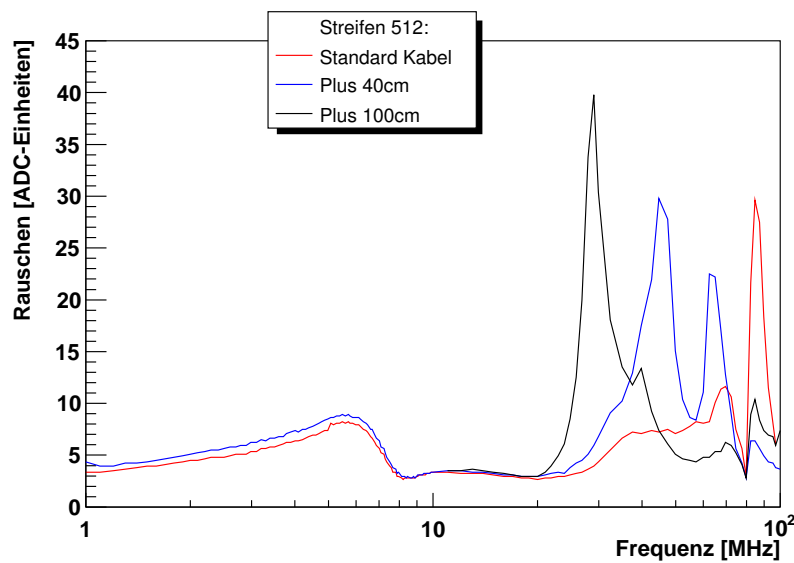


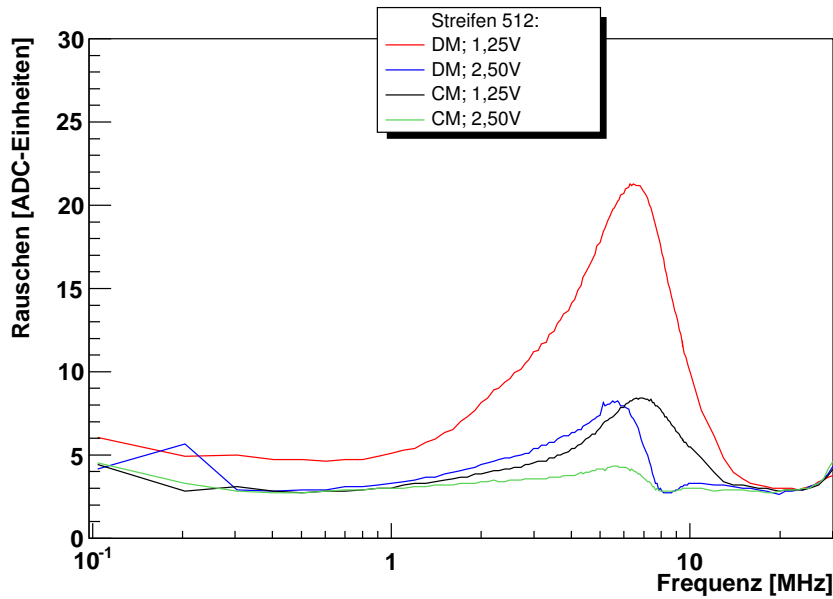
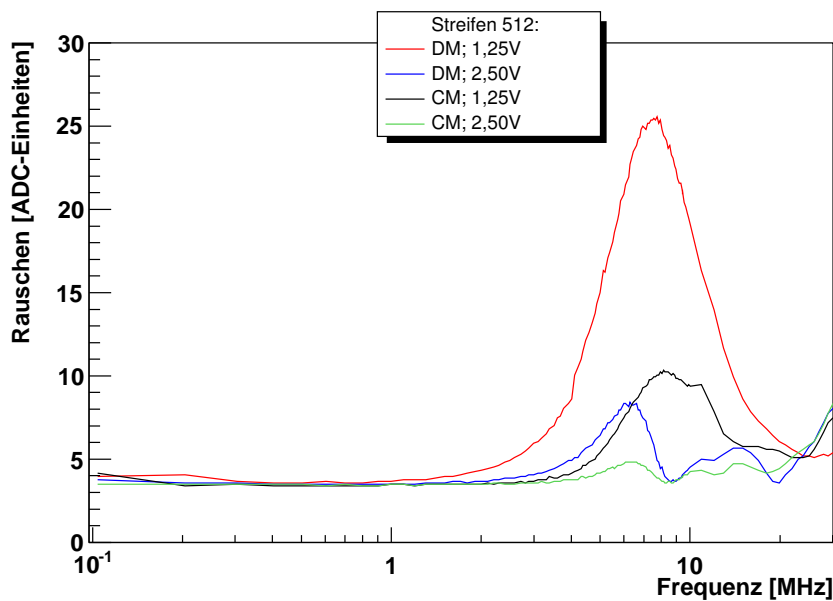
Abbildung 10.12: Vergleich des Rauschens von Streifen 512 bei Einstreumessungen mit und ohne zusätzliche 40 cm bzw. 100 cm lange BNC-Kabel (DM; 2,50 V; Peak-Modus; 70 dB μ A).

10.3 Störfestigkeit der Detektormodule

Im Folgenden werden die Störfestigkeitsmessungen an Detektormodulen des CMS-Petalsystems vorgestellt. Insgesamt gibt es acht verschiedene Messungen, die betrachtet werden: zunächst im Peak-Modus, anschließend im Deconvolution-Modus werden sowohl in die 1,25 V- als auch in die 2,50 V-Versorgungsleitungen Gleich- und Gegentaktsignale eingekoppelt:

- Peak-Modus — CM und DM — 1,25 V und 2,50 V in Abb. 10.13,
- Deconvolution-Modus — CM und DM — 1,25 V und 2,50 V in Abb. 10.14.

Im Deconvolution-Modus ist das Detektorsystem störepfindlicher als im Peak-Modus, der Randstreifen des untersuchten Moduls zeigt dort in allen Messmodi mehr Rauschen. Jedoch ist auch das Grundniveau der Rauschverteilung, das heißt das intrinsische Rauschen des Auslesekanals, ohne Störsignale im Deconvolution-Modus um einen Faktor $\sqrt{3}$ größer als im Peak-Modus. Des Weiteren sieht man, dass die Randstreifen sensitiver auf Störungen in der 1,25 V-Leitung reagieren, als auf Störungen in der 2,50 V-Leitung. Dieser Effekt kommt dadurch zustande, dass die 1,25 V-Spannung das Bezugspotenzial der Vorverstärker in der

Abbildung 10.13: *Einstreumessungen im Peak-Modus.*Abbildung 10.14: *Einstreumessungen im Deconvolution-Modus.*

Detektorausleseelektronik darstellt. Die 2,50 V-Leitung ist über zwei $100 \mu\text{F}$ -Kondensatoren an die 1,25 V-Leitung gekoppelt.

Wird Gleichtaktrauschen (CM) in das Detektorsystem eingekoppelt, so ist die daraus resultierende Erhöhung des Randstreifenrauschens geringer als beim Einkoppeln von Gegentaktrauschen. Bei der CM-Einkopplung wird parallel in zwei Leitungen (Plus- und Minusleitung) Rauschen eingestreut, sodass in jeder dieser Leitungen allein betrachtet weniger Störstrom fließt, da der Gesamtstrom wie bei der DM-Einkopplung mit Hilfe der Stomzange gemessen bzw. konstant gehalten wird. Das untersuchte System verfügt nicht über eine symmetrische Spannungsversorgung, das heißt der Minusleiter ist gleichzeitig die Masseleitung des Systems. Dies hat zur Folge, dass die detektorseitige Impedanz dieser Leitung geringer ist als die Impedanz der Plusleitung. Daraus resultierend können die eingekoppelten Ströme leichter über das Bezugspotenzial und dann die Masseleitung zurück zur Quelle fließen, sodass weniger Störungen im Detektormodul erzeugt werden.

Der Bereich mit der größten Detektorsensitivität liegt im Frequenzintervall zwischen 4 MHz und 10 MHz; die Peaks liegen bei ca. 6 MHz. Die Anstiegszeit der Spannungspulse, die vom Pulsformer (Shaper) in der Ausleseelektronik geformt werden, beträgt im Peak-Modus $\tau = 50$ ns. Man würde den empfindlichen Bereich der Elektronik bei der Kreisfrequenz ω_τ erwarten, die dem Inversen dieser Zeitkonstanten τ entspricht. Die daraus folgende Frequenz f_τ berechnet sich zu

$$f_\tau = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = 3,18 \text{ MHz} . \quad (10.2)$$

Die erwartete Frequenz stimmt demnach nicht mit der gemessenen Frequenz der größten Detektorempfindlichkeit überein. Diese Abweichung ist bislang noch nicht verstanden worden. Sie kann jedoch damit zusammenhängen, dass nicht direkt in einen Auslesekanal, sondern in ein komplexes System bestehend aus einem Detektormodul mit Front-End-Hybrid und Streifensensoren sowie in die Trägerplatine (ICB) eingestreut wird, dessen frequenzabhängige Impedanz durchaus von der eines einzelnen Pulsformers abweichen kann.

Im Folgenden werden die Messfehler der Einstreumessung abgeschätzt. Bezüglich der Frequenzauflösung sind die Fehler vernachlässigbar klein: die Frequenzauflösung des Sinusgenerators beträgt 0,5 ppm, das heißt bei einer Einstreufrequenz von 10 MHz beträgt die Frequenzgenauigkeit nur ± 5 Hz. Die Amplitudengenauigkeit des Sinusgenerators beträgt $\pm 0,5$ dB. Jedoch wird die Amplitude des eingestreuten Stroms über die Stromzange mit dem Spektrumanalysator gemessen, dessen Amplitudenauflösung im untersuchten Frequenzintervall zwischen 100 kHz und 100 MHz $\pm 0,8$ dB beträgt. Dies entspricht bei einer vorgegebenen Stromamplitude von $70 \text{ dB}\mu\text{A}$ Schwankungen zwischen $69,2 \text{ dB}\mu\text{A}$ und $70,8 \text{ dB}\mu\text{A}$, also einem effektiven Störstrom zwischen 2,88 mA und 3,47 mA im Vergleich zum eingestellten Störstrom von 3,16 mA.

In [67] wurden bereits Störfestigkeitsmessungen am Petal-System der Tracker EndCap vorgestellt, bei denen nicht in ein einzelnes Modul, sondern in die Spannungsversorgungsleitungen eines gesamten Petals Rauschen eingekoppelt wurde. Dabei wurde Gleichtakt rauschen in die Versorgungsleitungen eingespeist und, wie auch in dieser Arbeit betrachtet, die Zunahme des Gesamt rauschens der Detektorelektronik als Funktion der Störfrequenz untersucht. Die Messungen wurden im Peak- und Deconvolution-Modus durchgeführt. Ein Ergebnis dieser Analyse ist in Abb. 10.15 dargestellt. Die Abbildung zeigt die Sensitivitätsfunktion TF , welche proportional zum mittleren Rauschen eines APVs ist, als Funktion von der Störfrequenz. Detektoren, welche im Peak-Modus betrieben werden, sind bei Frequenzen unterhalb von 7 MHz empfindlicher als im Deconvolution-Modus betriebene Detektorelektronik. Bei höheren Frequenzen ab 8 MHz ist jedoch der Betrieb im Deconvolution-Modus störeffempfindlicher. Des Weiteren wurden zwei sensitive Bereiche um 8,5 MHz und um 28,5 MHz ermittelt, deren Ursache nach [67] das elektronische Design der Trägerplatine (ICB) und das Layout der Masseverbindungen sind.

