

Optimierung der Ansteuerung von Ablenkmagneten in Teilchenbeschleunigern unter besonderer Berücksichtigung halbleiterbasierter Lösungen

Vom Fachbereich 18
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung
der Würde eines Doktor Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte

DISSERTATION

von
Dipl.-Ing. Thomas Wietoska (geb. Moses)
geb. am 26. September 1977 in Ludwigshafen

Referent: Prof. Dr.-Ing. V. Hinrichsen
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. T. Weiland

Tag der Einreichung: 03.06.2008
Tag der mündlichen Prüfung: 03.09.2008

D17
Darmstädter Dissertation

Darmstadt, 2008

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen	I
Übersicht	III
Abstract	V
1 Einleitung	1
1.1 Das FAIR-Projekt.....	1
1.2 Motivation	2
1.3 Zielsetzung	3
1.4 Gliederung der Arbeit.....	3
2 Energietechnische Komponenten in Beschleunigeranlagen	5
2.1 Strahlführung in einem Synchrotron	5
2.2 Dipolmagnete	7
2.3 Kickermagnete	9
2.4 Auslegung der Kickermagnete	10
2.5 Techniken zur Ansteuerung von Kickermagneten	12
3 Ansteuerung eines Kickermagneten.....	15
3.1 Impedanzanpassung	15
3.2 Transferkabel und Durchführungen	19
3.3 Hochspannungsschalter	20
3.3.1 Gasentladungsschalter	20
3.3.2 Halbleiterschalter	23
3.4 Energiespeicher und Pulsformung	25
3.4.1 Kabelpulser.....	26
3.4.2 Pulsformendes Netzwerk (PFN).....	27
3.4.3 Aktive Pulsformung mit kapazitiven Speichern.....	28
3.4.4 Einsatz von Pulstransformatoren.....	30
3.4.5 Bipolare Ansteuerung.....	31
3.5 Ladeeinrichtung und Steuerung	35
4 Geplante Kickersysteme für FAIR.....	38
5 Ansteuerung des Kickers mit Puls kabel.....	40
5.1 Rechnerische Bestimmung des Droops eines Puls kabels	40
5.2 Anwendung der Rechnung auf ein Puls kabel	41
5.3 Prüfungen an einem 18 Ω -Koaxialkabel	43
5.3.1 Pulsmessungen an einem 660 m langem Kabel	44
5.3.2 Hochspannungsprüfungen	48
5.4 Grenzen für eine Anwendung eines Kabelpulsers	52
5.5 Optimierung der Eigenschaften eines Puls kabels	52
5.6 Kabelpulser zur Ansteuerung eines Kickers – Zusammenfassung	54
6 Ansteuerung eines Kickers mit PFN	56
6.1 Grundsatzuntersuchungen	56
6.1.1 Aufbau eines 90-Element Modell-PFNs	57
6.1.2 Optimierung des Modells	60
6.2 Auslegung eines an die SIS 100-Parameter angepassten PFNs	69
6.2.1 Ermittlung der Spezifikationen für die Kondensatoren des PFNs	70
6.2.2 Ermittlung der Mindest-Zellenzahl	77
6.3 Aufbau eines Kondensatorprüfstandes	80
6.4 PFN und Kabel zur Kicker-Ansteuerung – Zusammenfassung	88
7 Halbleiterbasierte Kicker-Ansteuerung.....	91
7.1 Strom geregelter Hochspannungsschalter	91
7.1.1 Simulation eines strom geregelten Schalters.....	93

7.2 Hybridansteuerung	96
7.2.1 Simulationen einer Hybridansteuerung	98
7.2.2 Aufbau eines Hybridsystems	101
7.2.3 1,3-kA-Hybridansteuerung	107
7.2.4 Wirtschaftliche Aspekte	110
7.3 Zusammenfassung	113
8 Ansteuerung supraleitender Dipolmagnete	114
8.1 Eigenschaften in Magneten verwendeter Supraleiter	114
8.2 Schutzmaßnahmen im Quenchfall	115
9 Gleichstromschalter	122
9.1 Mechanische Schalter	122
9.2 Halbleiterschalter	124
10 Halbleiterschalter für supraleitende Dipolmagnete	128
10.1 Auslegung des Schalters	129
10.1.1 Auslegung der Sicherungen und Modulanzahl	129
10.1.2 Auswahl der IGBTs	131
10.2 Aufbau des Schalters	132
10.2.1 Elektrischer Aufbau	133
10.2.2 Mechanischer Aufbau	135
10.3 Funktionsprüfung des Schalters	138
10.3.1 Messungen an der TUD	138
10.3.2 Messungen an einem supraleitenden Magneten der GSI	141
10.4 Messung der Auslösecharakteristik der Schmelzsicherungen	143
10.5 Fazit	146
11 Zusammenfassung	147
Anhang	149
Literaturverzeichnis	153
Lebenslauf	158

Formelzeichen

A	Fläche in m^2
α	Kickwinkel in mrad
b	Magnetbreite in m
B	magnetische Flussdichte in T
B_{max}	maximale magnetische Flussdichte in T
β	Längenkorrekturfaktor
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ($2,998 \cdot 10^8$ m/s)
C'	Kapazitätsbelag in F/m
dA	Flächenelement in m^2
dP	Leistungsdifferenz in W
ds	Wegelement in m
dU	Spannungsdifferenz in V
dW	Energiedifferenz in J
$D(f)$	Frequenzabhängige Kabeldämpfung in db/m
e	Elementarladung ($1,602 \cdot 10^{-19}$ C)
ϵ_r	Dielektrizitätszahl in F/m
f	Frequenz in Hz
F_E	Verhältnis aus gespeicherter Energie zur Pulsenergie
h	Aperturhöhe in m
h	Luftspaltlänge in m
H	magnetische Feldstärke in A/m
I	Strom in A
I_{ges}	Gesamtstrom in A
I_{max}	Maximalstrom in A
I^2t	Aufschmelzintegral in A^2s
J	Stromdichte in A/m^2
K	bezogene Amplitude
k	Kopplungsfaktor
l	Magnetlänge in m
$l(f)$	auf die Frequenz bezogene Kabellänge in m
l_{eff}	effektive Magnetlänge in m
l_{ges}	gesamte Magnetlänge in m
L	Induktivität in H
L'	Induktivitätsbelag in H/m
L_{mag}	Magnetinduktivität in H
m	Teilchenmasse in kg
n_{modul}	Modulanzahl
N	Windungszahl
p	Teilchenimpuls in Ns
P	Leistung in W
P_{mag}	Im Magnet anfallende Verlustleistung in W
P_R	Im Widerstand anfallende Verlustleistung in W
P_T	Im Halbleiter anfallende Verlustleistung in W
R	Bahnradius in m
R_{dump}	Dumpwiderstand in Ω
R_{ges}	Gesamtwiderstand in Ω
R_{mag}	Widerstand der Störstelle im Magneten in Ω
R_M	Magnetwiderstand in Ω

R_V	Varistorwiderstand in Ω
t	Zeit in s
T_r	Anstiegszeit in s
U	Spannung in V
U_{ind}	Induktionsspannung in V
U_{max}	wiederkehrende Spannung in V
v	Teilchengeschwindigkeit in m/s
Φ_{ges}	magnetischer Gesamtfluss in Wb
W	Energie in J
W_{mag}	im Magnet anfallende Verlustenergie in J
W_R	im Widerstand anfallende Verlustenergie in J
W_T	im Halbleiter anfallende Verlustenergie in J
Z	Impedanz in Ω

Übersicht

Im Bereich der Beschleunigertechnik werden zur Ablenkung des Strahles sehr leistungsfähige Systeme zur Ansteuerung der Ablenkmagnete benötigt. Einerseits sind durch gestiegene Anforderungen die bisher verwendeten Techniken nicht mehr geeignet, und andererseits wird zur Kostenersparnis nach ökonomischeren Lösungen bei der Auslegung von Magnetansteuerungen gesucht. Der Hauptaspekt dieser Arbeit liegt in der Entwicklung eines Konzeptes zur Auslegung einer Ansteuerung für schnell gepulste Ablenkmagnete (Kickermagnete). Der Ausgangspunkt für diese Konzeption ist ein neu geplantes Synchrotron der Gesellschaft für Schwerionenforschung in Darmstadt (GSI). Für solche Anwendungen sind je nach Anforderungen sowohl Kabelpulsler als auch Pulsformende Netzwerke (PFNs) geeignet. In dieser Arbeit werden die Grenzen dieser beiden Techniken aufgezeigt, indem neben einer theoretischen Betrachtung durch Rechnung und Simulation auch die Probleme bei der Fertigung einer solchen Ansteuerung durch Modelle in das Konzept mit eingearbeitet werden. Im Bereich der Kabelpulsler wird ein Verfahren zur Bestimmung der Pulsqualität anhand gegebener Kabelparameter erarbeitet und eine an die Anforderungen der GSI angepasste Prüfprozedur für ein Puls-kabel entwickelt. Diese wird auf ein vorhandenes Kabel der Firma DRAKA angewendet. Neben der Betrachtung vorhandener Kabeltechniken wird die Möglichkeit zur Konstruktion spezieller Puls-kabel mit kleinen Impedanzen und niedriger Dämpfung diskutiert.

Im Bereich der PFN-Ansteuerung wird eine systematische Vorgehensweise zur Entwicklung eines PFNs mit vorgegebenen Parametern erstellt und detailliert beschrieben. Durch Vergleiche zwischen Simulationen und Messungen an Modellaufbauten wird immer wieder die Zuverlässigkeit der Simulationsergebnisse verifiziert. Speziell im Bereich der bipolaren Ansteuerung wird eine Möglichkeit zur Ansteuerung mit einem PFN trotz hoher Anforderungen an die Anstiegszeit sowie Abfallzeit aufgezeigt und im Modell auch experimentell verifiziert. Für die zum Zeitpunkt der Bearbeitung aktuellen Parameter der geplanten Kickersysteme der GSI wird ein PFN für eine bipolare Ansteuerung ausgelegt. Ein Prototypenaufbau war wegen fehlender finanzieller Mittel leider nicht möglich.

Zur Untersuchung des Alterungsverhaltens von Impulskondensatoren wurde ein Kondensatorprüfstand mit vier Hochspannungskondensatoren entwickelt, aufgebaut und in Betrieb genommen. Dieser beinhaltet eine Ladeeinrichtung unter Verwendung eines kostengünstigen Standard-Prüftransformators. Diese Technik ermöglicht bei einem

vorhandenen 50 Hz-Prüftransformator mit einfachen Mitteln eine sehr effiziente Ladung von Energiespeichern.

Um die aktuellen Möglichkeiten einer Kickeransteuerung durch Halbleiter zu untersuchen, werden zwei Konzepte für eine halbleiterbasierte Ansteuerung entwickelt. Zum einem wird die theoretische Möglichkeit aufgezeigt, eine Ansteuerung in Form einer Stromquelle aufzubauen und auf diese Weise mit deutlich kleineren Energiespeichern arbeiten zu können. Die zweite Möglichkeit für eine in Einzelfällen realisierbare Halbleiteransteuerung bietet das in dieser Arbeit völlig neu entwickelte Konzept einer Hybridansteuerung aus halbleiterbasiertem Niederspannungsschalter und einem Hochspannungskreis mit Schaltröhre oder Funkenstrecke. Ein solches System wurde für einen Pulsstrom von 1,3 kA bei 55 μ s Pulslänge aufgebaut und wird im Hinblick auf Lebensdaueruntersuchungen im Dauerversuch betrieben.

Der zweite Teil der Arbeit befasst sich mit einem Problem bei der Ansteuerung von supraleitenden Dipolmagneten. Diese Magnete werden im neuen Beschleuniger der GSI eingesetzt und voraussichtlich mit dauerhaften Gleichströmen von bis zu 11 kA betrieben. Im Fehlerfall muss dieser Strom möglichst schnell unterbrochen werden, wobei sich durch die Induktivität der Magnete eine Spannung bis zu 1200 V aufbauen kann. Da es im Falle eines Versagens des Unterbrechungsschalters zu Schäden am Magneten kommen kann und diese zusammen mit den Folgeschäden im siebenstelligen Euro-Bereich liegen können, hat die Zuverlässigkeit des Schaltsystems oberste Priorität. Das bisherige Konzept sah dazu redundante mechanische Gleichstromschalter vor, die jedoch sehr langsam und auch verhältnismäßig teuer sind. Ebenfalls langsam, aber wesentlich kostengünstiger ist ein in dieser Arbeit entwickeltes System unter Verwendung eines AC-Vakuumschalters und eines Parallelzweiges aus IGBT und Schmelzsicherung. Der IGBT soll in diesem Fall eine Stromtrennung bei DC ermöglichen und die Schmelzsicherung das Trennen bei Versagen des IGBTs sicherstellen. Ein solcher Aufbau wurde untersucht und erwies sich als funktionsfähig, jedoch musste aufgrund der zu großen Auslöseverzögerung des mechanischen Schalters ein reines Halbleiterkonzept entwickelt werden. An einem modular aufgebauten IGBT-Schalter mit DC-Schmelzsicherungen konnte in Untersuchungen sowohl die notwendige Stromtragfähigkeit als auch ein sicheres Trennen des Stromes beim Ausfall einzelner IGBTs nachgewiesen werden. Das entwickelte Konzept dient als Vorlage für eine ausgelagerte Serienfertigung solcher Schalter für die GSI.

Abstract

In the field of accelerator technology for the deflection of the beam very efficient systems to control the deflecting magnet are necessary. Not only are the techniques used so far due to risen requirements no longer suitable but also more economic solutions for design and dimensioning of magnet supply systems are searched. This work aimed at developing a concept for designing a supply system for fast pulsed deflecting magnets (kicker magnets). The starting point for this conception is the planning of a new synchrotron of the GSI ("Gesellschaft für Schwerionenforschung" / Society for Heavy Ions Research) in Darmstadt. For such applications depending upon requirements both pulse cables as well as pulse forming networks (PFNs) are suitable. This work points out the limitations of these two techniques, by including not only a theoretical consideration by calculation and simulation but also the problems of manufacturing of such a power supply by hardware models into the concept. In the field of the pulse cables a procedure for the determination of the pulse quality was compiled on the basis of the given cable parameters and a test procedure for a pulse cable adapted to the requirements of the GSI was developed. This is applied to an existing cable of the manufacturer DRAKA. Besides the consideration of existing cable techniques the possibility for the construction of special pulse cables with small impedances and low damping is discussed.

In the field of the PFN-supply a systematic proceeding is provided for the development of PFNs with given parameters and it is described in detail. The reliability of the simulation results is verified consistently by comparisons between simulations and measurements on model setups. Particularly within the range of the bipolar supply a possibility for the implementation with a PFN is pointed out despite high requirements on the rise time as well as decay time and verified in the model also experimentally. For the parameters of the planned kicker systems of the GSI, current at the time of processing, a PFN is designed for a bipolar supply. A prototype buildup was unfortunately not possible due to monetary reasons.

To investigate the aging characteristics of impulse capacitors a capacitor test stand with four high voltage capacitors was developed, built up and implemented. It contains a charging installation using an economical standard test transformer. This technology using an existing 50 Hz test transformer with simple equipment allows a very efficient charge of capacitive energy storages.

In order to investigate the current possibilities of a kicker supply by semiconductors, two concepts for a semiconductor-based solution are developed. Firstly, the theoretical possibility

is pointed out to build up a supply system in the form of a current source so as to be able to work with clearly smaller energy storage. The second possibility for a semiconductor supply realizable in individual cases offers a hybrid solution from a semiconductor-based low voltage switch and a high voltage circuit with switching tube or spark gap, developed completely in this work. Such a system was built up for an impulse current of 1,3 kA with 55 μ s pulse length and is operated regarding life time in an endurance test.

The second part of the work is concerned with the problem of supplying superconducting dipole magnets. These magnets are used in the new accelerator of the GSI and presumably operated with permanent direct currents of up to 11 kA. In case of a fault this current must be interrupted as fast as possible, whereby due to the inductance of the magnets a voltage up to 1200 V can be built up. Since in case of a failure of the interrupter damage of the magnet is possible and this together with the subsequent damages can lead to expenses higher than 1,000,000 Euro, the reliability of the switching system has the highest priority. The previous concept provided redundant mechanical direct current switches which, however, are very slow and also relatively expensive. A slower but more economical system is developed in this work with the help of an AC vacuum circuit breaker and a parallel branch of IGBT and fuse. The IGBT is to make a DC current interruption possible and the fuse guarantees the separation in the case of failure of the IGBTs. Such a structure was investigated and proved as functional; however a pure semiconductor concept had to be developed due to a too large release delay of the mechanical switch. On a developed real modular IGBT-switch with DC fuses both necessary current carrying capacity and safe interruption of the current in case of individual IGBT's failure could be proven experimentally. The developed concept provides a model for a serial production of such switches for the GSI.

1 Einleitung

Anlass zu dieser Arbeit gab die geplante Erweiterung der bisherigen Anlagen der Gesellschaft für Schwerionenforschung (GSI). Das FAIR (Facility for Antiproton and Ion Research) genannte Projekt ist dabei vom Umfang um ein Vielfaches größer als die bisher bestehende Anlage und erfordert dementsprechend auch anspruchsvollere Technik.

1.1 Das FAIR-Projekt

Der geplante Neubau (**Bild 1.1**, rot dargestellt) beinhaltet als wesentlichen Bestandteil die beiden Synchrotrons SIS 100/300. Diese Anlagen werden einen Umfang von ca. 1100 m haben, was im Vergleich zum bestehenden Synchrotron SIS 18 mit 216 m [GSI-2] eine Verfünfachung bedeutet. Bei der Bezeichnung dieser Anlagenteile steht SIS für Schwerionensynchrotron und die darauf folgende Zahl gibt die sog. Biegestärke des Systems in Tesla*Meter an.

Neben dem Doppelringssystem SIS 100/300 sind noch weitere Anlagenteile wie etwa der Speicherring NESR (New experimental storage ring) bzw. HESR (High energy storage ring) geplant, jedoch sind die Anforderungen an die Ablenkmagnete des SIS 100/300 ausschlaggebend für die in dieser Arbeit beschriebenen Entwicklungen.

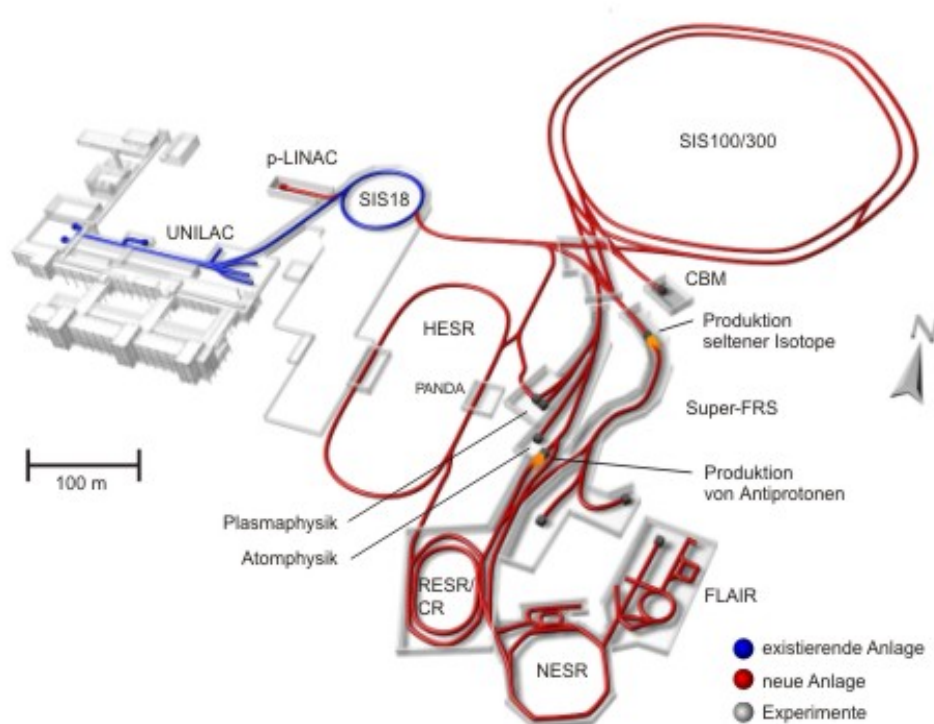


Bild 1.1: Geplante Beschleunigeranlage der GSI [GSI-1]

1.2 Motivation

Bei der Konstruktion neuer Beschleuniger, wie im Falle des FAIR-Projektes der GSI, werden immer höhere Teilchenenergien angestrebt. Zu diesem Zweck sind leistungsfähige Ablenkmagnete mit einer entsprechenden Ansteuerung erforderlich. Während die Dipolmagnete über viele Millisekunden eine sehr hohe Flussdichte aufbauen müssen, was den Einsatz supraleitender Materialien mit sich bringt, müssen die schnellen Ablenkmagnete (Kicker) das Magnetfeld innerhalb weniger hundert Nanosekunden aufgebaut haben, um es anschließend einige Mikrosekunden lang exakt auf einem Niveau zu halten und danach wieder genauso schnell abzubauen. Es muss dazu ein annähernd rechteckförmiger Stromverlauf mit Amplituden im Kiloamperebereich fließen. Die Ansteuerung von Kickermagneten kann durch einen Kabelpulser, also eine Entladung eines aufgeladenen Kabels, oder aber durch ein Pulsformendes Netzwerk (PFN) realisiert werden. Welche dieser Möglichkeiten wann zum Einsatz kommen kann, ist bei der Auslegung ein sehr entscheidendes Kriterium für die Kosten. Eine systematische Herangehensweise bei der Auslegung solcher Systeme unter Zuhilfenahme computergestützter Simulationssoftware zeigt schon zu Beginn der Planungsphase, ob ein System im Rahmen der technischen sowie finanziellen Möglichkeiten realisierbar ist, und es können frühzeitig Angebote für Anlagenteile eingeholt werden. Betrachtet man das Gebiet der Hochleistungs-Pulstechnik, so stellt die Ansteuerung eines Pulsmagneten in einer Beschleunigeranlage einen Sonderfall dar, da die hohe Pulsspannung im Gegensatz zu Radaranlagen oder einem Klystron nur in der kurzen Zeit des Pulsanstiegs sowie des Pulsabfalls anliegt. Diese Tatsache kann in einem bisher noch nicht realisierten Hybridsystem ausgenutzt werden, und es können damit Kosten und Bauraum im erheblichen Maße eingespart werden. Zudem sind mittlerweile auch leistungsfähige Halbleitersysteme verfügbar, so dass in diesem Bereich noch ein sehr hohes Entwicklungspotenzial liegt.

Der Einsatz supraleitender Magnete erfordert wiederum eine besonders sichere Möglichkeit, im Fehlerfall mittels Gleichstromschalter den im Magneten fließenden Strom auf einen Widerstand zu kommutieren, um die gespeicherte Energie außerhalb in Wärme umzusetzen. Ein solcher Schalter muss einen Gleichstrom von bis zu 11 kA bei einer wiederkehrenden Spannung von etwa 1200 V sehr zuverlässig trennen. Aufgrund der Empfindlichkeit der eingesetzten Magnete muss dieser Schalter in wenigen Millisekunden geöffnet haben, was nur mit Halbleiterschaltern möglich ist. Dabei ist zu beachten, dass ein Ausfall einzelner Halbleiter durch Kurzschluss nicht zum Versagen des gesamten Schalters führen darf, sondern eine Trennung des Stromes in jedem Fall in der vorgegebenen Zeit erfolgen muss.

1.3 Zielsetzung

Im ersten Teil (bis einschließlich Kapitel 7) der Arbeit soll eine grundsätzliche Vorgehensweise zur Auslegung einer Ansteuerung für Kickermagnete unter Berücksichtigung der aktuellen technischen Möglichkeiten erarbeitet werden. Diese Auslegung erfolgt am Beispiel der Kickersysteme des SIS 100/300, und es ist das Ziel, eine möglichst ökonomische Ansteuerung für diese Kickersysteme aufzuzeigen und dazu alle bereits verfügbaren Techniken gegeneinander abzuwägen sowie neue Konzepte einzubringen. Dieser Teil der Arbeit soll als Grundlage für die Auslegung zukünftig geplanter Kickeransteuerungen dienen. Ein besonders wichtiger Aspekt ist dabei die Verifizierung der theoretischen Untersuchungen durch Simulationen und experimentelle Untersuchungen an Modellen sowie Prototypen.

Das Ziel des zweiten Teils der Arbeit (ab Kapitel 8) ist es, einen Ersatz für mechanische Gleichstromschalter für Ströme bis zu einigen Kiloampere bei Sperrspannungen von über 1000 V zu entwickeln. Zu diesem allgemeinen Ziel ohne exakte Parametervorgabe wurde durch den Bedarf der GSI ein konkretes Entwicklungsziel für einen höchst zuverlässigen Gleichstromschalter mit einem Nennstrom von 8 kA bei 1200 V Sperrspannung mit Schaltzeiten von maximal einer Millisekunde formuliert. Dieser Schalter soll als Prototyp aufgebaut und experimentell untersucht werden.

1.4 Gliederung der Arbeit

Im Anschluss an die Einleitung wird in Kapitel 2 ein kurzer Überblick der in Beschleunigeranlagen für diese Arbeit relevanten energietechnischen Komponenten gegeben. Als Einleitung zum ersten Teil der Arbeit sind in Kapitel 3 die wichtigsten Grundlagen zur Ansteuerung eines Kickermagneten zusammengefasst. Nachdem die im Laufe der Arbeit oftmals geänderten Anforderungen an die Kickersysteme des SIS 100/300 in Kapitel 4 aufgelistet sind, beginnt mit Kapitel 5 der für eine Kickerauslegung relevante Teil. In diesem Kapitel wird der mögliche Einsatz von Kabelpulsquellen als Energiespeicher und Pulsformer unter Berücksichtigung technischer und wirtschaftlicher Aspekte systematisch beurteilt. Sowohl diese Technik als auch die in Kapitel 6 ausführlich beschriebenen PFNs (pulse forming networks) stellen den Stand der Technik dar und werden in fast allen Kickersystemen verwendet. Ein für die Kickeransteuerung völlig neuer Weg mit Halbleiterschaltern wird in Kapitel 7 aufgezeigt. Ein dort beschriebenes Hybridsystem aus Hochspannungskreis und halbleiterbasierten Niederspannungskreis wird im Rahmen dieser Arbeit neu entwickelt.

Ab Kapitel 8 wird die Entwicklung eines höchst zuverlässigen Gleichstromschalters für den Einsatz in supraleitenden Magnetsystemen der GSI beschrieben. Kapitel 8 gibt eine kurze Einführung in die Problematik supraleitender Magnete, und Kapitel 9 präsentiert die zur Verfügung stehenden Gleichstromschaltssysteme mit ihren Vor- und Nachteilen.

Der Aufbau des Prototyps eines IGBT-Schalters mit höchsten Anforderungen an die Zuverlässigkeit wird in Kapitel 10 vorgestellt.

2 Energietechnische Komponenten in Beschleunigeranlagen

2.1 Strahlführung in einem Synchrotron

In einem Teilchenbeschleuniger werden geladene Teilchen durch Beschleunigungsstrecken, in denen ein elektrisches Feld aufgebaut wird, auf Energieniveaus von bis zu mehreren hundert GeV hinauf beschleunigt. Da die Spannungen der Beschleunigungsstrecken begrenzt sind, durchlaufen die geladenen Teilchen in einem kreisförmigen Beschleuniger („Synchrotron“) diese Strecke entsprechend häufig. Um diesen Teilchenstrahl auf eine Kreisbahn zu zwingen und dort bis zur Extraktion zu halten, sind über den gesamten Synchrotronring zahlreiche Magnete verteilt. In **Bild 2.1** ist die Anordnung dieser strahlführenden Magnete sowie der Beschleunigungsstrecke beispielhaft zu sehen.

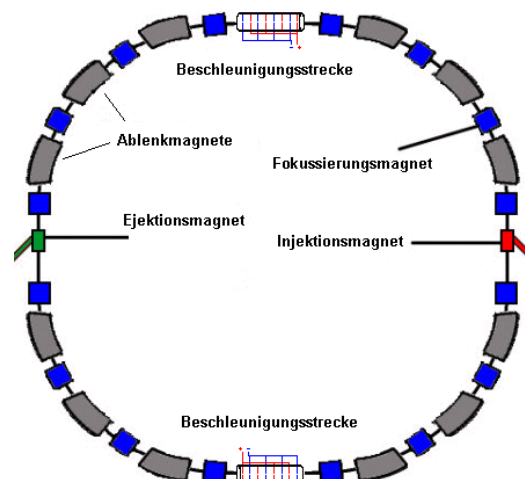


Bild 2.1: Schematische Darstellung eines Synchrotrons [Wol-04]

Um ein mit nahezu Lichtgeschwindigkeit ($v = c$) bewegtes Teilchen mit der Elementarladung e und der Energie W auf einer Kreisbahn im Magnetfeld der Flussdichte B zu halten, ergibt sich nach [Wil-92] folgender Bahnradius:

$$R = \frac{W}{e \cdot c_0 \cdot B} \quad (2.1)$$

Aus dieser Gleichung folgt sofort, dass bei konstantem Radius das Magnetfeld synchron mit der Teilchenenergie erhöht werden muss. Aus der Tatsache, dass ein größerer Bahnradius mit sehr hohem finanziellem Aufwand verbunden ist, folgt das Streben nach möglichst hohen

Flussdichten der Ablenkmagnete. Die Verwendung supraleitender Spulenpakete ermöglicht es, auch Flussdichten deutlich über 2 T zu erreichen.

Zwischen den einzelnen Ablenkmagneten bewegen sich die Teilchen auf einer Geraden, da das Magnetfeld zu Null wird und somit der Bahnradius gegen Unendlich strebt.

Neben diesen Dipolmagneten werden in regelmäßigen Abständen Quadrupolmagnete (Feldverlauf s. **Bild 2.2**) im Beschleunigerring installiert.

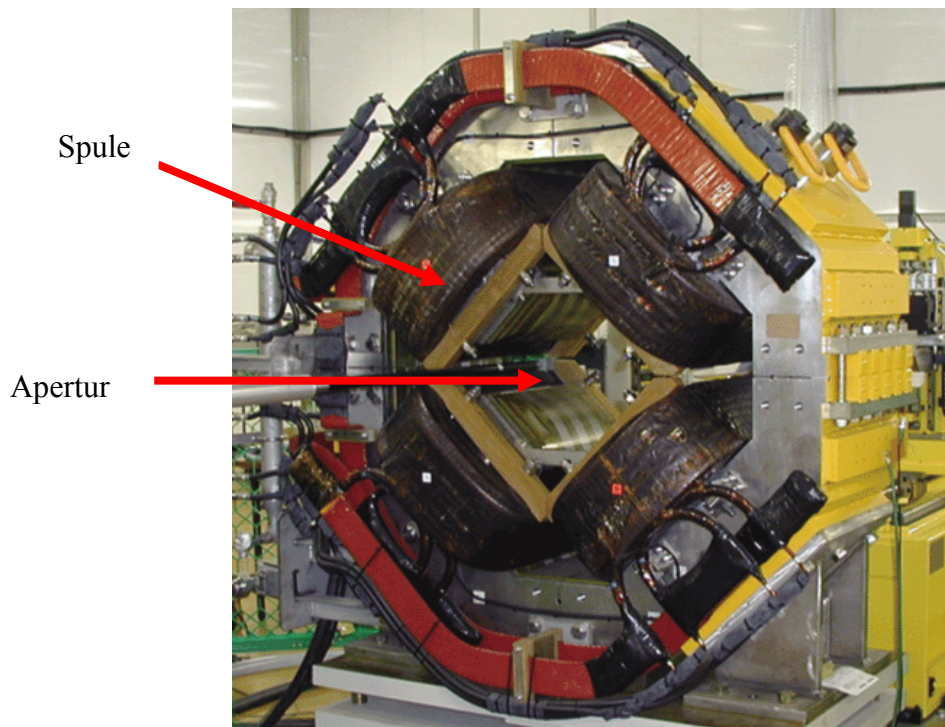


Bild 2.2: Foto eines Quadrupolmagneten [JPA]

Dieser Magnet wirkt im gezeigten Bild in horizontaler Richtung fokussierend, da der Strahl nach innen abgelenkt wird, und in vertikaler Richtung defokussierend. Mit zwei in der Phase um 90° gedrehten Quadrupolen kann insgesamt eine transversale Fokussierung des Strahles erreicht werden. Bei diesen Magneten wird keine schnelle Änderung des Magnetfeldes gefordert.

Als Schnittstelle zu den anderen Komponenten der Beschleunigeranlage dienen die Injektionsmagneten sowie die Ejektionsmagneten. Der in das Synchrotron injizierte Strahl hat dabei typischerweise bereits eine Energie von 200 MeV [Wil-92] und bewegt sich je nach Teilchenmasse schon mit Geschwindigkeiten nahe der Vakuumlichtgeschwindigkeit. Dies führt bei Bahnumfängen des Beschleunigers von einigen hundert Metern zu Umlaufzeiten von nur wenigen Mikrosekunden. Dies bedeutet, dass ein eingeschossenes Teilchen die

Injektionsstelle bereits nach dieser kurzen Zeit wieder passiert. Wäre dann noch ein Magnetfeld im Injektionsmagnet aufgebaut, so käme es zu einer erneuten Ablenkung des Teilchenstrahles und somit zum Verlust des Strahles. Wird ein Teilchenpaket, also ein in longitudinaler und transversaler Ausdehnung begrenzter Strahl, zwischen im Ring vorhandene Strahlpakete injiziert, so muss der gesamte Injektionsvorgang in weniger als einer Mikrosekunde abgeschlossen sein, was bedeutet, dass für den Feldaufbau sowie Feldabbau nur wenige hundert Nanosekunden Zeit zur Verfügung stehen. In **Bild 2.3** ist dieser Vorgang dargestellt.

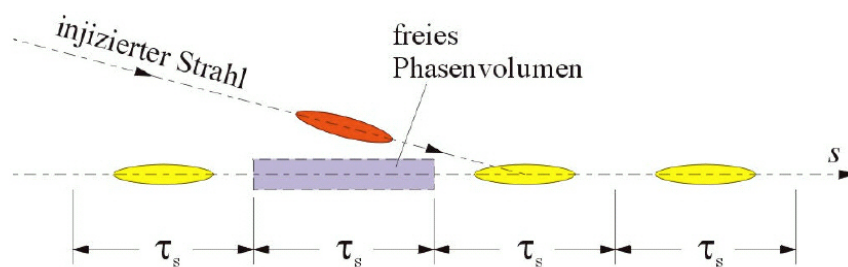


Bild 2.3: Injektion in freies Phasenvolumen [Wil-02]

Zur Führung des Magnetfeldes in diesen Ablenkmagneten kann aufgrund der sehr schnellen Magnetfeldänderungen kein Eisenkern mehr verwendet werden. Die statt dessen verwendeten Ferritmaterialien haben jedoch die Eigenschaft, schon bei verhältnismäßig kleinen Feldstärken zu sättigen. Typischerweise liegen die maximalen Betriebsfeldstärken in diesen Materialien unter 100 mT. Um einen Ionenstrahl mit einem homogenen Magnetfeld der Feldstärke B und der longitudinalen Ausdehnung l um den Winkel α abzulenken, ergibt sich nach [Wil-92] folgender Zusammenhang für Teilchen der Ladung q sowie dem relativistischen Impuls p :

$$B = \frac{p \cdot \alpha}{q \cdot l} \quad (2.2)$$

Dieser lineare Zusammenhang zwischen Feldstärke und Strahlenergie führt ebenfalls zu einer erforderlichen linearen, synchronen Anpassung des Magnetstromes an die Strahlenergie.

2.2 Dipolmagnete

Mit die größten Verbraucher im Energieversorgungssystem eines Synchrotrons stellen die Dipolmagnete dar. Im Falle des SIS 18 der GSI fallen allein für diese Magnete bis zu 43 MW Leistung an [GSI-2]. Im Gegensatz dazu ist die für die Beschleunigung des Strahles benötigte

Leistung, welche durch das installierte Netzteil zur Versorgung der HF-Erzeugung bereitgestellt wird, mit etwa 200 kW [GSI-3] verhältnismäßig gering.

Die maximale Feldstärke in einem solchen Magneten beträgt etwa 2 T (SIS 18: 1,8 T [GSI-3]). Wollte man mit normalleitenden Magnetkonstruktionen höhere Feldstärken erreichen, so müsste aufgrund der Eisensättigung ein um ein Vielfaches höherer Magnetstrom fließen. Dies ist, neben ökonomischen Gesichtspunkten, schon aufgrund der nötigen Kühlung nicht mehr zu realisieren. Aus diesem Grund werden für die Dipolmagnete des SIS 100 / 300 im neuen Beschleuniger der GSI supraleitende Magnete Verwendung finden. Grundsätzlich ist der Aufbau eines Dipolmagneten in **Bild 2.4** gezeigt.