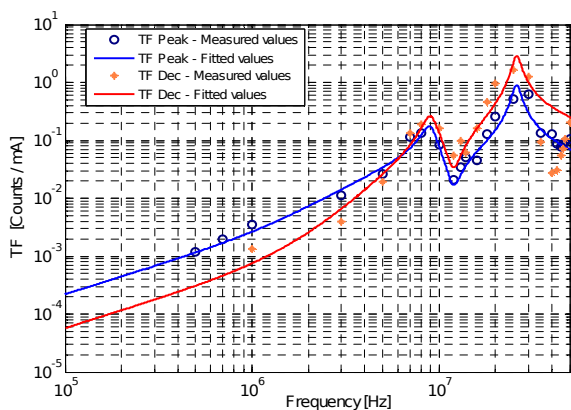


Abbildung 10.15: Störfestigkeitsmessung eines gesamten TEC-Petals. Dargestellt ist die Störeffempfindlichkeit eines APVs berechnet als Funktion TF , welche proportional zum mittleren Rauschen des Auslesechips ist. Es wurden Gleichtaktstörungen im Peak- und Deconvolution-Modus als Funktion von der Störfrequenz eingestreut [67].

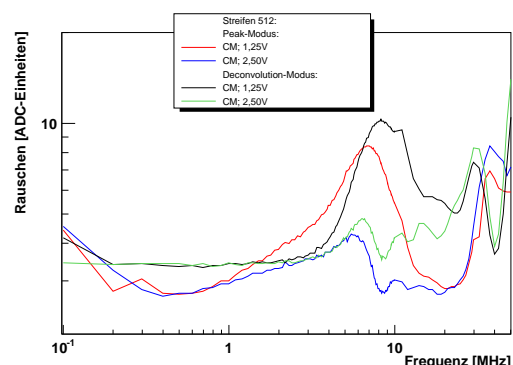


Abbildung 10.16: Doppellogarithmische Darstellung der Gleichtakt-Einstreumessungen zum Vergleich mit den Messungen in Abb. 10.15.

Für einen Vergleich der im Rahmen dieser Arbeit analysierten Daten mit den in Abb. 10.15 gezeigten Messungen wurden die Messergebnisse der Störfestigkeitsmessung zum Gleichaktrauschen in Abb. 10.16 doppellogarithmisch und in demselben Frequenzintervall zwischen 100 kHz und 50 MHz dargestellt. Der sensitive Bereich bei kleineren Frequenzen ist bei beiden Messungen sehr ähnlich und liegt zwischen 6 MHz und 8,5 MHz. Die Messung aus [67] zeigt jedoch eine noch größere Empfindlichkeit bei Frequenzen um 28,5 MHz, wobei in den Messungen in Abb. 10.16 erst Bereiche oberhalb von 30 MHz erhöhtes Rauschen zeigen, dessen Ursache vermutlich die bereits angesprochenen Kabelreflexionen sind.

10.4 Testmessungen

In Abb. 10.17 sind zwei Vergleichsmessungen gezeigt, bei denen in dasselbe Modul eingestreut wurde, welches sich jedoch auf unterschiedlichen Positionen auf dem Petal befand. Das Modul 4 wird hierzu auf die Position 6.2 (vgl. Abb. 3.5), das heißt ca. 25 cm in Richtung Petalmitte, versetzt. Die Position und Form der Verteilung um den empfindlichen Bereich von ca. 6 MHz bleibt gleich, jedoch ändert sich die Amplitude des Randstreifenrauschens. Die relative Störfestigkeit des Moduls hängt demnach von seiner Position auf dem Petal ab. Es wird vermutet, dass die Kopplung zur Trägerplatine (ICB) für diese Positionsabhängigkeit verantwortlich ist, da das Modul auf Position 6.2 näher am ICB positioniert ist als bei Position 6.4.

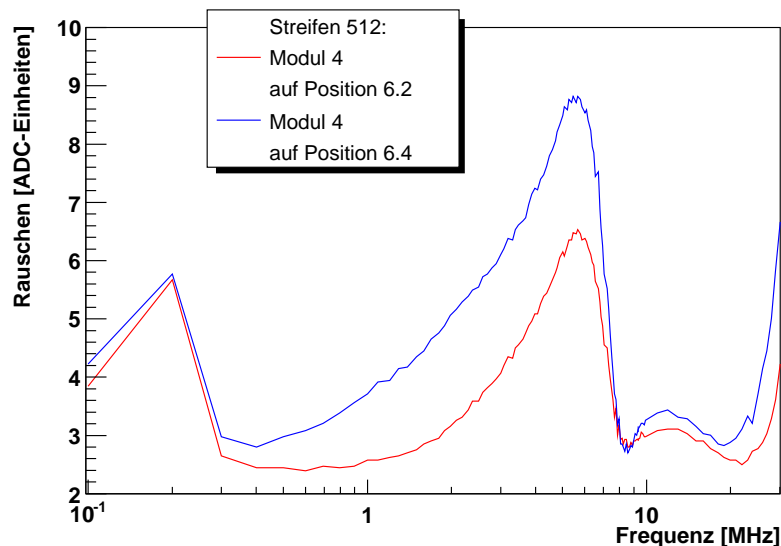


Abbildung 10.17: Vergleich des Rauschens von Streifen 512 bei unterschiedlichen Positionen des Moduls 4 auf der Trägerplatine (DM; 2,50 V; Peak-Modus, 70 dB μ A).

Mit einer um 10 dB μ A höheren Amplitude wurde in der in Abb. 10.18 gezeigten Messung Rauschen in das Testsystem eingestreut. Gezeigt sind Messungen bei Einstreufrequenzen von 5 MHz bis 20 MHz bei Amplituden von 70 dB μ A und 80 dB μ A. Die Form der Verteilung und die Position der größten Empfindlichkeit des Randstreifens bleibt gleich, sodass Einstreuen mit höheren Amplituden nicht notwendig ist, um die frequenzabhängige Störfestigkeit des Moduls zu bestimmen. Es wird jedoch mehr Rauschen erzeugt, das heißt die durch die Stromeinspeisung erzeugten Effekte werden deutlicher sichtbar.

Abschließend ist in Abb. 10.19 eine Messung gezeigt, bei der ein anderes Detektormodul auf die Position des bisher untersuchten Moduls 4 montiert wurde. Bei diesem Ersatzmodul wurde, wie in der Diplomarbeit von Jan Sammet [13] beschrieben, das Bezugspotenzial der Verarmungsspannung, der schon erwähnte Bias-Ring, nicht auf das Bezugspotenzial des Petalsystems bezogen, sondern auf die 1,25 V-Spannung. Hierdurch sollte die kapazitive Kopplung der Randstreifen mit dem Bias-Ring keinen Einfluss mehr auf die Störfestigkeit der Randstreifen haben, da sich die Vorverstärker und der Bias-Ring auf dasselbe Bezugspotenzial beziehen. Man erwartet, dass die in die Spannungsversorgungsleitung eingekoppelten Störungen nicht zu größeren Spannungsschwankungen an den Randstreifen führen. Die Einstreumessung bestätigt diese Theorie; das modifizierte Modul 2 ist wesentlich störfester als das unmodifizierte Modul 4.

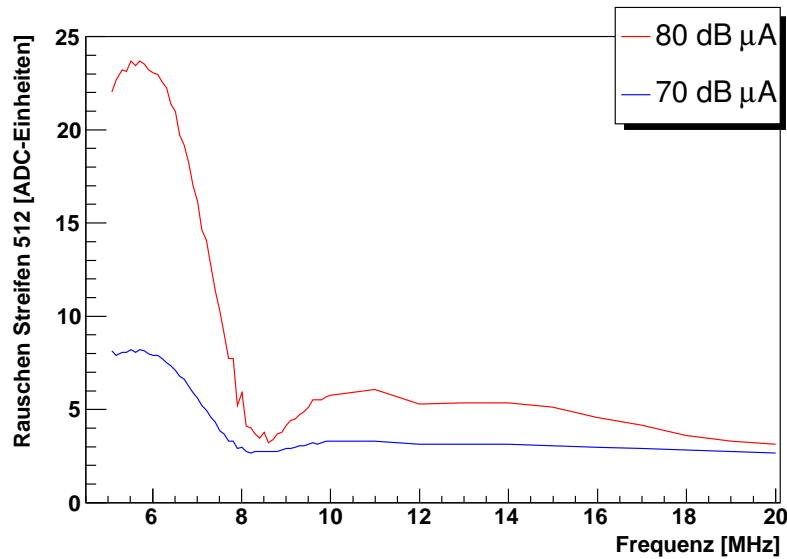


Abbildung 10.18: Vergleich des Rauschens von Streifen 512 bei zwei verschiedenen Einstreuamplituden, 70 dB μ A und 80 dB μ A (DM; 2,50 V; Peak-Modus).

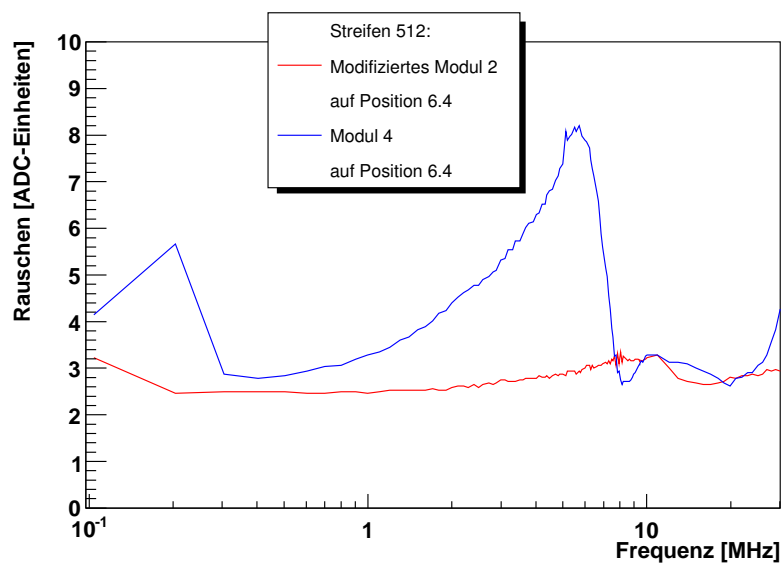


Abbildung 10.19: Modul 2, dessen HV-Bezugspotenzial modifiziert wurde, sodass der Randstreifen weniger empfindlich auf Rauschen reagieren sollte, auf Position 6.4 (DM; 2,50 V; 70 dB μ A; Peak-Modus).

10.5 Korrelation zwischen Spektrenanalysemessung und Systemtestmessung

Zu Beginn dieses Kapitels wurde eine Motivation für die Durchführung von Einstreumessungen genannt: man möchte aus den im vorherigen Kapitel gemessenen Frequenzspektren des Konverterrauschens Vorhersagen zum Rauschverhalten der Detektorelektronik machen, welche von diesen Konvertern mit Strom versorgt wird.

Aus diesem Grund wurde die Detektorelektronik von verschiedenen DC-DC-Konvertern mit Spannung versorgt. Dazu werden die DC-DC-Konverter an die Stelle zwischen Trägerplatine (ICB) und Detektormodul gesetzt, an der sich sonst der Adapterstecker zur Rauscheinstrahlung befand. Die Spannungsversorgung des DC-DC-Konverters erfolgte dabei über ein externes Agilent Netzgerät E3631A. Mit dieser Konfiguration

wurden, genau wie bei den Einstreumessungen, Pedestal-Runs aufgenommen. Die Systemtestmessungen mit DC-DC-Konvertern sind ausführlich in [13] dargestellt. Nun ist es möglich, das Rauschen von Streifen 512 des vom Konverter mit Spannung versorgten Moduls als Funktion der quadratischen Summe der Störpeaks des entsprechenden Konverterspektrums aufzutragen.

Bei den verwendeten Konvertern handelt es sich um die Konverter TypS-Int S10 und S4, TypL-Int L4 und L6, TypL-Int-S, TypL-LD0, TypL-Fer und TypL-MIC. Das heißt ausschließlich Konverter mit ferromagnetischen Spulen wurden verwendet, sodass die Störung durch radiativ eingekoppeltes Rauschen in das Detektorsystem minimiert wird.

In die Berechnung der quadratischen Summe der Störpeaks gehen lediglich Störungen bis zu einer Maximalfrequenz von 30 MHz ein. Dies berücksichtigt die Ergebnisse der Störfestigkeitsmessung, genauer die gewonnenen Informationen zur frequenzabhängigen Sensitivität der Detektormodule: der sensitivste Bereich liegt bei einer Störfrequenz von 6 MHz (Abb. 10.13 und 10.14). Insgesamt erhöhen aber Störungen im Frequenzbereich von ca. 1 MHz bis 30 MHz das Rauschen eines Moduls. Da die untersuchten Konverter Schaltfrequenzen von $f = 4$ MHz haben, fängt die Berechnung der quadratischen Summe erst bei diesem Wert an.

Abb. 10.20 zeigt die Korrelation zwischen Spektrenmessung und Systemtestmessung. Auf der x -Achse ist die quadratische Summe des Gegentaktrauschens bis zu einer Maximalfrequenz von 30 MHz, gemessen am Konverterausgang, dargestellt. Auf der y -Achse ist das Rauschen von Streifen 512 des Moduls 4 aufgetragen, welches mit demselben Konverter mit Spannung versorgt wurde.

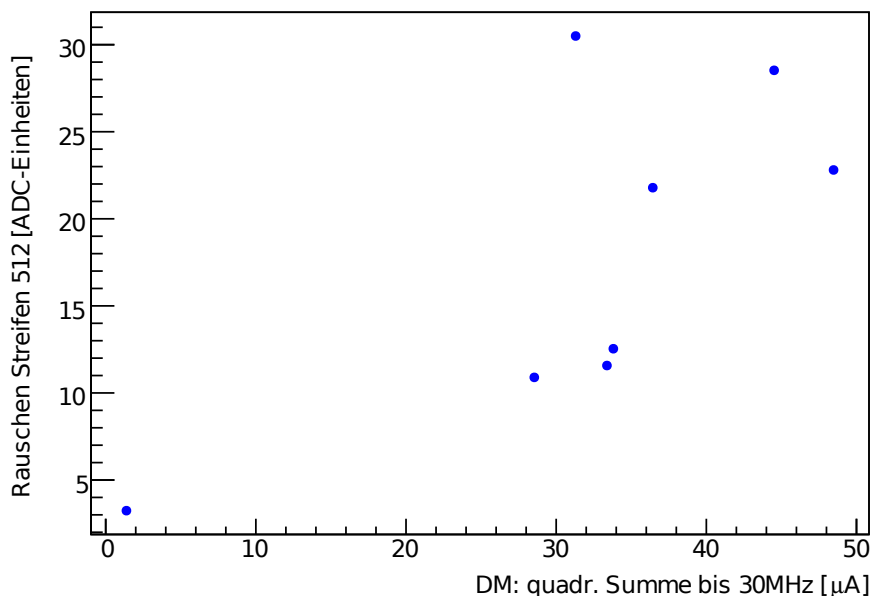


Abbildung 10.20: Korrelation zwischen dem Rauschen von Streifen 512 des Detektormoduls 4, welches vom DC-DC-Konverter mit Spannung versorgt wird, und der quadratischen Summe der Peaks bis 30 MHz des Störspektrums des gleichen Konverters. Der Korrelationskoeffizient beträgt 0,71.

Der Korrelationskoeffizient beträgt 0,71. Die zeigt, dass die Messungen in Relation zueinander stehen; jedoch ist die Korrelation noch nicht groß genug, um eine direkte Umrechnung zwischen der Störspektrenmessung und dem vom Konverter erzeugten Randstreifenrauschen vornehmen zu können. Eine möglicher Ansatz, die Korrelation dieser beiden Messungen zu verbessern, wäre die individuelle Gewichtung der einzelnen Störpeaks bei der Berechnung der quadratischen Summe. Bisher wurde nur das in der Analyse betrachtete Frequenzintervall eingeschränkt; eine frequenzabhängige Wertung der einzelnen Störpeaks muss noch in die Analyse implementiert werden.

Für eine Gewichtung benötigt man neben der frequenzabhängigen Störimpfindlichkeit des Detektorsystems die frequenzabhängige Impedanz des Detektormoduls. Die Störspektren der DC-DC-Konverter werden in einem abgeschlossenen Messsystem mit einer auf $50\ \Omega$ normierten Impedanz gemessen. Die Impedanz des

Detektorsystems ist jedoch nicht unabhängig von der Frequenz; die im Spektralanalyse-Setup gemessenen Stromamplituden werden vermutlich von den Amplituden abweichen, die der Konverter bei der Spannungsversorgung eines Detektormoduls erzeugt. Erst durch die Kenntnis der frequenzabhängigen Impedanz des Moduls können die Konverterspektren auf das untersuchte Testsystem hin normiert werden.

Kapitel 11

Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurden mehrere Teststände zur elektrischen Charakterisierung von DC-DC-Konvertern aufgebaut und in Betrieb genommen.

Mit dem Teststand zur Effizienzmessung wurden die Wirkungsgrade von verschiedenen Schaltkonvertern analysiert. Es wurde unter anderem gezeigt, dass die Effizienzen der Konverter vom Konvertierungsverhältnis abhängig sind: je kleiner der Quotient zwischen Aus- und Eingangsspannung, desto kleiner wird auch die Effizienz eines Konverters. Bei einer Ausgangsspannung von $V_{out} = 1,25\text{ V}$ und einem Ausgangsstrom von $I_{out} = 500\text{ mA}$ nimmt die Effizienz bei Eingangsspannungen von $3\text{ V} - 7\text{ V}$ von ca. 80% auf ca. 70% ab. Bei Konvertern mit externen Spulen ist die Effizienz insbesondere abhängig von der Induktivität und dem Widerstand der Spule. So hat der Konverter mit einer externen ferromagnetischen Spule die größte Effizienz von stellenweise über 85% bei $V_{out} = 1,25\text{ V}$ sowie kleinen Ausgangsströmen und kleinen Eingangsspannungen. Ein zusätzlicher Linearregler vermindert die Gesamteffizienz eines Konverters um ca. 5% bis maximal 10%. Für die Abschirmung der Luftspule mit einer dünnen Aluminiumfolie wurde gezeigt, dass nur Toroidspulen ohne Effizienzverlust abgeschirmt werden können.

Die Effizienzen des nichtkommerziellen Konverters vom CERN und der Ladungspumpe vom LBNL sind sehr gering, da Fehlfunktionen in der Elektronik Leistungsverluste verursachen. Diese Probleme sollen jedoch bei der weiteren Entwicklung beachtet und behoben werden.

Messungen zur Magnetfeldresistenz der Konverter wurden am Forschungszentrum Jülich durchgeführt. Dabei konnte bestätigt werden, dass die Effizienz nicht negativ durch den Betrieb der Konverter in einem Magnetfeld mit der Flussdichte von $B = 7\text{ T}$ beeinflusst wird, wenn Luftspulen verwendet werden. Bei der Verwendung von ferromagnetischen Spulen sinkt die Effizienz der Konverter auf einen geringen Teil der Ursprungseffizienz ab, da die Induktivität der ferromagnetischen Spule im externen Magnetfeld kleiner wird.

Der Spektrumanalyse-Messstand ermöglicht die Analyse des Rauschverhaltens eines Konverters unabhängig von einem Betrieb im Detektortestsystem. Dies ermöglicht den schnellen Vergleich verschiedener Platinen, auch mit den Entwicklern am CERN, da der dort vorhandene Teststand vergleichbare Messungen ermöglicht. Beispielsweise konnte gezeigt werden, dass Gegentaktrauschen durch einen LDO-Regulator gefiltert wird, dieser aber keinen Einfluss auf das Gleichtaktrauschen des Konverters hat. Des Weiteren erzeugen Konverter mit externen Luftspulen mehr Rauschen als Konverter mit ferromagnetischen Spulen, da das magnetische Wechselfeld in einer Luftspule zusätzliches Rauschen in die Konverterplatine einstreut. Beim Betrieb der Ladungspumpe als Tandemkonverter ist der gegenphasige Betrieb von zwei parallel arbeitenden Konvertern besser für das Rauschverhalten des Konverters. Der CERN-Konverter erzeugt des Weiteren sehr viel hochfrequentes Rauschen.

Abschließend wurde ein System zur Rauscheinstreueung in Detektorkomponenten aufgebaut, mit dem eine Analyse der frequenzabhängigen Empfindlichkeit der Detektorelektronik möglich ist. Dabei wurde gezeigt, dass die Detektormodule der CMS-Endkappe unterschiedlich auf Gleich- und Gegentakstörungen in der 1,25 V- und 2,50 V-Spannungsversorgungsleitung reagieren. Die größte Empfindlichkeit zeigt das System bei Gegentakstörungen in der 1,25 V-Leitung. Der Frequenzbereich mit der maximalen Empfindlichkeit liegt $\pm 2\text{ MHz}$ um einen Peak bei 6 MHz. Diese Erkenntnis liefert Designvorgaben für die Entwicklung neuer Konverter. Jedoch gilt es auch hierbei zu beachten, dass die für diesen Test verwendete Detektorelektronik nicht der im geplanten Detektorausbau verwendeten Elektronik entsprechen wird.

Es wurde gezeigt, dass die quadratische Summe der mit dem Spektrumanalyse-Setup gemessenen Störpeaks eines Konverters mit dem Randstreifenrauschen des mit diesem Konverter mit Spannung versorgten Detektormoduls positiv korreliert ist. Der Korrelationskoeffizient beträgt 0,71.

Der Aufbau und die Inbetriebnahme dieser Teststände hat umfassende Analysen der Konverter ermöglicht. Des Weiteren stehen die Teststände für Untersuchungen neu entwickelter Konverter bereit, sodass diese auf ihr Effizienzverhalten und auf ihre Magnetfeldresistenz hin überprüft werden können. Mit dem Spektrumanalysemessstand kann das Rauschspektrum unabhängig vom Detektorsystem analysiert und optimiert werden.