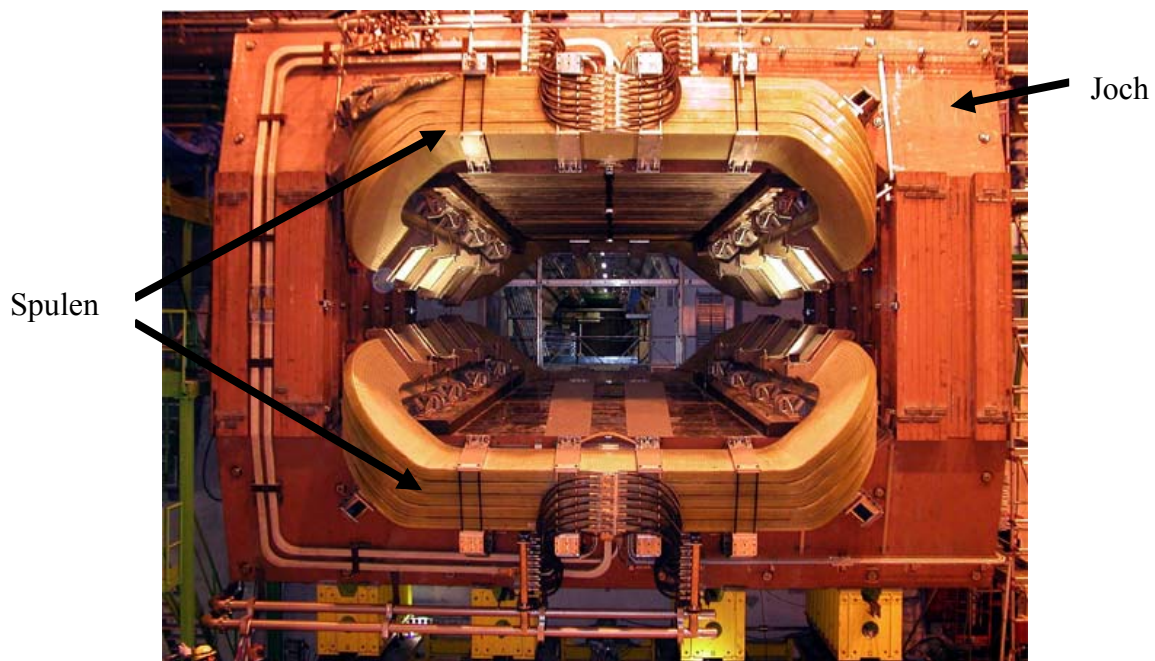


Bild 2.4: Foto eines Dipolmagneten [Cer-1]

In einem Magneten mit nicht gesättigtem Eisenkern lässt sich das Magnetfeld dabei über das Durchflutungsgesetz

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = I_{\text{ges}} = N \cdot I \quad (2.3)$$

berechnen.

Da bei ungesättigtem Eisen die Permeabilitätszahl μ_r mit Werten von etwa 1000 (bei 1,8 T; siehe [Thy]) um drei Größenordnungen höher ist als die von Luft, kann der Anteil der magnetischen Feldstärke im Eisen vernachlässigt werden, und es ergibt sich aus Gleichung 2.3 folgender Zusammenhang zwischen Magnetstrom I , Windungszahl N , Luftspaltbreite h und magnetischer Flussdichte B :

$$B = \mu_0 \cdot \frac{N \cdot I}{h} \quad (2.4)$$

Dieser Zusammenhang gilt allerdings nur bei Flussdichten deutlich unterhalb der Sättigungsgrenze. In diesem Bereich ist die Feldstärke direkt proportional zum Magnetstrom, was die Mitführung der Stromamplitude mit der Strahlenergie vereinfacht.

2.3 Kickermagnete

Die in einem Synchrotron zur Strahlinjektion sowie Strahlextraktion verwendeten Kickermagnete erreichen ihr maximales Magnetfeld im Luftspalt innerhalb weniger hundert Nanosekunden. Prinzipiell handelt es sich bei einem Kicker auch um einen Dipolmagneten, jedoch erfordert diese Anwendung spezielle Bauformen. In **Bild 2.5** ist schematisch ein Kickermagnet zu sehen. Dabei stellt die schwarz schraffierte Fläche das Kernmaterial dar, in der Mitte ist das Strahlrohr dargestellt sowie die einzelne Windung der Spule rot schraffiert. Das im Idealfall homogene Magnetfeld baut sich im Bereich des Strahlrohres auf.

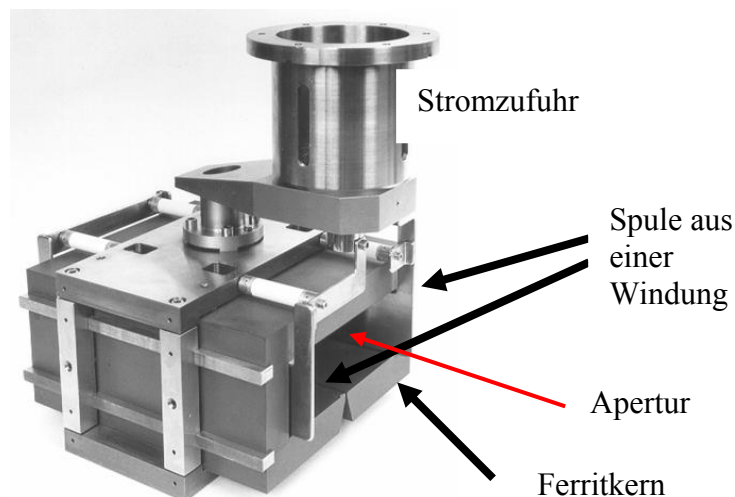


Bild 2.5: Kickermagnet

Während bei einem Dipolmagneten der ohmsche Widerstand der Spulen einen erheblichen Anteil an den Systemverlusten hat (SIS 18 der GSI, siehe [GSI-3]), ist der ohmsche Spannungsfall über einen Kickermagneten praktisch vernachlässigbar klein im Vergleich zur Induktionsspannung. Die maximale Flussdichte in einem Kickermagneten ist durch das Kernmaterial ebenfalls beschränkt. Die sehr hochfrequenten Ströme in einem Kicker erfordern entsprechendes Kernmaterial. Ein typisches Material ist 8C11 der Firma Ferroxcube. Dieses Material sättigt bei Temperaturen von 100 °C schon knapp über 100 mT [Fer]. Somit stellt dies die obere Grenze der Flussdichte dar.

Das Induktionsgesetz

$$U_{\text{ind}} = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2.5)$$

ergibt für die vorgegebene Kickergeometrie bei einer Flussdichte nach Gleichung 2.2 und einer Querschnittsfläche des Magneten zusammen mit Ablenkwinkel und einer Anstiegszeit die nötige Induktionsspannung. Da diese Spannungen bei den geforderten Anstiegszeiten schon im Bereich von mehreren zehn Kilovolt liegen, ist es kaum noch möglich, eine Wicklung mit mehreren Windungen in einem Kickermagneten zu realisieren. Dies bedeutet jedoch, dass der Magnetstrom ebenfalls im Bereich einiger Kiloampère liegt [GSI-3]. Aufgrund dieser hohen Spannungen und Ströme bedarf es für die Ansteuerung spezieller Pulsstromquellen. Neben den Anforderungen an die Amplitude des Pulsstromes spielt die Stabilität der Pulsamplitude eine sehr entscheidende Rolle, da jede Abweichung des Magnetstromes vom Sollwert ein Auseinanderdriften des Strahles zur Folge hat. Im Idealfall sollte die Pulsstromquelle den Magneten mit einem idealen Rechteckimpuls variabler Länge speisen. Wie hoch die Anforderungen an die Kickermagnete sind, hängt ebenfalls von der Anwendung ab. Injektionsmagnete, welche auch ein freies Phasenvolumen (Bild 2.3) füllen, benötigen sehr steile Flanken im Anstieg und im Abfall. Extraktionsmagnete (dazu gehören auch Transferkicker, die in der Anlage der GSI zum Transfer des Strahles aus dem SIS 18 in das SIS 100 dienen) sind oftmals nur zur Extraktion des gesamten Ringinhaltes ausgelegt, was zu keiner besonderen Anforderung an die Abfallzeit des Stromes führt. Dies gilt auch für Emergency-Kicker, welche den Strahl bei beginnenden Instabilitäten auf einen Absorber („Dump“) lenken sollen. Q-Kicker regen für Analysezwecke Schwingungen des Strahles an und benötigen meist ebenfalls eine Ansteuerung mit im Anstieg und Abfall sehr steilen Strompulsen.

2.4 Auslegung der Kickermagnete

Die Vorgabe für die Dimensionierung eines Kickermagnetsystems ist immer ein Ablenkwinkel bei einer maximalen Teilchenenergie. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von der Steifigkeit $B \cdot \rho$ des Strahls in Tm [Wil-92], welche über den Zusammenhang

$$B \cdot \rho = \frac{m \cdot v}{q} = \frac{p}{q} \quad (2.6)$$

gegeben ist [GSI-04]. Dabei ist p der relativistische Impuls des Teilchens und q die Teilchenladung. Setzt man diese Beziehung in Gleichung 2.2 ein, so kann die benötigte

Magnetlänge l direkt aus der Steifigkeit des Strahles und dem geforderten Kickwinkel α bei gegebener, maximaler magnetischer Flussdichte B_{\max} berechnet werden:

$$l = B \cdot \rho \cdot \frac{\alpha}{B_{\max}} \quad (2.7)$$

Da die maximale Feldstärke durch das Ferritmaterial gegeben ist, kann somit nur durch eine optimale Ausnutzung des Materials die Magnetlänge beeinflusst werden.

Bei der Auslegung eines Kickermagneten sind neben den Parametern des geforderten Magnetfeldes insbesondere die mechanischen Abmessungen des Magneten ein entscheidendes Kriterium für die Auslegung. Die Außenabmessungen des Strahlrohres geben die minimalen Innenabmessungen des Kickermagneten vor, in dem ein möglichst homogenes Magnetfeld gefordert wird. Als erste grobe Abschätzung für den benötigten magnetischen Fluss kann nun die Fläche aus der mit Gl. 2.7 berechneten Magnetlänge l , die Mindestbreite b des Magneten (durch die Außenabmessung des Strahlrohres gegeben) bei der maximalen Feldstärke B_{\max} herangezogen werden. Dieser Fluss Φ_{ges} ergibt sich dann zu:

$$\Phi_{\text{ges}} = B_{\max} \cdot b \cdot l = B \cdot \rho \cdot b \cdot \alpha \quad (2.8)$$

Bei gegebener Anstiegszeit T_r errechnet sich die durch den Beitrag der Flussänderung hervorgerufene Induktionsspannung U_{ind} des Kickermagneten zu:

$$|U_{\text{ind}}| = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{B \cdot \rho \cdot b \cdot \alpha}{T_r} \quad (2.9)$$

Verwendet man diese Gleichung, um die maximale Induktionsspannung des Kickersystems des SIS 18 der GSI nach der Parametertabelle [GSI-3] für die Extraktionskicker zu berechnen, so kommt man auf einen Wert von 85 kV. Da bei diesem System die Gesamtlänge auf insgesamt fünf Kickermodule aufgeteilt ist, beträgt die Induktionsspannung pro Modul 17 kV. Diese sehr einfache Rechnung würde also zu einer Ladespannung des Pulsspeichers von 34 kV führen, was deutlich weniger als die realisierten 80 kV sind. Diese erhebliche Differenz liegt zum einem an den nötigen Reserven des Systems, da schon auf der Versorgungsseite durch Verluste niemals sichergestellt werden kann, dass die Spannung am Kickermodul noch die Hälfte der Ladespannung des Impulsspeichers erreicht. Ein ganz wesentlicher Aspekt bei der Rechnung in Gleichung 2.9 ist jedoch, dass keinerlei Streufelder berücksichtigt wurden. Nicht nur die Streufelder an den Rändern der Magnete spielen dabei eine Rolle, sondern der gesamte Aufbau mit Anschlüssen, Zuleitungen und Abschlusswiderstand erzeugt bei Bestromung ebenfalls Streufelder, welche sich bei einer Messung als Streuinduktivität quantifizieren lassen. Aus diesen Gründen ist es für eine Auslegung eines solchen Systems

erforderlich, die gesamte mechanische Konstruktion zu berücksichtigen und soweit wie möglich durch Rechnung und Simulation als Gesamtinduktivität zu erfassen.

2.5 Techniken zur Ansteuerung von Kickermagneten

Aus der in Kapitel 2.4 berechneten Induktionsspannung eines Kickermagnetsystems geht ganz klar hervor, dass bei der Ansteuerung ein System mit möglichst hohen Spannungen zum Einsatz kommen muss. Zwar ist es möglich, durch mehrere Kickermodule die Modulspannung zu verringern, jedoch muss dabei bedacht werden, dass der relative Anteil der Streuinduktivität an der Gesamtinduktivität des Systems immer höher wird und bei Magnetlängen, welche in die Größenordnung der Aperturabmessung, also des inneren Magnetquerschnittes, kommen, das System sehr ineffizient macht. Ebenso nehmen die Durchführungen und Anschlüsse unabhängig von der Magnetgröße Raum ein und machen ein System aus sehr vielen Einzelmagneten ökonomisch nicht mehr interessant. Für die maximale Länge eines Einzelmagneten ist neben den mechanischen Rahmenbedingungen im Beschleunigerring die technische Realisierbarkeit einer entsprechenden Ansteuerung ein wesentliches Auslegungskriterium. Somit ist die Ansteuerung solcher Magnete ein Gesichtspunkt, der auf die gesamte Maschinenauslegung Auswirkung hat.

Grundsätzlich wird zur Ansteuerung eines Kickermagneten eine Pulsstromquelle benötigt. Da diese sowohl hohe Ströme als auch sehr hohe Spannungen liefern muss, werden Halbleiterschalter zurzeit nur in Ausnahmefällen verwendet, wenn verhältnismäßig geringe Anforderungen an Stromamplitude, Spannung und Pulsanstiegszeit bestehen. Dass diese Technik jedoch ein sehr hohes Potenzial hat, wird in dieser Arbeit ebenfalls gezeigt. Stand der Technik sind Schaltröhren, welche in der Lage sind, Ströme von einigen zehn Kiloampere zu schalten und Spannungen von bis zu 100 kV zu sperren [ET1]. Diese Schaltröhren können jedoch einen Stromfluss nicht unterbrechen, sondern sperren erst wieder nach einem Stromnulldurchgang im Stromkreis. Aus diesem Grund muss die Pulsformung bereits im Energiespeicher des Kickersystems erfolgen. Als einfachste Möglichkeit für solche Pulsformer bietet sich ein Koaxialkabel an. Betrachtet man eine verlustfreie Leitung, welche auf eine Spannung U_0 aufgeladen ist und an einem Ende offen ist, und entlädt diese auf eine angepasste Last (Lastwiderstand = Wellenwiderstand der Leitung), so springt die Spannung an der Last theoretisch unendlich steil auf den Wert $U_0/2$ und fällt nach zweifacher Laufzeit auf der Leitung ebenso schnell wieder auf 0 V.

Die kleinstmögliche Anstiegszeit dieser Kabelpulsler wird in der Realität durch den Schalter nach unten begrenzt und liegt bei Verwendung eines Thyratrons unter 100 ns [Pet-07]. Um die Pulslänge des Kabelpulsers auf Werte zu begrenzen, die kleiner als die zweifache Laufzeit des Kabels ist, wird am anderen Ende des Kabels ein zweiter Schalter mit angepassten Abschlusswiderstand verwendet. Das Timing beider Schalter lässt eine stufenlose Einstellung der Pulslänge von 0 s bis zur zweifachen Laufzeit des Kabels zu.

Der größte Nachteil dieser Lösung ist die mangelnde Flexibilität der Systemparameter wie Impedanz und Pulslänge. Die Impedanz einer Leitung ergibt sich im verlustfreien Fall aus dem Längsinduktivitätsbelag L' der Leitung sowie dem Kapazitätsbelag C' :

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.10)$$

Die Impulslänge berechnet sich aus der Ausbreitungsgeschwindigkeit v einer Wanderwelle in der Leitung mit den Materialparametern μ_r und ϵ_r zu:

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r}} \quad (2.11)$$

Beide Parameter sind von der Geometrie und den verwendeten Materialien des Kabels abhängig und lassen nur begrenzt Variationsmöglichkeiten zu, wenn man bedenkt, dass gleichzeitig eine hohe Spannung isoliert werden muss und die Dämpfung nicht zu hoch sein darf. Die durch den ohmschen Leitungswiderstand bedingten Verluste im Kabel führen bei sehr langen Kabeln zu einem Abfall der Pulsamplitude über die Pulslänge, welcher als Droop bezeichnet wird. Dieser Droop wiederum führt zu Fehlern in der Strahlableitung und kann Strahlverluste zur Folge haben.

Eine andere Möglichkeit besteht in der Verwendung einer Leitungsnachbildung aus diskreten Bauteilen. Ein solches Netzwerk wird auch „Pulse Forming Network“ oder kurz PFN genannt. Dabei bilden konzentrierte Induktivitäten sowie Kapazitäten die Leitung nach, und die Impedanz ergibt sich ebenfalls aus beiden Parametern. Jedoch sind nun die einzelnen Elemente L' und C' nicht mehr infinitesimal klein, sondern besitzen einen endlichen Wert. Daraus ergibt sich ein Tiefpassverhalten mit endlicher Grenzfrequenz sowie Flankensteilheit und somit eine endliche Anstiegszeit, welche von der Wahl der einzelnen Elemente abhängt. Zwar kann die Anstiegszeit durch eine gesonderte erste Zelle des PFNs deutlich verkürzt werden, die abfallende Pulsflanke jedoch muss zweimal das gesamte PFN durchlaufen und wird somit entsprechend verlängert. Eine Forderung nach sehr kleinen Anstiegszeiten und insbesondere kleinen Abfallzeiten bedeutet einen Aufbau aus sehr vielen kleinen Elementen. Dies ist nicht in jedem Fall ökonomisch sinnvoll.

Der Vorteil solcher PFNs ist die hohe Energiedichte in den Kondensatoren und der damit verbundene, deutlich kompaktere Aufbau im Vergleich zu einem Kabelpulser. Zudem ist die Impedanz praktisch frei wählbar, da diese durch die Komponenten bestimmt wird und nicht mehr nur durch den mechanischen Aufbau. Auch lässt sich ein Droop kompensieren, welcher durch Verluste in den Spulen auftreten könnte, da die Impedanz jeder einzelnen Zelle des PFNs variiert werden kann.

3 Ansteuerung eines Kickermagneten

Der wesentliche Teil dieser Arbeit besteht in der Auslegung einer Ansteuerung für die Kickersysteme des SIS 100/300, welches Bestandteil des FAIR-Projektes ist (s. Kap. 1.1). Dabei ist zur Auslegung eines solchen Systems dieses in mehreren Schritten systematisch zu optimieren, und die Parameter sind auf die gestellten Anforderungen anzupassen. Welche Parameter dies sind und welche Auswirkungen sie auf das gesamte Kickersystem haben, ist Gegenstand dieses Kapitels.

3.1 Impedanzanpassung

Um in einem Pulsstromsystem ohne Reflexionen und damit verbundenen Einschwingvorgängen arbeiten zu können, wird die Impedanz aller Komponenten aufeinander abgestimmt. Als erstes Glied in dieser Kette steht der Energiespeicher, welcher gleichzeitig als Pulsformer dient. Bei einem Kabelpulser kann diese Impedanz schon nicht mehr frei gewählt werden, sondern richtet sich nach verfügbaren Puls Kabeln. Durch die Parallelschaltung mehrerer Kabel lässt sich die Impedanz verkleinern. Im Fall einer Ansteuerung mit PFNs als Energiespeicher lässt sich dagegen nahezu jede Impedanz realisieren. Um die Pulsenergie zum Magneten zu übertragen, wird immer ein Transferkabel benötigt, welches ebenfalls an die Impedanz des Energiespeichers angepasst wird. Dies führt dazu, dass auch bei Verwendung eines PFNs als Energiespeicher ein Kabel mit entsprechender Impedanz benötigt wird. Der Kickermagnet mit seriellen Abschlusswiderstand kann hingegen nicht exakt angepasst werden, da seine Impedanz über die Pulslänge nicht konstant ist. Da der Magnet nach dem Stromanstieg praktisch einen Kurzschluss darstellt, wird die Anpassung durch einen seriellen Widerstand mit einem der Systemimpedanz entsprechenden Wert realisiert. Dies führt zu Einschwingvorgängen, welche jedoch sehr schnell abklingen und in der Praxis nicht stören. Prinzipiell bedeutet eine höhere Impedanz auch niedrigere Ströme, was eine Ansteuerung weniger aufwändig macht. Jedoch erfordern die gewünschten magnetischen Flussänderungen zum schnellen Aufbau des Magnetfeldes entsprechend hohe Spannungen. Geht man von einem Magneten mit nur einer Windung aus und vernachlässigt sämtliche Streufelder, so lässt sich die Induktivität über den magnetischen Fluss sehr einfach ermitteln.

Bezeichnet man die Höhe der Apertur mit h , die Breite mit b und die Länge des Moduls mit l (**Bild 3.1**), so ergibt sich mit Hilfe des Durchflutungsgesetzes folgender Zusammenhang ($\mu_r \rightarrow \infty$ des Ferritmaterials vorausgesetzt):

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int \vec{J} \cdot d\vec{A}$$

$$\Rightarrow H \cdot s = I = \frac{B \cdot h}{\mu_0} \quad (3.1)$$

Die Induktivität ergibt sich somit zu:

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{B \cdot A}{I} = \frac{B \cdot b \cdot l}{I} \quad (3.2)$$

Und mit (3.1):

$$L = \frac{b \cdot l \cdot \mu_0}{h} \quad (3.3)$$

Bei Spulen mit mehreren Windungen erhält man entsprechend der Windungszahl N noch den Vorfaktor N^2 .

$$L = N^2 \cdot \frac{b \cdot l \cdot \mu_0}{h} \quad (3.4)$$

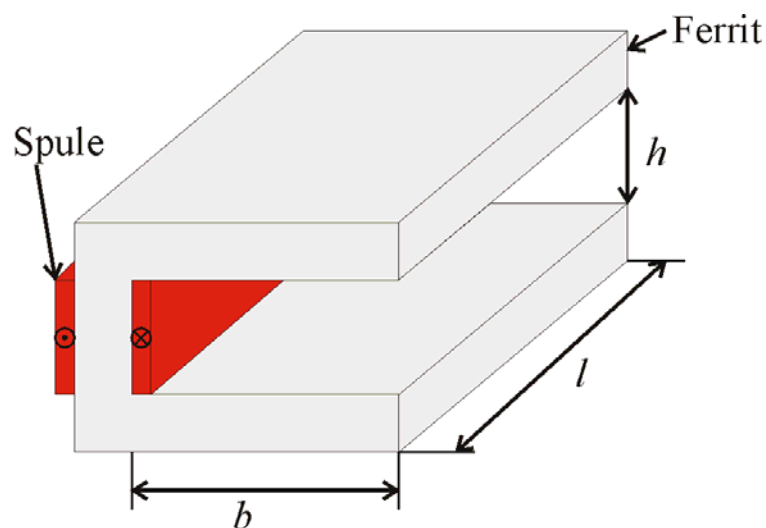


Bild 3.1: Zeichnung eines Magneten mit C-Struktur und einzelner Windung

Als mögliche Parameter zur Optimierung stehen die Ladespannung, die Windungszahl, die Modulanzahl bzw. die Modullänge und die Impedanz zur Verfügung. Dabei ist die Zielsetzung der Optimierung eine möglichst geringe Ferritlänge im Ring, da mit dieser Länge nicht nur die Baukosten steigen, sondern auch nur ein begrenzter Platz im Ring vorhanden ist.

Zudem bedeutet eine größere Ferritlänge eine stärkere Wechselwirkung des Strahles mit dem Magneten. Die gesamte Länge ergibt sich dabei aus der Steifigkeit und der maximalen Feldstärke:

$$l = \frac{(B \cdot \delta)_{\max} \cdot \alpha}{B_{\max}} \quad (3.5)$$

Der Magnetstrom ist bei Kabelpulsern und PFNs durch die Ladespannung U_0 und die Systemimpedanz Z gegeben:

$$I_M = \frac{U_0}{2 \cdot Z} \quad (3.6)$$

Dieser führt bei N Windungen zu einem Feld B_{\max} im Magneten mit der vertikalen Apertur h :

$$B_{\max} = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{h} \quad (3.7)$$

Der Längenkorrekturfaktor β berücksichtigt die Streuinduktivität des Kickers als zusätzlich benötigte Magnetlänge für die Erzielung desselben magnetischen Flusses. Im Magneten mit der horizontalen Apertur b liefert der Korrekturfaktor β bei Einsetzen in Gleichung (3.3) die korrigierte Magnetinduktivität L^* :

$$L^* = L \cdot \beta = L \cdot \frac{l+h}{l} = \frac{b \cdot \mu_0 \cdot (l+h)}{h} \quad (3.8)$$

Am Beispiel des Transfer-Kickers des SIS 100 mit folgenden Vorgabeparametern (vorläufig, Stand Januar 2005)

Maximale Steifigkeit	100 Tm
Kickwinkel	6,5 mrad
Horizontale Apertur	10 cm
Vertikale Apertur	17 cm

ergibt sich für die Magnetlänge nach (3.5) für $B_{\max} = 120$ mT ein Wert von 5,42 m. Durch den in (3.8) angewendeten Korrekturfaktor β vergrößert sich die Länge auf etwa 5,6 m.

Diese Länge wird nun in mehrere Module unterteilt, wobei zu beachten ist, dass die gesamte Magnetlänge mit der Modulanzahl wächst, da sich der Korrekturfaktor nach der Länge der Einzelmodule richtet ($\beta = 1,03$ bei einem Modul bis zu $\beta = 1,57$ bei 18 Modulen). Somit variiert die gesamte Magnetlänge zwischen 5,42 m und 8,5 m.

Bei fest vorgegebener Ladespannung und oberer Grenze der Induktivität (diese beschränkt aufgrund des Induktionsgesetzes bei begrenzter Spannung die Anstiegszeit des Magnetstromes) kann für verschiedene Systemimpedanzen eine Abschätzung der

Magnetlänge getroffen werden. Setzt man für $U_0 = 100$ kV, so kann der Magnetstrom in Abhängigkeit von Z mit (3.6) berechnet werden. Dieser Magnetstrom zusammen mit der horizontalen Apertur h (vertikaler Kick) gibt über das maximale Feld von 120 mT nach Umstellen von (3.5) die Windungszahl vor:

$$B_{\max} = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_M}{h} \Rightarrow N = \frac{B_{\max} \cdot h}{\mu_0 \cdot I_M} \quad (3.9)$$

Die auf eine ganze Zahl abgerundete Windungszahl wird nun wieder in (3.7) eingesetzt, um das exakte Feld und die Magnetlänge l_{ges} zu berechnen.

Nun wird nach Umstellen von (3.3) und einer Vorgabe der Induktivitätsgrenze (abhängig von der Impedanz über die Zeitkonstante L/R) die maximale Modullänge gewählt (h ist die vertikale und b die horizontale Apertur):

$$L = \frac{N^2 \cdot b \cdot l \cdot \mu_0}{h} \Rightarrow l_{\max} = \frac{L_{\max} \cdot h}{b \cdot \mu_0 \cdot N^2} \quad (3.10)$$

Von dieser Länge ist für die Berechnung der Modulanzahl noch die vertikale Apertur zu subtrahieren (s. Gleichung 3.8), da diese zur Berücksichtigung der Streuinduktivitäten zusätzlich eingeht:

$$l_{\max, \text{eff}} = l_{\max} - h \quad (3.11)$$

Zu beachten ist, dass es neben dieser Maximallänge auch eine rein mechanisch beschränkte Länge durch den vorhandenen Raum im Ring und die Fertigungsmöglichkeiten gibt. Ebenso sind sehr kleine Längen nicht mehr effizient, da der Faktor β zu groß wird und der vertikale Feldfehler durch Streufelder stark anwächst. Über die gesamte Modullänge l_{ges} ergibt sich dann die Modulanzahl:

$$n_{\text{Modul}} = \frac{l_{\text{ges}}}{l_{\text{eff}}} \quad (3.12)$$

Dieser Wert wird auf eine ganze Zahl aufgerundet und erneut zur Berechnung der Modullänge und -induktivität in (3.8) eingesetzt.

In **Tabelle 3.1** sind auf diese Weise einige Werte berechnet:

Tabelle 3.1: Einige beispielhafte Impedanzwerte

Impedanz Z in Ω	Flussdichte B in mT	Magnetlänge l in m	Anzahl n_{Modul}	Windungs- zahl N	Induktivität L in μH	τ in ns
6	105	6,2	17	1	0,98	163
10	126	5,16	18	2	3,4	341
16	78,5	8,4	28	2	3,42	214
20	94	6,9	23	3	7,69	384
25	100	6,5	22	4	13,7	547
25	75,4	8,62	29	3	7,69	308

Diese Tabelle zeigt bei einem Vergleich von Systemimpedanz, Anstiegszeit τ und Magnetlänge sehr deutlich, dass mit niedrigen Impedanzen trotz kleinerer Magnetlänge kürzere Anstiegszeiten möglich sind.

3.2 Transferkabel und Durchführungen

Das Transferkabel verbindet die Ansteuerung des Magneten mit dem Kickermagneten selbst. Um ein angepasstes System zu erhalten, muss ein Kabel mit der Impedanz der Pulsstromquelle verwendet werden. Im Fall eines Kabelpulsers bietet sich die Verwendung des Pulskabels als Transferleitung an, jedoch ist dies nicht unbedingt die ökonomischste Lösung. Anders als bei einem Pulskabel, bei dem jeder Teil des Pulses eine andere Kabellänge durchläuft, ist der Betrag der Dämpfung des Transferkabels nicht für einen Droop des Pulses verantwortlich, sondern nur für eine Verringerung der Amplitude. Durch die Frequenzabhängigkeit der Dämpfung kommt es jedoch auch zu einer Pulsverschmierung und damit zu einer längeren Anstiegszeit des Magnetstromes als bei direktem Anschluss des Magneten an den Pulser. Aus baulichen Gründen lässt sich oftmals eine Kabellänge von bis zu mehreren hundert Metern nicht vermeiden, weshalb im Einzelfall entschieden werden muss, ob auch ein sehr dämpfungsarmes Kabel für die Transferstrecke notwendig ist. Für den Fall einer Ansteuerung mittels PFN werden niedrige Systemimpedanzen durch die Parallelschaltung mehrerer einzelner Kabel erreicht.

Die verwendeten Kabel müssen jedoch nicht nur eine dem System angepasste Impedanz haben, sondern es muss auch ein Kabeltyp mit einer ausreichenden Spannungsfestigkeit für das Kickersystem verwendet werden. Dabei wird das Transferkabel nur mit Pulsspannungen beansprucht, außer bei der Verwendung in einem bipolaren Kickersystem (s. Kap. 3.5). In diesem Spezialfall liegt das Kabel über längere Zeit auf einem hohen Gleichspannungsniveau,

was auch insbesondere bei der Auslegung der Durchführungen berücksichtigt werden muss. Während Betriebsmittel für Pulsbeanspruchungen mit einer kapazitiven Steuerung auskommen, funktioniert dies bei einer Gleichspannungsbelastung nicht mehr. In der Energietechnik haben sich resistive Steuerungen sowie Varistorsteuerungen durchgesetzt [Rie-02], und es ist aufgrund der vorhandenen Technik auch durchaus sinnvoll, diese in Kickersystemen einzusetzen.

Ein besonderes Problem stellen Hochspannungsdurchführungen in den Vakuumtank des Beschleunigers dar, da bei solchen Durchführungen einerseits die elektrische Funktion gewährleistet werden muss, andererseits aber auch das Ultrahochvakuum nicht durch Diffusion und Ausgasung beeinflusst werden soll.

3.3 Hochspannungsschalter

Um die Anstiegszeiten und die gewünschte Feldstärke der Kickersysteme zu realisieren, werden zwangsläufig hohe Pulsspannungen und hohe Pulsströme benötigt. Diese Impulse müssen zum Teil auf weniger als 100 ns genau ausgelöst werden, was durch getriggertes Entladen des Energiespeichers geschieht. Während alle konstanten Verzögerungen (Delay) in der Ansteuerung berücksichtigt und somit kompensiert werden können, ist es sehr wichtig, dass die statistische Streuung dieser Verzögerungen (Jitter) deutlich unter diesen 100 ns liegt. Zudem muss der Hochspannungsschalter Stromanstiegsraten von über 10^{10} A/s zulassen. Völlig unbrauchbar sind für diese Anwendungen mechanische Schalter. Die gestellten Anforderungen erfüllen Schaltröhren, welche bis heute fast ausschließlich in der Hochleistungs-Pulstechnik verwendet werden. Jedoch sind auch Halbleiter immer leistungsfähiger, und es kann in einzelnen Fällen schon mit solchen Bauelementen gearbeitet werden, wie im weiteren Verlauf der Arbeit gezeigt wird.

3.3.1 Gasentladungsschalter

In einem Gasentladungsschalter wird ein Stromfluss dadurch erreicht, dass ein Gas durch das Einbringen von Ladungsträgern unter anliegendem elektrischen Feld vom isolierenden in den leitenden Zustand übergeht. Eine einmal gezündete Entladung in einem solchen Schalter bleibt bestehen, solange ein Strom im Stromkreis fließt. Somit ist es nicht möglich, mit einem Gasentladungsschalter einen Strom zu unterbrechen, es kann nur ein getriggertes Schließen des Stromkreises erreicht werden. Die einfachste Ausführung eines Gasentladungsschalters

stellt eine Kugelfunkenstrecke dar. Dabei ist das Gas die umgebende Luft, und der Schalter schließt im ungetriggerten Zustand den Stromkreis, sobald die Spannungsfestigkeit der Luftstrecke überschritten wird. Will man diesen Schalter triggern, so stellt man durch die geeignete Wahl der Schlagweite eine Feldstärke unterhalb der Durchbruchfeldstärke ein und bringt z.B. durch einen Zündfunken einer Hilfselektrodenanordnung freie Ladungsträger in den Feldbereich ein. Dies führt zu einem Lawinenprozess und somit zum Aufbau einer sehr gut leitenden Plasmastrecke zwischen den Elektroden.

Selbst mit einer solch einfachen Anordnung ist es möglich, die geforderten Kriterien bezüglich Spannungshöhe, Stromfluss und Anstiegszeit zu erfüllen, jedoch ist die Lebensdauer einer solchen Funkenstrecke nicht ausreichend. Durch die im Lichtbogenfußpunkt umgesetzte Energie kommt es zu einem starken Abbrand der Elektroden, wobei aufgrund der umgebenden Luft eine Oxidation des Elektrodenmaterials stark begünstigt wird und es somit schnell zu einem Ausfall des Schalters kommt.

In der Hochleistungs-Pulstechnik kommen heutzutage meist Thyratrons zum Einsatz. Diese Schaltsysteme können in Anwendungen bis zu 200 kV bei Schalterströmen von bis zu 100 kA eingesetzt werden. Stromanstiegsraten von 10^{11} A/s sowie eine Lebensdauer von 10^8 Entladungen sind möglich. Auch in den bestehenden Anlagen der GSI werden solche Thyratrons als Hochspannungsschalter verwendet [Pet-07].

Ein Thyatron (**Bild 3.2**) besteht aus einer Kathode, welche im geheizten Zustand als Ladungsträgerquelle dient, sowie einer flachen Anode und einem Steuergitter zwischen diesen Elektroden [Pet-07]. Eine Triggerung erfolgt durch das Anlegen eines Spannungsimpulses zwischen Gitter und Kathode. Dies führt zur Zündung einer Entladung zwischen diesen Elektroden, welche die Ladungsträger zur Einleitung der Hauptentladung bereitstellt. Neben der Kathodenheizung wird in einem Thyatron durch eine so genannte Reservoirheizung der Gasdruck im Inneren eingestellt. Diese auch im Standbybetrieb notwendigen Heizungen führen zu einem Leistungsbedarf von bis zu 250 W, weshalb auch eine entsprechende Kühlung der Röhre gewährleistet werden muss. Ein weiteres Problem ist die damit verbundene Lebensdauerreduzierung, da auch bei sehr selten gezündeten Röhren durch eine ständige Heizung die Lebensdauergerade nach einigen Jahren erreicht ist.

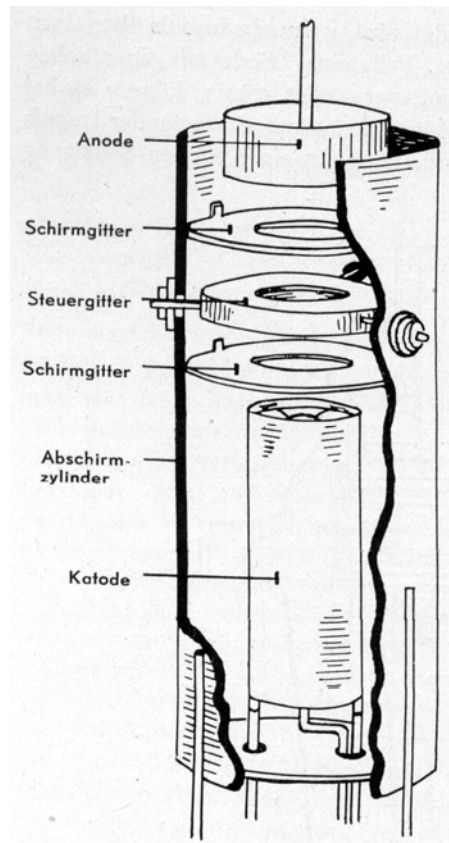


Bild 3.2: Aufbau eines Thyratrons [TUB]

Ein weiteres Gasentladungsschaltssystem stellt der Pseudofunkenschalter dar [Pet-07]. Im Gegensatz zu einem Thyatron wird bei diesem System keine Kathodenheizung benötigt. Aus diesem Grund wird dieser Schalter auch als Kaltkathodenthyratron bezeichnet, wobei der Aufbau von dem eines Thyratrons in einigen Punkten abweicht. Ein wesentlicher Unterschied ist der Betriebsdruck links des Paschenminimums. Dies führt im Nahdurchschlagsbereich zu kleineren Spannungsfestigkeiten bei größerem Elektrodenabstand. Durch diesen Umstand wird in einem Pseudofunkenschalter eine höhere Spannungsfestigkeit durch geringe Elektrodenabstände erreicht. Die Triggerung erfolgt durch eine gezündete Glimmentladung im Elektrodenrückraum oder durch einen so genannten hochdielektrischen Trigger, bei dem eine Oberflächengleitladung für die Bereitstellung der Injektionsladungsträger sorgt. In beiden Fällen wird wie beim Thyatron durch einen Spannungsimpuls mit mehreren Kilovolt Amplitude und sehr geringer Energie getriggert. Im Rahmen des Projektes FAIR der GSI werden dort solche Schalter weiter entwickelt und auch gebaut. Es ist geplant, die Kickersysteme des SIS100/300 mit diesen Schaltertypen auszustatten [Pet-07].