Ein weiterer Ausbau dieser Teststände ist geplant. Beispielsweise würde eine umfassende Automatisierung weitere Messungen erleichtern und beschleunigen. Im Hinblick auf die nichtkommerziellen Konverter kann den Entwicklern auf diesem Weg Hilfe geleistet werden.

Anhang A

Konverterplatinen der kommerziellen Konverter

A.1 Enpirion Konverter, Typ L mit interner Spule

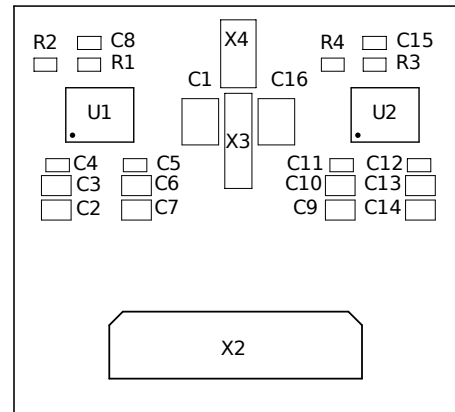
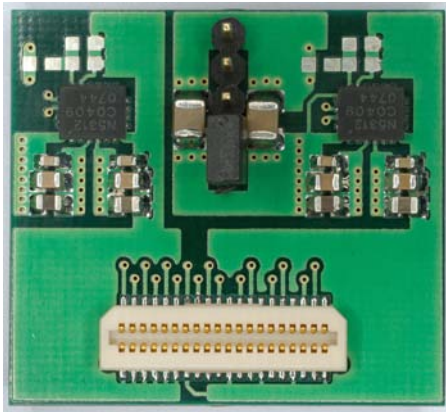


Abbildung A.1: TypL-Int: Photographie

Abbildung A.2: TypL-Int: Bestückungsplan

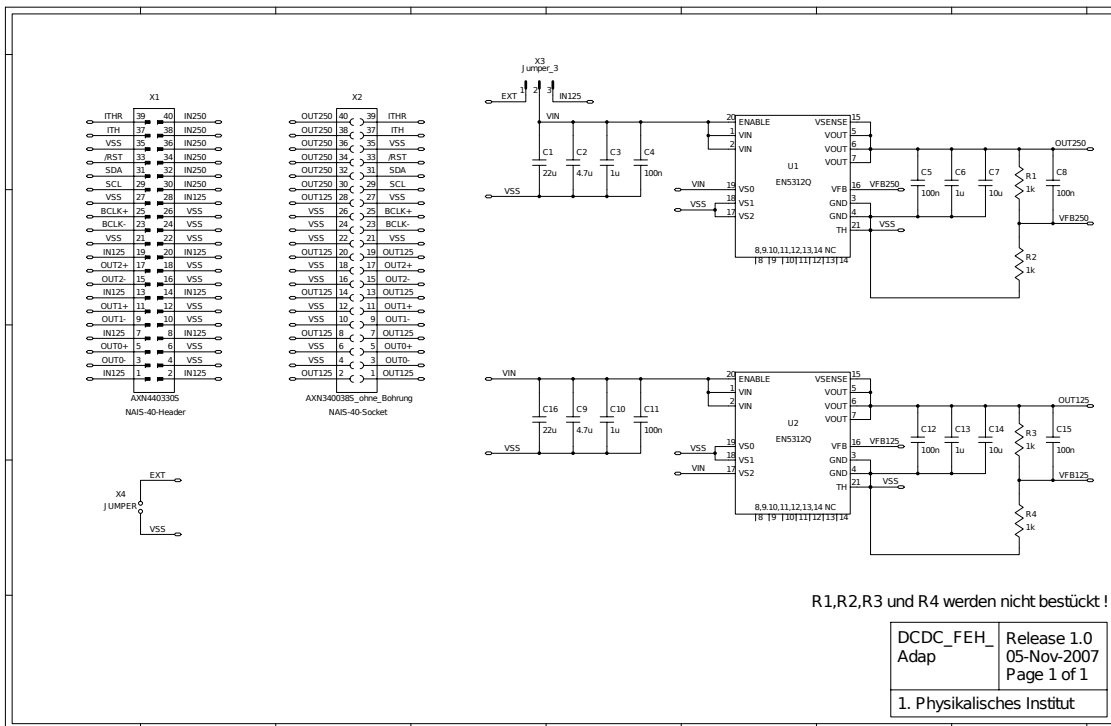


Abbildung A.3: TypL-Int: Schaltplan

A.2 Enpirion Konverter, Typ L mit interner Spule und LDO

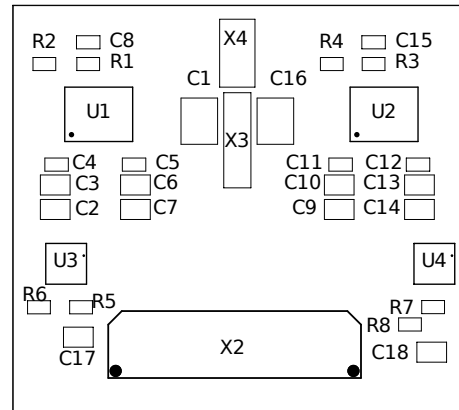
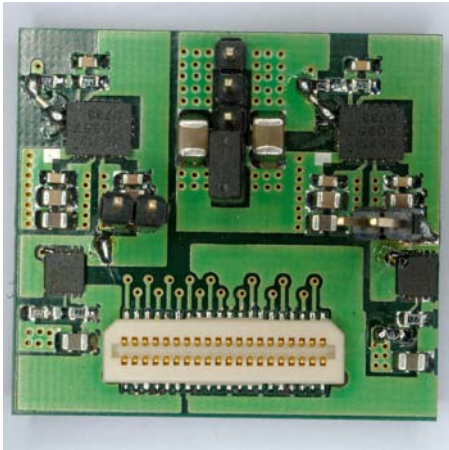


Abbildung A.4: TypL-Int-LDO: Photographie

Abbildung A.5: TypL-Int-LDO: Bestückungsplan

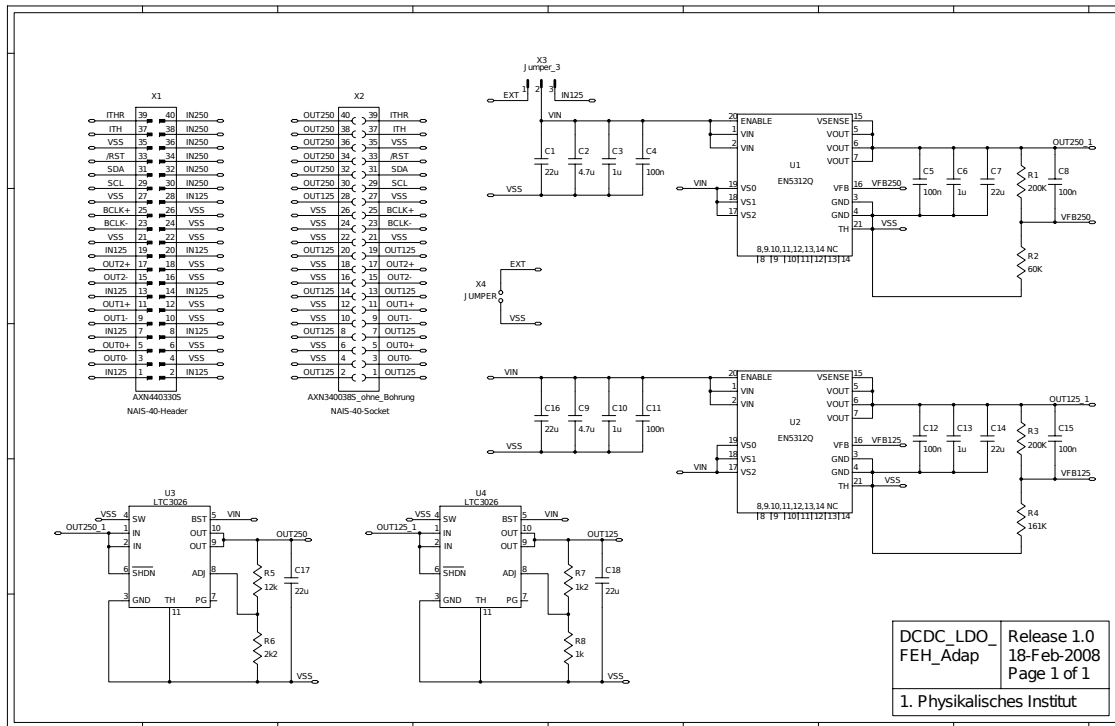


Abbildung A.6: TypL-Int-LDO: Schaltplan

DCDC_LDO_ Release 1.0
 FEH_Adap 18-Feb-2008
 Page 1 of 1
 1. Physikalisches Institut

A.3 Enpirion Konverter, Typ S mit interner Spule

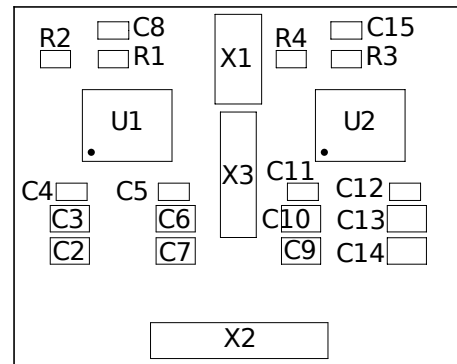
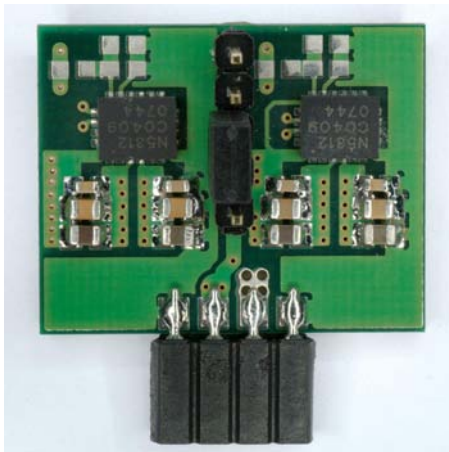


Abbildung A.8: TypS-Int: Bestückungsplan

Abbildung A.7: TypS-Int: Photographie

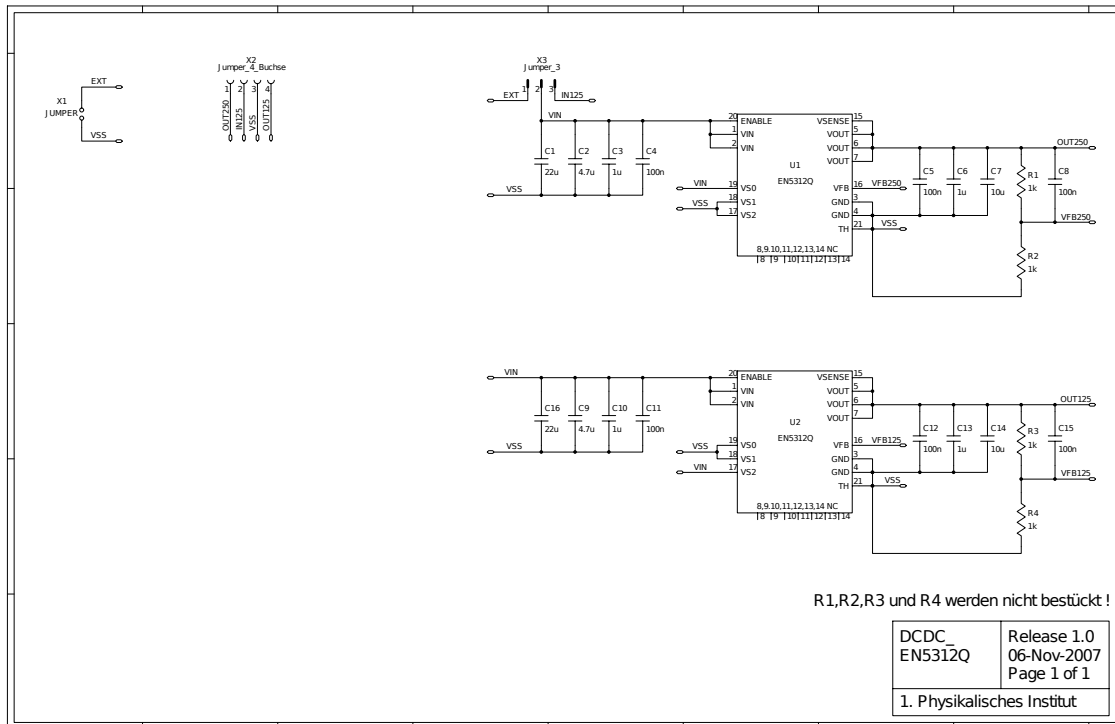


Abbildung A.9: TypS-Int: Schaltplan

A.4 Enpirion Konverter, Typ L mit externer solenoidaler Luftspule

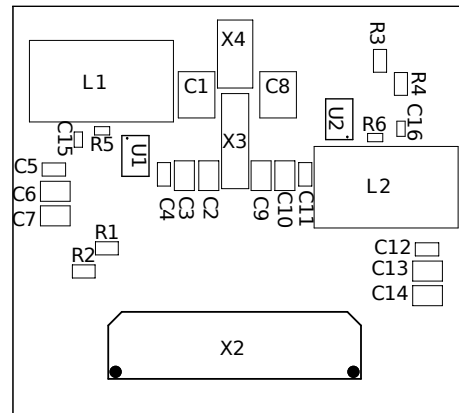
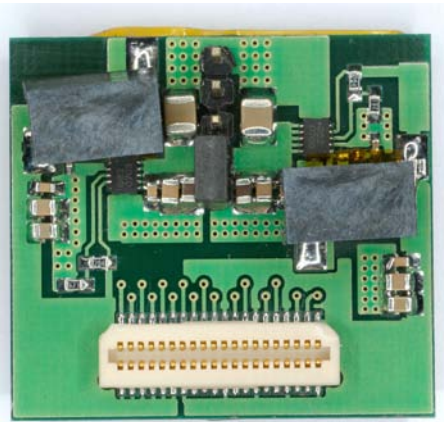


Abbildung A.10: TypL-Sol: Photographie

Abbildung A.11: TypL-Sol: Bestückungsplan

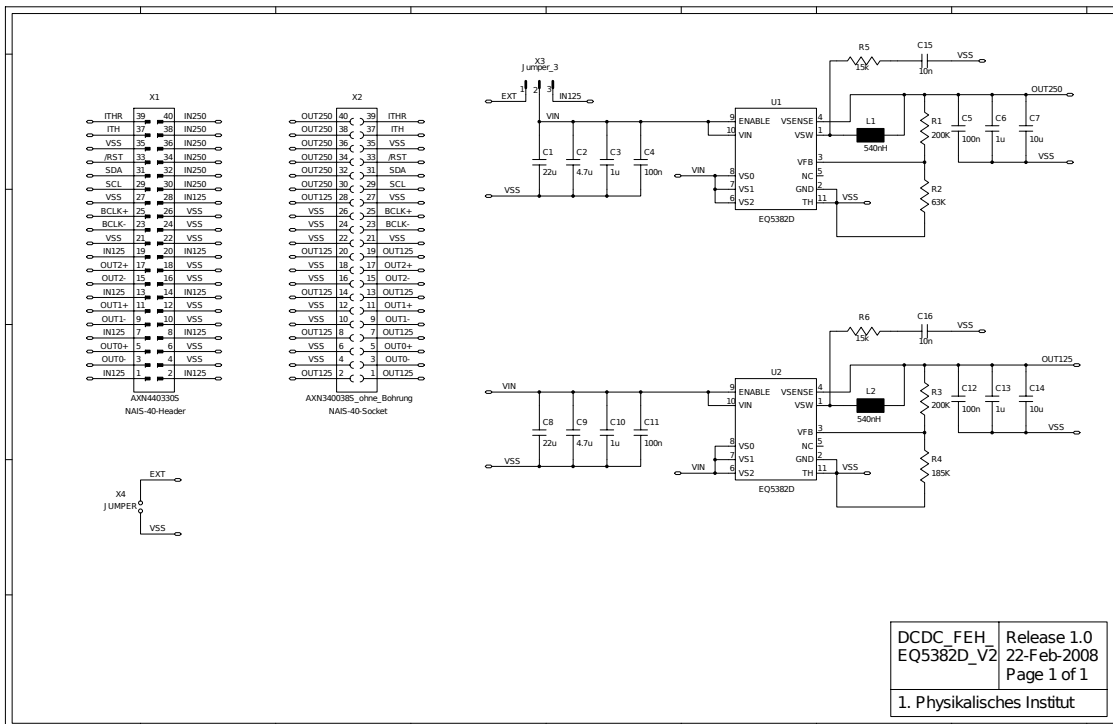


Abbildung A.12: TypL-Sol: Schaltplan

A.5 Enpirion Konverter, Typ L mit ext. sol. Luftspule und LDO

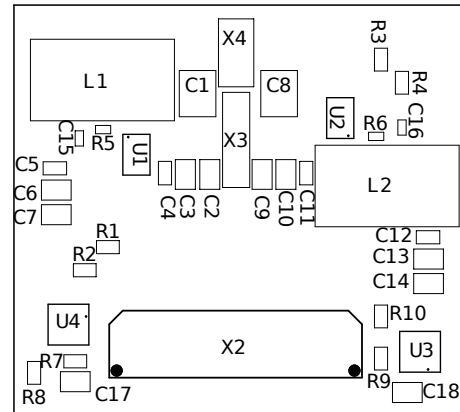
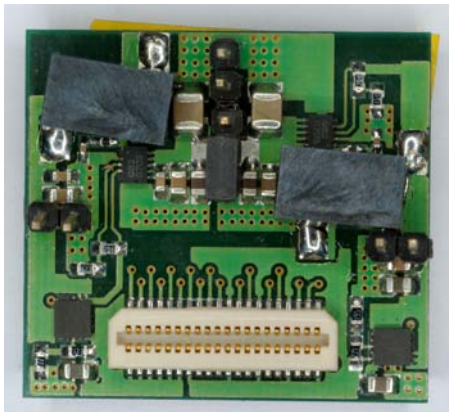


Abbildung A.13: TypL-Sol-LDO: Photographie

Abbildung A.14: TypL-Sol-LDO: Bestückungsplan

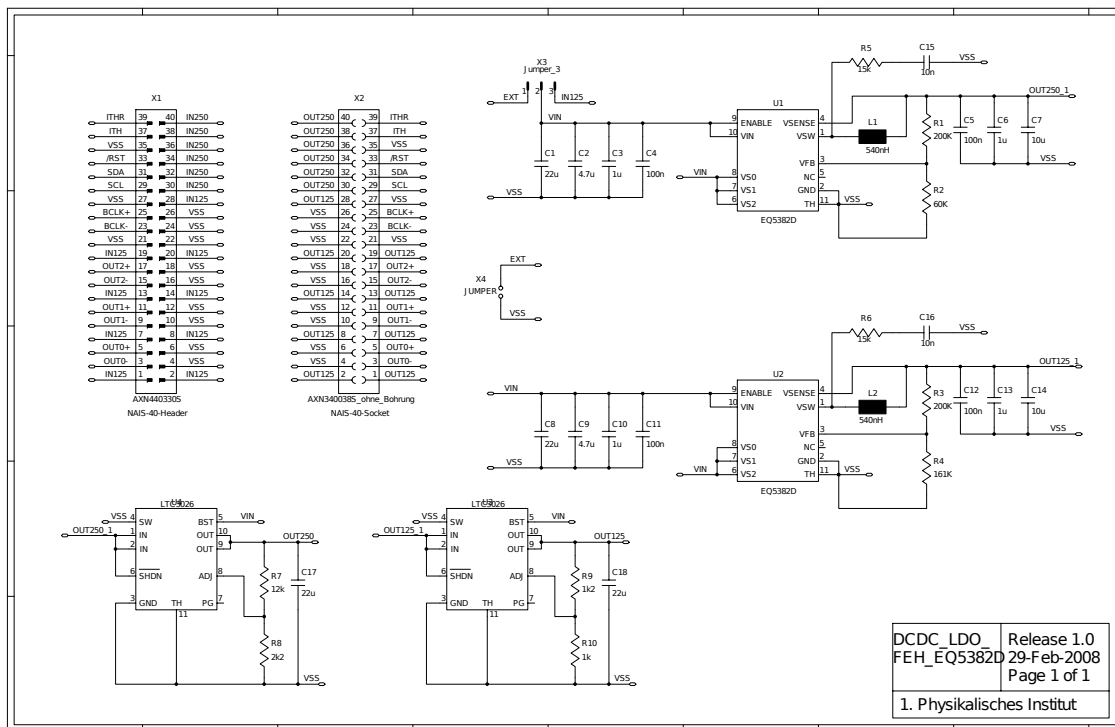


Abbildung A.15: TypL-Sol-LDO: Schaltplan

A.6 Micrel Konverter, Typ L mit interner Spule

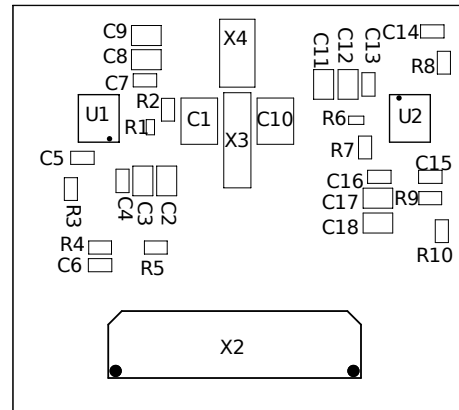
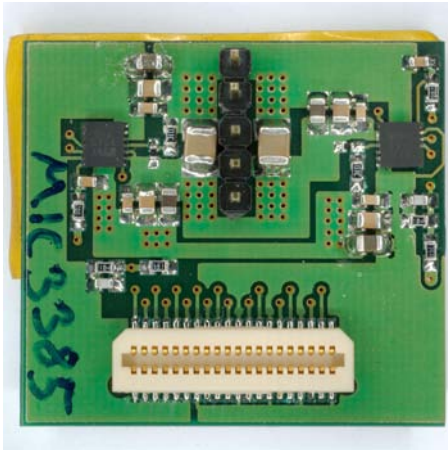