3.3.2 Halbleiterschalter

Bis auf wenige Bereiche der Elektrotechnik wurden Röhren generell durch Halbleiter ersetzt, da diese praktisch keine Verschleißerscheinungen zeigen, solange ein Einsatz innerhalb der Spezifikationen erfolgt. Zudem sind Halbleiterschalter meist deutlich kompakter und erfordern keine aufwändige Ansteuerung. Die Grenzen der Halbleiter gegenüber der Röhrentechnik sind zum einen die maximale Sperrspannung und zum anderen der maximale Impulsstrom. Spannungen von einigen zehn Kilovolt können von einzelnen Halbleitern noch nicht erreicht werden, und auch Pulsströme im Bereich von einigen Kiloampere sind, wenn überhaupt, dann nur mit geringen Stromanstiegszeiten zu schalten. Immer wenn hohe Leistungen mit hohen Spannungen und hohen Frequenzen zusammentreffen, stoßen Halbleiterlösungen schnell an die Grenzen des technisch Machbaren. Dennoch macht diese Technik sehr große Fortschritte und wird auch für Bereiche, welche bisher noch Röhren vorbehalten sind, immer interessanter.

Grundsätzlich kann man die Halbleiterschalter in zwei Kategorien einteilen. Zum einen gibt es Halbleiterschalter, die zwar durch einen Triggerimpuls durchschalten, jedoch erst wieder nach Erreichen eines Stromnulldurchganges sperren. Dieses Verhalten entspricht dem einer Schaltröhre und erfordert deshalb ebenfalls eine Pulsformung durch den Energiespeicher. Typische Vertreter dieser Halbleiterschalter sind Thyristoren. Thyristoren gibt es sowohl mit einer Triggerung durch einen Stromimpuls als auch mit einer Triggerung durch einen Lichtimpuls. Lichtgetriggerte Thyristoren sind bis zu Spannungen von 8 kV und Pulsströmen von 90 kA als einzelne Bauteile in Scheibenbauform auf dem Markt [Inf-1]. Solche Hochstrom – Thyristoren sind jedoch für die Anwendungen in Kickersystemen ungeeignet, da die maximale Stromsteilheit von $300 \text{ A}/\mu\text{s}$ weit unter den erforderlichen Werten liegt.

Zur Kategorie der abschaltbaren Halbleiter gehört bereits der GTO (Gate turn-off Thyristor). Dieses Bauteil ist im Gegensatz zum Thyristor in der Lage, einen Strom in Höhe des maximalen Betriebsstromes zu trennen. Die Maximalströme bei Pulsbelastung liegen zwar ebenfalls im Bereich über 10 kA, jedoch ebenfalls bei zu kleinen Stromsteilheiten und deutlich zu langen Ausschaltzeiten [ABB-1]. Ein weiterer Nachteil der GTOs ist der erforderliche Triggerimpuls für das Ausschalten des Stromes. Dieser Impuls muss einen Strom von etwa einem Drittel des zu trennenden Stromes bereitstellen. Somit kommt die Verwendung dieser Bauteile ebenfalls nicht in Betracht.

Um die Ansteuerung der GTOs zu vereinfachen, werden diese Halbleiter in so genannten IGCTs (Integrated Gate-Commutated Thyristor) als Modul mit integrierter Ansteuerung

angeboten. Jedoch ist das Schaltverhalten ähnlich dem eines GTOs und damit nicht für sehr schnelle Pulse ausreichend.

Diese Halbleiter sind die zurzeit leistungsstärksten Einzelbauteile ihrer Art. Die Hauptanwendung für GTOs sind 50-Hz-Stromrichter bis in den dreistelligen Megawatt-Bereich hinein.

Die höchsten Schaltfrequenzen können mit MOSFETs (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) erreicht werden. Die Schaltzeiten liegen je nach Halbleiter sowohl beim Einschalten eines Stromes als auch beim Ausschalten unter 100 ns. Im Gegensatz zu anderen Halbleitern ist bei einem MOSFET das Verhalten im leitenden Zustand das eines ohmschen Widerstandes. Das Haupteinsatzfeld sind kleinere Umrichter und Schaltnetzteile. Das größte Problem für Hochleistungspulsanwendungen stellt die geringe Sperrspannung dar. MOSFET für höhere Spannungen als 600 V haben sehr hohe Durchlasswiderstände und können nicht mit hohen Pulsströmen belastet werden. Theoretisch könnte man zwar einen Halbleiterschalter für hohe Spannungen durch eine Reihenschaltung sehr vieler MOSFET realisieren, da die Einschaltverzögerung und deren Jitter sehr gering ist. Bei Spannungen von 500 V je MOSFET und Maximalströmen von knapp 200 A im Pulsbetrieb [STM] würde ein Schalter für 80 kV und 6 kA aus etwa 200 Stufen zu je 30 MOSFET in Reihe bestehen. Die Parallelschaltung von MOSFET ist dabei durch das ohmsche Verhalten sehr einfach, und es bedarf keiner Symmetrierung. Trotz allem ist die absolut synchrone, galvanisch getrennte Ansteuerung der 200 Module sehr aufwändig und anfällig für Fehler. MOSFET sind sehr empfindlich gegen Überspannungen, und in einem System mit Spannungen, welche fast um den Faktor 200 über der Nennspannung liegen, wird ein Großteil der Entwicklungsarbeit in den Überspannungsschutz der einzelnen Module gehen.

Bipolartransistoren haben im gesamten Bereich der Energietechnik an Bedeutung verloren, da die Schaltzeiten von leistungsfähigen Bipolartransistoren einerseits ebenfalls lang im Vergleich zu MOSFET sind und zum anderen die Ansteuerung von Leistungstransistoren aufwändiger ist, da diese Bauteile beim maximalen Kollektorstrom etwa 10 % dieses Stromes als Steuerstrom benötigen. Der Vorteil gegenüber MOSFET ist die relativ konstante Durchlassspannung von wenigen Volt auch bei sehr hohen Strömen und hohen Sperrspannungen.

Im Bereich sehr schneller und dennoch leistungsfähiger Halbleiterschalter dominiert heute der IGBT (insulated gate bipolar transistor). In diesem Bauteil werden die positive Eigenschaft des Bipolartransistors, nämlich eine konstante und niedrige Durchlassspannung, und die einfache Ansteuerung eines MOSFET miteinander kombiniert. Zwar liegen die Schaltverluste

gerade beim Abschalten eines Stromes über denen eines MOSFET, jedoch überwiegen für Anwendungen mit hohen Schaltleistungen die Vorteile deutlich. Die Entwicklung dieser Bauteile geht zu immer höheren Sperrspannungen einzelner IGBTs, wobei Module mit 6500 V und 600 A Dauerstrom schon verfügbar sind [Inf-2]. Die Anstiegszeiten solcher IGBTs liegen im Bereich deutlich unter 1 μ s, was für viele Anwendungen in der Pulsed-Power-Technik ausreichend ist. Bei Verwendung von IGBTs mit Sperrspannungen von nur 1700 V sind Pulsströme bis zu 1 ms Dauer mit Amplituden von 7200 A bei Anstiegszeiten im Bereich von 230 ns mit einem einzelnen IGBT - Modul möglich ([Inf-2] Typ FZ3600R17KE3). Hinzu kommt die Eigenschaft der IGBTs, Kurzschlussströme zu begrenzen und somit deutlich unempfindlicher auf kurzzeitige Überströme zu reagieren als MOSFET. Eine Parallelschaltung mehrerer IGBTs ist bei Verwendung von sogenannten NPT-Typen ebenfalls möglich, welche mit steigender Temperatur auch eine steigende Durchlassspannung aufweisen.

Von allen Halbleiterschaltern sind IGBTs zur heutigen Zeit für den Einsatz in der Hochleistungs-Pulstechnik am ehesten geeignet.

3.4 Energiespeicher und Pulsformung

Die hohen Pulsleistungen der Kickersysteme von bis zu 1000 MW werden in allen Systemen durch einen kapazitiven Energiespeicher zur Verfügung gestellt. Die in solchen Systemen gespeicherten Energien können in wenigen Mikrosekunden komplett entnommen werden. In nur wenigen Fällen genügt jedoch ein einfacher Kondensator, da es je nach Außenbeschaltung zu einer exponentiellen Entladung (resistive Last) oder sogar zu Schwingungen kommt (induktive Last). Für die Ansteuerung eines Kickers wird jedoch ein möglichst rechteckförmiger Strom benötigt. Hinzu kommt, dass bei Verwendung von Gasentladungsschaltern kein Strom unterbrochen werden kann und somit die komplette Pulsformung bereits vom Energiespeicher erfolgen muss. Für die Generierung eines Rechteckpulses mit passiven Komponenten gibt es zum einem die Möglichkeit einer Leitung, welche durch den Kapazitätsbelag gleichzeitig als Energiespeicher dient. Eine andere Möglichkeit stellen Pulsformende Netzwerke, PFN genannt, dar. Hierbei wird eine Leitung aus diskreten Induktivitäten und Kapazitäten nachgestellt, jedoch führt diese Diskretisierung zu einer unteren Grenze für die Anstiegszeiten und insbesondere für die Abfallzeiten.

3.4.1 Kabelpulser

Ein Kabelpulser nutzt als Energiespeicher die Kapazität eines Kabels. Die Pulsformung wird aufgrund der Wanderwellenausbreitung in einer Leitung erreicht. **Bild 3.3** zeigt das Ersatzschaltbild einer Leitung. Dabei stellt L' den Induktivitätsbelag dar und C' den Kapazitätsbelag. Wird nun dieses Kabel der Länge l mit der Spannung U_0 aufgeladen, so ist die im Kabel gespeicherte Energie W

$$W = \frac{1}{2} \cdot C' \cdot l \cdot U^2 \quad (3.13)$$

Die Impedanz Z des Kabels ist durch das Verhältnis aus Induktivitätsbelag sowie Kapazitätsbelag gegeben:

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (3.14)$$

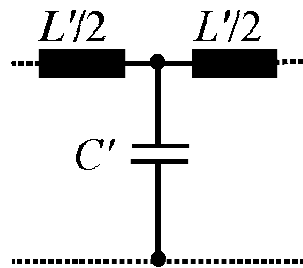


Bild 3.3: T-Ersatzschaltbild einer Leitung

Um einen rechteckförmigen Impuls ohne Einschwingvorgänge zu erhalten, muss die Leitung mit einer Last, welche einen der Leitungsimpedanz entsprechenden Widerstand aufweist, abgeschlossen werden. Wird bei offenem Leitungsende der Leitungsanfang auf eine derart angepasste Last geschaltet, so teilt sich die Ladespannung entsprechend den Impedanzverhältnissen gleich auf. Somit erfolgt ein Spannungssprung von $-U/2$ am Leitungsanfang und breitet sich bis zum Leitungsende aus. Dort wird dieser Sprung mit dem Faktor 1 reflektiert und überlagert sich so zu einem Spannungssprung um $-U$. Diese mit nun 0 V zurücklaufende Welle erreicht nach doppelter Laufzeit den Leitungsanfang und es kommt an der Last zum Spannungssprung von $U/2$ auf 0 V . Die maximal erreichbare Pulslänge eines angepassten Kabelpulsers entspricht somit der doppelten Laufzeit der Leitung. Die Laufzeit ist wiederum durch die Parameter der Leitung gegeben (s. Gl. 3.12), was ein wesentlicher Gesichtspunkt für die Leitungsauslegung ist. Prinzipiell ist es durch die infinitesimal kleinen Elemente des Kapazitätsbelages L' und C' möglich, beliebig kurze Anstiegszeiten zu erhalten, die auch in der Praxis mit verlustbehafteten Leistungen sehr deutlich unter den geforderten

100 ns liegen, jedoch führen die Verluste im Kabel zu einer Dämpfung der Pulsamplitude über die Zeit. Die Leitungsverluste kommen im Wesentlichen durch den ohmschen Widerstand der Kupferleitungen zustande. Um diesen zu reduzieren, kann der Querschnitt vergrößert werden, jedoch ist beim Design der Leiter der Skin-Effekt zu berücksichtigen, so dass meist Innenleiter aus Kupferrohr verwendet werden [Häk]. Theoretisch könnte ein Innenleiter aus einer Vielzahl gegeneinander isolierter Einzelleiter geringen Querschnitts bestehen, jedoch ist dies teuer, da Kupferlackdraht anstelle blanker Kupferlitzen als Innenleiter verwendet werden muss. Eine weitere Möglichkeit, die Verluste zu reduzieren, besteht in der Verringerung der Ausbreitungsgeschwindigkeit im Kabel durch hochpermittive Dielektrika. Auf diese Weise wird die benötigte Kabellänge verringert, was bei gleichem Leiterquerschnitt ebenfalls zur Verringerung der ohmschen Verluste führt. Neben der Ausbreitungsgeschwindigkeit wird außerdem die Impedanz durch diese Parameter beeinflusst, was generell in dieser Anwendung erwünscht ist. Bei Verwendung üblicher Isolierstoffe aus Kunststoff kann eine Dielektrizitätszahl von etwa 4 erreicht werden (Teflon). Somit würde sich die Verwendung eines Dielektrikums aus keramischen Materialien anbieten ($\epsilon_r \approx 5 \dots 10$), was jedoch fertigungstechnisch nicht realisierbar ist, oder eine Verwendung von Wasser ($\epsilon_r \approx 81$) als Dielektrikum. Auch die Eignung von Glycerin ($\epsilon_r \approx 40$) wurde in dieser Arbeit untersucht, jedoch ist dessen Leitfähigkeit so hoch, dass deutliche Verluste in Kauf genommen werden müssen (s. Kap. 5.5).

3.4.2 Pulsformendes Netzwerk (PFN)

Ein PFN stellt eine Leitungsnachbildung aus einzelnen Induktivitäten und Kapazitäten dar. Ein solches Netzwerk dient gleichzeitig als Energiespeicher und als Pulsformer. Durch die Verwendung von konzentrierten Kapazitäten wird eine deutlich höhere Energiedichte des kapazitiven Speichers erreicht als bei einem Kabel. In **Bild 3.4** ist der prinzipielle Aufbau eines PFNs zu sehen. Die Impedanz des Netzwerkes bestimmt sich dabei analog zur Leitung nach Gleichung 3.13, wobei L' dem Induktivitätsbelag einer Leitung entspricht und C' dem Kapazitätsbelag. Bei einem PFN wird die doppelte Laufzeit eines Impulses durch ein solches Netzwerk und damit auch die Pulslänge T_p eines PFN - Pulsgenerators durch den Zusammenhang

$$T_p = 2 \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (3.15)$$

gegeben. Dabei ist L die Summe der einzelnen Induktivitäten L' und C die Summe der einzelnen Kapazitäten C' . Im Gegensatz zu einem Kabel können hier durch entsprechende Wahl der Bauteile Impedanz und Pulslänge nahezu beliebig eingestellt werden.

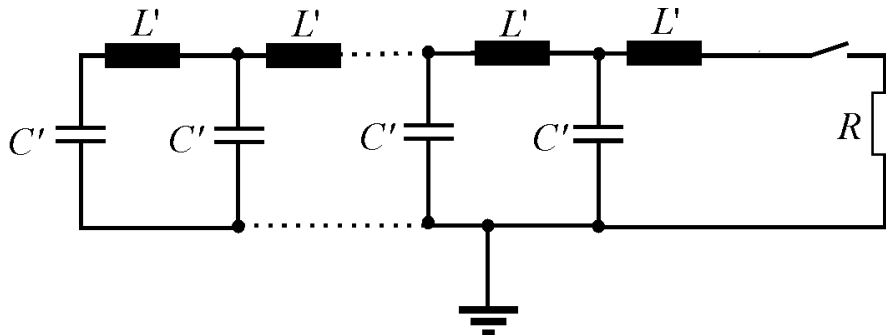


Bild 3.4: Prinzipschaltbild eines PFN

Ein solches PFN stellt jedoch als Vierpol auch einen Tiefpassfilter dar, was dazu führt, dass hohe Frequenzen und somit schnelle Amplitudenänderungen nicht übertragen werden. Bei einem Kabel sind die einzelnen Elemente beliebig klein und somit die Grenzfrequenz beliebig hoch. Für den Einsatz als Pulsgenerator bedeutet dies konkret eine untere Grenze für die mögliche Anstiegszeit sowie Abfallzeit, welche mit größerem L' und C' steigt. Dabei ist die Anstiegszeit eines Pulses immer deutlich geringer als die Abfallzeit, da die abfallende Flanke das gesamte Netzwerk zweimal durchläuft, bevor diese an der Last R wirkt. Die ansteigende Flanke wird hingegen von der lastnächsten Zelle bestimmt. Es ist möglich, diese erste Zelle mit einem anderen Wert für L' und C' auszulegen und somit noch einmal einen schnelleren Pulsanstieg zu erhalten. Der Pulsabfall kann jedoch nur durch eine Aufteilung des PFNs auf sehr viele einzelne Stufen mit kleinen Kapazitäten sowie Induktivitäten verbessert werden. Dieser Umstand führt dazu, dass ein PFN ohne Zusatzmaßnahmen nur in Anwendungen zum Einsatz kommen kann, in denen kein schneller Pulsabfall gefordert wird.

3.4.3 Aktive Pulsformung mit kapazitiven Speichern

Durch den Einsatz von Halbleitern kann eine Ansteuerung auch ohne eine Pulsformung durch den Energiespeicher selbst erfolgen. Dabei besteht der Energiespeicher im einfachsten Fall aus einem einzelnen Kondensator mit einem Energiegehalt, der deutlich über der maximal benötigten Pulsenergie liegt. Geht man von einer Pulsformung durch einen Schalter aus, der den Stromkreis auch öffnen kann, so erfolgt die Pulsformung durch ein Aufschalten des

Energiespeichers auf die Last, bestehend aus Magnet und Anpassungswiderstand. Durch den konstanten Laststrom I sinkt die Spannung am kapazitiven Speicher der Kapazität C in der Zeit T um den Wert dU .

$$dU = I \cdot C \cdot T \quad (3.16)$$

Dies hat zur Folge, dass in dieser Zeit T aus einem solchen auf die Spannung U geladenen Energiespeicher die Energiemenge dW entnommen wird.

$$dW = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (U^2 - dU^2) \quad (3.17)$$

Für die Energie des benötigten Energiespeichers E_{Sp} in Bezug zur Pulsenergie E_P bedeutet dies den Faktor F_E , wenn ein Droop des Pulsstromes von d (in Prozent der Pulsamplitude) zulässig ist.

$$F_E = \frac{1}{1 - \left(1 - \frac{d}{100}\right)^2} \quad (3.18)$$

Bei einem Droop von 3 % ist somit ein Energiespeicher mit einem Energiegehalt vom 17-fachem der Pulsenergie notwendig. Jedoch wird bei jedem Puls nur die Energiemenge E_P des Pulses entnommen und nicht der gesamte Energiespeicher geleert. Somit ist die Energiebilanz eines solchen Systems nicht schlechter als bei einem System mit Kabelpulsern oder einem PFN, es wird nur ein entsprechend großer Energiespeicher benötigt. Ein Problem stellt eine Pulsung mit unterschiedlichen Strömen dar. Während in einem System mit pulsformenden Energiespeichern dieser nach jedem Puls entleert wird und durch den geringen Energiegehalt innerhalb kurzer Zeit auf eine andere Spannung aufgeladen werden kann, muss bei diesem System ein deutlich größerer Energiespeicher geladen werden, was entweder länger dauert oder einer leistungsstärkeren Ladeeinrichtung bedarf. Zudem ist das Problem bei einer Reduzierung des Pulsstromes, dass dem Speicher Energie entnommen werden muss, jedoch nicht unbedingt ein Pulsstrom fließen darf. Das verschlechtert die Energiebilanz und macht es weiterhin eventuell erforderlich, einen zweiten, leistungsschwächeren Schalter zum Entladen bereitzustellen. Da die Zeiten zwischen den Pulsen jedoch meist im Bereich einiger hundert Millisekunden liegen, kann dies auch durch mechanische Schalter und mit im Vergleich zum Pulsstrom sehr geringen Entladeströmen erfolgen. In einigen Fällen ist es auch möglich, den Magneten zwecks Spannungsreduzierung des Energiespeichers zu pulsieren, falls sich im Bereich des Magneten kein Strahl befindet.

Die Kickersysteme des SIS100/300 der GSI haben eine maximale Pulsenergie von ca. 1,5 kJ bei 35 kV Pulsspannung (70 kV Ladespannung) [GSI-07]. Bei 3 % Droop würde dies einen Kondensator mit 42 μ F Kapazität bei 35 kV Ladespannung bedeuten. Bei der Energiedichte

der heute verfügbaren Kondensatoren ist dies durchaus vertretbar und zuverlässiger als eine Lösung mit Hilfsschaltungen zur Kompensation eines höheren Droops.

Ein sehr wesentlicher Vorteil einer aktiven Pulsformung ist die Tatsache, dass der Energiespeicher im Gegensatz zu einem PFN oder einem Kabel eine vernachlässigbare Impedanz hat. Somit wird die volle Ladespannung auf das System geschaltet, und man hat eine nur halb so hohe Systemspannung wie ein konventionelles System.

3.4.4 Einsatz von Pulstransformatoren

Gerade im Hinblick auf die Verwendung von Leistungshalbleitern zur Ansteuerung eines Kickermagneten ist es von Interesse, die Systemspannung der Ansteuerung möglichst gering zu halten. Auch Gasentladungsschalter sind meist in der Lage, bei kurzen Impulsen sehr hohe Ströme von bis zu 100 kA zu schalten, jedoch ist ein Hochspannungsschalter für Spannungen über 100 kV kaum noch zu realisieren. Mit einem entsprechend ausgelegtem Transformator lässt sich die Spannung eines Kickersystems theoretisch an eine beliebige Spannung der Ansteuerung anpassen. Durch die enormen Stromanstiegsraten der Kickersysteme sind jedoch einige kaum überwindbare Hürden gegeben. Durch die Transformation der Spannung auf ein kleineres Niveau erfolgt eine Reduzierung der Impedanz. Ein 9Ω - System würde durch einen 1:3 – Transformator auf nur 1Ω transformiert werden. Um in einem solchen System innerhalb weniger hundert Nanosekunden Ströme von mehreren Kiloampere aufzubauen, dürfte praktisch keine Streuinduktivität auf der Primärseite mehr vorhanden sein. Dies ist jedoch mit einem realen Transformator nicht möglich. Neben der Streuinduktivität des Transformators, welche zu Problemen bei der Übertragung sehr steilflankiger Pulse führt, stellt die Übertragung langer Pulse ebenfalls sehr hohe Anforderungen an den Transformator. Die Pulslänge bestimmt die untere Grenzfrequenz des Transformators und somit auch die Auslegung des Kernes. Bei Pulslängen von $10 \mu\text{s}$ entspricht die unipolare Magnetisierung des Kernes der einer Anwendung in einem Übertrager für 50-kHz-Rechteck-Wechselspannung gleicher Amplitude. Um eine Pulsleistung von mehreren hundert Megawatt zu übertragen, bedarf es eines sehr großen Ferritquerschnittes des Kernes, was nicht nur teuer und aufwändig ist, sondern auch zwangsläufig zu hohen Streuinduktivitäten und somit zu langen Anstiegszeiten sowie Abfallzeiten des Pulses führt.

Dennoch werden in einzelnen Fällen Pulstransformatoren angewendet, wie z.B. am Institut KEK in Japan. Dort wird ein Kicker mittels Pulstransformator und PFN angesteuert (s. [KEK-1]), jedoch sind die Anforderungen mit einer Mikrosekunde Anstiegszeit (0-90 %) und $\pm 10 \%$

Ripple bei 2,7 kA Pulsstrom und etwa 10 μs Pulsdauer auch nicht besonders hoch. Der eigentliche Grund für die Anwendung eines Pulstransformators ist auch oftmals die galvanische Trennung des Pulsgenerators vom Transferkabel, da sich auf diese Weise der Hochspannungsschalter auch im geerdeten Zweig des Energiespeichers befinden kann.

3.4.5 Bipolare Ansteuerung

In einigen Fällen kann es erforderlich sein, einen Kickermagneten nicht nur mit einer festgelegten Polarität anzusteuern, sondern wahlweise in beiden möglichen Richtungen Ablenkkfelder aufzubauen. Durch eine solche bipolare Ansteuerung kann ein Kickermodul gespart werden, da bei unipolarer Ansteuerung ansonsten für jede Richtung ein eigenes Modul bereitgestellt werden müsste. Typische Anwendungen sind so genannte Emergency-Kicker, welche den Strahl gegen einen Absorber lenken, um ein unkontrolliertes Auftreffen des Strahles auf andere Komponenten des Ringes bei beginnender Instabilität zu vermeiden. Für solche Anwendungen sind im Projekt FAIR kombinierte Emergency/Extraktions-Kicker geplant. Dabei erfolgt im Extraktionsfall die Ablenkung in Richtung des Extraktionskanals, und auf der gegenüberliegenden Ringseite ist ein Ablenkkanal mit abschließendem Absorber angebracht. Somit kann bei umgekehrter Polarität des Kicker-Stromes der Strahl zum Absorber gelenkt werden. Da solche Instabilitäten erst sehr kurz vor dem Strahlverlust festgestellt werden, muss die Entscheidung, in welche Polarität gekickt wird, innerhalb weniger Mikrosekunden getroffen werden können. Es ist nicht möglich, den Energiespeicher des Kickers erst nach Feststellen einer Instabilität zu laden. Um eine bipolare Ansteuerung zu realisieren, bedarf es im einfachsten Fall der Verwendung zweier monopolarer Systeme. Dabei sind zwei mit jeweils umgekehrter Polarität geladene Energiespeicher vorhanden, welche über einen Hochspannungsschalter auf die Last geschaltet werden. In **Bild 3.5** ist dies beispielhaft gezeigt. Wird ein Schalter geschlossen, so kommt es auch bei einer idealen Anpassung zu einer Spannung in Höhe der anderthalbfachen Ladespannung am jeweils anderen Schalter. Dies ist bei ohnehin sehr hohen Systemspannungen meist nicht mehr zu realisieren, da entsprechende Hochspannungsschalter nicht mehr verfügbar sind. Diese Schaltung hat aus diesen Gründen in der Praxis keine Bedeutung.

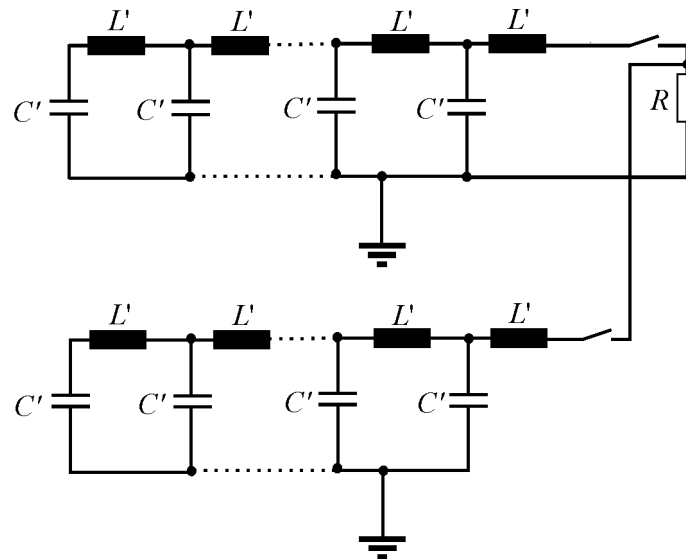


Bild 3.5: Bipolare Ansteuerung mit zwei Energiespeichern

Eine Ansteuerung nach **Bild 3.6** ist Stand der Technik [Mut-04] und mit der Verwendung zweier Hochspannungsschalter vom gleichen Typ wie in einem monopolen Aufbau möglich. Hinzu kommt der Erdbezug des Schalters, was die Triggerung vereinfacht. Die Lastinduktivität befindet sich dabei zwischen den Energiespeichern, und der Stromfluss setzt nach der Entladung des dem geschlossenen Schalter am nächsten gelegenen Energiespeichers ein. Es werden beide Energiespeicher geleert, wobei jedoch maximal die Energie eines Speichers genutzt werden kann. Ein Problem einer solchen Ansteuerung ist, dass die Last komplett auf Hochpotenzial liegt und somit zwei gegen Erde isolierte Zuleitungen sowie Durchführungen benötigt werden. Auch muss die Isolation des Kickers selbst einer dauerhaften Hochspannung in Höhe der vollen Ladespannung standhalten können, statt einem sehr kurzen Impuls von der Länge der Anstiegszeit mit der Hälfte der Ladespannung als Amplitude. Diese Probleme werden durch einen Pulstransformator vor der Transferleitung behoben [Mut-04].

Ein weiterer ganz wesentlicher Nachteil bei Verwendung einer solchen Ansteuerung mit PFN stellt die Begrenzung der minimalen Anstiegszeit dar. Da der Spannungssprung durch das Schließen des Schalters bis zum Erreichen der Last ein komplettes PFN mit den in 3.4.2 genannten Tiefpasseigenschaften durchlaufen muss, ist es nicht möglich, mit einer solchen Ansteuerung geringe Anstiegszeiten zu erreichen.

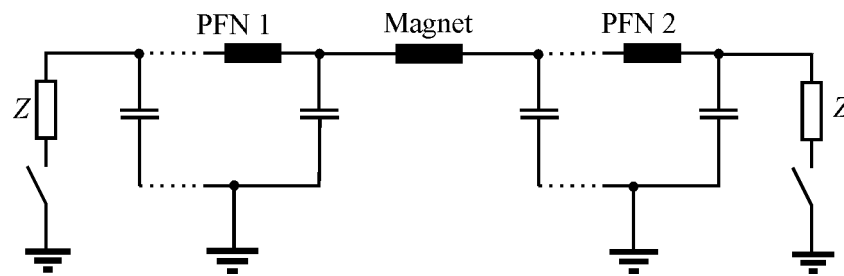


Bild 3.6: bipolare Ansteuerung mit PFN

Im Rahmen der Arbeit werden zwei alternative Systeme zur bipolaren Ansteuerung neu aufgezeigt, wobei die in **Bild 3.7** dargestellte Schaltung mit einem Pulstransformator arbeitet. Beim Schließen des Schalters $S2$ wird in der Last R eine Spannung in Phase mit der Ladespannung des PFNs induziert. Im Falle der gleichen Windungszahl aller Wicklungen ist die Spannungshöhe bei Impedanzanpassung genau die Hälfte der Ladespannung. Bei Betätigen des Schalters $S1$ ist die Ausgangsspannung an der Last um 180° phasenverschoben. Im jeweils offenen Schalter wird auch eine Spannung in der Höhe der halben Ladespannung mit 180° Phasenverschiebung induziert. Bei Impedanzanpassung liegt somit durch den Spannungssprung auf die Hälfte der Ladespannung beim Pulsen an dem jeweils offenen Schalter ebenfalls nur die einfache Ladespannung des PFNs an. Jedoch wird es beim Schalten durch die Parasitäreffekte zu transienten Überspannungen kommen, gegen die der Schalter geschützt werden muss. Versieht man beide Schalter mit Überspannungsableitern und dimensioniert diese mit entsprechenden Reserven, so ist dies dennoch eine durchaus praktikable Lösung, sofern die unter 3.4.4 genannten Einschränkungen durch den Pulstransformator akzeptabel sind.

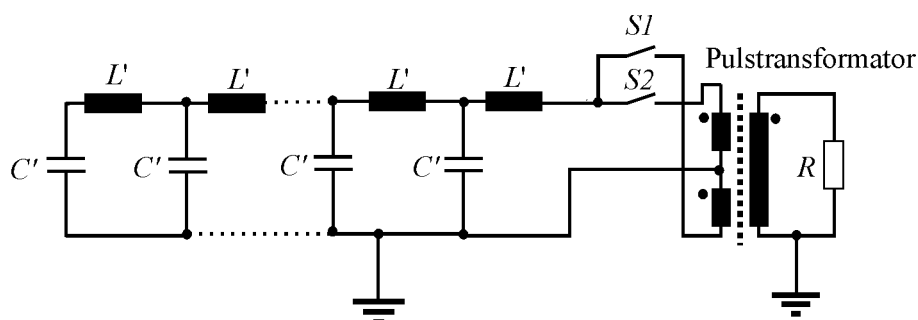


Bild 3.7: Bipolare Ansteuerung unter Verwendung eines Pulstransformators

Um eine bipolare Ansteuerung nach dem in Bild 3.4 gezeigten System mit PFN auch bei schnellen Anstiegszeiten sowie Abfallzeiten zu realisieren, wurde diese Ansteuerung durch

die Variante in **Bild 3.8** ersetzt. Dabei erfolgt eine parallele Entladung beider Energiespeicher auf eine Last, die entsprechend auf die Hälfte der PFN-Impedanz angepasst ist. Der Strom eines PFNs fließt dabei durch die Last, und durch die Schaltung an der entsprechenden Lastseite wird die Stromrichtung bestimmt. Der einzige Nachteil dieser Schaltung gegenüber der in Bild 3.6 gezeigten ist der doppelte Strom im Schalter. Dies ist jedoch gerade bei Verwendung von Gasentladungsschaltern unproblematisch und wird nicht als Nachteil gesehen. Die Anstiegszeit des Laststromes wird in einem solchen System wie auch bei einer monopolen Ansteuerung von der Frontzelle des PFNs bestimmt. Somit sind auch mit einem PFN kurze Anstiegszeiten realisierbar. Durch die Betätigung des zweiten Schalters kann jedoch auch jederzeit ein Abfall des Pulses mit einer Abfallzeit in der Länge der Anstiegszeit herbeigeführt werden. Durch die Entladung des Netzwerkes mit einem Viertel der PFN-Impedanz kommt es in diesem Fall jedoch zu Rückwärtsströmen in den Schaltröhren, was aber gerade bei Pseudofunkenschaltern toleriert werden kann [Pet-07].

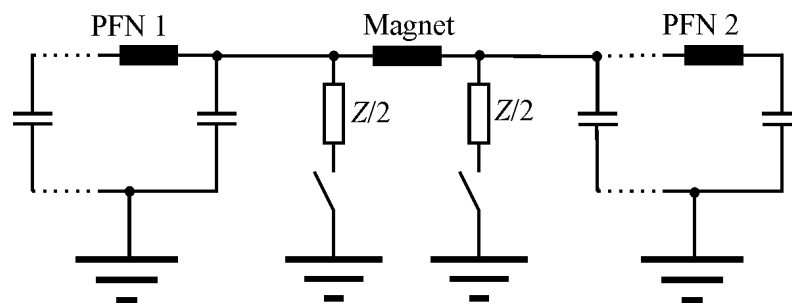


Bild 3.8: Bipolare Ansteuerung für schnelle Anstiegszeiten mit PFN

3.5 Ladeeinrichtung und Steuerung

Um den Energiespeicher des Kickersystems innerhalb einiger hundert Millisekunden aufladen zu können, ist eine entsprechend leistungsfähige Ladeeinrichtung notwendig. Die Anforderung an eine solche Ladeeinrichtung ist neben der nötigen Leistung insbesondere eine sehr genaue Einstellung der gewünschten Ladespannung. Bei einem klassischen Kickersystem aus Kabelpulser bzw. PFN und einem mit der Systemimpedanz abgeschlossenen Kickermagneten führt ein Fehler in der angefahrenen Ladespannung zu einem relativ genauso großen Fehler im Ablenkkfeld des Magneten. Grundsätzlich ist es mit diesen Ladeeinrichtungen nicht möglich, dem Energiespeicher des Kickersystems Energie zu entnehmen. Wird der Energiespeicher einmal geladen und wird kein Puls ausgelöst, so ist es fast immer notwendig, zum Anfahren einer geringeren Ladespannung entweder über eine externe Einrichtung den Energiespeicher zu entladen oder einen Puls auszulösen, während sich kein Strahl im Ring befindet. Auch eine Entladung in einen zusätzlichen Entladewiderstand im System ist möglich, falls das System einen solchen Widerstand („Dump“) mit zusätzlichem Schalter aufweist.

Eine Möglichkeit, den Energiespeicher sehr schnell aufzuladen, bietet das resonante Ladeverfahren. In **Bild 3.9** ist die Schaltung einer solchen Ladeeinrichtung, die am Institut KEK in Japan eingesetzt wird, gezeigt. Dabei wird die Energie zunächst auf Niederspannungsebene in einer Kondensatorbank $C_{storage}$ gespeichert. Durch Zünden des GTOs wird diese Energie über den Pulstransformator im entsprechenden Spannungsübersetzungsverhältnis auf die Hochspannungs-Energiespeicher übertragen. Aufgrund der im Vergleich zur Pulslänge sehr langen Ladezeit muss der Pulstransformator nur einige zehn Kilowatt übertragen.

Die Wiederholrate des Systems hängt zwar bei dieser Schaltung ebenfalls von der Leistungsfähigkeit der Ladeeinrichtung für den Niederspannungs-Energiespeicher ab, jedoch wird das Hochspannungssystem erst kurz vor Auslösung des Kicker-Impulses geladen. Dies ist durchaus ein wichtiger Gesichtspunkt, da es bei einem Gasentladungsschalter im Hochspannungskreis unter einer hohen Spannung durchaus zu einer Zündung auch ohne Triggerimpuls kommen kann. Eine solche Fehlauflösung würde zum Strahlverlust und eventuell zu Schäden am Strahlrohr führen. Je länger das Hochspannungssystem unter Spannung steht, desto höher wird auch die Wahrscheinlichkeit für eine Fehlauflösung.