Abbildung A.16: TypL-MIC: Photographie

Abbildung A.17: TypL-MIC: Bestückungsplan

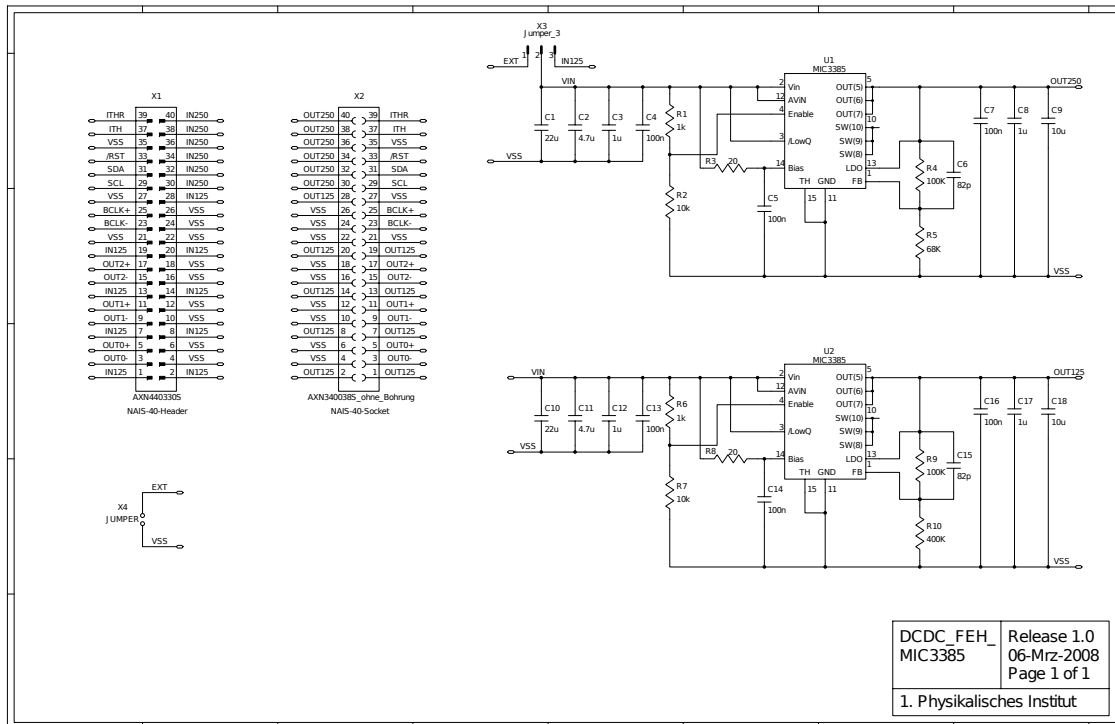


Abbildung A.18: TypL-MIC: Schaltplan

A.7 Weitere Enpirion Konverter

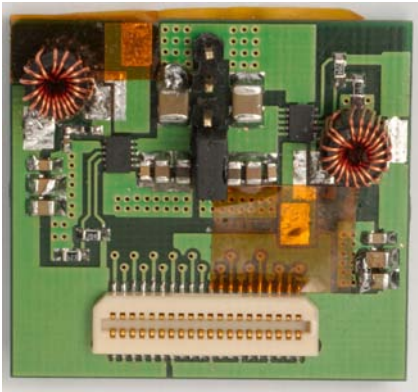


Abbildung A.19: Photographie des TypL-Tor mit kleiner Toroidspule.



Abbildung A.20: Photographie des TypL-Tor mit Kupferbandtoroidspule.

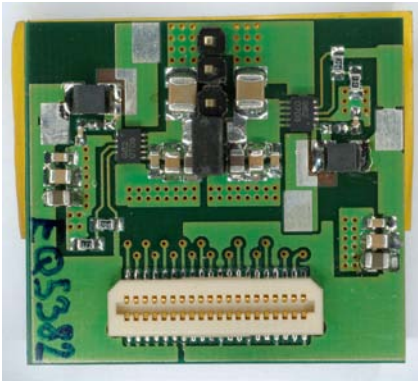


Abbildung A.21: Photographie des TypL-Fer.

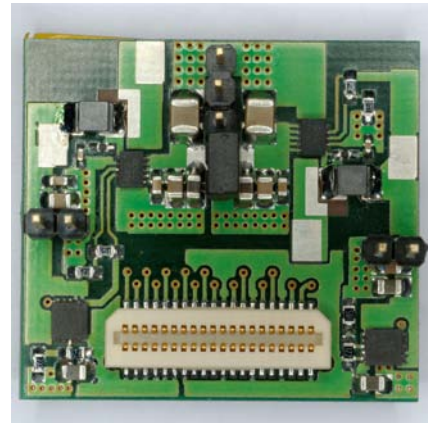


Abbildung A.22: Photographie des TypL-Fer-LDO.

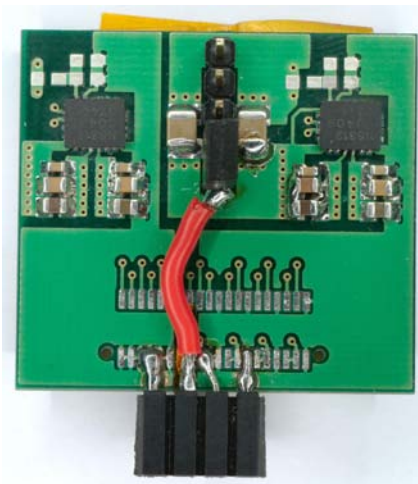


Abbildung A.23: Photographie des TypL-Int-S mit interner Spule.

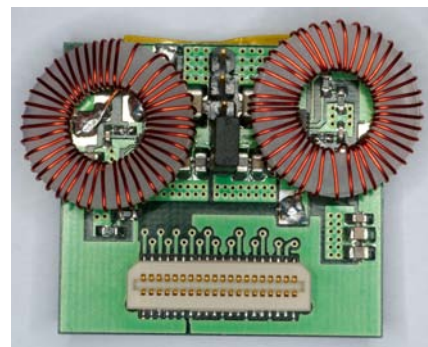


Abbildung A.24: Photographie des TypL-Tor mit Drahttoroid.

Anhang B

Adapterplatine für die kommerziellen Konverter

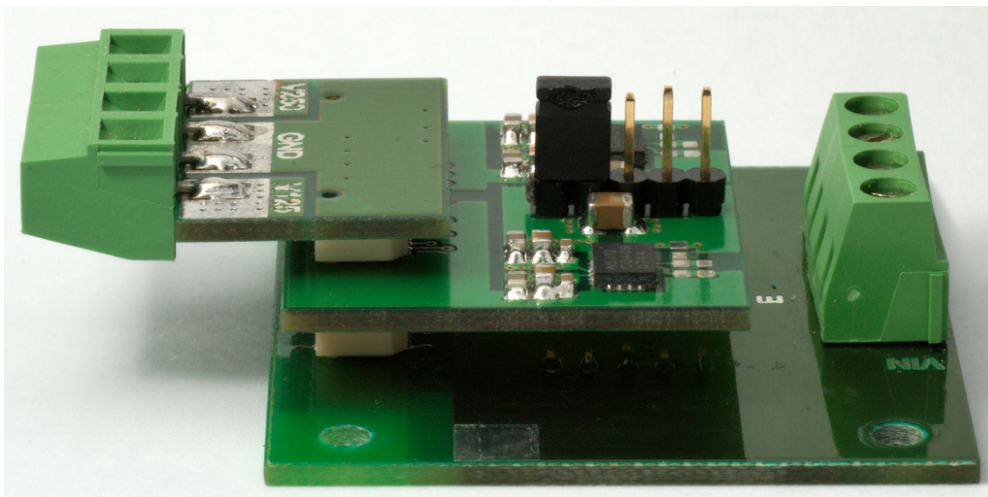


Abbildung B.1: Photographie der Adapterplatine mit Konverter TypL-Int.



Abbildung B.2: Photographie der Adapterplatine, Grundplatine, Oberseite.

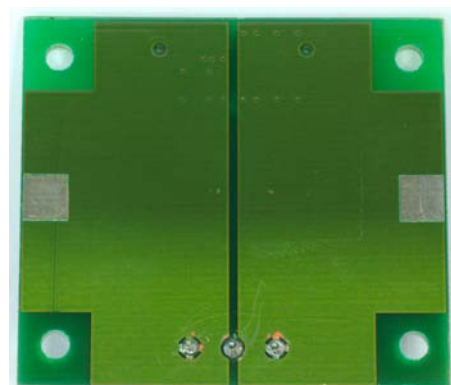


Abbildung B.3: Photographie der Adapterplatine, Grundplatine, Unterseite.



Abbildung B.4: Photographie der Adapterplatine, Adapterstecker, Oberseite.

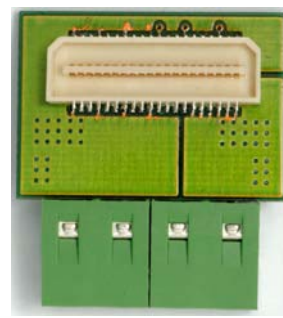


Abbildung B.5: Photographie der Adapterplatine, Adapterstecker, Unterseite.

Anhang C

Trägerplatine und Sägezahngenerator für den CERN Konverter

C.1 Trägerplatine für den CERN Konverter

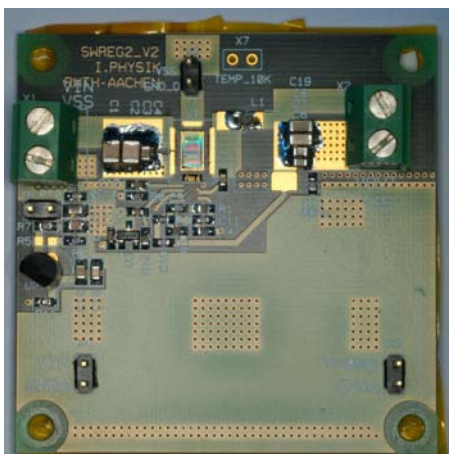


Abbildung C.1: Photographie der CERN Konverter Platine.

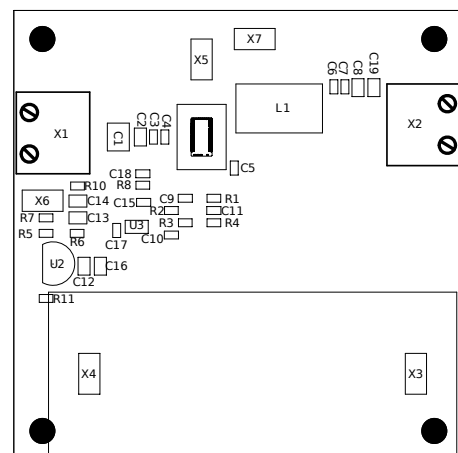


Abbildung C.2: Bestückungsplan der CERN Konverter Platine.

C.2 Sägezahngenerator für den CERN Konverter

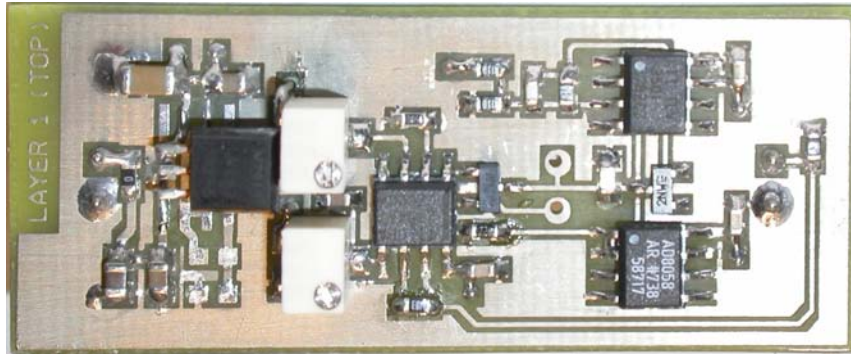


Abbildung C.3: Photographie des Sägezahngenerators.

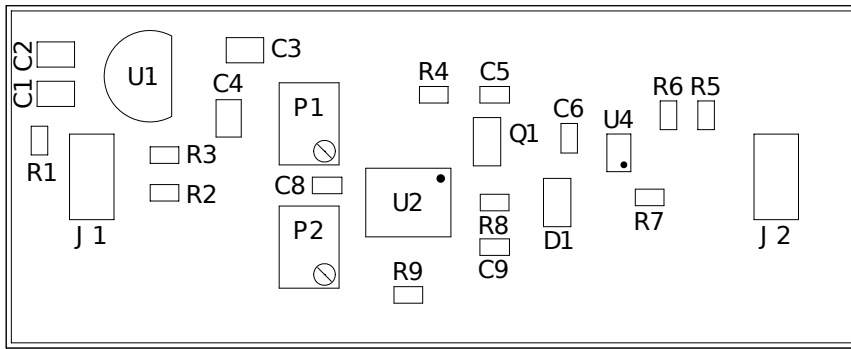


Abbildung C.4: Bestückungsplan für den Sägezahngenerator.

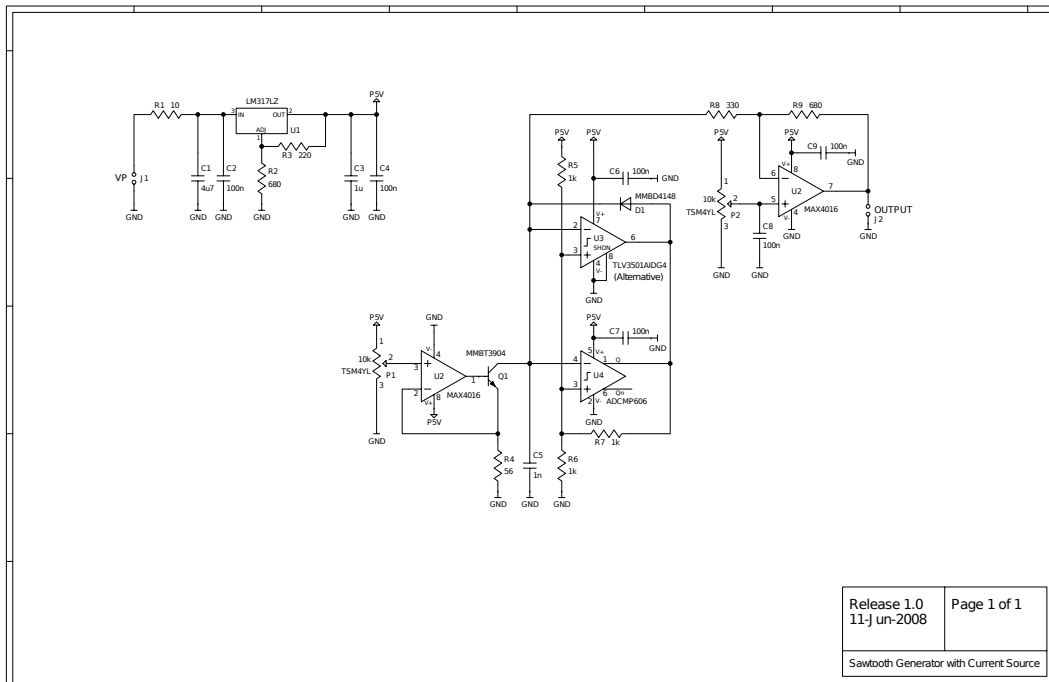


Abbildung C.5: Schaltplan des Sägezahngenerators für die CERN Platine.

Anhang D

Kalibrationsdaten der Stromzange

Tabelle D.1: Frequenzabhängige Transferimpedanz der Stromzange Mod. 94430-1 von ETS-Lindgren [58].

Frequenz [MHz]	Transferimpedanz [dB Ω]	Transferimpedanz [Ω]	Frequenz [MHz]	Transferimpedanz [dB Ω]	Transferimpedanz [Ω]
0,01	-21,58	0,08	8,00	13,67	4,83
0,02	-15,62	0,17	9,00	13,90	4,95
0,03	-12,19	0,25	10,00	14,01	5,02
0,04	-9,79	0,32	20,00	14,76	5,47
0,05	-7,96	0,40	30,00	15,35	5,85
0,06	-6,48	0,47	40,00	15,74	6,12
0,07	-5,26	0,55	50,00	15,77	6,14
0,08	-4,22	0,62	60,00	15,65	6,06
0,09	-3,32	0,68	70,00	15,63	6,05
0,10	-2,52	0,75	80,00	15,69	6,09
0,20	2,24	1,29	90,00	15,71	6,10
0,30	4,59	1,70	100,00	15,72	6,11
0,40	6,05	2,01	110,00	15,90	6,24
0,50	7,06	2,25	120,00	16,17	6,43
0,60	7,81	2,46	130,00	16,15	6,42
0,70	8,39	2,63	140,00	15,92	6,25
0,80	8,86	2,77	150,00	15,59	6,02
0,90	9,25	2,90	160,00	15,50	5,96
1,00	9,58	3,01	170,00	15,67	6,07
2,00	11,41	3,72	180,00	15,87	6,22
3,00	12,27	4,11	190,00	15,84	6,19
4,00	12,79	4,36	200,00	15,72	6,11
5,00	13,11	4,52	225,00	15,73	6,12
6,00	13,30	4,62	250,00	15,33	5,84
7,00	13,46	4,71			

Literaturverzeichnis

- [1] L. Evans and P. Bryant (editors), *LHC Machine*, JINST **3** S08001 (2008).
<http://stacks.iop.org/1748-0221/3/S08001>
- [2] A. Team, *The four main LHC experiments* (1999).
<http://cdsweb.cern.ch/record/40525/>
- [3] J. Poole, *LHC Design Report Vol. 1*, EDMS Id CERN-0000024513 v.0.
<https://edms.cern.ch/project/CERN-0000024513/0>
- [4] C. Vanoli, *The CERN accelerator complex. Complexe des accélérateurs du CERN* (2006).
<http://cdsweb.cern.ch/record/979035>
- [5] The ALICE Collaboration, K. Aamodt et al., *The ALICE experiment at the CERN LHC*, JINST **3** S08002 (2008).
<http://stacks.iop.org/1748-0221/3/S08002>
- [6] The ATLAS Collaboration, G. Aad et al., *The ATLAS Experiment at the CERN Large Hadron Collider*, JINST **3** S08003 (2008).
<http://stacks.iop.org/1748-0221/3/S08003>
- [7] The CMS Collaboration, S. Chatrchyan et al., *The CMS experiment at the CERN LHC*, JINST **3** S08004 (2008).
<http://stacks.iop.org/1748-0221/3/S08004>
- [8] The LHCb Collaboration, A. Augusto Alves Jr et al., *The LHCb Detector at the LHC*, JINST **3** S08005 (2008).
<http://stacks.iop.org/1748-0221/3/S08005>
- [9] The LHCf Collaboration, O. Adriani et al., *The LHCf detector at the CERN Large Hadron Collider*, JINST **3** S08006 (2008).
<http://stacks.iop.org/1748-0221/3/S08006>
- [10] The TOTEM Collaboration, G. Anelli et al., *The TOTEM Experiment at the CERN Large Hadron Collider*, JINST **3** S08007 (2008).
<http://stacks.iop.org/1748-0221/3/S08007>
- [11] D. Acosta et al., *CMS physics: Technical Design Report*, CERN/LHCC 2006-001 (2006).
- [12] <http://cms-project-cmsinfo.web.cern.ch/cms-project-cmsinfo/Detector/FullDetector/index.html>
- [13] J. Sammet, *System Test Measurements with a DC-DC Conversion Powering Scheme for the CMS Tracker at SLHC*, Diplomarbeit, RWTH Aachen, CMS TS-2009/003 (2009).
http://cms.cern.ch/iCMS/jsp/db_notes/noteInfo.jsp?cmsnoteid=CMS%20TS-2009/003
- [14] M. Raymond et al., *The APV25 0,25 μm CMOS readout chip for the CMS tracker*, Nuclear Science Symposium Conference Record **2** 2000 IEEE.
- [15] S. Paoletti, *The implementation of the power supply system of the CMS Silicon Strip Tracker*, Proceedings of the Topical Workshop On Electronics For Particle Physics (TWEPP 07), Prague, Czech Republic, CERN-2007-007 (2007).

- [16] CAEN, power supplies and data acquisition for physics, <http://www.caen.it/>
- [17] R. Bremer (né Brauer), *Integration of the End Cap TEC+ of the CMS Silicon Strip Tracker*, PhD thesis, RWTH Aachen, CMS TS-2008/012 (2008).
- [18] O. S. Brüning et al., *LHC Luminosity and energy upgrade: A Feasibility Study*, CERN-LHC-Project-Report-626 (2002).
<http://cdsweb.cern.ch/record/601847>
- [19] F. Gianotti, M. L. Mangano und T. S. Virdee, *Physics potential and experimental challenges of the LHC luminosity upgrade*, Eur. Phys. J. C **39** (2002).
<http://cdsweb.cern.ch/record/546399>
- [20] D. Bortoletto, *The ATLAS and CMS Plans for the LHC Luminosity Upgrade* (2008).
<http://arxiv.org/abs/0809.0671v1>
- [21] J. Nash, *Overview of SLHC experiment upgrades*.
<http://indico.cern.ch/conferenceDisplay.py?confId=29254>
- [22] <http://press.web.cern.ch/press/PressReleases/Releases2008/PR09.08E.html>
- [23] <http://press.web.cern.ch/press/PressReleases/Releases2009/PR02.09E.html>
- [24] M. Weber, *Power distribution for SLHC trackers: Challenges and solutions*, Nucl. Instrum. and Methods **A592**, 44 (2008).
<http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TJM-4S6G8W6-1/2/d09b98fe10778327afd52802bcab76ce>
- [25] M. Raymond, *CMS Microstrip Tracker Readout at the SLHC*, Proceedings of the Topical Workshop On Electronics For Particle Physics (TWEPP 08), Naxos, Greece, CERN-2008-008 (2008).
- [26] P. Fischer et al., *Serial powering: Proof of principle demonstration of a scheme for the operation of a large pixel detector at the LHC*, Nucl. Instrum. and Methods **A557**, 455 (2006).
<http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TJM-4HS3GF8-4/2/64cfe17a34e56ab7e4fccb9b9e622e6a>
- [27] U. Schlien, *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*, Vieweg Friedr. + Sohn Verlag, 2007.
- [28] P. Denes, R. Ely und M. Garcia-Sciveres, *A Capacitor Charge Pump DC-DC Converter for Physics Instrumentation* (2008).
- [29] S. Michelis et al., *A prototype ASIC buck converter for LHC upgrades*, Proceedings of the Topical Workshop On Electronics For Particle Physics (TWEPP 08), Naxos, Greece, CERN-2008-008 (2008).
- [30] D. Schelle und J. Castorena, *Buck-Converter Design Demystified*, PET **6** (2006).
<http://powerelectronics.com/mag/606PET25.pdf>
- [31] Maxim Integrated Products, *Application Note 986 - Input and Output Noise in Buck Converters Explained*, Sunnyvale, CA, USA (2002).
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN986.pdf>
- [32] Enpirion, *EN5312QI - 1A Synchronous Buck Regulator With Integrated Inductor*, Bridgewater, NJ, USA (2007).
<http://www.enpirion.com/pdfdocuments/EN5312Q%20Rev%2011.pdf>
- [33] Enpirion, *EQ5382D/EQ5362D/EQ5352D - Voltage Mode Synchronous Buck PWM DC-DC Converter*, Bridgewater, NJ, USA (2006).
http://pdfserv.datasheetpro.net/Enpirion/EQ53X2-Rev_1.pdf
- [34] Micrel Inc., *MIC3385 - 8MHz Inductorless Buck Regulator with LDO Standby Mode*, San Jose, CA, USA (2008).
http://www.micrel.com/_PDF/mic3385.pdf
- [35] AMI Semiconductor, *Process Specification Sheet - Process Technology I3T80*, Phoenix, AZ, USA (2005).
http://www.amis.com/pdf/process_specifications/i3t80_ss.pdf