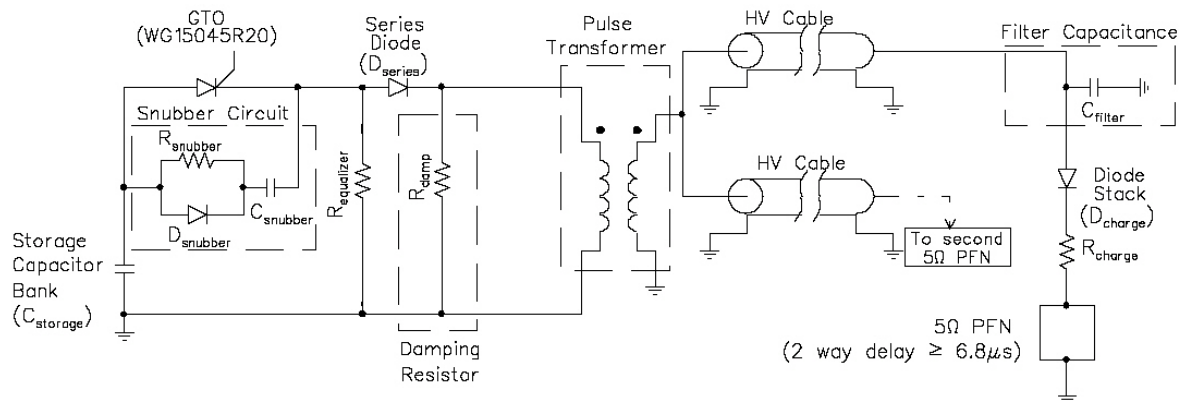


Bild 3.9: Prinzip der Resonanzladung [KEK-2]

Während die Resonanzladung einen weiteren großen Energiespeicher benötigt, wird bei der Konstantstromladung mittels Stromrichter die Energie ohne Zwischenspeicherung aus dem Stromnetz in das Hochspannungssystem übertragen. Solche Systeme sind meist deutlich kompakter und auch günstiger, da ein Hochspannungs-Pulstransformator entfällt. Das Prinzip solcher Ladeeinrichtungen entspricht dem eines herkömmlichen Hochspannungsschaltnetzteils. Die Netzspannung wird gleichgerichtet und eventuell mit einer Aktiv-Leistungsfaktor-Korrektur (Aktiv-PFC) auf ein geringfügig höheres Niveau heraufgesetzt. Anschließend wird über einen Wechselrichter mit Leistungshalbleitern (meist IGBTs oder MOSFET) diese Gleichspannung in eine Wechselspannung höherer Frequenz (üblich sind 20 kHz bis 100 kHz) umgewandelt. Diese Wechselspannung wird in einem Transformator auf ein Niveau von einigen Kilovolt herauftransformiert und anschließend in einer Greinacherkaskade gleichgerichtet und vervielfacht. Eine Regelung erfolgt meist durch einen Tiefsetzsteller vor dem Wechselrichter, der Spannungsrückführung sowie Stromrückführung aus dem Hochspannungskreis bekommt, oder durch eine Pulsweitenmodulation des Wechselrichters. Durch die hohe Betriebsfrequenz arbeiten selbst Systeme mit mehreren Kilowatt Leistung mit kompakten Transformatoren und Kaskaden. Die Verwendung einer Greinacherkaskade lässt zudem einen Transformator mit kleinerer Sekundärspannung zu, was sich ebenfalls deutlich im Materialaufwand und somit in den Kosten bemerkbar macht. Das Blockschaltbild einer in dieser Arbeit entwickelten Ladeeinrichtung ist in **Bild 3.8** zu sehen. Diese Schaltung wurde nach dem Stand der Technik aufgebaut, jedoch speziell auf die Nutzung eines herkömmlichen 50 Hz-Prüftransformators abgestimmt. Der Gleichrichtung folgt ebenfalls eine Aktiv-PFC, um die Netzstromaufnahme zu optimieren und somit zur Ökonomie der Gesamtanlage beizutragen. Zudem bietet eine Aktiv-PFC bereits eine Vorregelung der Gleichspannung.

Im Inverter wird diese Gleichspannung in eine Rechteckspannung mit einer Frequenz von 100 Hz und variabler Pulsweite umgewandelt. Die Pulsweitenmodulation erfolgt über eine

Regelung des Ausgangsstromes. Somit wird der Ausgangsstrom konstant auf etwa 6 A gehalten und über das Übersetzungsverhältnis des Transformators auch der Ladestrom. Der Stelltransformator ist nötig, da der Inverter bis zu 385 V Spitzenspannung ausgibt, was einer Hochspannung von über 160 kV entspricht. Diese Spannung könnte auftreten, wenn durch einen Fehler die Kondensatoren nicht mehr bei Erreichen der 80 kV entladen werden, und würde zum Überladen der Kondensatoren führen. Mit dem Stelltransformator wird die maximale Ausgangsspannung auf etwa 60 % der Eingangsspannung eingestellt, was zum einen die Maximalspannung auf etwa 85 kV begrenzt und zum anderen für einen Primärstrom des Transformators von etwa 10 A sorgt.

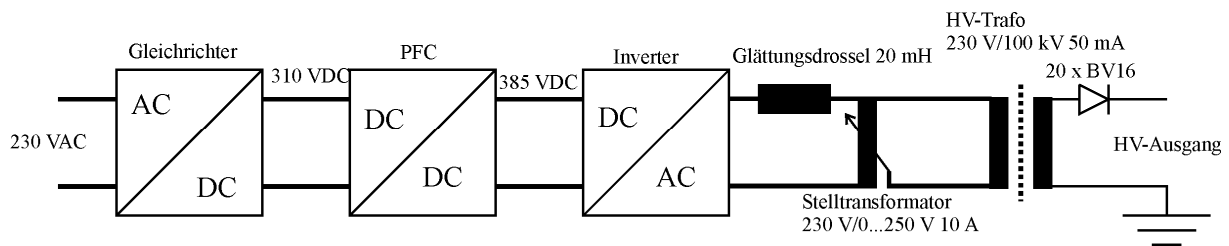


Bild 3.8 : Blockschaltbild der Ladeeinrichtung

Der Vorteil einer solchen Ladeeinrichtung ist die Verwendung eines herkömmlichen Prüftransformators anstelle eines speziell angefertigten Hochfrequenzübertragers.

Es ist zwar prinzipiell auch möglich, durch Ansteuerung eines Hochspannungstransformators mit Thyristorbrücken eine solche Ladeeinrichtung aufzubauen, jedoch erlaubt die IGBT-Technik weitaus exaktere Einstellungen der Spannung und des Stromes, da ein solcher Halbleiter den Laststrom jederzeit unterbrechen kann, während ein Thyristor auf den Nulldurchgang des Laststromes angewiesen ist.

4 Geplante Kickersysteme für FAIR

Die Anforderungen an die Kickersysteme des FAIR-Projektes sind im Laufe des Projektfortschrittes mehrfach den Gegebenheiten angepasst worden, was auch zu teilweise unterschiedlichen Parametern bei der Auslegung von untersuchten Systemen führt. Zu Projektbeginn im Januar 2004 wurden nur einzelne Angaben zur Systemspannung und zur Anstiegszeit ohne Unterscheidung unterschiedlicher Kickermodule gemacht, die in **Tabelle 4.1** zusammengefasst sind.

Tabelle 4.1: Systemparameter der Kickersysteme zu Projektbeginn (Januar 2004)

Ladespannung	100 kV
Pulsstrom	10 kA
Impedanz	5...10 Ω
Anstiegs -/Abfallzeit	100 ns
Pulslänge	12 μ s
Wiederholrate	4 Hz
Amplitudenkonstanz	3%

Die Realisierung einer solchen Ansteuerung stellt eine enorme Herausforderung dar, da es aufgrund der Pulslänge eines sehr langen Puls Kabels bedarf und dieses eine entsprechend geringe Dämpfung aufweisen muss. Aus diesen Anforderungen heraus entstand die Idee eines PFNs mit sehr hoher Zellenzahl zur Realisierung der kurzen Anstiegs- und Abfallzeiten. Auch durchgeführte Untersuchungen zur Eignung hochpermittiver Isolierstoffe in Leitungen verfolgten den Ansatz, solche Pulse generieren zu können.

Im Laufe des Projektes ergab sich eine starke Relativierung dieser Anforderungen, was zu einer weitaus unproblematischeren Ansteuerung der Kickersysteme führte. In **Tabelle 4.2** sind die gegen Ende 2004 gegebenen Parameter einzelner Kicker kurz zusammengefasst.

Tabelle 4.2: Parameterliste der Kicker Stand Ende 2004

Anwendung	Injektion	Transfer	Extraktion	Q-Kick
Anstieg/Abfall	300 ns	850 ns	850 ns	170 ns
Pulslänge	1,0 μ s	max. 5,5 μ s	max. 5 μ s	max. 5 μ s
Strom	6250 A	6250 A	6250 A	6250 A
Steifigkeit	18 Tm	90 Tm	90 Tm	90 Tm

Diese Parameterliste führte zu einer Entwicklung eines PFN mit 5,5 μ s Pulslänge, wobei die Realisierung mittels Puls Kabel bei diesen Parametern ebenfalls in Betracht kommt.

Da die Parameter nach Tabelle 4.2 keine neuen Entwicklungen mehr erfordern, sondern kommerziell gefertigt werden können, war das weitere Ziel dieser Arbeit nicht mehr auf die Entwicklung einer Ansteuerung für diese Kicker beschränkt.

Die Anforderungen Ende 2007 an die Kickersysteme des SIS 100/300 sind in **Tabelle 4.3** zusammengefasst [GSI-07].

Tabelle 4.3: Anforderungen an die Kickersysteme Oktober 2007 [GSI-07]

Anwendung	Injektion SIS 100	Transfer SIS 100	Extraktion SIS 100	Q-Kick SIS 100
Anstieg/Abfall	182 ns	910 ns	910 ns	910 ns
Pulslänge	1,33 μ s	3,9 μ s	6,63 μ s	6,63 μ s
Strom	5833 A	5833 A	5833 A	4167 A
Induktivität	0,8 μ H	3,6 μ H	4,07 μ H	3,77 μ H

Anwendung	Extraktion/ Emergency (bipolar) SIS 300	Q-Kick SIS 300	Transfer SIS 300
Anstieg/Abfall	910 ns	910 ns	910 ns
Pulslänge	2,97 μ s	2,97 μ s	3,9 μ s
Strom	5000 A	4167 A	5833 A
Induktivität	4,22 μ H	3,92 μ H	3,82 μ H

Auch wenn zur Einhaltung der aktuellen Parameter der Einsatz von PFN nicht mehr zwingend erforderlich ist, zeigen die durchgeführten Untersuchungen jedoch klar die Grenzen von Kabelpulsern und PFN auf und können für spätere ähnliche Entscheidungen herangezogen werden.

5 Ansteuerung des Kickers mit Puls kabel

Um zu entscheiden, wann der Einsatz eines Kabelpulsers in den geplanten Anlagen des SIS 100/300 sinnvoll ist, und wann andere Ansteuerungen eine ökonomisch günstigere Lösung darstellen, werden zum einen Möglichkeiten zur Optimierung eines Kabels für den Pulseinsatz aufgezeigt und zum anderen ein bereits vorhandener Kabeltyp auf die Eignung in dieser Anwendung hin untersucht. Bei dem untersuchten Kabel handelt es sich um ein speziell für das Forschungsinstitut CERN angefertigtes Puls kabel, welches jedoch für eine deutlich geringere Spannung spezifiziert wurde. Da zu diesem Kabel auch keine detaillierten Angaben zur Dämpfung vorliegen, wird diese ebenfalls untersucht. Im Vorfeld zu den durchgeführten Messungen an einem Puls kabel wird eine einfache Methode zur näherungsweisen Bestimmung des Droops aus gegebenen bzw. ermittelten Dämpfungswerten erarbeitet.

5.1 Rechnerische Bestimmung des Droops eines Puls kabels

Die Parameter eines Kabels werden vom Hersteller meist nur teilweise angegeben. Während die „idealen“ Kabelparameter wie Impedanz und Kapazitätsbelag ziemlich genau bekannt sind und auch einfach bestimmt werden können, ist die Kabeldämpfung über die Frequenz oftmals nur für einige wenige Frequenzwerte gegeben. Gerade die Dämpfung des Kabels spielt aber für die Eignung als Puls kabel eine sehr entscheidende Rolle. Da ein Kabel durch die immer geringere Eindringtiefe des Stromes in den Leiter bei hohen Frequenzen (Skin-Effekt) eine mit der Frequenz steigende Dämpfung besitzt, kann bei der Berechnung der Pulsform eines Kabelpulsers nicht mit einer konstanten Dämpfung gerechnet werden. Eine frequenzabhängige Dämpfung lässt sich in dem Simulationsprogramm OrCAD¹ [CAD] nicht ohne weiteres implementieren, so dass zu diesem Zweck ein Puls mit einer relativ einfachen Annäherung berechnet wurde. Dabei wird jedem verfügbaren Tabellenwert der frequenzabhängigen Dämpfung ein Zeitpunkt des Pulses zugeordnet und durch Bestimmung der zu diesem Zeitpunkt durchlaufenen Kabellänge die Dämpfung berechnet. Die Zuordnung eines Zeitpunktes des Pulses zu einer Frequenz erfolgt dabei durch Vergleich der Anstiegszeit einer Sinusschwingung der Frequenz f mit dem Zeitpunkt t auf dem Puls.

¹)OrCAD ist ein Programmpaket der Firma Cadence Design Systems zur Erstellung von analogen sowie digitalen Schaltungen und Simulation durch PSpice.

Durch dieses Vorgehen erhält man zu jedem Dämpfungswert $D(f)$ einen Zeitpunkt t nach folgender Gleichung:

$$t = \frac{1}{4 \cdot f} \quad (5.1)$$

Um die Dämpfung zu bestimmen, muss die zugehörige Kabellänge $l(f)$ über die Laufzeit bestimmt werden:

$$l(f) = t \cdot \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r}} = \frac{c_0}{4 \cdot f \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r}} \quad (5.2)$$

Die Dämpfung $D(f)$ des Kabels ist in dB/km angegeben, somit ist die dem Zeitpunkt t zugeordnete Dämpfung D_t

$$D_t = \frac{l(f)}{1000} \cdot D(f) \quad (5.3)$$

Mit dieser Dämpfung wird nun der Dämpfungsfaktor k bestimmt, welcher den relativen Wert der Pulsamplitude bezogen auf ein dämpfungsfreies Kabel darstellt:

$$k = \frac{1}{10^{\frac{D_t}{20}}} \quad (5.4)$$

Um den Droop eines Kabelpulsers auf diese Weise zu erhalten, wird als Referenzwert, also der Wert zu Beginn des Pulses, für den Faktor k nicht 1,0 gewählt, sondern wenn möglich ein Wert k_1 zu einem Zeitpunkt T_1 kleiner oder gleich der geforderten Pulsanstiegszeit. Dieser Wert entspricht der Anfangsamplitude des Pulses. Der Droop Dr wird aus diesem, sowie einem weiteren Wert k_2 nach der Zeit $T_2 = T_1 + T_p$, wobei T_p die gewünschte Pulsdauer ist, und dem Wert k_1 zu $Dr = \frac{k_2}{k_1}$ bestimmt.

Mit dieser Methode ist es möglich, den Droop bereits deutlich genauer als unter Verwendung eines einzelnen Dämpfungswertes zu berechnen. Um noch genauere Berechnungen mit komplexen Simulationsprogrammen durchführen zu können, fehlen ohnehin meist die Daten des Kabels im oberen Frequenzbereich.

5.2 Anwendung der Rechnung auf ein Puls kabel

Um ein für das Institut CERN gefertigtes Puls kabel der Firma DRAKA auf den möglichen Einsatz als Kabelpuls er in den Kickersystemen des SIS 100/300 zu untersuchen, werden im Vorfeld die in Kap. 5.1 erläuterten Berechnungen durchgeführt. Das Kabel trägt die

Bezeichnung „**HF-Pulse Cable CPP20 15.0/23.5 20 Ohm 35 kV FRNC-C Art. No. CS2982300-00001**“.

Als Grundlage für die Berechnungen dienten die folgenden Angaben des Herstellers aus einem Typprüfungsprotokoll vom 4. Februar 2003 (**Tabelle 5.1**):

- Ausbreitungsgeschwindigkeit im Kabel nominal 59 % der Vakuumlichtgeschwindigkeit

Tabelle 5.1: Gegebene Dämpfungswerte des Kabelmusters

Frequenz in kHz	Dämpfung in dB/km
1	0,14
10	0,28
20	0,34
30	0,43
40	0,50
50	0,56
60	0,61
70	0,66
80	0,71
90	0,75
100	0,79
200	1,13
300	1,39
400	1,62
500	1,82
600	2,00
700	2,18
800	2,35
900	2,50
1000	2,65

Durch die Berechnung in Origin¹ ergibt sich für den simulierten Impuls im Zeitbereich von 250 ns bis zu 6,25 µs der in **Bild 5.1** gezeigte Verlauf.

¹)Origin ist ein Programm zur Analyse und Darstellung wissenschaftlicher Datensätze.

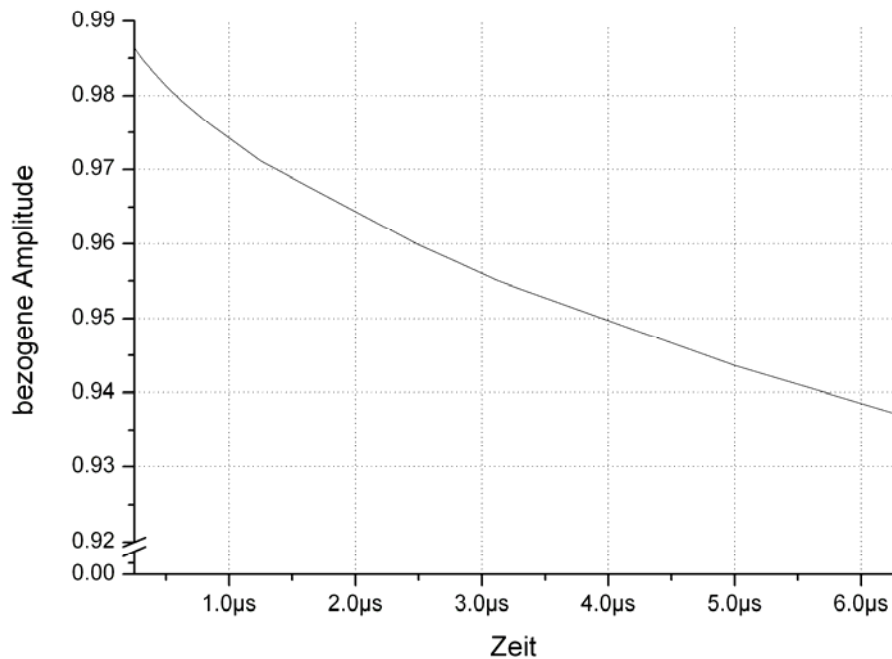


Bild 5.1: Berechneter Impuls des Kabelpulsers

Der Droop dieses Kabels bei $6 \mu\text{s}$ Pulslänge würde somit bei etwa 5 % liegen und wäre somit zu hoch für die Anwendung in den geplanten Kickersystemen. Jedoch ist die Genauigkeit dieser Berechnung keinesfalls ausreichend, um bei dem relativ knapp überschrittenen Wert von 3 % eine endgültige Aussage treffen zu können. Es ist nicht bekannt, wie die Dämpfungswerte des Prüfprotokolls ermittelt wurden, und es sind keine Aussagen über die Genauigkeit dieser Messungen getroffen worden. Zudem ist diese sehr einfache Berechnung nur als erstes Mittel zur Abschätzung geeignet und nicht mit der zu erzielenden Genauigkeit komplexer Simulationssoftware vergleichbar.

5.3 Prüfungen an einem 18Ω -Koaxialkabel

Um eine zuverlässige Aussage über eine mögliche Anwendung des in Kap. 5.2 beschriebenen Puls kabels in den Kickersystemen des SIS 100/300 treffen zu können, wurde vom Institut CERN eine dort vorhandene Kabeltrommel mit insgesamt 660 m dieses Kabels vor Ort zur Verfügung gestellt. Zur Durchführung aussagekräftiger Prüfungen vor Ort wurde eine auf diese Anwendung abgestimmte Prüfprozedur erarbeitet und ein eigens für diese Prüfung entwickelter Niederspannungs-Puls generator aufgebaut. Zur Durchführung weiterer

Untersuchungen (u.a. Hochspannungsprüfungen) stellte CERN weiterhin ein 15 m langes Kabelstück zur Verfügung. Die Anwendung als Puls kabel zur Ansteuerung der SIS 100/300-Kicker erfordert eine Spannungsfestigkeit von 80 kV Gleichspannung sowie einen maximalen Droop von 3 % bei 6,5 μ s Pulslänge. Während der Droop durch einen für diese Messung aufgebauten Kabelpulser direkt gemessen werden kann, ist zur Sicherstellung der Spannungsfestigkeit des Kabels eine Prüfprozedur mit unterschiedlichen Spannungsformen notwendig.

5.3.1 Puls messungen an einem 660 m langem Kabel

Die Messungen eines Pulses zur Bestimmung des Droops wurden an einer Kabeltrommel mit 660 m des in Kap. 5.2 beschriebenen Kabels durchgeführt. Diese Messungen fanden vor Ort am Forschungsinstitut CERN in Genf statt, wozu die zur Messung notwendigen Geräte mitgebracht wurden. Aufgrund dieser Gegebenheiten konnte an diesem Kabel keine Messung mit Hochspannung erfolgen. Zwar waren beide Enden des Kabels zugänglich, jedoch war eine Montage eines hochspannungsfesten Endverschlusses oder die Isolation des offenen Endes nicht möglich. Die Prüfspannung für diese Messungen wurde mit 500 V im Niederspannungsbereich möglichst hoch gewählt, um einerseits einen hohen Störabstand der Messspannungen zu erhalten, andererseits im Puls generator aber noch schnell schaltende 600 V MOSFETs verwenden zu können. Durch die fehlende Möglichkeit einer Konfektionierung des Kabels kommt es zwangsläufig zu einem vergleichsweise hohen Störpegel bei diesen Messungen. Der komplette Aufbau wurde mit galvanisch getrennten Geräten realisiert, um Störspannungen durch galvanische Kopplung im Messkreis zu verhindern. Zu diesem Zweck wurden sowohl das Oszilloskop als auch der Puls generator jeweils aus einem eigenen Akku versorgt.

In **Bild 5.2** ist der Aufbau des Puls generators gezeigt. Die Versorgung erfolgt aus einem 12 V NiCd-Akku. Aus dieser Quelle wird mittels DC/DC-Wandler eine stabilisierte Spannung von 500 V zum Laden des Kabels erzeugt sowie eine galvanisch getrennte 15-V-Versorgung für die Triggereinheit des MOSFET und eine ebenfalls von den anderen Spannungen galvanisch getrennte 5-V-Versorgung für die Generierung eines Offsets der Messspannung.

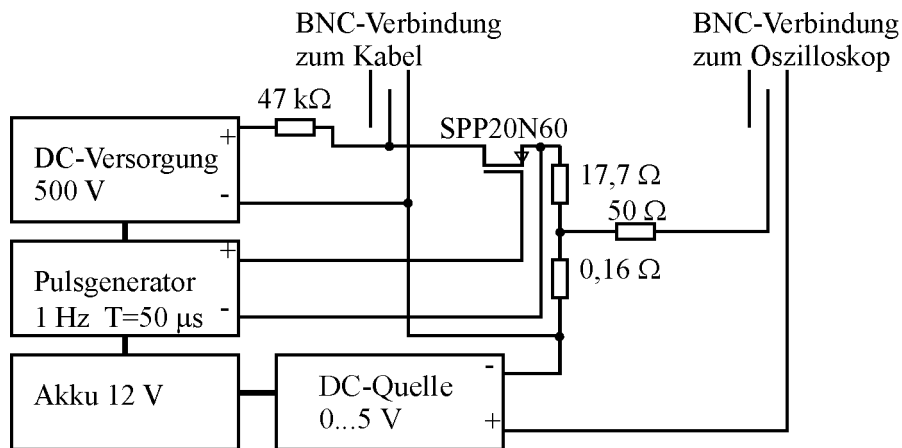


Bild 5.2: Aufbau des Puls generators

Die 500-V-Quelle lädt das Kabel über einen im Vergleich zu dessen Impedanz sehr hochohmigen Widerstand auf. Der Puls generator entlädt dieses Kabel im 1-Hz-Takt über einen sehr niederohmigen MOSFET auf einen Widerstand von insgesamt $18\ \Omega$. Somit wird das Kabel auf eine angepasste Last entladen, und es kommt nicht zu Reflexionen. Die Zeitdauer von $50\ \mu\text{s}$, für die der Schalter geschlossen ist, reicht aus, um bei der untersuchten Länge von 660 m den Puls komplett ausklingen zu lassen. Bis zum nächsten Puls wird das Kabel wieder vollständig geladen. Die Strommessung erfolgt über einen im Lastwiderstand integrierten Spannungsteiler im Verhältnis von etwa 1:110, wobei es nicht auf das Teilverhältnis ankommt, da es in dieser Messung allein um den Droop des Pulses geht und nicht um den Absolutwert des Stromes. Ob eine Anpassung vorliegt und somit die Impedanz des Kabels mit den Angaben übereinstimmt, lässt sich durch eventuelle Schwingungen des Pulsstromes beurteilen. Zudem wurde ebenfalls die Spannung mit einem Tastkopf gemessen.

Die Auskopplung der Messspannung erfolgt über einen $50\text{-}\Omega$ -Widerstand, um eine Anpassung an das RG-58-Messkabel zu gewährleisten. Zusätzlich besteht die Möglichkeit, die Masse des Oszilloskops gegenüber der Masse des Kabels um bis zu 5 V anzuheben. Dies dient der besseren Auflösung des Pulses am Oszilloskop, um den Droop besser beurteilen zu können. Wenn der Offset in der Höhe der Pulsamplitude eingestellt wird, kann der Flat-Top des Pulses durch Erhöhung der Spannungsempfindlichkeit am Oszilloskop wesentlich genauer dargestellt werden. Die negative Übersteuerung des Eingangsteiles während der übrigen Zeit hat keinen feststellbaren Einfluss auf die Funktion des Oszilloskops. Eine weitere Kontrollmessung des Pulsstromes wurde über einen Stromwandler der Firma Pearson Typ 110A durchgeführt. Die Ergebnisse der Messung mit dem Puls generator ohne Offset sind in **Bild 5.3** dargestellt. Die nutzbare Pulslänge liegt bei etwa $7,2\ \mu\text{s}$ und ist somit ausreichend. Die Schwingungen des Flat-Top resultieren aus Fehlanpassungen und Streuinduktivitäten im

Messkreis. Dass der Strom im Kreis diese Schwingungen nicht enthält, kann durch die Referenzmessung in **Bild 5.4** mit dem Pearson Stromwandler (Typ 110A) gezeigt werden. Die obere 3 dB-Grenzfrequenz des Wandlers beträgt 20 MHz [PEA] und reicht somit aus, diese Schwingungen aufzulösen. Die Messung des Droops ohne Nutzung der Offsetfunktion am Puls des Pearson-Wandlers ergibt einen Droop von 3,5 %. Dies liegt zwar geringfügig über der 3 % - Grenze, jedoch wird diese eingehalten, wenn man eine Pulslänge von 6,5 μs zugrunde legt.

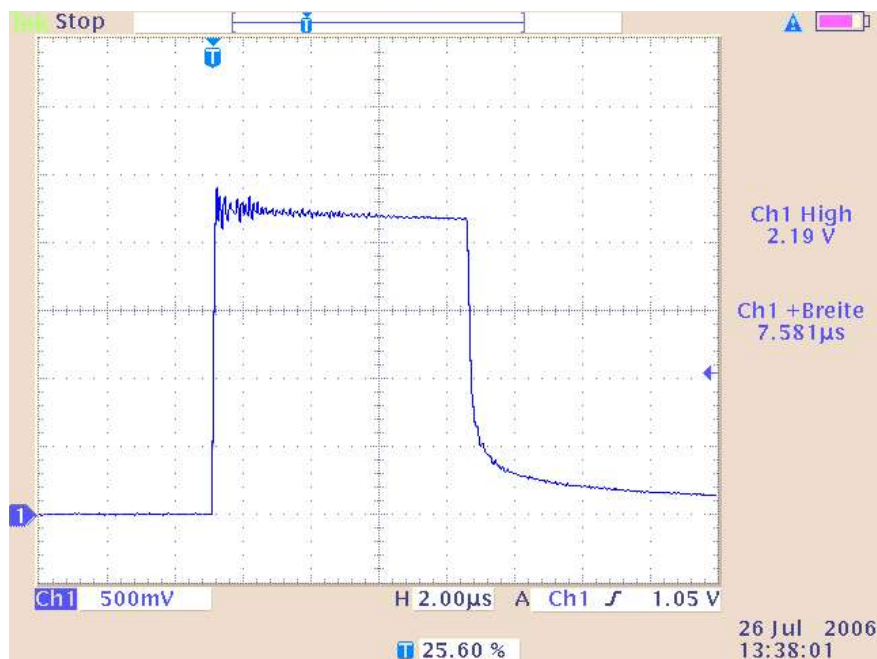


Bild 5.3: Strompuls des Kabelpulsers ohne Offset mit Shunt gemessen (2 $\mu\text{s}/\text{div}$)

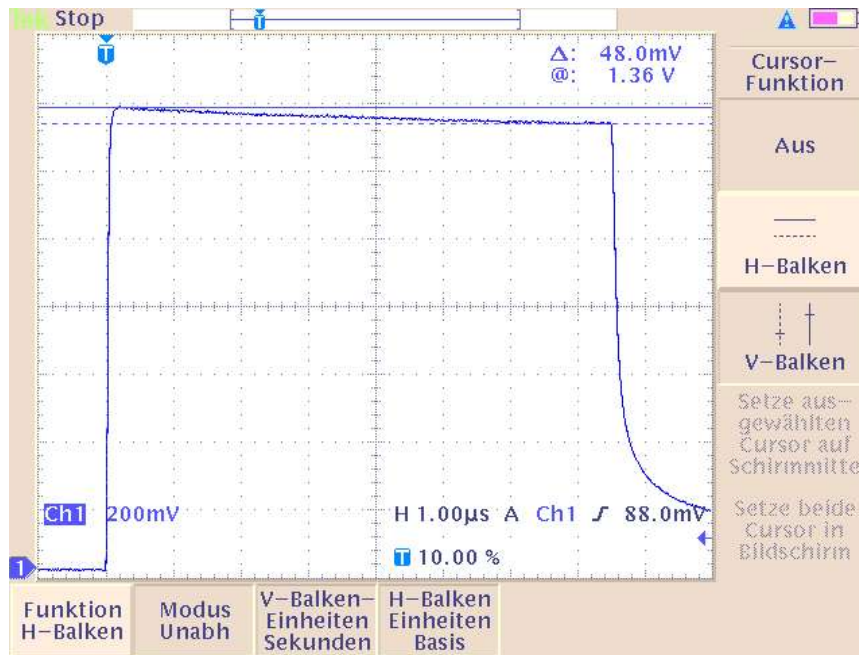


Bild 5.4: Strompuls mit Pearson-Wandler aufgenommen ($1 \mu\text{s}/\text{div}$)

Trotz der Schwingungen auf der Pulsamplitude wurde eine Auswertung des Flat-Top mit Offset durchgeführt. In **Bild 5.5** ist der Screenshot des Oszillogrammes zu sehen. Dabei beträgt der Absolutwert der Amplitude nach Bild 5.3 $2,2 \text{ V}$ und der Droop in diesem Oszillogramm ca. 65 mV . Dies ergibt einen Droop von 3% .

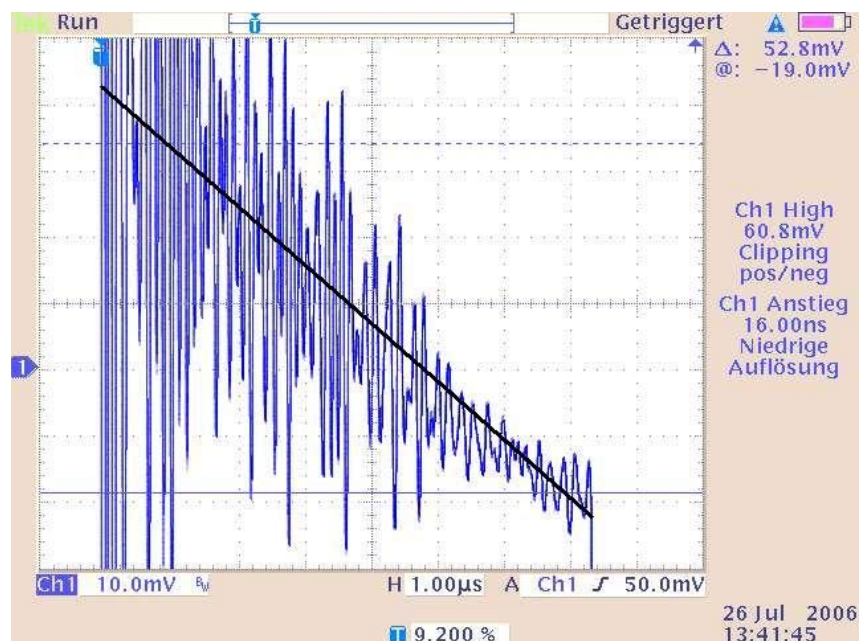


Bild 5.5: Messung des Stromimpulses nach Bild 5.3 mit Offset (1 $\mu\text{s}/\text{div}$; 10 mV/div bei 2,2 V absolut)

Die Schlussfolgerung aus diesen Messungen ist, dass die Dämpfung dieses Kabels gering genug ist, um als Puls kabel zur Ansteuerung der Kicker des SIS 100/300 verwendet zu werden. Aufgrund dieses Ergebnisses wurde ein Kabelstück von 15 m zur Untersuchung der Spannungsfestigkeit an die TU Darmstadt mitgenommen. Es war unter anderem auch geplant, an diesem Kabelstück eine Dämpfungsmessung bis in den GHz-Bereich hinein durchzuführen, jedoch konnte aufgrund der kurzen Kabellänge und der geringen Dämpfung selbst mit dem an der GSI zu Verfügung stehenden Equipment kein zufriedenstellendes Ergebnis erzielt werden. Somit kann auch kein aussagekräftiger Vergleich zwischen den Messungen und einer Simulation des Pulses angestellt werden.

5.3.2 Hochspannungsprüfungen

Für Hochspannungsprüfungen steht nur ein einzelnes Kabelstück von 15 m Länge zur Verfügung. Aus diesem Grund sind die erzielten Ergebnisse nur sehr bedingt aussagekräftig. Grundsätzlich lassen die Prüfergebnisse den Schluss zu, dass dieses Kabel für den Einsatz in den geplanten Kabelpulsen mit bis zu 70 kV Ladespannung geeignet ist, jedoch sollte vor einer endgültigen Entscheidung die Prüfprozedur an einigen längeren Kabelstücken zur statistischen Absicherung durchgeführt werden.

Eine Beurteilung des Kabelzustandes erfolgt durch eine Teilentladungs-(TE-)Messung mit 50 kV Wechselspannung bei 50 Hz, da der Scheitelwert dieser Spannung etwa der späteren Gleichspannungsbelastung entspricht. Der TE-Pegel lag dabei sowohl vor Beginn der Prüfprozedur als auch nach Beendigung der Prüfungen unter 5 pC.

Um die Betriebsbedingungen nachzubilden, wird das Kabel als erstes mit einer Gleichspannung positiver Polarität belastet. Die Gleichspannungsbelastbarkeit eines Kabels liegt zwar deutlich über der Durchbruchspannung bei Wechselspannung oder Impulsspannung, jedoch kann es durch die Gleichspannungsbelastung bei anschließender Belastung mit Nenndaten zu Isolationsdurchschlägen im Kabel kommen [Grö-85].

Die Spezifikationen dieses Kabels [Cer-2] sowie die Anforderungen der GSI sind in **Tabelle 5.2** einander gegenübergestellt:

Tabelle 5.2: Gegenüberstellung der Spezifikationen

Parameter	Cern	GSI
Systemspannung	30 kV DC	70 kV DC
Pulsstrom	20 kA	6 kA
Pulsanstiegszeit	2,8 μ s	900 ns
Pulsdauer	90 μ s (Transfer!)	ca. 6 μ s
Wiederholrate	0,05 Hz	4 Hz

Die Prüfungen des Kabels erfolgten laut [Cer-2] nach [IEC-1] bzw. nach eigenen Anforderungen mit 35 kV effektiv 50 Hz Wechselspannung und einer Teilentladungsmessung bei 25 kV effektiv. Dabei war eine Teilentladungsintensität von weniger als 5 pC gefordert.

Da es keine Normen für die Prüfung eines solchen Puls kabels für Anwendungen dieser Art gibt, wurde eine eigene Prüfprozedur festgelegt. Die für Mittelspannungskabel gängige Norm [IEC-1] sowie eine entsprechende Norm für Hochspannungskabel [IEC-2] können in diesem Fall nicht herangezogen werden, da die geforderten Prüfspannungen deutlich zu hoch liegen. Im Gegensatz zur Anwendung im Energieversorgungsnetz müssen bei der Anwendung als Puls kabel in einer Beschleunigeranlage keine Überspannungen berücksichtigt werden. Die höchste auftretende Spannung ist schon allein durch die Spannungsfestigkeit des Hochspannungsschalters auf Werte sehr knapp über der maximalen Betriebsspannung begrenzt. Als wesentliche Grundlage für die Prüfungen dient zum einem die durch die CIGRÉ WG 21-03 gegebene Empfehlung einer maximalen Feldstärke von etwa 30 kV/mm für Stückprüfungen an Lieferlängen zur Vermeidung von Isolationsschädigungen [Rie-02]. Da bereits bei den vorgesehenen Betriebsspannungen Feldstärken von bis zu 18 kV/mm auftreten, wird die Prüfspannung möglichst nahe an diesem empfohlenen Wert gewählt bzw. auch knapp überschritten. Bei der gegebenen Kabelgeometrie bedeutet dies eine maximale Höhe der Prüfspannung von 112 kV. Im Fall der Wechselspannungsprüfung wird dieser Wert unterschritten, da diese Art der Belastung für das Kabel die höchste Beanspruchung darstellt, jedoch im Betrieb gar nicht auftritt. Bei der gewählten Prüfspannung von 65 kV (effektiv) beträgt die maximale Feldstärke etwa 25 kV/mm und liegt somit zwischen der maximalen Feldstärke von 30 kV/mm und der höchsten Betriebsfeldstärke von 18 kV/mm. Durch diese Prüfung wird der Betriebsbereich mit ausreichender Sicherheit abgedeckt.

Die Gleichspannungsprüfung wird in Anlehnung an die Teilentladungsmessungen in [IEC-1] mit der 1,73-fachen Nennspannung durchgeführt, also bei einer Spannung von 120 kV.

Die Pulsbeanspruchung wird mit einer Amplitude von 130 kV durchgeführt, da dies mit 35 kV/mm schon deutlich über dem zulässigen Wert und auch im Bereich der Durchbruchfeldstärke von Polyethylen liegt [Hug-97]. Die Spannungsform wird mit 1,2/50 μ s entsprechend der Norm und gleichzeitig im Spannungsverlauf der späteren Belastung ähnlich gewählt. Während [IEC-1] nur 10 Impulse für diese Prüfung vorsieht, wird die Pulsanzahl verzehnfacht, um eine höhere statistische Sicherheit zu erhalten. Die Teilentladungsmessung wird mit 50 kV im Verhältnis an die in [Cer-2] spezifizierten Messungen angelehnt.

Das Puls kabel mit Aufbau nach **Bild 5.6** wurde im Anschluss an die TE-Eingangsmessung folgenden Beanspruchungen unterzogen, um zu prüfen, ob die Spannungsfestigkeit für einen Betrieb als Puls kabel mit 70 kV Ladespannung gegeben ist:

- Belastung mit 65 kV effektiv bei 50 Hz über 5 Minuten
- Belastung mit 120 kV DC (Innenleiter positiv) über 1 Stunde
- Beanspruchung mit Blitzstoßspannung 1,2/50 μ s von 130 kV Amplitude und 100 Stößen positiv sowie 100 Stößen negativ
- Nochmalige Wechselspannungsprüfung mit 65 kV / 50 Hz über 5 Minuten
- TE-Messung bei 50 kV effektiv und 50 Hz

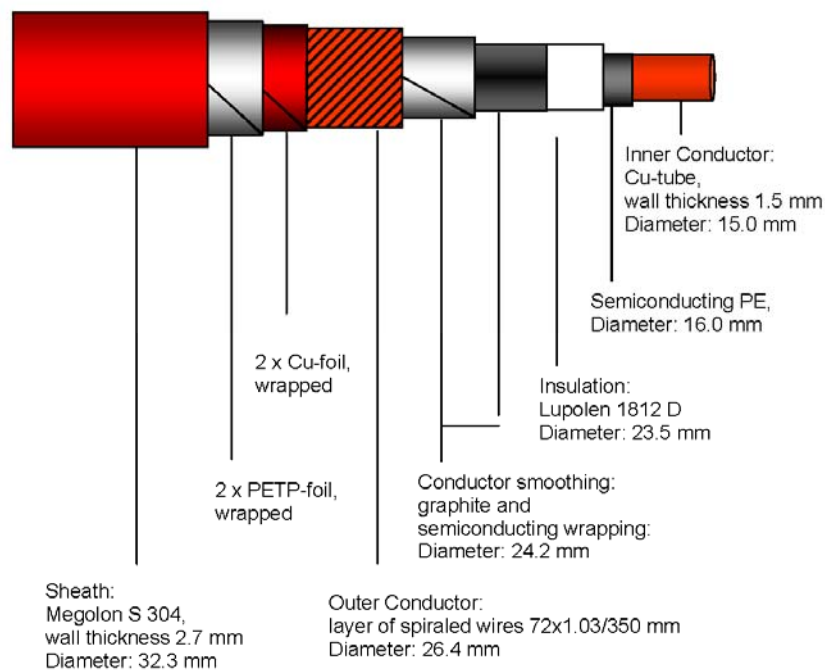


Bild 5.6: Aufbau des Puls kabels [DRA]

Um die Prüfungen durchführen zu können, wurden auf beiden Seiten des Kabels Endverschlüsse angebracht. Ganz allgemein stellen die Endverschlüsse durch die auftretenden Feldinhomogenitäten die kritischsten Stellen bezüglich der Durchschlagsfestigkeit eines

konfektionierten Kabels dar. Während im Inneren des Kabels aufgrund der Geometrie ein fast homogenes Feld herrscht, können schon kleinste Fehler bei der Montage eines Endverschlusses zu räumlich begrenzten Feldüberhöhungen führen, die gerade bei einem Betrieb des Kabels mit sehr hohen Feldstärken sehr schnell zur Zerstörung der Isolierschicht führen. Bei den verwendeten Endverschlüssen handelt es sich um Mittelspannungskabelendverschlüsse der Firma Tyco Electronics mit Mikrovaristorfeldsteuerung [Ray]. Diese werden in Form eines Schlauches durch Erwärmung aufgeschumpft. Je nach geforderter Spannungsfestigkeit und erwarteten Umgebungsbedingungen können anschließend mehrere Schirme auf diesen Schlauch aufgeschumpft werden. Das Mikrovaristormaterial befindet sich dabei auf der Innenseite des Schrumpfschlauches (in **Bild 5.7** grün dargestellt). Durch diese Technik der Mikrovaristorfeldsteuerung wird eine Feldsteuerung auch für Gleichspannungsbelastung gewährleistet, ohne dabei im Normalbetrieb Verluste zu verursachen, wie dies bei linear-resistiven Steuerungen der Fall wäre [Hav-00]. In Bild 5.7 ist der Aufbau des Endverschlusses dargestellt.

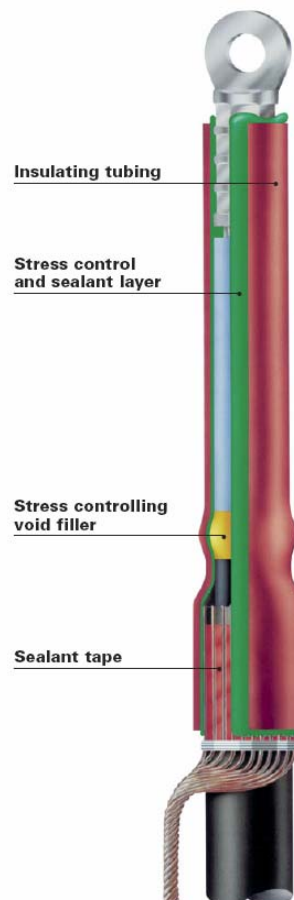


Bild 5.7: Auf das Kabel aufgebrachter Endverschluss [Ray]

5.4 Grenzen für eine Anwendung eines Kabelpulsers

Bezüglich der Anstiegszeiten und Abfallzeiten stellt ein Kabelpulsler die optimale Lösung dar und wird somit in Kickersystemen mit hohen Anforderungen an die Pulsflanken eingesetzt. Ein Problem des Kabelpulsers ist die fehlende Möglichkeit der Impedanzanpassung. Ein Kabel wie das untersuchte Muster mit 18Ω Impedanz stellt die untere realisierbare Impedanzgrenze dar. Für die Konstruktion von Kabelpulsern mit kleinerer Impedanz werden mehrere Kabel parallelgeschaltet, was zwar technisch möglich ist, jedoch zu sehr aufwändigen Konstruktionen führt. Der benötigte Raum für einen Kabelpulsler ist ebenfalls ein Nachteil, da die Energiedichte in einem Kabel im Vergleich zu Kondensatoren sehr gering ist und durch den begrenzten Biegeradius eines Kabels im Inneren der Kabeltrommel zusätzlich noch ungenutztes Volumen bereitgestellt werden muss.

Während diese Einschränkungen die Anwendbarkeit noch nicht grundsätzlich in Frage stellen, ist der Droop eines mittels Kabelpulsler generierten Pulses für den Bau eines Kabelpulsers mit sehr langem Flat-Top ein Ausschlusskriterium. Es ist nur durch entsprechend verlustarmen Aufbau eines Kabels möglich, diesen Droop zu verkleinern. Eine Kompensation des Droops ist zwar theoretisch möglich, jedoch sehr aufwändig.

Die Messungen des Droops in Kap. 10.3 zeigen, dass bei diesem Kabel die Grenze der Pulslänge bei $2,3 \mu\text{s}$ Pulslänge je Prozent zulässigen Droops liegt. Dieser Wert ließe sich durch die Verwendung verlustärmerer Kabel zwar noch steigern, jedoch nur mit hohem finanziellem Aufwand.

5.5 Optimierung der Eigenschaften eines Puls kabels

Um die in Kap. 5.4 genannten Grenzen bei dem Aufbau eines Kabelpulsers zu erweitern, kann man bei der Konstruktion eines Puls kabels neben der Verwendung dämpfungsarmer Leiter auch durch den Einsatz eines Dielektrikums sehr hoher Permittivität die nötige Leistungslänge verkürzen und so einen kleineren Droop bei gleicher Pulslänge und gleichen Leitungsverlusten erzielen. Ein weiterer Vorteil eines solchen Kabels wäre die deutlich geringere Impedanz.

Die Anforderung an das Dielektrikum ist neben der hohen Permittivität und einem sehr geringen Leitwert vor allem die Möglichkeit zur Einbringung in ein flexibles Kabel. Gasförmige Dielektrika scheiden aus, da diese eine Dielektrizitätszahl $\epsilon_r \approx 1$ besitzen. Ein sprödes Dielektrikum wie z.B. eine Keramik ließe sich nur in einer starren Konstruktion

verwenden, jedoch nicht in einem Kabel. Somit verbleiben flüssige Dielektrika oder flexible Feststoffe wie die verwendeten Kunststoffe als einzige Möglichkeit.

Eine Flüssigkeit sehr hoher Permittivität ist Wasser. Die Dielektrizitätszahl von Wasser liegt bei $\epsilon_r \approx 81$ und somit um mehr als den Faktor 30 höher als die von Polyethylen oder Teflon. Ein Problem stellt die notwendige Reinheit von Wasser zur Reduzierung des Leitwertes dar. Ein ständiger Wasserkreislauf mit Filterung, Entionisierung und Kühlung analog zu HGÜ-Umrichtern wäre notwendig, um dies zu gewährleisten. Die Konstruktion eines solchen Kabels erfordert zudem Stege aus festen Isolierstoffen, da anders eine mechanische Stabilisierung nicht möglich ist. Gleichzeitig darf die Leiteroberfläche jedoch nicht wie etwa das in **Bild 5.8** gezeigte Kabel mit einer Isolierung versehen sein. Durch die deutlich geringere Permittivität des Kunststoffüberzuges ($\epsilon_r \approx 2..4$) würde fast die gesamte Spannung an dieser dünnen Schicht abfallen, und die Spannungsfestigkeit des Kabels würde stark reduziert. Diese Problematik sowie die Schwierigkeit einer Aufrechterhaltung der niedrigen Leitfähigkeit macht eine solche Lösung ökonomisch nicht mehr tragbar.

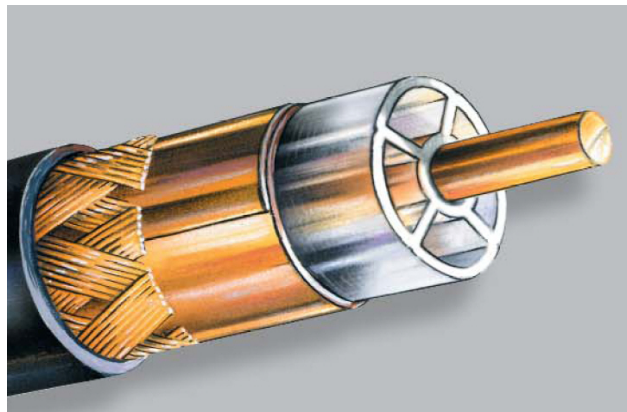


Bild 5.8: Kabel der Firma SSB-Electronic mit Luftzellen [SSB]

Ein weiteres flüssiges Dielektrikum hoher Permittivität stellt Glycerin ($C_3H_8O_3$) dar. Mit einem ϵ_r von 42 ist die Dielektrizitätszahl und damit die Energiedichte des Kabels zwar um die Hälfte niedriger als bei Verwendung von Wasser, jedoch ist dies immer noch eine deutliche Verbesserung gegenüber kunststoffisolierten Kabeltypen. Das Problem ist jedoch zum einen die Verfestigung bei Temperaturen unter 17 °C und zum anderen die stark steigende Leitfähigkeit bei höheren Temperaturen [DOW]. Auch bei Zimmertemperatur ist die Leitfähigkeit schon zu hoch, um für die Anwendung als Dielektrikum in einem Hochspannungskabel dienen zu können. Die Verluste würden sehr stark ansteigen, was weiterhin auch einen Anstieg des Droops zur Folge hätte.

Die Verwendung von Substanzen wie etwa Methanol, welche zwar ebenfalls eine hohe Permittivität besitzen, jedoch leicht entzündlich und auch giftig sind, kann generell ausgeschlossen werden.

Als weitere Möglichkeit zum Aufbau eines Pulsgenerators könnten keramische Dielektrika dienen, die in einzelnen koaxialen Rohrleitern mechanisch fest untergebracht sind und zu einer entsprechend langen Leitung in Reihe geschaltet werden können. Grundsätzlich besitzt diese Lösung durchaus Entwicklungspotenzial, jedoch gibt es nur sehr wenige Anwendungen, bei denen eine Pulslänge von über 10 μs bei Anstiegszeiten deutlich unter 100 ns gefordert wird. Dies wären typische Anwendungen für solche Konstruktionen. Bei kürzeren Pulsen kann ein konventionelles Kabel eingesetzt werden, und bei längeren Pulsflanken ist der Einsatz eines PFNs oder anderer Pulsformer möglich. Zudem wird in Zukunft auch die Halbleitertechnik solche Pulsformer ersetzen, weshalb es nur bei unmittelbarem Bedarf sinnvoll ist, auf diesem Gebiet Entwicklungsarbeit zu leisten. Die Anforderungen des SIS 100/300 lassen sich mit den anderen in dieser Arbeit beschriebenen Techniken erfüllen.

5.6 Kabelpulser zur Ansteuerung eines Kickers – Zusammenfassung

Die in diesem Kapitel beschriebenen Untersuchungen zeigen, dass es grundsätzlich möglich ist, alle Kickersysteme des SIS 100/300 mit Kabelpulsern auszustatten. Dabei kann das bereits in größeren Mengen für das Institut CERN gefertigte Kabel der Firma DRAKA verwendet werden. Sowohl die Pulseigenschaften als auch die Spannungsfestigkeit genügen mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit den gestellten Anforderungen. Bei diesem Kabel ist mit einem Droop von etwa 0,43 %/ μs Impulslänge zu rechnen.

Um eine allgemeine Aussage über die mögliche Anwendung eines Kabels als Puls kabel zu erhalten, wird eine Vorgehensweise wie nachfolgend beschrieben empfohlen:

- Rechnerische Abschätzung des Droops nach Kapitel 5.1;
- Überprüfung der Rechnung durch Pulsmessungen mit einem angepassten Kabelpulser (siehe Kap. 5.3.1);
- Festlegung der Prüfspannungen für AC (Scheitelwert) und DC unter Berücksichtigung einer maximalen Feldstärke von 30 kV/mm im Dielektrikum des Kabels; diese Werte sollten die maximale Betriebsspannung deutlich überschreiten.

Wenn es unter Berücksichtigung der maximalen Feldstärke möglich ist, sind die Prüfspannungen nach [IEC-1] bzw. [IEC-2] anzuwenden;

- Teilentladungs-Messspannung (AC-Scheitelwert) im Bereich der Betriebsspannung des Kabels festlegen;
- Prüfspannung für Stoßspannungsprüfungen (1,2/50 μ s) mit mindestens 1,5-facher Betriebsspannung und 100 Impulsen positiv sowie negativ;
- Vorbereitung des Kabels mit entsprechenden Endverschlüssen unter Berücksichtigung der Teilentladungsfreiheit dieser Endverschlüsse bei den festgelegten Prüfspannungen;
- Reihenfolge der Prüfungen nach Kapitel 5.3.2.

Die Verwendung eines Kabelpulsers ist aufgrund der Erfahrungen mit dieser Technik eine technisch sehr einfache und somit auch robuste Lösung. Für Systeme mit kurzen Pulsdauern wie den Injektionskicker des SIS 100 (1,33 μ s) oder auch den Q-Kicker des SIS 300 (2,97 μ s) [GSI-07] ist dies die ökonomisch sinnvollste Lösung.

6 Ansteuerung eines Kickers mit PFN

Die Verwendung eines PFNs als Energiespeicher und Pulsformer eines Kickersystems ist eine Alternative zu den in Kap. 7 beschriebenen Kabelpulsern. Ein Argument für die Verwendung eines PFNs ist die sehr lange Flat-Top-Zeit eines Pulses, da es durch den Droop eines Kabelpulsers eventuell zu nicht mehr akzeptablen Sollwertabweichungen des Kickersystems kommt. In einigen Fällen ist die Verwendung eines PFNs auch kostengünstiger als eine Ansteuerung mit Kabelpulser. Neben einer Auslegung eines an die Anforderungen des SIS 100 Transferkickers angepassten PFNs werden die Grenzen für die Anwendung von PFN-Pulsgeneratoren im Vergleich zu Kabelpulsern dargelegt. Dabei ist die Grundlage für die Grenzen der Einsatzgebiete von PFNs eine mögliche Realisierung mit vertretbarem Aufwand. Um auch eine bipolare Ansteuerung mit einem PFN-Kabelpulser zu realisieren, wird das in Kap. 3.4.5 beschriebene neu konzipierte System mit den Hochspannungsschaltern auf der Lastseite in einem Modell untersucht, wobei sich die Messungen mit den Simulationsergebnissen gut decken. In Systemen, die sowohl die in Kap. 5 aufgezeigten Grenzen für den Einsatz von Kabelpulsern übersteigen, die aber auch nicht mit einem PFN realisiert werden können, muss eine gesonderte Betrachtung unter Berücksichtigung technisch aufwändigerer Lösungen ein Ergebnis bringen. Insbesondere muss bei solchen Systemen auch die Realisierbarkeit mit den in dieser Arbeit aufgezeigten Halbleitersystemen geprüft werden.

6.1 Grundsatzuntersuchungen

Um den Einsatzbereich eines PFNs auf die Anwendungen für Kickersysteme zu klären, wurde neben einer theoretischen Betrachtung von Standardlösungen auch die technische Realisierbarkeit von PFNs mit sehr hoher Zellenzahl und somit einer höheren Grenzfrequenz untersucht. Dazu wurden Simulationen mit OrCAD durchgeführt und PFN-Modelle mit Niederspannungskondensatoren aufgebaut. Durch Vergleich der Messergebnisse mit den Simulationsergebnissen konnten die Parasitäreffekte quantitativ abgeschätzt werden. Es zeigt sich, dass es durch die magnetische Koppelung der einzelnen Spulen des PFNs zu unerwünschten Schwingungen des Pulses kommt, die die Konstruktion eines PFNs erschweren. Durch diese Untersuchungen konnten wichtige Erkenntnisse für die Grenzen eines PFN-Aufbaus gewonnen werden.

6.1.1 Aufbau eines 90-Element Modell-PFNs

Das aufgebaute 90-Element-PFN ist für einen Puls von etwa 12 μs Dauer und eine Impedanz von 6 Ω ausgelegt. Die Induktivität je Stufe beträgt 360 nH und die Kapazität je Stufe 10 nF. Als Leistungsschalter dienen MOSFET, welche sehr schnell schalten und einen geringen Innenwiderstand aufweisen. Der verwendete Typ (Infineon SPW47N60) hat eine Spannungsfestigkeit von 650 V bei einem Dauerstrom von 30 A bzw. 140 A Impulsstrombelastbarkeit bei 70 m Ω Einschaltwiderstand.

Die Einschaltzeit beträgt 27 ns und die Ausschaltzeit 8 ns. Somit ist der Schalter als weitestgehend ideal anzusehen. Für die Kapazitäten werden Wima-Folienkondensatoren des Typs FKP1 mit 2 kV Spannungsfestigkeit verwendet. Die Spulen sind aus Profilkupfer mit 5 mm x 1 mm Querschnitt gewickelt. In **Bild 6.1** ist das PFN zu sehen, wobei **Bild 6.2** die Kondensatorbeschaltung detailliert zeigt.



Bild 6.1: Aufgebautes PFN mit 90 Elementen

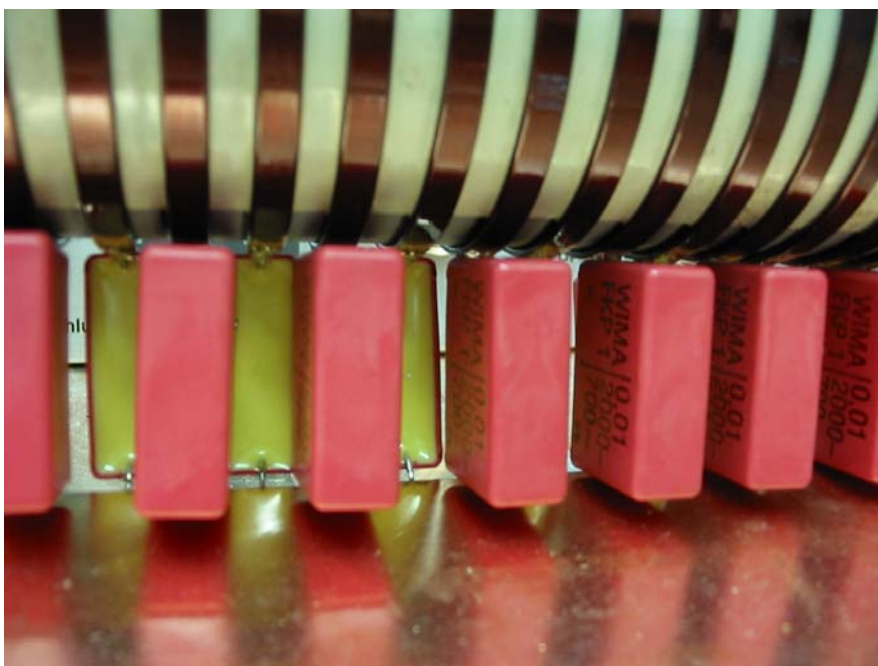


Bild 6.2: Anschluss der Kondensatoren an die Abgriffe der Spule

Im Rahmen der Untersuchungen wurden ebenfalls eine Ansteuerung für die MOSFET sowie ein Netzteil zum Laden des PFNs aufgebaut, da beide potentialfrei betrieben werden sollen. Dies wurde durch den Betrieb beider Geräte mittels eines im Gehäuse eingebauten Akkus realisiert. Die Ansteuerung erzeugt zwei etwa 54 μs dauernde Impulse mit variabler Verzögerung, um die Pulslänge durch Dumpen einstellen zu können. Die Anstiegszeiten der Pulse betragen dabei unter 10 ns, und der Innenwiderstand liegt bei etwa 1 Ω . Dieser kleine Innenwiderstand ist notwendig, um die Kapazität des MOSFET von 6 nF schnell aufladen zu können.

Die Fehlanpassung an das Kabel spielt dabei durch die kurzen Kabelwege (max. 1 m) noch keine Rolle. Eine Triggerung erfolgt entweder manuell oder per Lichtwellenleiter. Das Netzteil ist als Gegentaktwandler mit 12 V Eingangsspannung ausgeführt und liefert eine geregelte Ausgangsspannung, welche im Bereich von etwa 5 V bis 500 V einstellbar ist und mit bis zu 30 mA belastet werden kann.

Die Stufeninduktivität von etwa 360 nH ist bereits durch eine Windung des Drahtes auf ein PVC-Rohr mit 80 mm Durchmesser erreicht, was eine magnetische Entkoppelung unmöglich macht. Die gesamten 90 Spulen sind so durch 90 Windungen des Drahtes mit entsprechenden Abgriffen gestaltet, wobei an die Abgriffe direkt die Kondensatoren angelötet sind.

Es wurden zwei dieser PFNs gebaut, um einen bipolaren Kicker ansteuern zu können. Für die Messung wird das PFN auf 250 V aufgeladen und auf einen 6 Ω -Abschlusswiderstand entladen. Die Ergebnisse der Messungen (**Bild 6.3**) zeigen durch die in der Mitte des Pulses beginnenden Schwingungen der Amplitude sehr deutlich den Einfluss der magnetischen Kopplung.

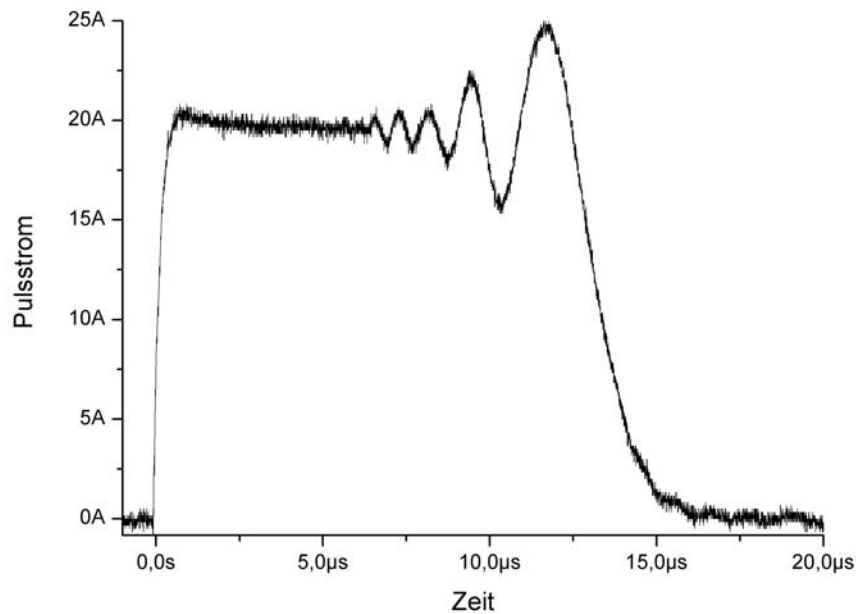


Bild 6.3: Pulsform des PFNs bei Entladung auf einen angepassten Widerstand

Der Anstieg des Pulses ist in **Bild 6.4** aufgelöst. Mit etwa 550 ns sind die Anforderungen der meisten Kicker des SIS 100/300 bezüglich dieses Parameters schon erfüllt. Durch die Schwingungen auf dem Flat-Top ist diese Lösung jedoch unbrauchbar.

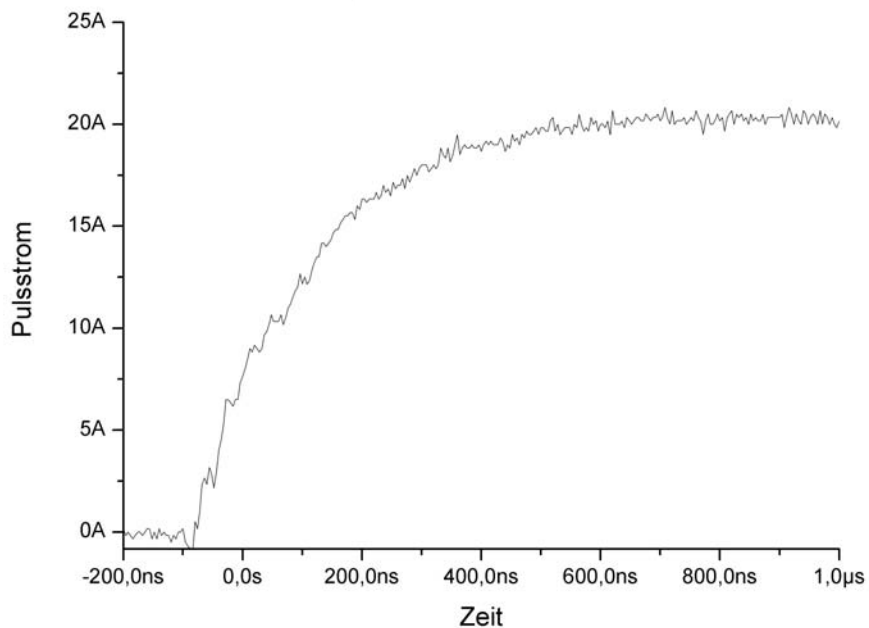


Bild 6.4: Messung des Pulsanstieges

Aufgrund der Kopplung zwischen den Spulen ist ein kompakter Aufbau offensichtlich nicht möglich. Eine Entkopplung könnte durch eine um 90° versetzte Anordnung der Spulen realisiert werden. Doch auch die Tatsache, dass ein Aufbau eines solchen PFNs mit Hochspannungskondensatoren im Vergleich sehr teuer ist und selbst bei 90 Elementen die Abfallzeit noch bei über zwei Mikrosekunden liegt, macht eine weitere Untersuchung im Rahmen dieses Projektes überflüssig. Bei hohen Anforderungen nur an die Anstiegszeit lässt sich ein PFN auch mit weniger Zellen realisieren, indem man die erste Zelle des PFNs (Frontzelle) mit einer höheren Grenzfrequenz auslegt.

6.1.2 Optimierung des Modells

Um den Einfluss der magnetischen Kopplung zu quantifizieren, wird eine Simulation mit unterschiedlichen Werten der Kopplung durchgeführt. Der Kopplungsfaktor k ist bei einer Anordnung mit der Gegeninduktivität M aus zwei Spulen der Induktivität L_1 bzw. L_2 durch die Gleichung

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

beschrieben und ist kleiner als eins [Str-06]. Somit drückt dieser Faktor aus welcher Teil des in einer Spule erzeugten magnetischen Flusses die gekoppelte Spule durchsetzt. Bei einem Kopplungsfaktor von eins durchsetzt der gesamte Fluss der ersten Spule auch die zweite und es existiert kein Streufluss. Ein Faktor $k = 0$ beschreibt hingegen zwei magnetisch völlig gegeneinander geschirmte Spulen. Durch das Modell `k_Linear` in OrCAD kann dieser Faktor als Parameter variiert werden. Betrachtet man das Ergebnis in **Bild 6.5**, so zeigt sich, dass ein Kopplungsfaktor von 0,5 noch keinen signifikanten Einfluss auf den Flat-Top hat und eine Kopplung von 0,5 sich sogar positiv auf die Pulsform auswirkt, da die Abfallzeit sinkt. Für das Modell hat dies zur Konsequenz, dass bereits ein größerer Windungsabstand zur deutlichen Verbesserung der Pulsamplitude führt. Eine genauere Berechnung des Kopplungsfaktors k lohnt sich nicht, da das Modell von dem späteren Aufbau abweicht und diese Berechnungen dort erneut angestellt werden müssten.

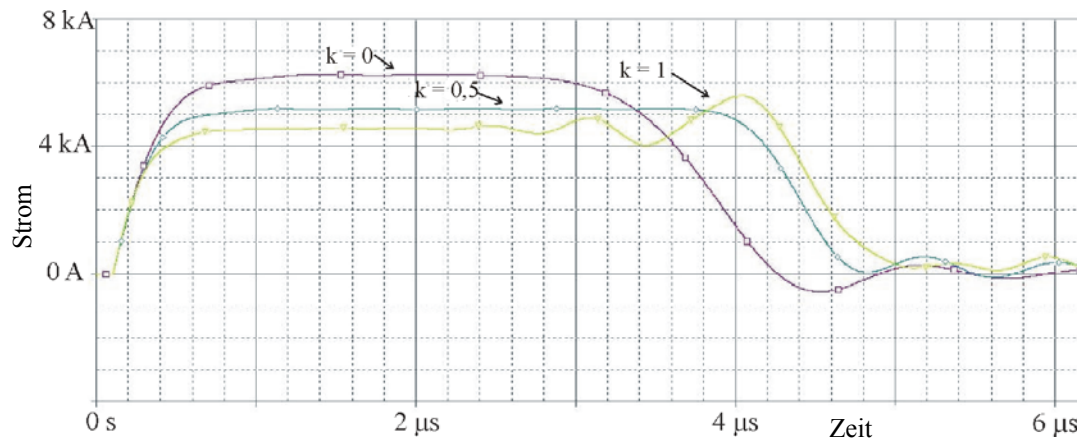


Bild 6.5: Einfluss der magnetischen Kopplung auf die Pulsform am Beispiel eines 10-Zellen-PFNs; k = Kopplungsfaktor

Die Anforderungen des Kickersystems des SIS 100/300 liegen zum Zeitpunkt der Optimierung des Modells im Bereich von $7 \mu\text{s}$ Pulslänge und 900 ns Anstiegszeit [GSI-07]. Basierend auf diesen Parametern wurde sowohl durch Simulation als auch durch Modellaufbau ein PFN konzipiert, welches diesen Anforderungen genügt. Die Abfallzeit des Pulsstromes ist dabei nicht relevant, da immer der ganze Speicherring geleert wird. Eine Extraktion einzelner Bunche ist nicht geplant.

Um die Kopplung zwischen den einzelnen Spulen zu verringern, wurde der Windungsabstand von 5 mm (s. 90-Element-PFN **Bild 6.6**) auf 11 mm (s. 20-Element-PFN **Bild 6.7**) vergrößert sowie mit einer Windungszahl von vier Windungen an Stelle einer einzelnen Windung gearbeitet. Die in **Bild 6.7** erkennbaren Widerstände parallel zu den einzelnen Spulen sind zur zusätzlichen Dämpfung unerwünschter Schwingungen am Flat-Top eingefügt und besitzen einen Wert von 22Ω . Die unterschiedlichen Lastinduktivitäten in beiden Fällen resultieren aus den geänderten Anforderungen bezüglich des Magneten. Das Schaltbild des Messaufbaus aller Pulsmessungen an den Modellen ist in **Bild 6.8** zu sehen. **Bild 6.9** zeigt nochmals die Pulsform des 90-Element-PFNs mit deutlich sichtbarem Aufschwingen nach halber Flat-Top-Zeit. Das Oszillogramm in **Bild 6.10** stammt von dem verbesserten 20-Element-PFN. Die getroffenen Maßnahmen haben zu einem praktisch glatten Puls geführt. Bei Vergleich mit **Bild 6.5** kann der Kopplungsfaktor im Bereich von $0,5$ eingeordnet werden. Diese Maßnahmen haben ebenso Einfluss auf die Induktivität je Stufe. Diese liegt im Bereich von $1,3 \mu\text{H}$, was jedoch aufgrund der aktuellen Anforderungen an die „langsamen“ Kicker (über 900 ns Anstiegszeit) noch ausreichend ist. Um die Impedanz im Bereich von 6Ω zu erhalten, musste die Kapazität je Stufe auf 40 nF angehoben werden. Mit 20 Stufen erhält man eine Impulslänge von etwa $8 \mu\text{s}$, was ausreichend ist. Die Abfallzeit des Pulses ist mit etwa $5,5 \mu\text{s}$ um den Faktor 13 länger als die Anstiegszeit von rund 400 ns . Es zeigt sich, dass es bei dem

Modell-PFN zu keinem nennenswerten Droop kommt, da der ohmsche Anteil der Spulen insgesamt unter einem Prozent des Betrages der Impedanz liegt. Somit erübrigt sich eine Kompensation.