- [36] S. Michelis, private Mitteilung.
- [37] M. Garcia-Sciveres, private Mitteilung.
- [38] Linear Technology Corporation, *LTC3026 - 1.5A Low Input Voltage VLDO Linear Regulator*, Milpitas, CA, USA.
<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1003,C1040,C1055,P9891,D7038>
- [39] Elektronische Werkstatt des I. Physikalischen Instituts der RWTH-Aachen unter der Leitung von Waclaw Karpinski.
- [40] Panasonic Electric Works, *NAiS - Narrow-Pitch Connectors For Board-to-Board Connection*, New Providence, NJ, USA.
http://pewa.panasonic.com/pcsd/product/conn/pdf_cat/con_eng_p5.pdf
- [41] Coilcraft, *Maxi SpringTM Air Core Inductors*, Cary, IL, USA (2008).
<http://www.coilcraft.com/pdfs/maxi.pdf>
- [42] Murata, *Chip Inductors (Chip Coils) for Choke Wire Wound Type LQH32C_23/LQH32C_33 Series (1210 Size)*, Nagaokakyo-shi, Kyoto, Japan (2008).
http://search.murata.co.jp/Ceramy/image/img/PDF/ENG/L0075S0093LQH32C_23~33.pdf
- [43] Texas Instruments Inc., *SN74LVC1G80 - SINGLE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED D-TYPE FLIP-FLOP*, Dallas, TX, USA (2007).
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc1g80.pdf>
- [44] Fairchild Semiconductor Corporation, *NC7WZ04 - TinyLogic[®] UHS Dual Inverter*, South Portland, ME, USA (2003).
<http://www.fairchildsemi.com/ds/NC/NC7WZ04.pdf>
- [45] Maxim Integrated Products, *DS1135L - 3V 3-in-1 High-Speed Silicon Delay Line*, Sunnyvale, CA, USA.
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/DS1135L.pdf>
- [46] STMicroelectronics, *74V2G00 - DUAL 2-INPUT NAND GATE*, Genf, CH (2003).
<http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/8378/74v2g00.pdf>
- [47] ETS-Lindgren, *RF Test Sets - E & H Near Field Probes Model 7405*, Austin, TX, USA (1999).
<http://www.ets-lindgren.com/pdf/7405.pdf>
- [48] LeCroy, *WaveRunner 6000 Series - 6030, 6050/6051, 6100, 6200*, Chestnut Ridge, NY, USA (2004).
http://www.lecroy.com/tm/products/scopes/WaveRunner_6000/WaveRunner_datasheet.pdf
- [49] Agilent, *Agilent E363xA Series Programmable DC Power Supplies - Data Sheet*, Santa Clara, CA, USA (2007).
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-9726EN.pdf>
- [50] Keithley, *Series 2400 SourceMeter[®] Line*, Cleveland, OH, USA.
<http://www.keithley.com/data?asset=372>
- [51] National Instruments LabVIEW, <http://www.ni.com/labview/>
- [52] LeCroy, *Active Probe, AP033 Datasheet*, Chestnut Ridge, NY, USA (2004).
<http://www.lecroy.com/tm/products/probes/ap033/default.asp>
- [53] INM-4 am Forschungszentrum Jülich, <http://www.fz-juelich.de/inm/index.php?index=317>
- [54] Wai-Fah Chen, *Electrical Engineers Handbook (AP Series in Engineering)*, Academic Press, 2002.
- [55] A. Oros-Peusquens, private Mitteilung.
- [56] G. Blanchot et al., *Characterization of the noise properties of DC to DC converters for the sLHC*, Proceedings of the Topical Workshop On Electronics For Particle Physics (TWEPP 08), Naxos, Greece, CERN-2008-008 (2008).

- [57] HAMEG Instruments GmbH, *V-Zweileiter Netznachbildung HM6050-2*, Mainhausen, Deutschland (2008).
[http://www.hameg.com/473.0.html?L=1&tx_hmdownloads_pi1\[product\]=HM6050-2](http://www.hameg.com/473.0.html?L=1&tx_hmdownloads_pi1[product]=HM6050-2)
- [58] ETS-Lindgren, *Model 94430 Series - Current Probes Manual*, Austin, TX, USA (2005).
<http://www.ets-lindgren.com/manuals/94430-1.pdf>
- [59] Agilent, *Agilent EXA Signal Analyzer N9010A - Data Sheet*, Santa Clara, CA, USA (2008).
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-6529EN.pdf>
- [60] C. Rauscher, *Grundlagen der Spektrumanalyse*, Rohde & Schwarz, 2007.
- [61] ETS-Lindgren, *Bulk Current Injection Probes Manual*, Austin, TX, USA (2005).
<http://www.ets-lindgren.com/manuals/95236-1.pdf>
- [62] HAMEG Instruments GmbH, *3 GHz HF-Synthesizer HM8135*, Mainhausen, Deutschland (2008).
[http://www.hameg.com/473.0.html?L=1&tx_hmdownloads_pi1\[product\]=HM8135](http://www.hameg.com/473.0.html?L=1&tx_hmdownloads_pi1[product]=HM8135)
- [63] BONN Elektronik GmbH, *BSA - 9 kHz ... 250 MHz Halbleiterverstärker*, Ottobrunn, Deutschland (2008).
http://www.bonn-elektronik.com/pdf/BSA_0125_ger.pdf
- [64] S. Gadomski, G. Hall, T. Hogg, P. Jalocha, E. Nygard and P. Weilhammer, *The Deconvolution Method of Fast Pulse Shaping at Hadron Colliders*, Nucl. Instrum. and Methods **A320** 217-227 (1992).
- [65] W. R. Leo, *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments*, Springer, 1994.
- [66] T. Zwemke, *Anwendung der Stromeinspeisung (Bulk-Current-Injection) zur Störfestigkeitsprüfung bei unterschiedlichen Prüfbedingungen*, PhD thesis, Universität Hannover (2001).
<http://edok01.tib.uni-hannover.de/edoks/e01dh01/328127043.pdf>
- [67] F. Arteché und C. Rivetta, *EMC Diagnosis And Corrective Actions For Silicon Strip Tracker Detectors*, SLAC-PUB-11886 (2006).
<http://www.slac.stanford.edu/cgi-wrap/getdoc/slac-pub-11886.pdf>

Danksagung

Ich möchte mich als Erstes bei Prof. Dr. Lutz Feld für die Möglichkeit bedanken, diese Diplomarbeit in seiner Arbeitsgruppe anfertigen zu dürfen. Seine freundliche und unkomplizierte Art, verbunden mit der Kompetenz und Hilfsbereitschaft, hat mir die Zeit als Diplomand in seiner Arbeitsgruppe sehr leicht gemacht. Des Weiteren bin ich dankbar für die Möglichkeit, an nationalen und internationalen Konferenzen und Meetings teilnehmen zu können.

Mein Dank gilt weiterhin Prof. Dr. Achim Stahl, der sich für diese Arbeit als Zweitkorrektor zur Verfügung gestellt hat.

Ein besonderes Dankeschön geht an Dr. Katja Klein für die Anleitung, Hilfe und tatkräftige Unterstützung bei der Erstellung meiner Diplomarbeit. Darüber hinaus hat sie viele Stunden für die Korrektur dieser Arbeit aufgebracht sowie einige Wochenenden in die Fertigstellung der Störfestigkeitsmessungen investiert.

Ohne die Arbeit der Elektronischen Werkstatt des I. Physikalischen Instituts wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen. Insbesondere danke ich Waclaw Karpinski, Irfan Özen und Hans Esser für die Entwicklung und den Aufbau der Schaltkonverter und die Beantwortung meiner Fragen.

Many thanks to Federico Faccio, Stefano Michelis, Georges Blanchot and Cristian Fuentes from the PH-ESE group at CERN for the development of the Converter SWREG2 and the introduction into their EMI-Setup.

I would also like to thank Maurice Garcia-Sciveres for providing the Converters CP-InPhase and CP-AltPhase.

Vielen Dank an Prof. Dr. Jon N. Shah und Dr. Ana-Maria Oros-Peusquens für die Möglichkeit, die Magnetfeldmessungen am Forschungszentrum Jülich durchführen zu können und für den sehr netten Empfang vor Ort.

Neben Katja teile ich das Büro mit Jennifer Merz und Jan Sammet. Dank Ihnen war das letzte Jahr im Physikzentrum eine schöne Zeit. Ich freue mich auf die nächsten Jahre in hoffentlich voller Besetzung und hoffe, dass meine Vorliebe für offene Fenster auch weiterhin toleriert wird.

Zusätzlich zu Lutz, Katja, Jennifer und Jan möchte ich außerdem Dr. Martin Weber, Niklas Mohr, Matthias Edelhoff, Daniel Sprenger, Albert Bursche und Klaus Roth für die tolle Atmosphäre in der Arbeitsgruppe danken, die das Essen in der Mensa erst schmackhaft gemacht hat. Außerdem sehe ich mit Freude dem nächsten „Gruppengrillen“, kommenden Feiern und anderen gemeinsamen Aktivitäten entgegen.

Den Grundstein zur Entstehen dieser Arbeit hat meine Familie gelegt, denn ohne ihre materielle und moralische Unterstützung wäre das Physik-Studium nicht möglich gewesen. Herzlichen Dank für alles! Meinem Stiefbruder Dieter Bock danke ich speziell für das Korrekturlesen der Arbeit.

Zu guter Letzt danke ich meinen Freunden für ihr Dasein in allen Lebenslagen.

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig erarbeitet und ausschließlich die aufgeführten Quellen und Hilfsmittel verwendet habe. Alle Quellen und Zitate sind als solche kenntlich gemacht, und die Literaturangaben sind nach meinem besten Wissen und Gewissen korrekt und vollständig wiedergegeben.

Aachen, den 8. April 2009