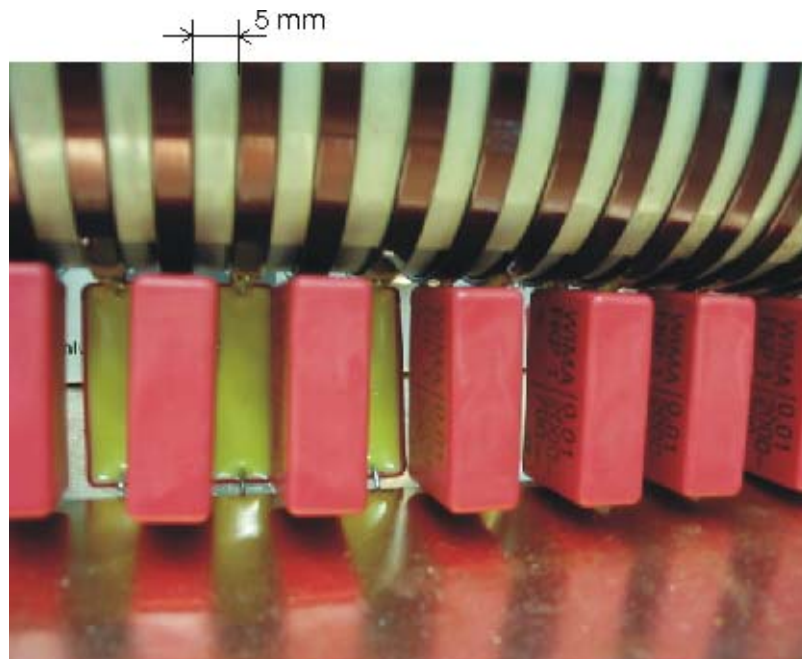


Bild 6.6: Aufbau des alten 90-Element PFNs

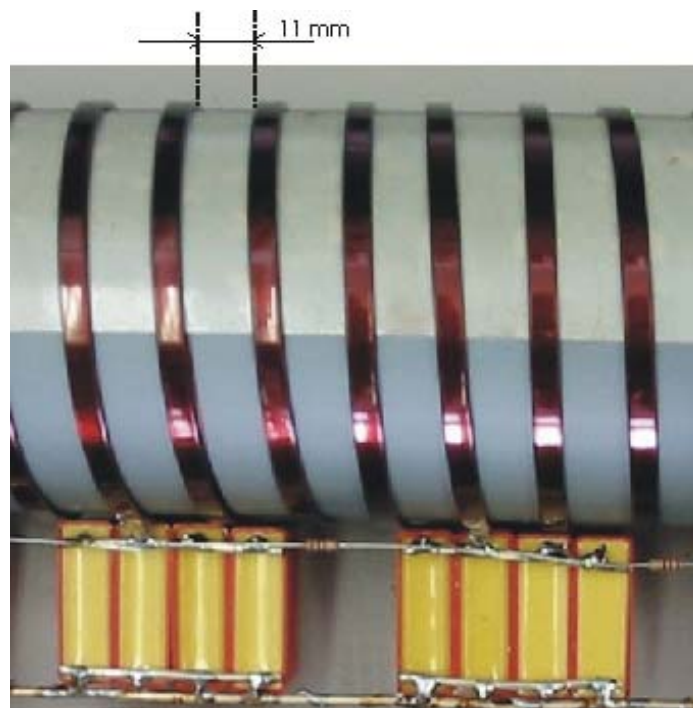


Bild 6.7: Aufbau des neuen 20-Element PFNs

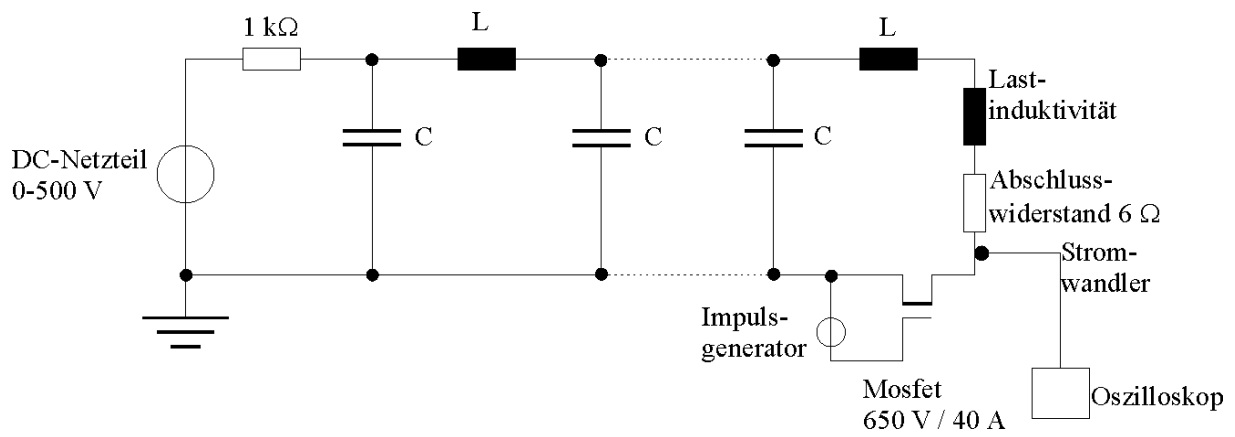


Bild 6.8: Schaltbild des Messaufbaus der Modell-PFNs

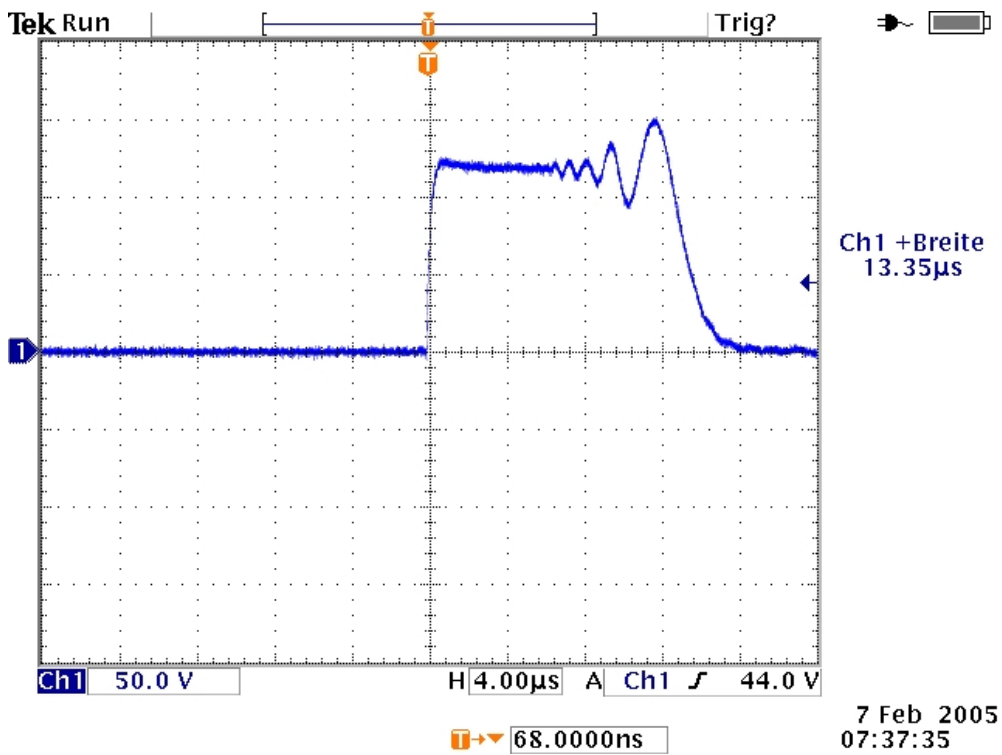


Bild 6.9: Pulsform des alten 90-Element-PFNs mit 1 μH Last (4 μs/div)

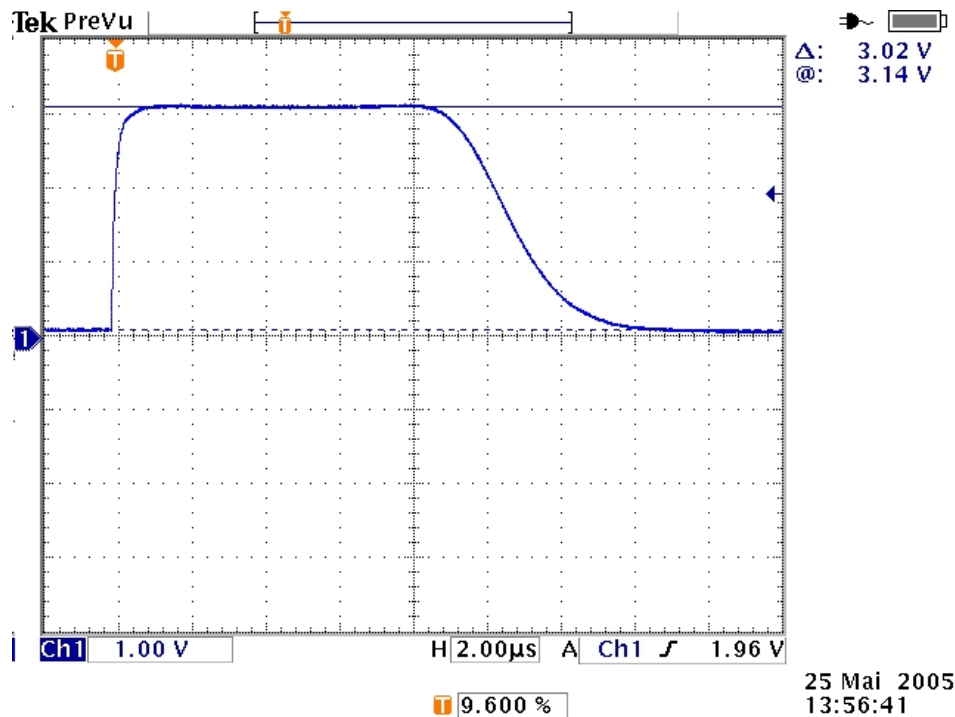


Bild 6.10: Pulsform des neuen 20-Element PFNs mit 3 μH Last (2 $\mu\text{s}/\text{div}$)

Der in **Bild 6.10** dargestellte Puls lässt sich für Transfer- sowie Extraktions- bzw. Emergencykick durchaus verwenden.

Um die Möglichkeit zu erhalten, die Strahlablenkung mit einem Kicker in zwei Richtungen durchführen zu können, wird eine Ansteuerung mit kurzfristig wählbarer Polarität benötigt (vgl. Kap 3.4.5).

Das Problem des in **Bild 6.11** gezeigten bipolaren Modellaufbaus ist der durch die Grenzfrequenz des PFNs bestimmte, sehr langsame Anstieg des Pulses von etwa 3 μs , wenn die Schaltung des Pulsgenerators nach Bild 3.6 gewählt wird. Der mit dieser Methode generierte Puls ist in **Bild 6.12** zu sehen, der Anstieg in **Bild 6.15**.



Bild 6.11: Aufbau eines bipolaren PFN-Modells

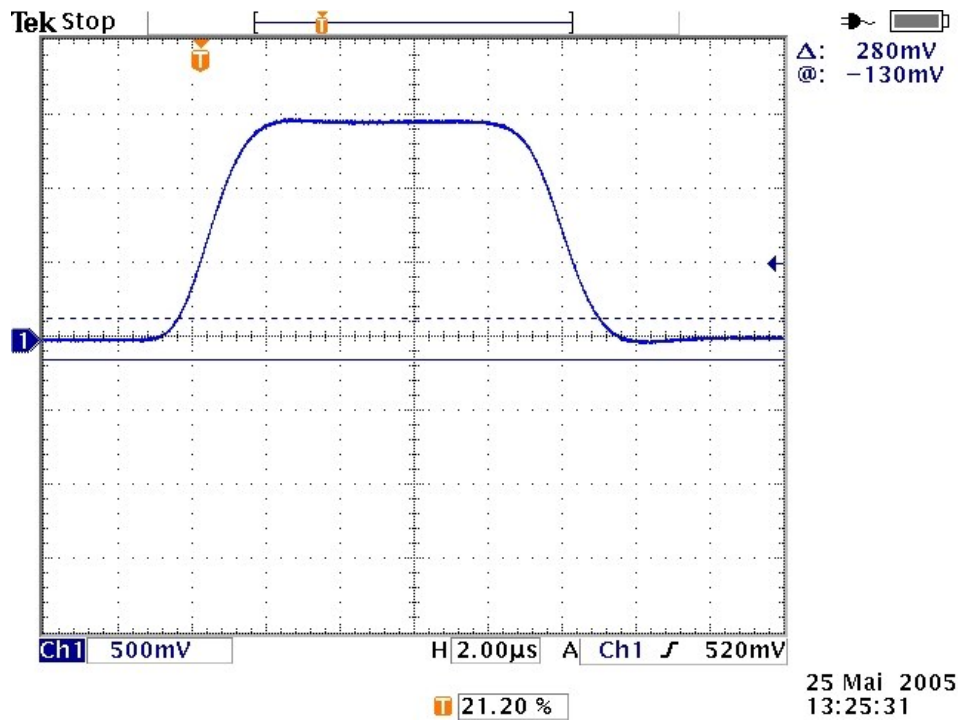


Bild 6.12: Laststrom mit einer Ansteuerung nach Bild 3.6 des 2 x 20-Element-Modells (2 $\mu\text{s}/\text{div}$)

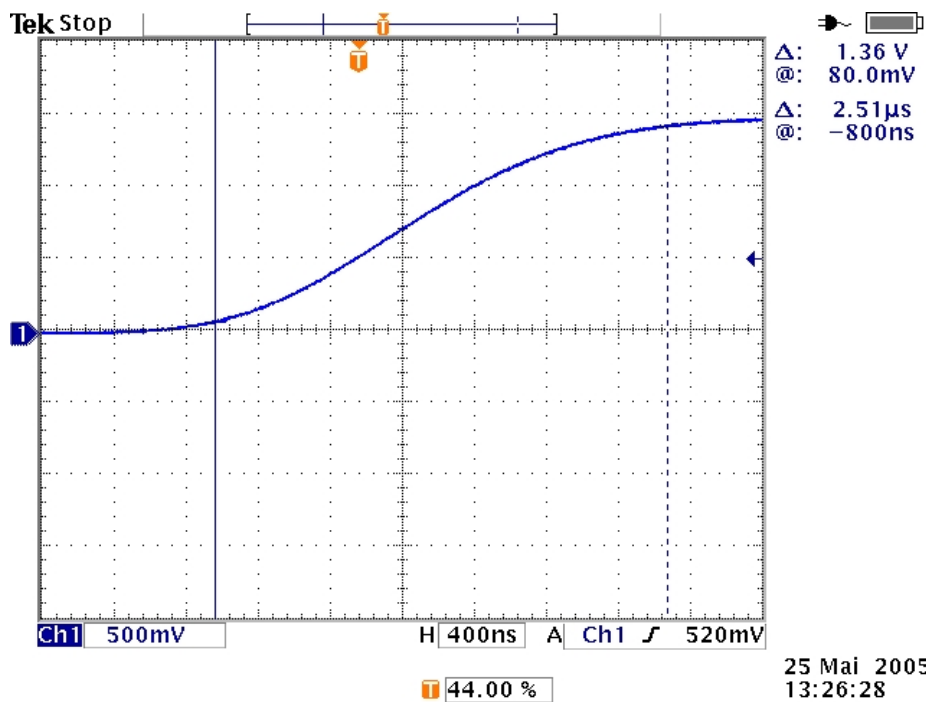


Bild 6.13: Anstieg des Laststromes mit einer Ansteuerung nach Bild 3.6 des 2 x 20-Element-Modells (400 ns/div)

Durch die in Bild 3.8 dargestellte Schaltung kann dagegen der Anstieg mit etwa 750 ns ebenso schnell erfolgen wie bei einem monopolen Kickersystem (**Bild 6.15**: Anstieg desselben PFNs, nur mit geänderter Schaltervariante, **Bild 6.14** zeigt den gesamten Puls). Die

am Pulsanfang auftretenden Überschwinger sind mit deutlich unter 3 % für die Funktion als Pulsgenerator für die gedachte Anwendung bedeutungslos. Durch ein Anpassen der Frontzelle ließen sich diese jedoch auch noch reduzieren.

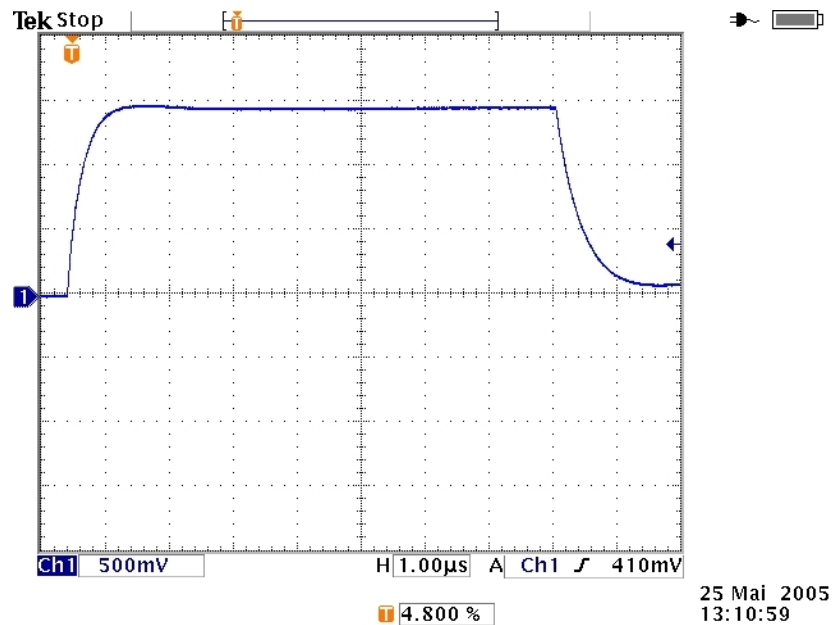


Bild 6.14: Spulenstrom des 2 x 20-Element-Modells bei Pulslängenbegrenzung (1 µs/div) nach Bild 3.8

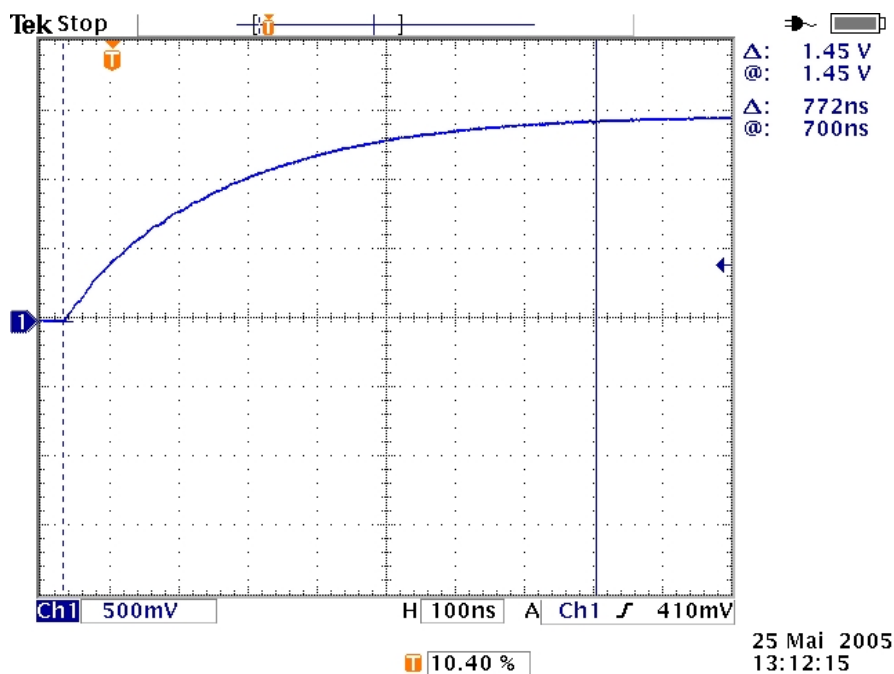


Bild 6.15: Anstieg des Laststromes mit einer Ansteuerung nach Bild 3.8 des 2 x 20-Element-Modells (100 ns/div)

Um den Einfluss dieser Variante auf die Schalterströme genauer zu untersuchen, wurde das aufgebaute PFN mit der Software OrCAD simuliert. Die zur Simulation verwendete Schaltung ist in **Bild 6.16** gezeigt.

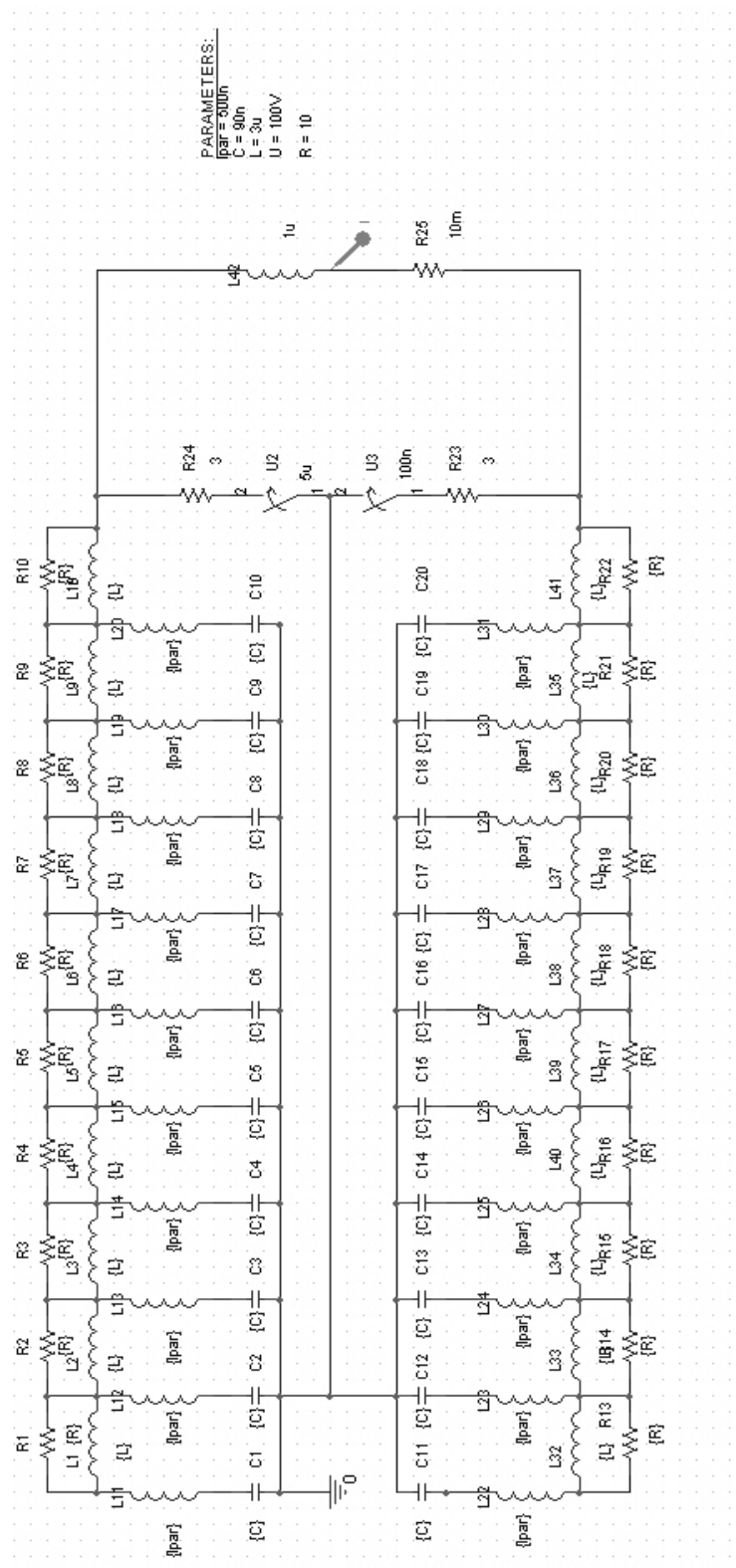


Bild 6.16: Schaltung in OrCAD zur Simulation der Ansteuerung

Im Folgenden wird der Einfluss durch die in Bild 3.8 gezeigte Schaltung auf die Schalterströme sowie auf den Laststrom im Zeitbereich nach Pulsabfall untersucht. In **Bild 6.17** ist der Strom im Schalter bei einseitiger Entladung, also ohne Nutzung des schnellen Stromabbaus, gezeigt. Der Verlauf zeigt einen Rückwärtsstrom von deutlich unter 10 %, was für Schaltröhren nicht kritisch ist. Im Vergleich dazu beträgt die Amplitude des Rückwärtsstromes bei Betätigung des zweiten Schalters in **Bild 6.18** über 15 % des positiven Schalterstromes. Ob dies ein Ausschlusskriterium für diese Art der Ansteuerung ist, hängt von der Wahl des Schalters ab. Bei Verwendung eines Pseudofunkenschalters ist dieser Rückwärtsstrom zulässig [Pet-07]. Eine Inversdiode parallel zum Hochspannungsschalter kann ebenfalls einen unzulässigen Rückwärtsstrom vom Hochspannungsschalter fernhalten.

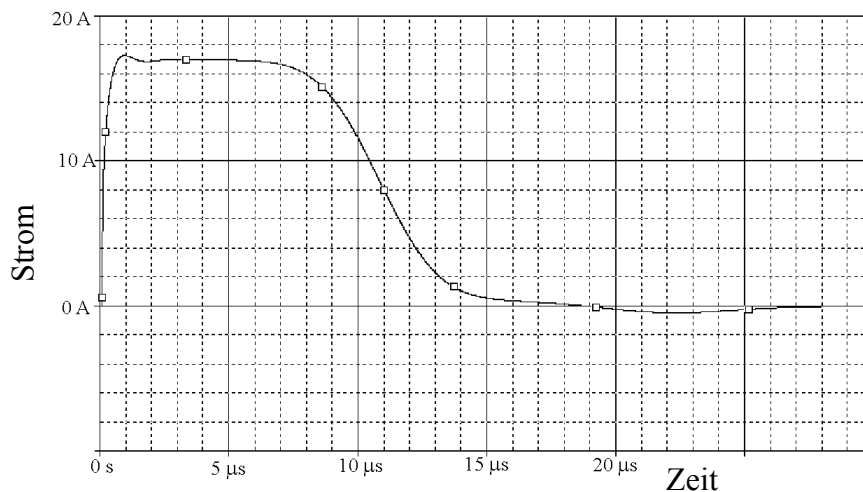


Bild 6.17: Strom im Schalter bei Betätigung nur eines Schalters (Simulation)

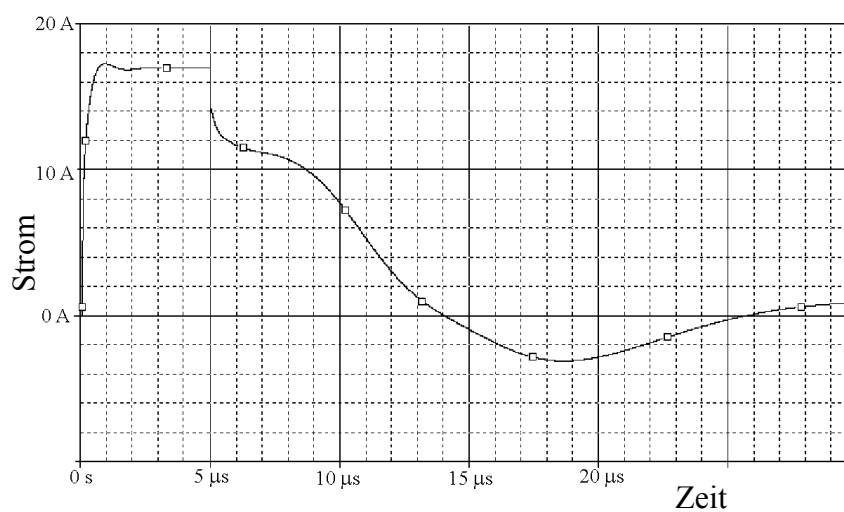


Bild 6.18: Strom im Schalter bei Betätigung beider Schalter (Simulation)

Betrachtet man den Laststrom in **Bild 6.19** (ohne zweiten Schalter) und **Bild 6.20** (mit zweitem Schalter), so ist in keinem Fall ein Rückwärtsstrom über 10 % im Schalter zu erwarten. Bei Pulslängenbegrenzung durch Betätigen des zweiten Schalters vor dem Abklingen des Pulses ist der Rückwärtsstrom sogar geringer.

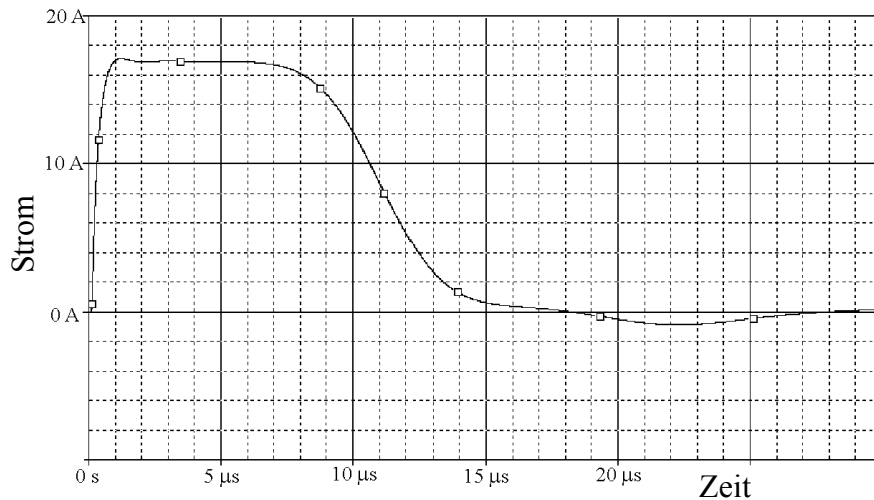


Bild 6.19: Strompuls in der Last bei Betätigung nur eines Schalters

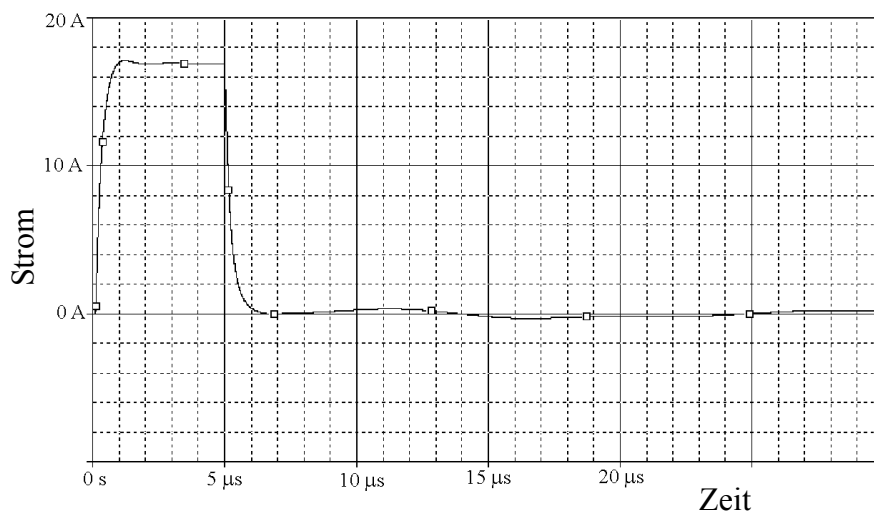


Bild 6.20: Strompuls in der Last bei Betätigung beider Schalter

6.2 Auslegung eines an die SIS 100-Parameter angepassten PFNs

Die in diesem Kapitel beschriebene Auslegung des PFNs basiert auf den Parametern des SIS 100/300 zum Stand 2005. Zu diesem Zeitpunkt war die Vorgabe der zur PFN-Ansteuerung geeigneten Kicker eine Pulslänge von 5,5 μs und eine Anstiegszeit von 800 ns.

Die Welligkeit des Flat-Top soll unter einem Wert von 3 % der Amplitude liegen. Die Magnetinduktivität wurde zu diesem Zeitpunkt mit $1 \mu\text{H}$ angenommen.

6.2.1 Ermittlung der Spezifikationen für die Kondensatoren des PFNs

Das Modell-PFN aus Abschnitt 1 war mit handelsüblichen Wima-Kondensatoren des Typs FKP 1 bestückt, welche eine Kapazität von 10 nF bei 2 kV Gleichspannungsfestigkeit haben. Von diesen Kondensatoren wurden vier Stück parallelgeschaltet. Diese Kondensatoren hatten in der Parallelschaltung eine Induktivität von etwa 80 nH , also verhältnismäßig wenig im Vergleich zu den $1,3 \mu\text{H}$ Induktivität der Stufen des PFN's. Erwartungsgemäß lassen sich aber 100-kV -Hochspannungskondensatoren dieser Kapazität nicht mit solch geringer Induktivität herstellen, da allein die Abmessungen dies schon verbieten. Der Einfluss dieser Induktivität wurde simuliert (s. **Bild 6.21**), um eine für diese Anwendung sinnvolle Grenze festzulegen. Dabei wurde die Schaltung aus Bild 6.16 verwendet und der Parameter L_{par} , welcher die Parasitärinduktivität der Kondensatoren darstellt, variiert. Bei Betrachtung der Ergebnisse in **Tabelle 6.1** zeigt sich, dass Induktivitäten von weniger als etwa 500 nH die geforderte Pulsqualität von maximal 3 % Welligkeit zulassen.

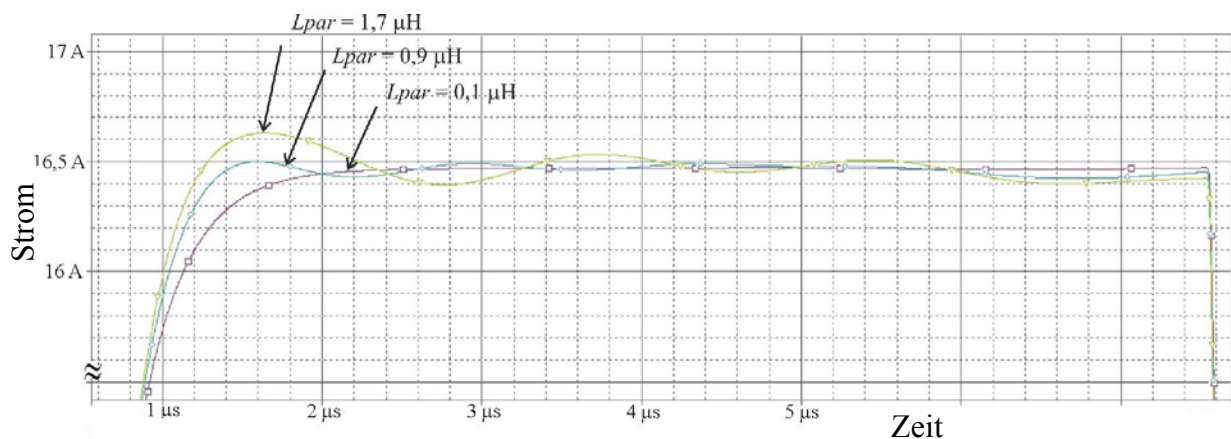


Bild 6.21: Einfluss der Parasitärinduktivität der Kondensatoren auf den Puls (qualitativ)

Tabelle 6.1: Variation der Parasitärinduktivität bei 10 Zellen
 $47 \text{ nF}/12 \Omega/1,5 \mu\text{H}$ an $6 \Omega/1 \mu\text{H}$ Last

Parasitärinduktivität	100 nH	400 nH	700 nH	1 μH
Welligkeit	< 1 %	2,5 %	6 %	10 %
Anstieg (0-97 %)	590 ns	570 ns	560 ns	550 ns
reverse current	4 %	4 %	4 %	4 %

Die simulierten Werte für überlagerte Schwingungen liegen im Bereich von weniger als drei Prozent. Mit drei Prozent maximaler Welligkeit kann in diesem Fall mit einer Induktivität von 500 nH gearbeitet werden. Zur Dämpfung von Schwingungen auf dem Flat-top des Pulses wird ein Widerstand parallel zur jeder Induktivität des Netzwerkes geschaltet (in **Bild 6.22** zu sehen). Dies ist eine übliche Maßnahme, angewendet z.B. bei PFNs der Kickersysteme des LHC [Bar-02].

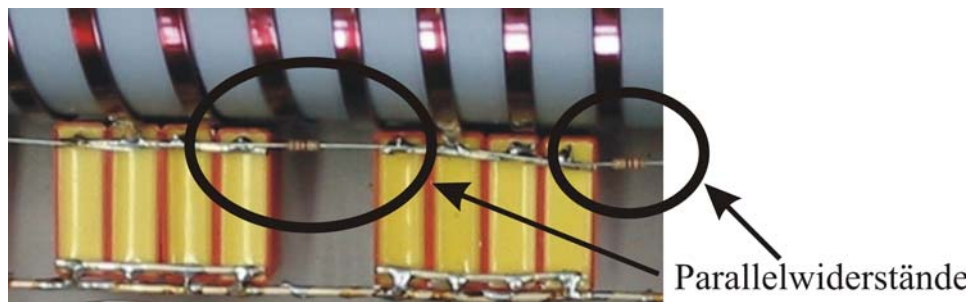


Bild 6.22: Parallelwiderstände im PFN

Der Einfluss dieser Widerstände auf die Pulsform ist in **Bild 6.23** erkennbar. Der negative Einfluss auf den Pulsabfall ist durch die niedrigere Grenzfrequenz zu erklären. Bei der Simulationsschaltung nach Bild 6.16 wurde diesmal R als Parameter variiert. **Tabelle 6.2** zeigt, dass es durchaus ein Optimum für die Dämpfung gibt, welches hier bei etwa 10Ω liegt. Werte darunter verschlechtern die Pulsform. Qualitativ kann dies dadurch erklärt werden, dass ein Widerstandswert gegen 0Ω die Spulen kurzschließt und somit eine reine Kondensatorentladung zur Folge hat, welche bei ohmscher Last einen Exponentialverlauf hat. Die Wahl des Widerstandswertes muss bei gegebenen PFN-Design die unerwünschten Schwingungen dämpfen, darf jedoch den Puls nicht zu stark beeinflussen. Anhaltswert für die Widerstandswerte ist dabei die Impedanz der PFN-Spulen bei der für den Anstieg relevanten Frequenz. Da dieser Widerstand beim Anstieg „wirkt“, sollten die Parallelwiderstände nicht dominant sein. Bei $1,5 \mu\text{H}$ und 500 ns Anstiegszeit (also analog zu den Rechnungen in Kap. 5.1 zur Zuordnung einer Anstiegszeit zu einer Frequenz für 500 ns etwa $0,5 \text{ MHz}$) liegt dieser Wert bei etwa 5Ω . Dies ist konsistent mit den Simulationen, welche deutlich über 10Ω keinen negativen Einfluss der Widerstände mehr zeigen.

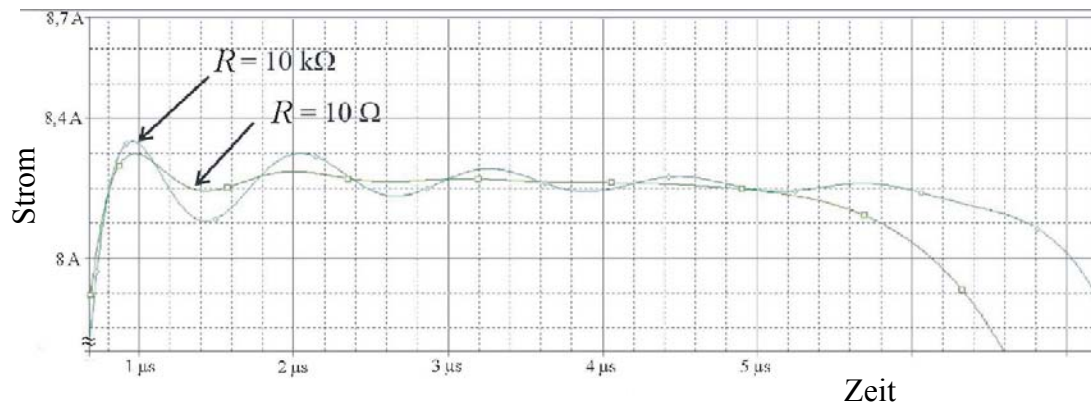


Bild 6.23: Einfluss der Parallelwiderstände (Simulation)

Tabelle 6.2: Variation der Parasitärinduktivität bei 10 Zellen
47 nF/12 Ω/1,5 μH an 6 Ω/1 μH Last

Dämpfungswiderstand	5 Ω	10 Ω	15 Ω	30 Ω
Welligkeit	5 %	2 %	2,5 %	4 %
Anstieg (0-100 %)	350 ns	550 ns	550 ns	550 ns
reverse current	3 %	3,5 %	4 %	5 %

Als kritischen Punkt kann man die am Projektanfang im Jahre 2004 geforderte Spannungsfestigkeit von 100 kV bei dem geforderten Pulsstrom von etwa 8 kA und 4 Hz Pulsfrequenz nennen. Zwar haben sich auch diese Parameter bis Ende 2005 auf 80 kV und 6 kA reduziert, dennoch sind dies enorme Anforderungen. Die Lebensdauer der Kondensatoren sollte dabei möglichst größer als 10^8 Pulse sein, da zehn Jahre Dauerbetrieb bei 1 Hz Pulsfrequenz etwa $6 \cdot 10^8$ Pulsen entsprechen. Das Durchschwingen der Kondensatoren beträgt für eine Pulsdauer, also etwa 6 μs pro Puls, etwa 10 % der Ladespannung und ist bei der nächsten Reflexion kleiner 3 %. Betriebstemperaturen von über 85 °C sind nicht gefordert. Eine mechanische Beanspruchung außer den durch die Entladeströme bedingten magnetischen Kräften findet nicht statt, da es sich um eine ortsfeste Anlage handelt. Eine Montage in einem direkt anliegenden, geerdeten Gehäuse sollte möglich sein, ohne dass sich die Parameter außerhalb der vorgegebenen Toleranzgrenzen ändern. Die akzeptable Toleranz der Kapazität beträgt allgemein 10 % vom Sollwert und 5 % vom Sollwert für die Kondensatoren einer Einheit (20 bzw. 40 Stück). Die Spannungsfestigkeit darf nur nach oben abweichen, und es sollte ein dauerhaft geladener Zustand berücksichtigt werden. Die Daten sind in **Tabelle 6.3** noch einmal zusammengefasst.

Tabelle 6.3: Zusammengefasste Anforderungen an die Kondensatoren

Ladespannung	100 kV (jetzt 80 kV)
Pulsstrom	8 kA (jetzt 6 kA)
Pulswiederholrate	4 Hz
Lebensdauer	10^8 Pulse
max. Durchschwingen	10 %
max. Betriebstemperatur	85°C
Toleranz	10 % (5 % einer Einheit (20 Stck.))

Für die Festlegung der Spezifikationen werden neben der Simulation von parasitären Induktivitäten auch reale Spulen in Reihe mit den fast idealen Kondensatoren des Niederspannungs-Modells eingebracht (Schaltbild s. **Bild 6.24**). Der Einfluss dieser zur Verifizierung der Simulationen entwickelten Maßnahme (**Bild 6.25**) ist durch die wiederum nicht vernachlässigbare magnetische Kopplung zwischen den parasitären Induktivitäten drastischer als bei der Simulation.

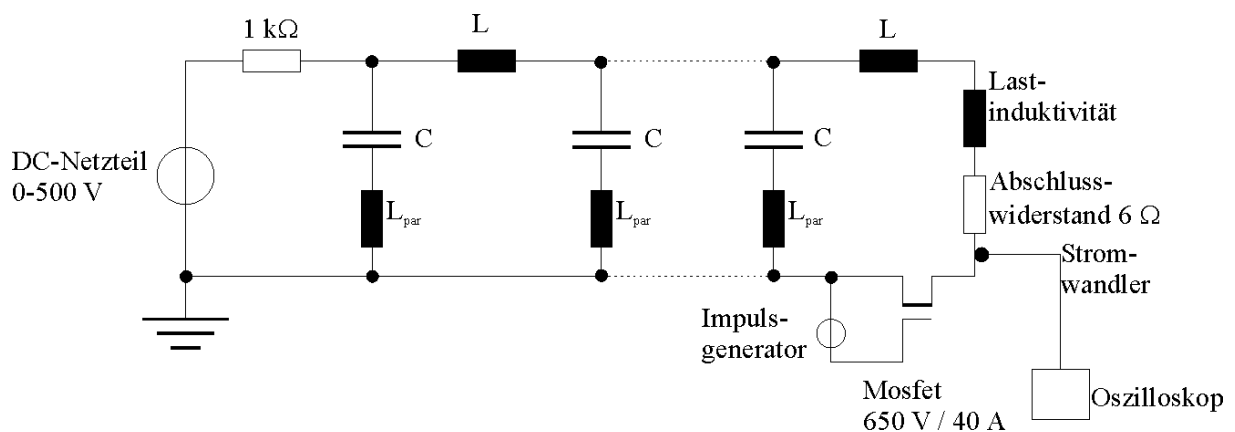


Bild 6.24: Schaltbild des Messaufbaus mit Parasitärinduktivitäten L_{par}

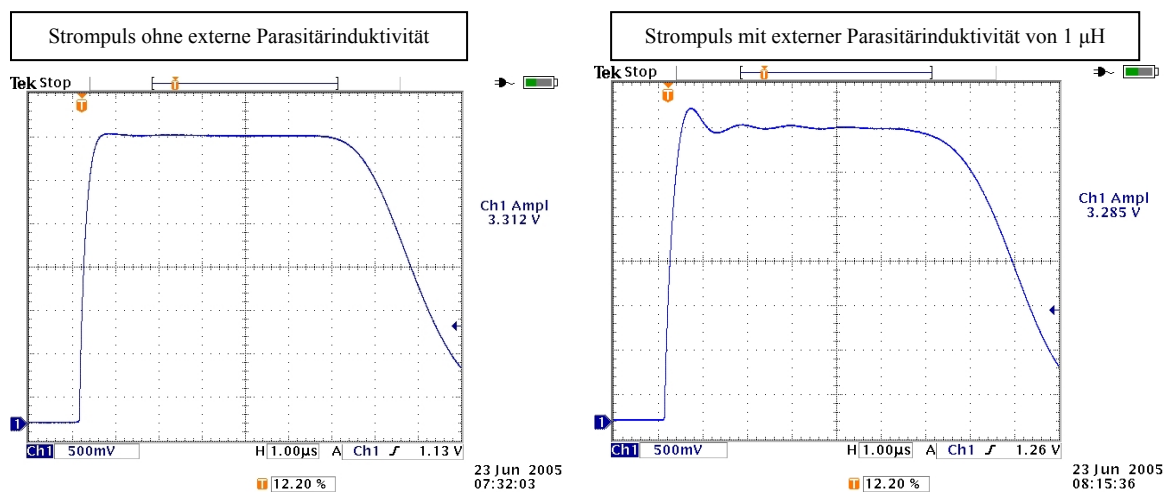


Bild 6.25: Einfluss einer „parasitären“ Induktivität der Kondensatoren von $1\ \mu\text{H}$ -gemessene Stromverläufe (1 $\mu\text{s}/\text{div}$)

Um die nicht erwünschten Schwingungen auf dem Flat-top zu dämpfen, wird parallel zur induktiven Last (etwa $2 \mu\text{H}$) ein Widerstand von 16Ω parallel geschaltet. Das Ergebnis ist in **Bild 6.26** dargestellt. Diese Beschaltung ist in der Literatur bisher nicht beschrieben und wurde im Rahmen der Arbeit erstmalig eingesetzt und erprobt. Es zeigt sich, dass durch einen Dämpfungswiderstand parallel zum Magneten unerwünschte Schwingungen gedämpft werden. Der Wert dieses Widerstandes sollte dabei deutlich über der Netzwerkimpedanz liegen, um nicht die zum Stromaufbau nötige Spannung zu begrenzen. Eine Belastung dieses Widerstandes erfolgt nur im Stromaufbau sowie Stromabbau, da ansonsten praktisch keine Spannung über dem Magneten abfällt.

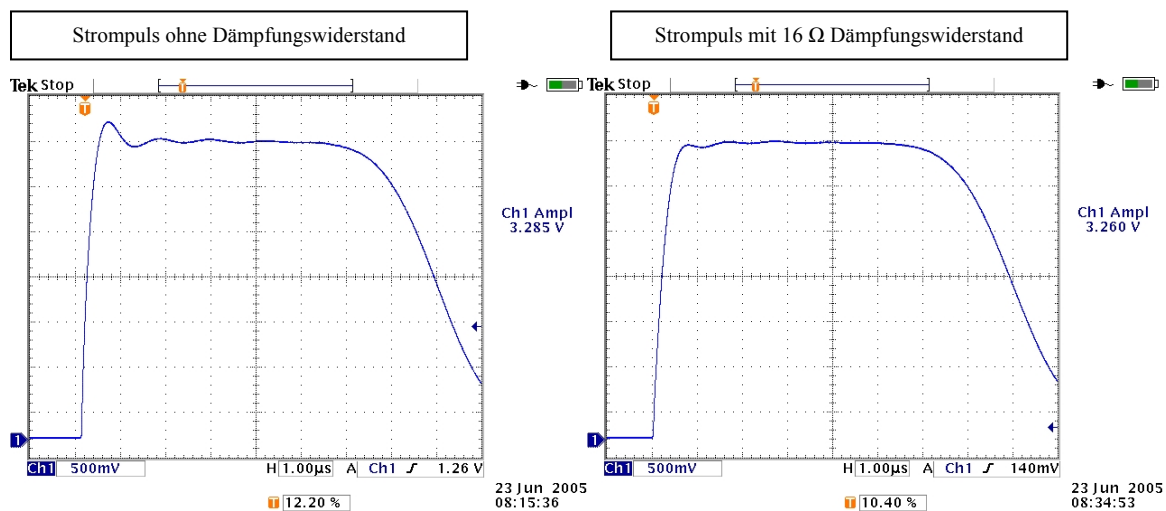


Bild 6.26: Dämpfung der Welligkeit des Laststromes durch parallelen Dämpfungswiderstand ($1 \mu\text{s}/\text{div}$)

Die Anstiegszeit von etwa 500 ns sowie die Pulslänge von ca. $5,5 \mu\text{s}$ werden dadurch nicht wesentlich beeinflusst (s. **Bild 6.27**).

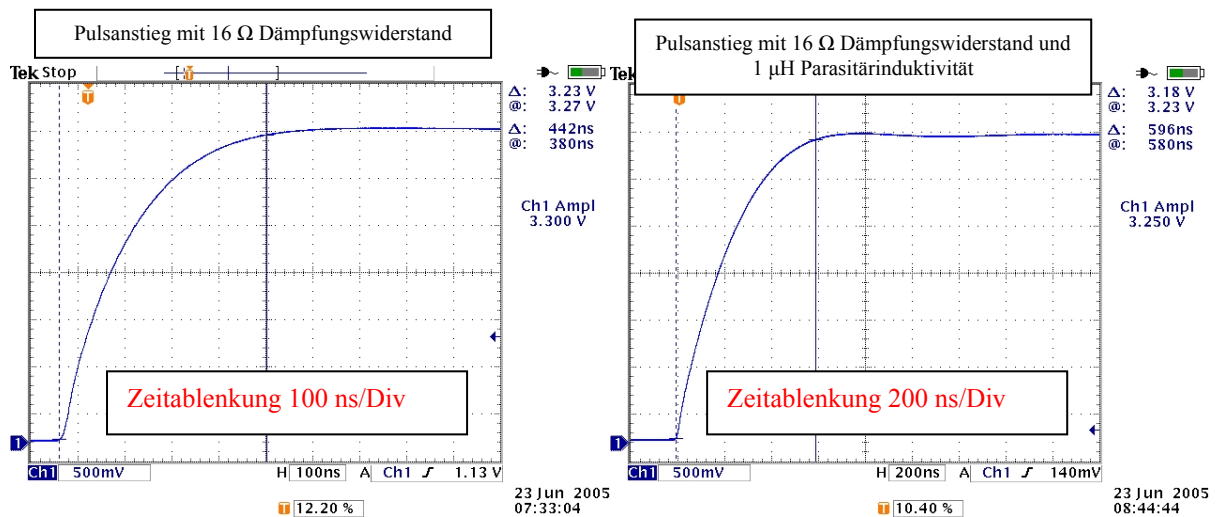


Bild 6.27: Beeinflussung des Pulsanstieges durch die Parasitärinduktivität und die Dämpfung

Um den Impuls zum Kickermodul zu übertragen, wird ein sogenanntes Transferkabel benötigt. Da die Systemimpedanz bei 6Ω liegt, ist die Verwendung mehrerer paralleler Kabel erforderlich. Als eine Möglichkeit wurde das in Kap. 7 beschriebene Kabel des Herstellers DRAKA mit einbezogen, welches eine Impedanz von 1Ω hat und somit als System mit drei parallelen Kabelsträngen verwendet werden könnte. In der Simulation (Schaltbild s. **Bild 6.28**) wurde eine Länge der Kabel von 100 m (**Bild 6.29**) im Vergleich zu einem Meter (**Bild 6.30**) angesetzt. Die Einschwingvorgänge am Anfang sind auf die kurzzeitige Fehlanpassung durch die induktive Last zu erklären. Durch die kurze Laufzeit an einem nur einen Meter langen Kabel sind die Einschwingvorgänge schon nach wenigen Nanosekunden abgeklungen, und der Puls wird nicht sichtbar beeinflusst. Die Laufzeit eines 100 m langen Kabels hingegen ist mit etwa 500 ns schon so lang, dass auch noch nach dem Pulsanstieg Reflexionen den Flat-Top beeinflussen. Dennoch ist bei dem geforderten Pulsverlauf unter Berücksichtigung der Transferkabel mit 100 m Länge keine unzulässige Beeinflussung des Pulses zu erwarten. Mit einem Meter Kabellänge betragen die Welligkeit etwa 1 %, die Pulsdauer $6,5 \mu\text{s}$, der Pulsanstieg 800 ns und die Abfallzeit ca. $5,5 \mu\text{s}$. Bei einer Kabellänge von 100 m erhöht sich die Welligkeit am Anfang des Pulses auf etwa 3 % und die Amplitude sinkt aufgrund der Dämpfung konstant um etwa 4 %. Die anderen Parameter bleiben unverändert.

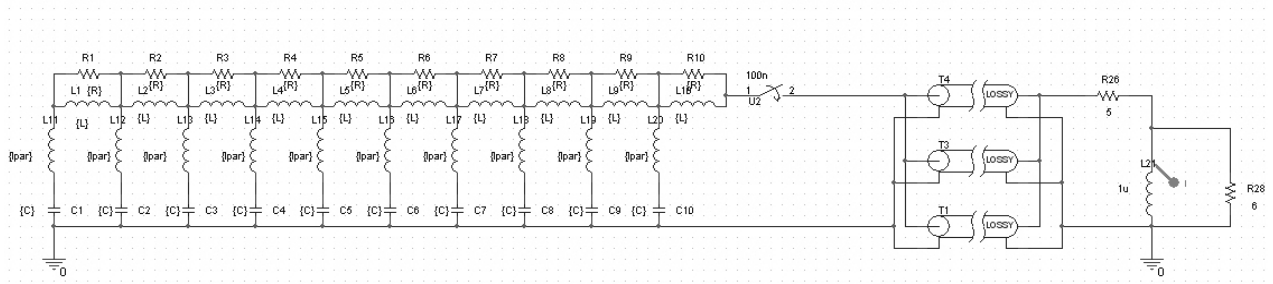


Bild 6.28: Schaltbild in OrCAD des untersuchten Netzwerkes mit Transferkabel

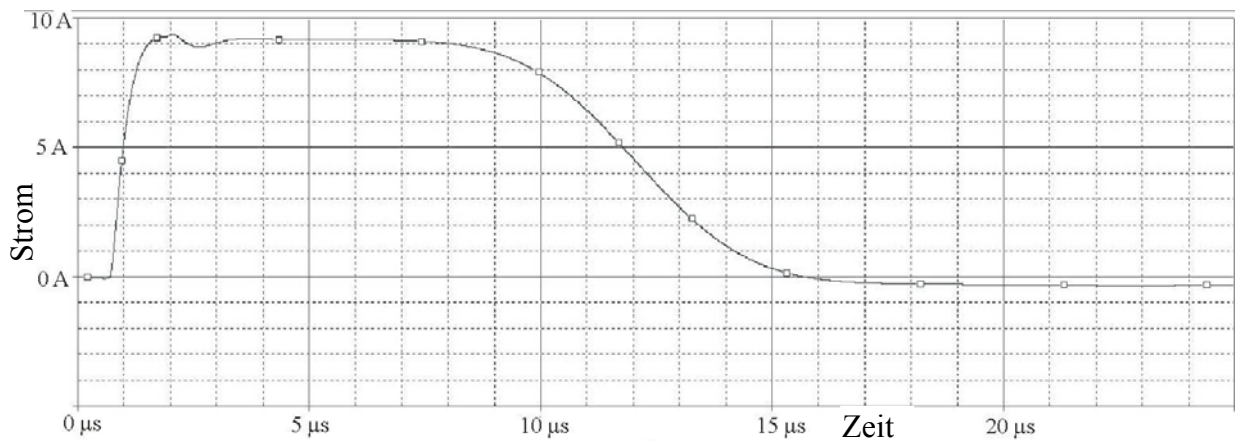


Bild 6.29: Pulsstrom mit 100 m Transferkabel

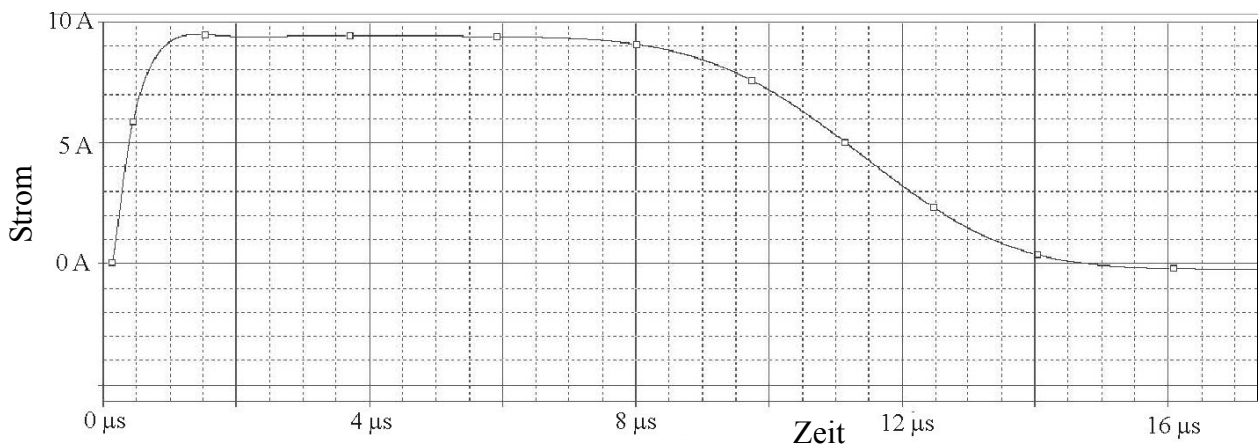


Bild 6.30: Pulsstrom mit 1 m Transferkabel

6.2.2 Ermittlung der Mindest-Zellenzahl

Da die Zellenzahl des PFN's ganz wesentlich die Kosten bestimmt, ist es notwendig, das PFN mit möglichst kleiner Stufenzahl aufzubauen. Limitierende Parameter sind die Anstiegszeit des PFN's sowie die Flat-top-Qualität. Die Anstiegszeit lässt sich durch eine Frontzelle (Simulationsschaltung s. **Bild 6.31**) mit höherer Grenzfrequenz verkürzen, jedoch hat dies Einschwingvorgänge zur Folge. Die Auswirkung dieser Maßnahme ist in **Bild 6.32** (ohne Frontzelle) sowie **Bild 6.33** (mit Frontzelle) zu sehen. Die in der Simulation eingefügte Frontzelle hat die 0,4-fache Induktivität sowie die 0,65-fache Kapazität der weiteren PFN-Zellen. Eine Parasitärinduktivität der Kondensatoren von 200 nF wurde ebenfalls berücksichtigt. Die Anstiegszeit beträgt mit Frontzelle nur noch etwa 600 ns gegenüber ca. 1 μ s ohne Frontzelle. Der Pulsabfall jedoch wird durch die Grenzfrequenz des Netzwerkes bestimmt, was bei wenigen Zellen zwangsläufig zu einem sehr langsamen Abfall führt und auch nicht durch Anpassung einer einzelnen Zelle beeinflusst wird. Zwar ist ein Einsatz des PFNs nur bei Anwendungen ohne Anforderungen an den Abfall des Pulses geplant, doch geht in diesem nicht als Flat-top nutzbaren Abfall viel Energie verloren. Um ein Optimum zu finden, wurden Simulationen mit unterschiedlichen Zellenzahlen durchgerechnet. Beispielfhaft sind in **Tabelle 6.4** die Daten zweier Auslegungen zu sehen.

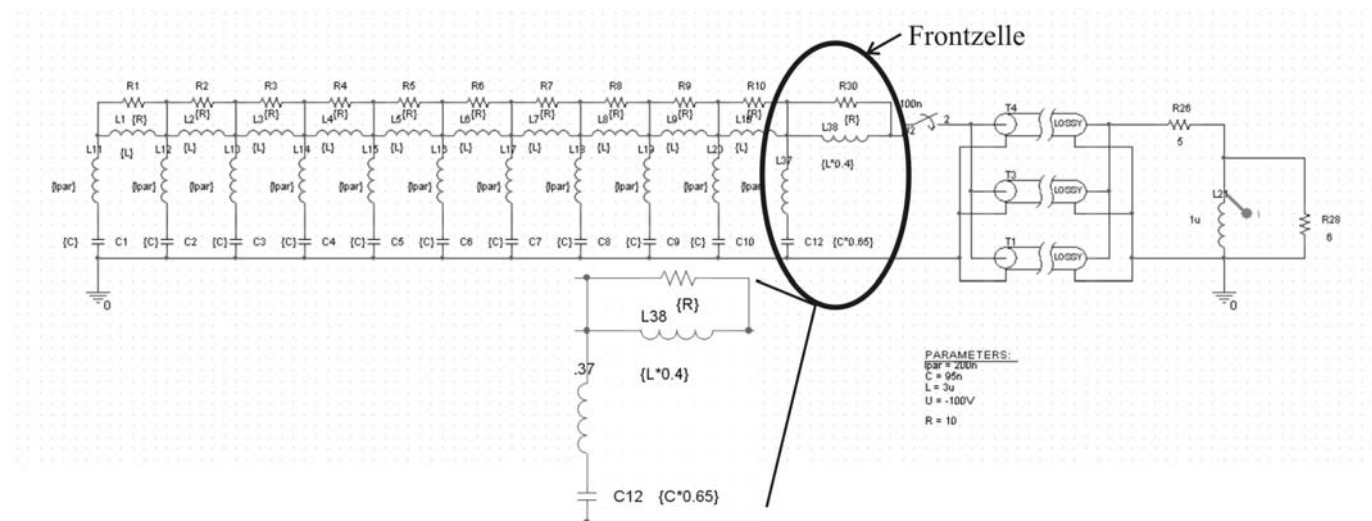


Bild 6.31: Simulationsschaltung mit einer Frontzelle

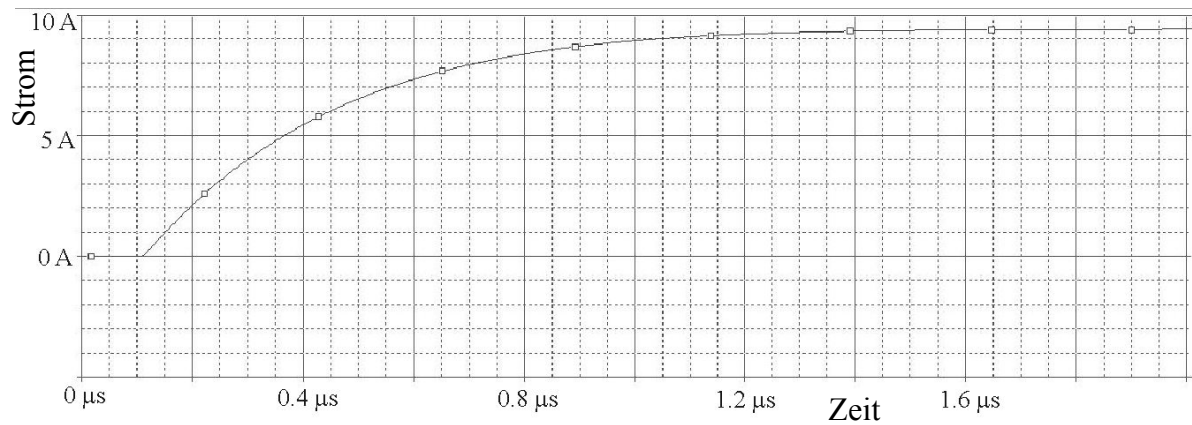


Bild 6.32: Pulsanstieg ohne Frontzelle

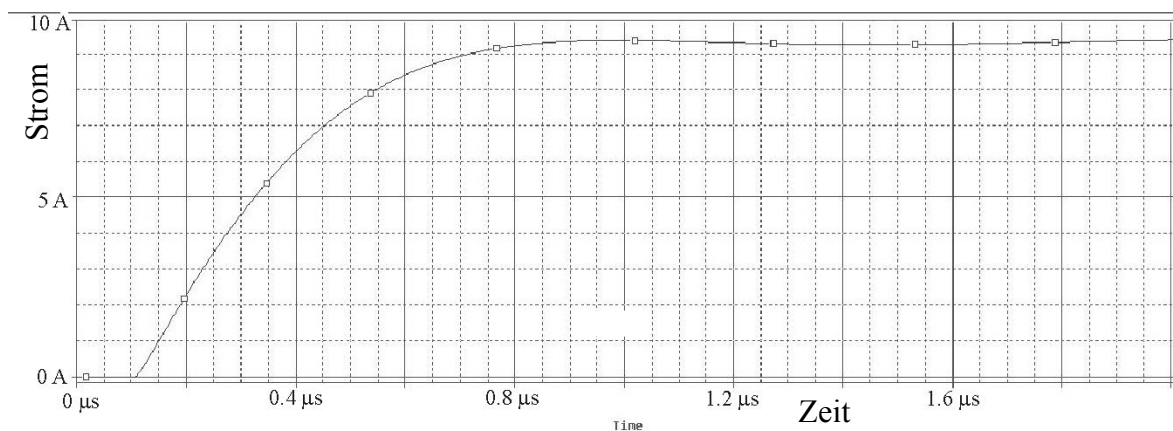


Bild 6.33: Pulsanstieg mit Frontzelle

Tabelle 6.4: Auslegungsvarianten mit gleichem Energiegehalt

Vergleich zweier Auslegungen eines PFNs mit 640 nF Gesamtkapazität und $Z = 6 \Omega$	
8 Zellen 80 nF / 3 μ H	16 Zellen 40 nF / 1,5 μ H
Anstiegszeit : 850 ns	Anstiegszeit : 500 ns
Flat-top : 5 μ s	Flat-top : 5,5 μ s
Abfallzeit : 4,5 μ s	Abfallzeit : 3 μ s

Basierend auf einer maximalen Pulslänge von 5,5 μ s unter Berücksichtigung einer Welligkeit von maximal 3 % der Amplitude wurden durch Simulation und Messung an einem Modell die in **Tabelle 6.5** zusammengestellten Daten für eine optimale Auslegung ermittelt.

Tabelle 6.5: Daten des optimierten PFNs

Zellenzahl	10
Induktivität	3 μH
Kapazität	94 nF
Dämpfungswiderstand	10 Ω
Impedanz	6 Ω
Strom	6 kA

Diese Daten dienen als Grundlage für die Prototypen-Konstruktion des PFNs und sind auch Kriterium für die Angebotsanfrage an die Kondensatorhersteller. Da die Anstiegszeit des Stromes an der induktiven Last wesentlich durch die Zeitkonstante bestimmt wird, kann bei größeren Anstiegszeiten der Widerstand (Abschlusswiderstand, also auch Impedanz des Netzwerkes) verkleinert werden. Bei unverändertem Laststrom führt dies zu einer kleineren Ladespannung. Als sinnvoller Wert wurde eine Ladespannung von 80 kV angestrebt, was in Anfragen auch spezifiziert wurde (s. Anhang). Eine Simulation des PFNs ergibt einen Puls nach **Bild 6.34**, eine Messung am Modell ist in **Bild 6.35** zu sehen.

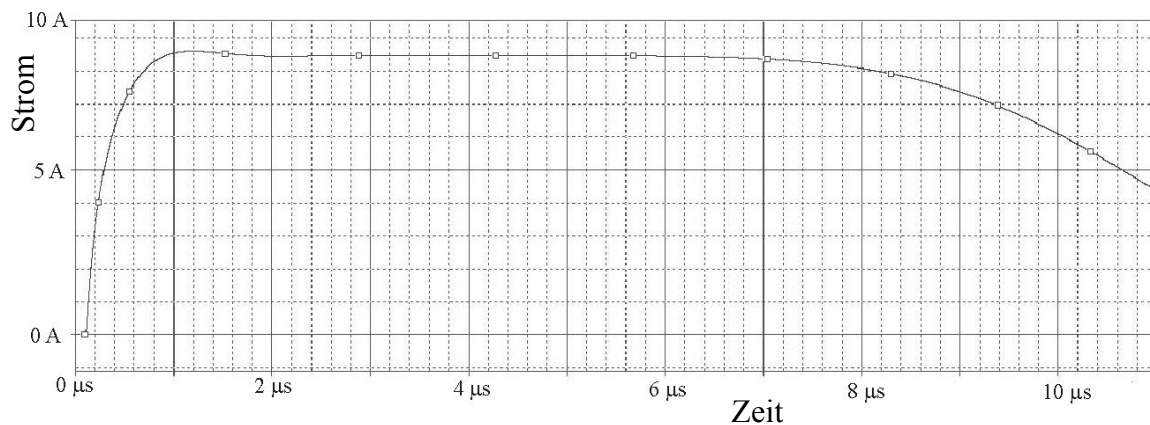


Bild 6.34: Simulierte Pulsform des 10-Element-PFNs mit Eckdaten nach Tab. 6.5

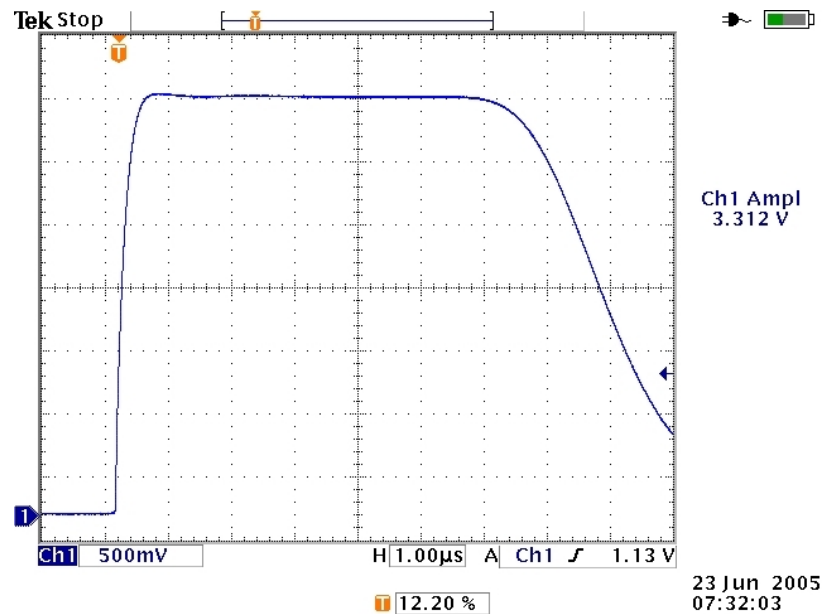


Bild 6.35: Messung an einem Modell nach gleichen Vorgaben (Tab. 6.5 / Bild 6.34) ($1 \mu\text{s}/\text{div}$)

6.3 Aufbau eines Kondensatorprüfstandes

Durch die Untersuchungen in Kap. 6.2 konnten die Parameter der Kondensatoren des PFNs zur Ansteuerung der SIS 100/300-Kicker bestimmt werden und somit Spezifikationen für diese Bauteile erstellt werden. Diese Spezifikationen definieren die oberen Grenzwerte der in diesem PFN auftretenden Belastungen. Um diese Grenzwerte zu finden, wurde durch Simulationen der Stromverlauf und der Spannungsverlauf an jedem einzelnen Kondensator erfasst sowie die maximalen Belastungen durch Stromamplitude, Stromsteilheit und maximale relative Amplitude der Umkehrspannung. Viele dieser Parameter werden von Kondensatorherstellern ohne explizite Anfrage nicht spezifiziert. Diese Daten waren Grundlage für die in **Anhang A** aufgeführten Spezifikationen und auch die Belastung in einem zur Untersuchung des Alterungsverhaltens aufgebauten Kondensatorprüfstand. In diesem Prüfstand werden vier Muster von Kondensatoren, welche nach diesen Spezifikationen angefertigt wurden, in einem Dauerversuch den spezifizierten Belastungen unterzogen, um festzustellen, ob mit einer Veränderung der Parameter zu rechnen ist. Zudem zeigte eine ungeplante Überladung der Kondensatoren, dass die Spannungsfestigkeit bei gleichen Spezifikationen ebenfalls stark unterschiedlich ist.

In dem aufgebauten Prüfstand befinden sich zwei Muster jeweils zweier unterschiedlicher Kondensatortypen. Von Hersteller 1 wurden zwei Allfilm-Kondensatoren mit Polypropylen-Dielektrikum und Ölimprägnierung geliefert. Der Preis dieser Kondensatoren lag bei

400 Euro/Stück, und das Volumen je Kondensator beträgt etwa 19 Liter. Die Kondensatoren sind in einem Metallgehäuse mit Durchführung untergebracht und wiegen 17 kg. Hersteller 2 lieferte ebenfalls ölprägnierte Folienkondensatoren, jedoch in einem zylindrischen Kunststoffgehäuse mit Schraubanschlüssen an Oberseite und Unterseite. Der Preis dieser Kondensatoren lag bei 1760 Euro, und das Volumen eines Kondensators beträgt 19 Liter bei 26 kg Gewicht.

Der Aufbau des Prüfstandes ist in **Bild 6.36** gezeigt. R_{Last} und L_{Last} bilden dabei das Belastungsnetzwerk, wobei die Lastinduktivität im Aufbau durch die Streuinduktivitäten gegeben ist.

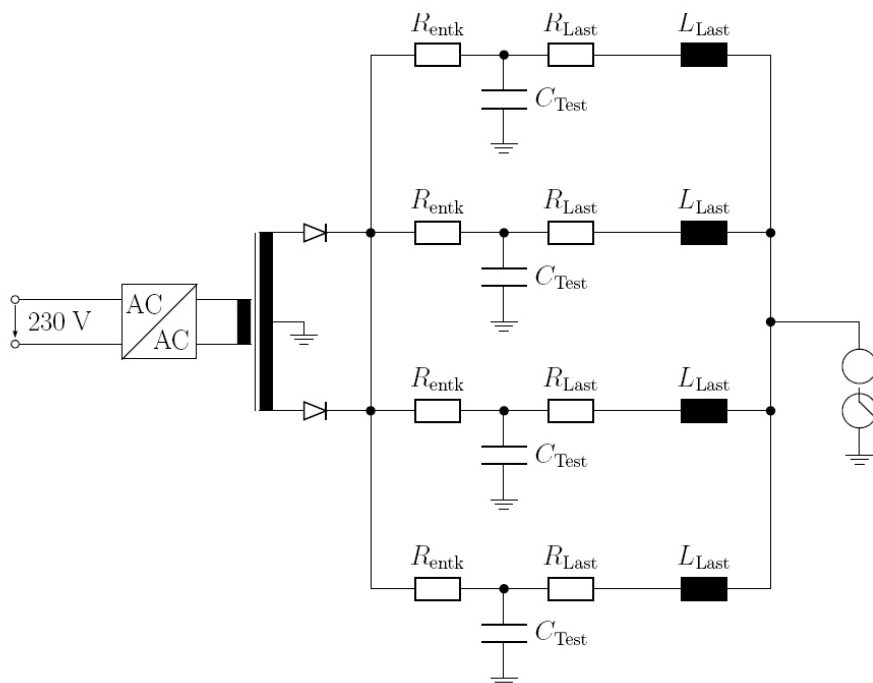


Bild 6.36: Schematischer Aufbau des Prüfstandes

Zur Ladung der Kondensatoren wurde eine Konstantstromquelle unter der Verwendung eines herkömmlichen 100 kV Prüftransformators aufgebaut. Das Blockschaltbild ist in **Bild 6.37** gezeigt.

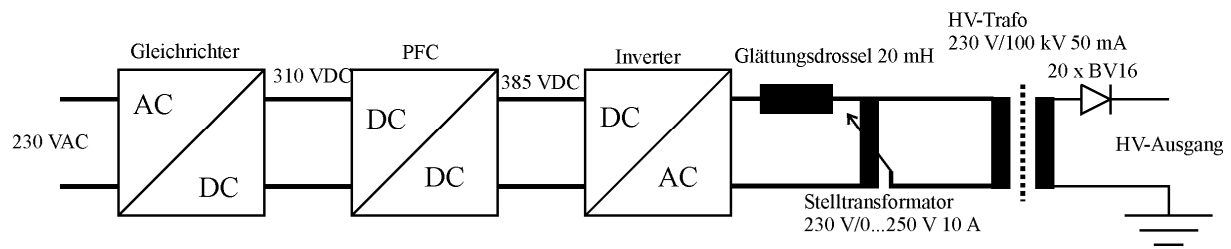


Bild 6.37: Blockschaltbild der Ladeeinrichtung

Um das Stromversorgungsnetz nicht unnötig zu belasten, wurde eine Aktiv-PFC (Power Factor Correction) mit integriert. Diese liefert eine geregelte Ausgangsspannung von ca. 385 V Gleichspannung. Im Inverter wird diese Gleichspannung in eine Rechteckspannung mit einer Frequenz von 100 Hz und variabler Pulsweite umgewandelt. Die Pulsweitenmodulation erfolgt über eine Regelung des Ausgangsstromes. Somit wird der Ausgangsstrom konstant auf etwa 6 A gehalten und über das Übersetzungsverhältnis des Transformators dadurch auch der Ladestrom. Der Stelltransformator ist nötig, da der Inverter bis zu 385 V Spitzenspannung abgibt, was einer Hochspannung von über 160 kV entspricht. Diese Spannung könnte auftreten, wenn durch einen Fehler die Kondensatoren nicht mehr bei Erreichen der 80 kV entladen werden, und würde zum Überladen der Kondensatoren führen. Mit dem Stelltransformator wird die maximale Ausgangsspannung auf etwa 60 % der Eingangsspannung eingestellt, was zum einem die Maximalspannung auf etwa 85 kV begrenzt und zum anderen für einen Primärstrom des Transformators von etwa 10 A sorgt. Somit erhält man ca. 20 mA Ladestrom und erreicht eine Pulsfrequenz von ca. 0,7 Hz.

Zum Aufbau des Belastungsnetzwerkes wurde die resistive Komponente durch Morganite-Widerstandsscheiben realisiert, während die Induktivität durch den großräumigen Aufbau des Kreises nicht als konzentriertes Bauelement benötigt wurde, sondern als Parasitärinduktivität vorhanden ist. Ein Vergleich der simulierten Pulsform mit den einzelnen Kondensatorströmen ergibt eine sehr gute Übereinstimmung. **Bild 6.38** zeigt die Simulation des R-L-C-Netzwerkes und **Bild 6.39** die Messung im aufgebauten Kreis. Als Hochspannungsschalter wurde eine getriggerte Kugelfunkenstrecke mit Cu-Kugeln verwendet, jedoch stellte sich heraus, dass die Triggerelektrode schon nach etwa 10^6 Entladungen durch den Abbrand nicht mehr funktionsfähig war. Durch Vergleich mehrerer Impulse zeigte sich jedoch, dass die Funkenstrecke auch im selbstgetriggerten Betrieb zuverlässig arbeitet und nur etwa einmal monatlich nachgestellt werden muss, um die durch Abbrand veränderte Durchschlagspannung zu kompensieren.

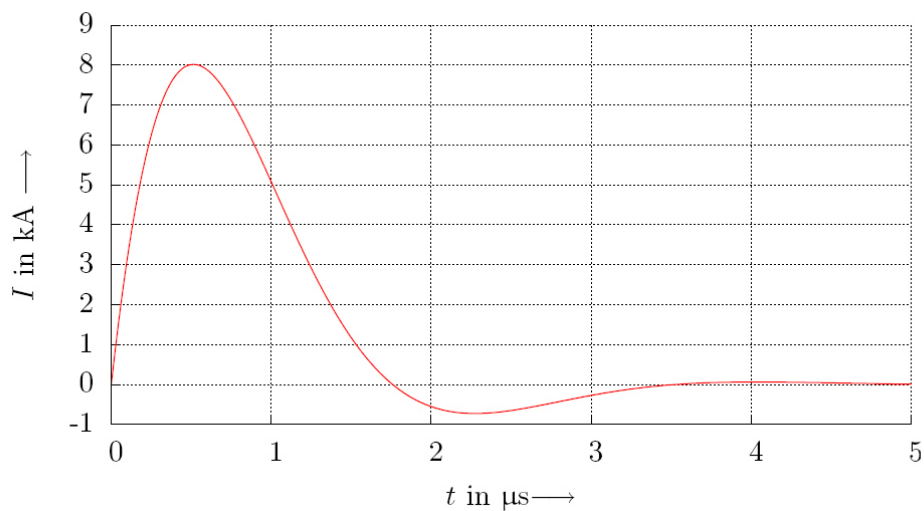


Bild 6.38: Simulierter Pulsstrom im geplanten Aufbau

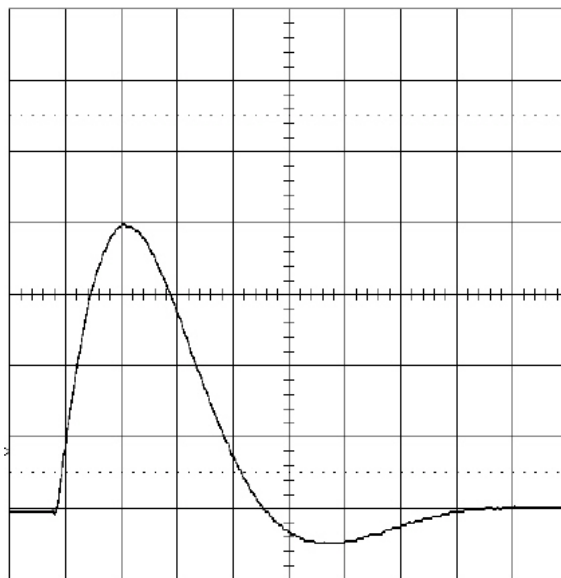


Bild 6.39: Gemessener Pulsstrom im Aufbau; 2 kA/Div., 500 ns/Div.

Zur Messung des Stromes wurden die Kondensatoren isoliert aufgestellt und die Masseverbindung über eine Steckverbindung mit 4 mm Laborsteckern hergestellt. Dies ermöglicht es einerseits, einen Stromwandler zur Messung zu verwenden, ohne diesen dauerhaft dort zu installieren, und andererseits ist die Kapazitätsmessung der einzelnen Kondensatoren sehr einfach möglich. Der gesamte Aufbau des Prüfstandes ist in **Bild 6.40** zu sehen. Dort erkennt man auch die starke, durch die Gleichspannungsbeanspruchung verursachte Verschmutzung (der Raum wurde vor dem Aufbau des Prüfstandes frisch renoviert).



Bild 6.40: Kondensatorprüfstand

Die Eingangsmessungen der Kapazität der Kondensatoren wurden mit einem LCR-Messgerät der Firma Hameg durchgeführt. Jedoch zeigte sich, dass mit diesem Gerät direkt nach dem Betrieb keine sinnvollen Messwerte mehr erzielt werden können. Die Relaxation führt zum Aufbau von Spannungen, welche die Messung des Kondensators mit Kleinspannung von wenigen Volt verfälschen. Um eine Messung dennoch einfach durchführen zu können, wurde ein Kapazitätmessgerät aufgebaut, welches über die Entladezeitkonstante die Kapazität berechnet. Dazu wird der Kondensator auf eine Spannung von 500 V geladen und anschließend über einen festen Widerstandswert von ca. 200 k Ω auf etwa 200 V entladen. Die Entladezeit von 500 V auf 200 V wird dabei von einem Mikrocontroller (Atmega 16) ausgewertet und in eine Kapazität umgerechnet. Der prinzipielle Aufbau ist in **Bild 6.41** zu sehen. Abgeglichen wurde das Gerät mit drei Folienkondensatoren von 100 nF, 66 nF (2 x 33 nF parallel) und 133 nF (100 nF und 33 nF parallel). Ein in der Software eingestellter Faktor wurde so gewählt, dass die Anzeige mit der Messung einer LCR-Messbrücke bis auf 1 % übereinstimmte.

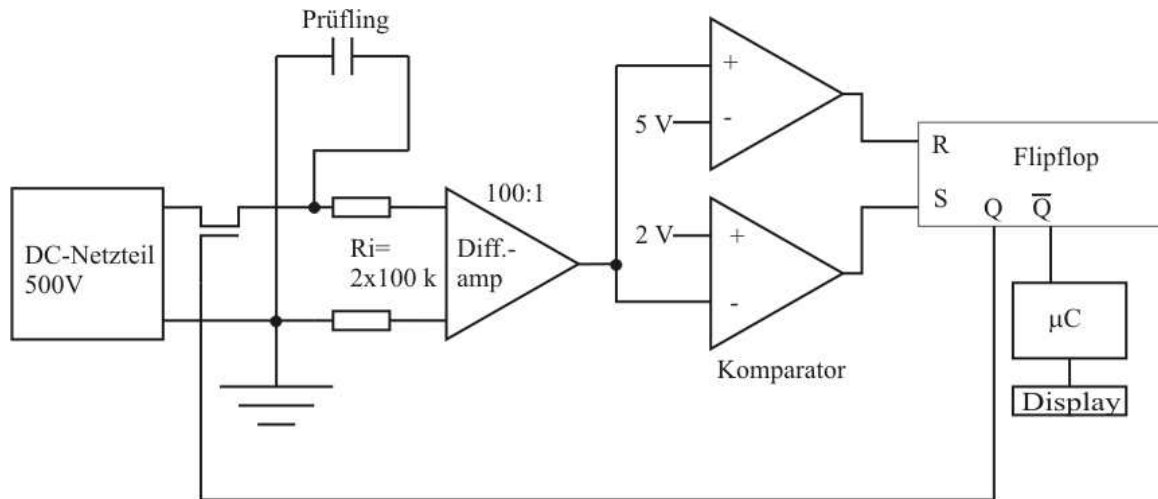


Bild 6.41: Aufbau des Kapazitätsmessgerätes

Die bisherigen Ergebnisse der Versuche lassen noch keine Alterungserscheinungen erkennen. Die Kapazität ändert sich nur, wenn es zu einem längeren Stillstand des Versuchsstandes kommt, wie dies aus Sicherheitsgründen z.B. während einer einwöchigen Institutsschließungszeit der Fall war. In diesem Fall ist eine Abnahme der Kapazität zu verzeichnen, da sich durch das Wegfallen der elektrostatischen Kräfte der Abstand der Folienwickel geringfügig vergrößert. Kurz nach der erneuten Inbetriebnahme steigt die Kapazität dann wieder auf die vorherigen Werte an. Zu sehen ist der Kapazitätsverlauf in **Tabelle 6.6** bzw. in **Bild 6.42**.

Eingangsmessung mit Hameg LCR-Meter:

Nr.1: (Typ 1): 98,2 nF

Nr.2: (Typ 1): 97,9 nF

Nr.3: (Typ 2): 81,5 nF

Nr.4: (Typ 2): 88,0 nF

Tabelle 6.6:: Kapazitätsmesswerte der Prüflinge

Entladungen in 10^6	Nr.1 (Typ 1) C in nF	Nr.2 (Typ 1) C in nF	Nr.3 (Typ 2) C in nF	Nr.4 (Typ 2) C in nF
1,0	99,0	98,7	82,1	88,6
3,0	99,1	98,8	82,3	88,7
3,5	98,9	98,5	82,8	89,0
4,0	99,1	98,2	83,1	89,4
4,2	99,4	99,5	83,2	89,6
5,0 (3 Tage Ruhe)	98,0	97,6	82,7	89,2
7,4	99,4	99,0	83,0	89,4
9,0	98,6	98,7	82,8	89,2
9,0 (1 Woche Ruhe)	98,0	97,7	82,5	88,7
11,0	98,5	98,4	82,4	88,9
14,0	98,7	98,3	82,5	88,9

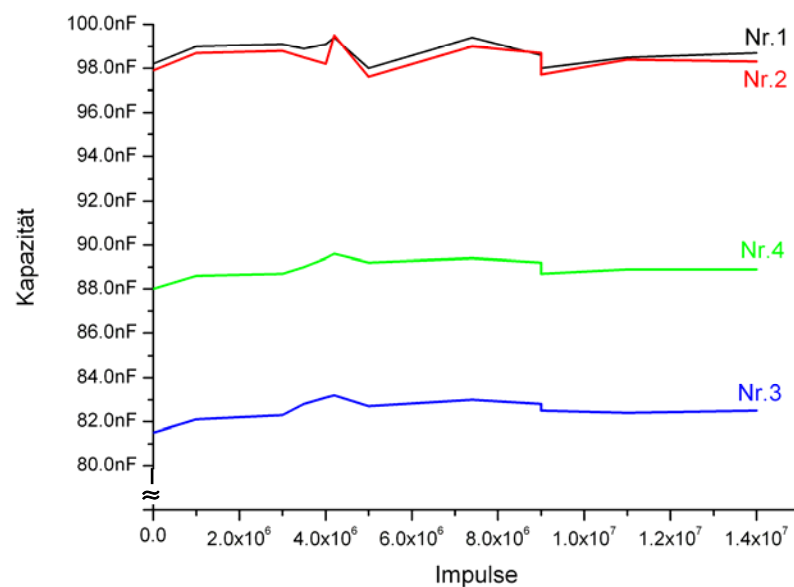


Bild 6.42: Kapazitätsmesswerte

Es ist weder ein Trend zu erkennen noch ein Unterschied des Verhaltens bei den unterschiedlichen Kondensatoren. Betrachtet man jedoch den Absolutwert der Kapazität, so fällt auf, dass zwar alle Kondensatoren noch innerhalb der vorgegebenen Toleranzgrenze von $\pm 10\%$ liegen, die Kondensatoren vom Hersteller 1 jedoch im Gegensatz zu denen von Hersteller 2 untereinander fast identisch sind. Auch liegt die Kapazität dort am oberen Ende der Toleranz. Weitere Aspekte sind die höhere Energiedichte der Kondensatoren des ersten Herstellers sowie der deutlich geringere Preis. Zu einem ebenfalls sehr wichtigen Kriterium für einen Kondensator in der vorgesehenen Anwendung gehört jedoch auch das Verhalten im

Fehlerfall. Durch einen Defekt im Prüfkreis kam es bei etwa $1,8 \cdot 10^7$ Impulsen zu einer Überladung der Kondensatoren auf etwa 100 kV. Beide Kondensatoren des Herstellers 1 blähten sich dabei stark auf und es kam zum Ölaustritt. Die Kondensatoren sind nicht mehr funktionstüchtig. Ein defekter Kondensator ist in **Bild 6.43** gezeigt. Beide Kondensatoren von Hersteller 2 hingegen erlitten weder äußerliche Schäden noch kam es zu einem messbaren Defekt. Der Versuch läuft mit diesen Kondensatoren weiter.

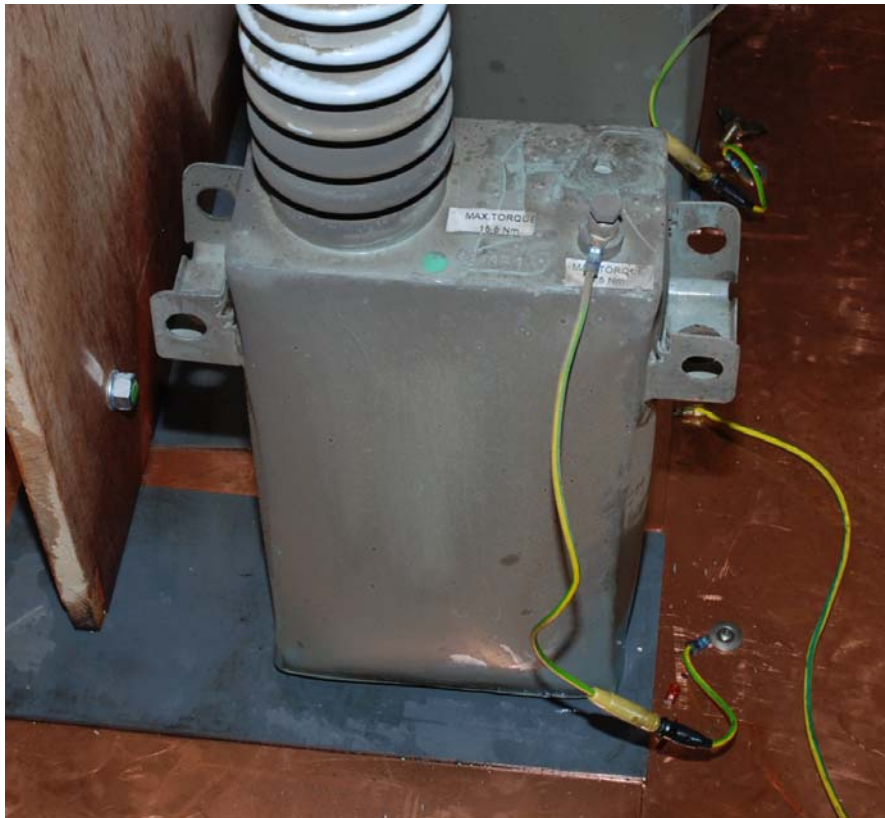


Bild 6.43: Kondensator des Herstellers 1 nach Ausfall durch Überspannung

Ein Nachteil der komplett offenen Bauweise solcher mit hoher Gleichspannung betriebenen Systeme ist die durch elektrostatische Kräfte hervorgerufene Verschmutzung der Bauteile sowie der Umgebung. Die Anlagerung der Schmutzpartikel kann langfristig Außenüberschläge zur Folge haben und somit zum vorübergehenden Ausfall der Anlage führen. In Bild 6.43 ist die Verschmutzung der unteren drei Isolatorschirme im Vergleich zu den oberen, teilweise vom Schmutz befreiten Schirmen, deutlich zu sehen.

6.4 PFN und Kabel zur Kicker-Ansteuerung – Zusammenfassung

Unter Berücksichtigung der in Kap. 5 beschriebenen Untersuchungen kann eine Aussage über den sinnvollen Einsatz von Kabelpulsern sowie PFNs als Ansteuerung für ein Kickersystem eines Beschleunigers getroffen werden. Zur Entwicklung eines Kickersystems ist eine systematische Vorgehensweise unter Verwendung von Kabelpulsern bzw. PFN-Pulsgeneratoren erarbeitet worden, wobei speziell die Auslegung eines realisierbaren PFNs schrittweise erfolgt ist. Unter Verwendung heute standardmäßig verfügbarer Technologien kann eine Entscheidung für Kabel oder PFN nach **Bild 6.44** schon grob getroffen werden. Zunächst wird die Realisierung einer Ansteuerung mittels Kabel betrachtet, da dies eine zuverlässige und auch im Aufbau einfache Möglichkeit ist. Erst als zweite Option wird ein PFN ausgelegt und ebenfalls eine Spezifikation für die notwendigen Bauteile erstellt. Bei der Kostenaufstellung ist es notwendig, die durch Bauraum und logistische Probleme entstehenden Kosten in die Gesamtkosten mit einzubeziehen. Ein weiterer, im Diagramm nicht aufgeführter Punkt ist die Zuverlässigkeit des Systems. Wie hoch diese ist, hängt jedoch sehr stark von der Auslegung des Systems ab (Betrieb am Limit der Spezifikationen oder hohe Sicherheitsreserven, Pulswiederholrate).

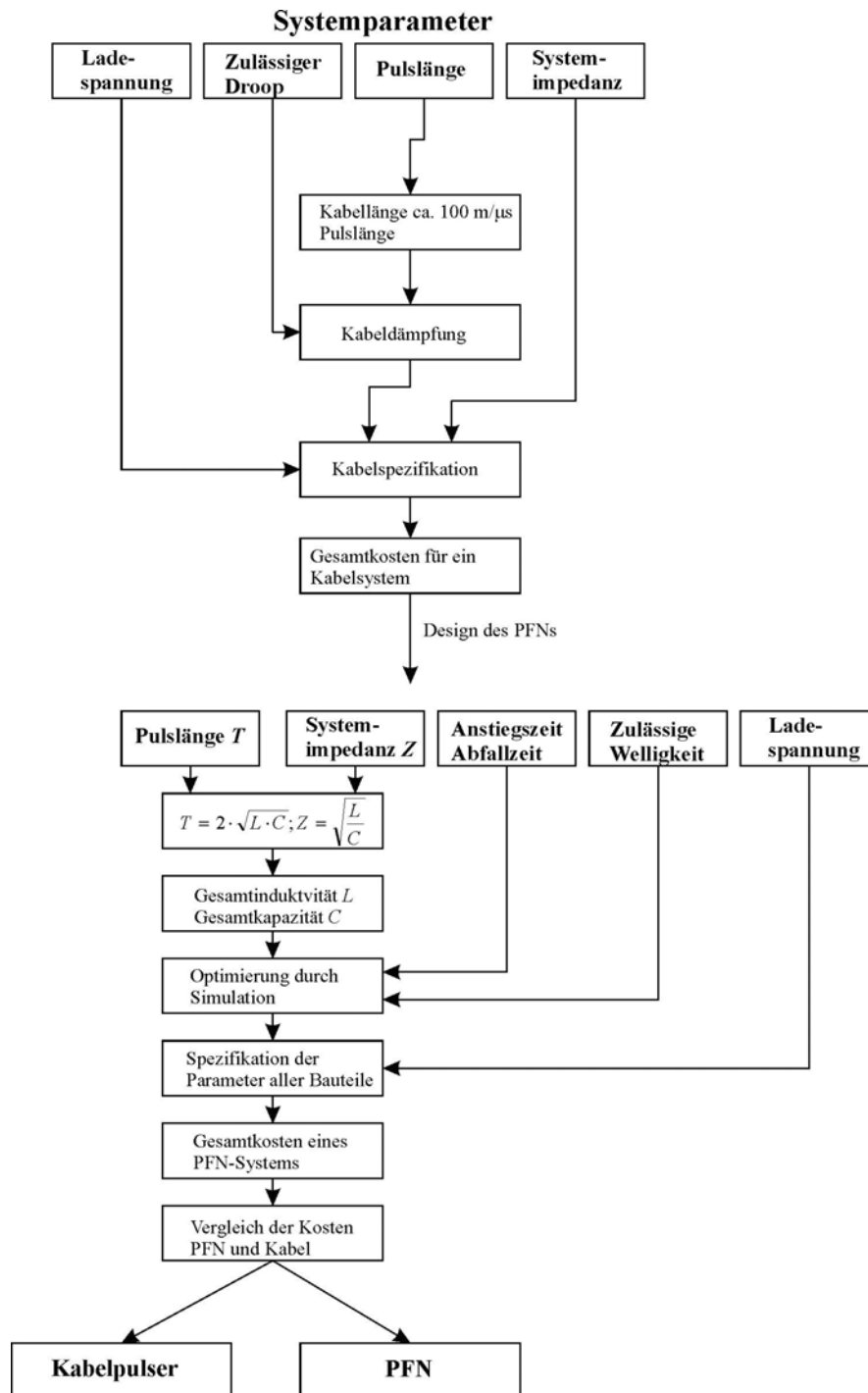


Bild 6.44: Abschätzung PFN oder Kabelpulser

Gerade in Grenzfällen ist eine tiefere Betrachtung wie in den vorherigen Kapiteln beschrieben jedoch unerlässlich, um Fehlentscheidungen auszuschließen. Während bei einem Kabelpulser die Machbarkeit der Anforderungen durch den Kabelhersteller getroffen werden und nur Möglichkeiten einer Optimierung des Kabels für den Einsatz in Pulsenergiegeneratoren aufgezeigt werden können, ist eine Anpassung eines PFNs an die individuellen Anforderungen sehr gut möglich. Mindestens die folgenden Schritte sind beim Auslegen der

Ansteuerung eines Kickersystems nach Entscheidung für Kabel oder PFN in dieser Reihenfolge notwendig:

- Bestimmung der Ladespannung über gestellte Anforderungen (Kap. 2.4) sowie Impedanzanpassung (Kap. 3.1) und Modulzahl; Berücksichtigung der verfügbaren Impedanzwerte der Transferleitung.
- Daraus erfolgt die Bestimmung der Magnetinduktivität, die Ladespannung des Pulsformers, der Magnetstrom und die Systemimpedanz.
- Abschätzung der nötigen Kabellänge über den Verkürzungsfaktor, also eine Wellenausbreitungsgeschwindigkeit im Kabel gegenüber der Vakuumlichtgeschwindigkeit, von 0,6 bis 0,7.
- Bestimmung der mindestens erforderlichen Gesamtkapazität eines PFNs über die Pulsdauer und den resultierenden Energiegehalt bzw. über die Laufzeit eines Kabels.
- Bestimmung der nötigen PFN-Zellenzahl sowie Optimierung durch Simulation (als sinnvoller Wert zur ersten Auslegung eignet sich eine Zellenzahl von 10); bei Kabelpulsern kann über eine Anwendung der Rechnung nach Kap. 5.1 eine Abschätzung der maximal zulässigen Kabeldämpfung bei gegebenem Droop getroffen werden.
- Auslegung der zusätzlichen Dämpfungswiderstände im PFN (Parallelwiderstände zu den Induktivitäten) sowie auf der Lastseite.
- Dimensionierung der Induktivitäten des PFNs unter Berücksichtigung der magnetischen Kopplung.
- Dimensionierung der PFN-Frontzelle bei nicht ausreichender Anstiegszeit sowie Optimierung der Dämpfungswiderstände durch Simulation.
- Erstellung der Spezifikationen der PFN-Kondensatoren bzw. des Kabels.

Im Rahmen der Untersuchungen zeigte sich bei der Simulation mit OrCAD immer eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den Simulationsergebnissen und späteren Messungen am Modell oder auch im realen Hochspannungskreis. Aus diesem Grund wird als weiteres Resultat dieser Arbeit diese Software (OrCAD Capture ver. 9.00) zur Simulation und Auslegung eines PFNs als geeignet angesehen.

7 Halbleiterbasierte Kicker-Ansteuerung

Im Folgenden wird ein neuartiger Halbleiterschalter zur Kickeransteuerung beschrieben, mit dem sich in einigen Fällen ein PFN oder ein Puls kabel als Energiespeicher vermeiden lässt. Der Vorteil eines solchen Systems ist die Einsparung eines pulsformenden Energiespeichers, da die Pulsformung der Schalter selbst übernimmt. Zudem wird eine geringere Systemspannung benötigt als bei Verwendung einer Ansteuerung mit Kabel oder PFN (s. Kap. 3.4.3). Es werden zwei verschiedene Systeme diskutiert, wobei eines dann als Modell aufgebaut und getestet wurde. Die daran durchgeführten Untersuchungen zeigen das Potenzial der Halbleiterlösung und legen eine Grundlage für weitere Entwicklungsarbeit.

7.1 Stromgeregelter Hochspannungsschalter

Ein konventioneller Halbleiterschalter schließt und öffnet den Stromkreis aus Energiespeicher und Lastimpedanz für eine vorgegebene Zeit. Dabei bleibt die Impedanz des Schalters über die gesamte Pulsdauer möglichst konstant und sehr gering gegenüber der Lastimpedanz, um die Verluste zu minimieren. Da es praktisch nicht möglich ist, eine Spannungsquelle zu realisieren, die bei der Belastung während des Pulses die Amplitude der Speisespannung aktiv konstant hält, wird ein großer kapazitiver Energiespeicher benötigt, um die Spannungsschwankung und damit die Änderung der Stromamplitude gering zu halten. Bei einer geforderten Welligkeit des Stromes von 3 % bedeutet dies einen Energiespeicher mit der 17-fachen Pulsenergie, wenn als Nutzenergie die Energiedifferenz bei Entladung eines Energiespeichers um 3 % zur Anfangsenergie als Bezug zu dieser genommen wird (s. Kap. 3.4.3). Theoretisch könnte jedoch die fallende Versorgungsspannung durch eine fallende Lastimpedanz kompensiert werden, da die Spannung nur für den kurzen Moment des Stromaufbaus benötigt wird und schon kurz darauf nur noch eine weitaus geringere Spannung zum Aufrechterhalten des Magnetstromes benötigt wird. Dies kann mit Halbleitern durch einen Betrieb im aktiven Bereich ermöglicht werden. Der Halbleiterschalter arbeitet dabei nicht nur als reiner Schalter, sondern im Linearbetrieb als Stromregler. Die einfachste Möglichkeit zur Realisierung einer solchen Konstantstromquelle wird in **Bild 7.1** gezeigt.

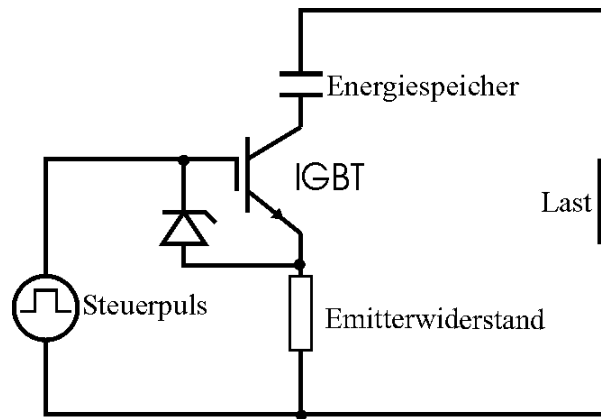


Bild 7.1: Strom geregelter Schalter

Bei dieser Schaltung wird die von der Kollektor-Emitter-Spannung fast unabhängige Gate-Emitter-Spannung genutzt. Dies führt bei einer konstanten Amplitude des Steuerpulses zu einem konstanten Strom im Lastkreis, solange die Spannung des Energiespeichers nicht unter die Summe der zum Stromaufbau notwendigen Spannungen fällt. Die Qualität der Stromregelung hängt sehr wesentlich von der Höhe des Emitterwiderstandes ab, da sich Änderungen der Gate-Emitter-Spannung relativ zur gesamten Steuerspannung im Laststrom niederschlagen. Eine Laststromänderung von 10 A auf 1000 A hat laut Kennlinie in **Bild 7.2** eine Differenz der Gate-Emitter-Spannung von etwa 4 V zur Folge. Diese Spannung muss deutlich kleiner sein, als die Steuerspannung bestehend aus Gate-Emitter-Spannung und Spannungsfall über den Emitterwiderstand. Theoretisch könnte man mit sehr schnellen Regelkreisen durch Messung des Laststromes die Steuerspannung auch aktiv nachführen und so eine sehr exakte Stromquelle realisieren. Jedoch bedarf dies sehr schneller Operationsverstärkerschaltungen.

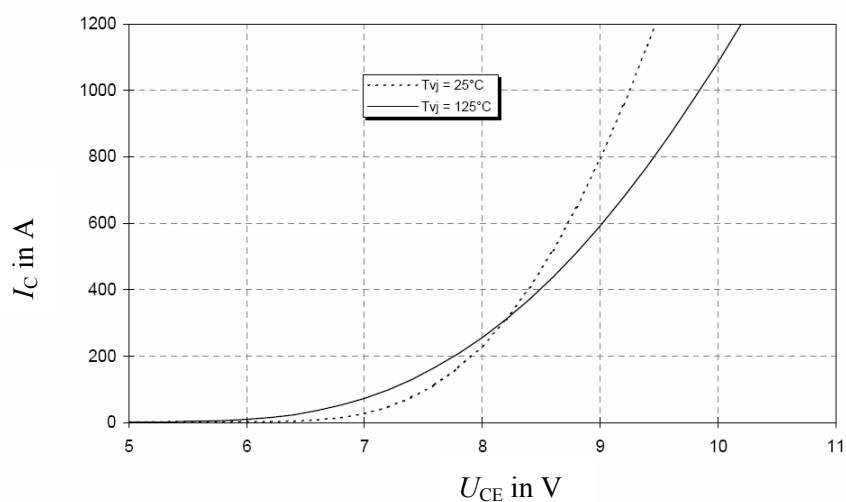


Bild 7.2: Kennlinie eines IGBTs Typ FZ600R17KE3 von Infineon

Für die Anwendung in einem Hochspannungsschalter werden entsprechend viele solcher Module in Reihe geschaltet und galvanisch getrennt versorgt sowie angesteuert. Das Problem solcher Reihenschaltungen ist die auftretende Überspannung an einzelnen IGBTs im Falle einer Unsymmetrie. Um dies zu verhindern, bedarf es einer Beschaltung des Moduls mit einer Zenerdiode, welche bei Erreichen einer Schwellspannung den IGBT ansteuert (s. **Bild 7.3**) und somit den Aufbau höherer Spannungen verhindert. Diese Schaltung führt zu einer Begrenzung der einzelnen IGBT – Sperrspannungen und somit zu einer Symmetrierung bei hohen Stufenzahlen.

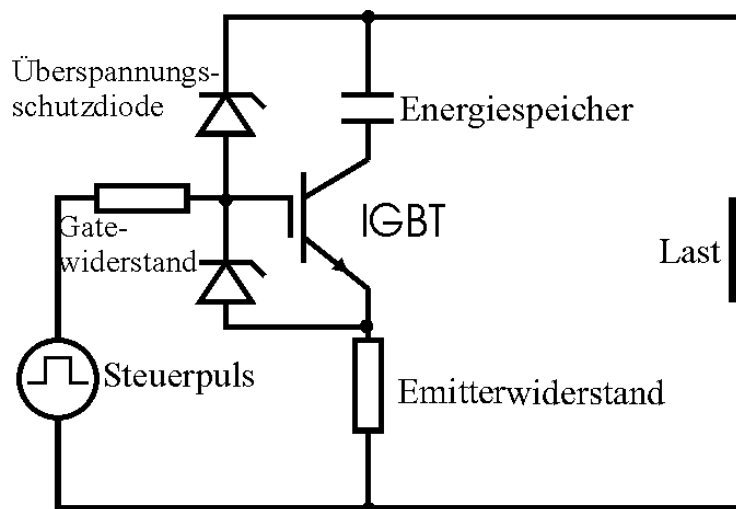


Bild 7.3: Stromregelter Schalter mit Überspannungsschutz

7.1.1 Simulation eines stromregelten Schalters

Um die Funktionsweise eines so aufgebauten Schalters zu simulieren, wurde die in Bild 7.3 gezeigte Schaltung in einem dreistufigen System mit OrCAD Capture simuliert. Dabei wurde eine Unsymmetrie durch unterschiedliche Ansteuerspannungen (+- 1 %) sowie abweichende Emitterwiderstände (+- 5 %) berücksichtigt. Die Ladespannung der Kondensatoren wurde in allen drei Fällen mit 400 V als typischer Wert für Standard-Elektrolytkondensatoren gewählt. Ebenso sind die als Modell verwendeten IGBTs Standardbauteile mit 600 V Sperrspannung. Die Simulationsschaltung ist in **Bild 7.4** dargestellt.

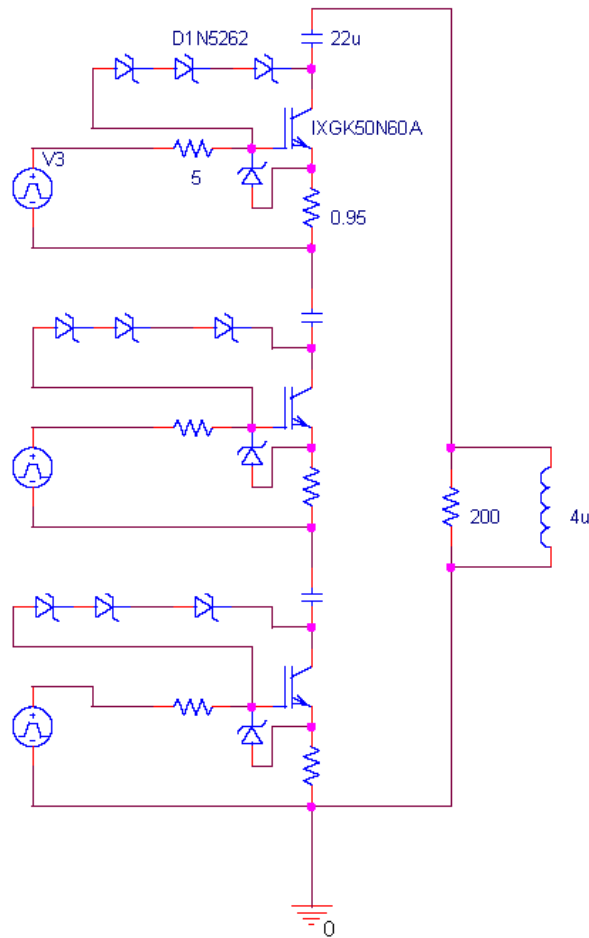


Bild 7.4: Simulationsmodell

In **Bild 7.5** ist der simulierte Spulenstrom in der Lastinduktivität von $4 \mu\text{H}$ gezeigt, in **Bild 7.6** die Spannung an der Spule. Der Droop liegt mit 2 % deutlich unter der Spannungsabnahme an den Kondensatoren (**Bild 7.7**) von etwa 16 %. Die Anstiegszeit beträgt 600 ns, wenn diese nicht als Wert von 0-100 % definiert wird, sondern als Wert von 0 bis zum Zeitpunkt nach dem Abklingen des Überschwingers. Dieser kommt durch die hohe Ladung im Gate des IGBTs während des Stromanstieges zustande, welche erst abgebaut werden muss. Durch eine mit dem Stromanstieg synchronisierte Anstiegsflanke des Steuerimpulses ließe sich dieser Überschwinger noch deutlich reduzieren.

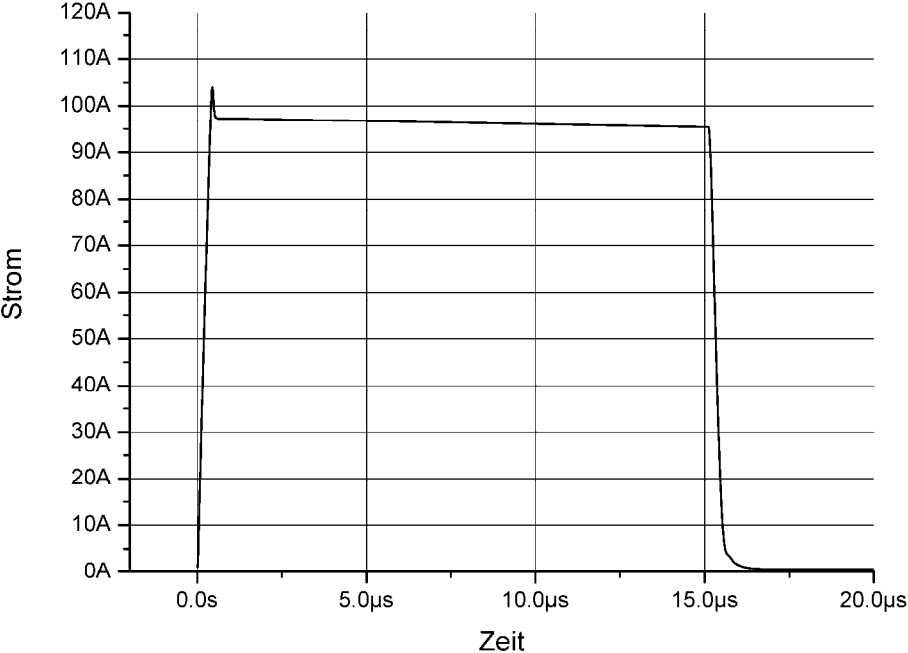


Bild 7.5: Simulierter Spulenstrom

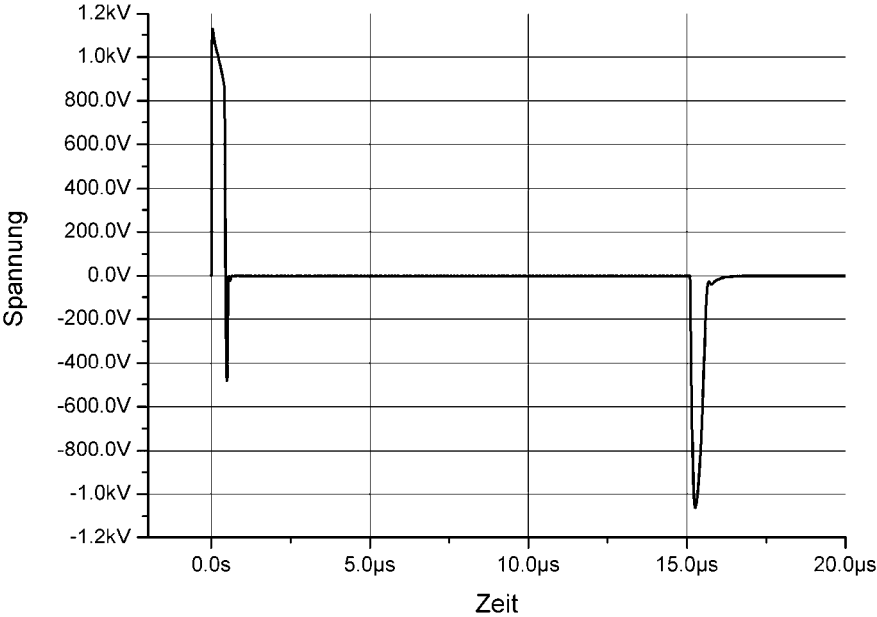


Bild 7.6: Simulierte Spulenspannung

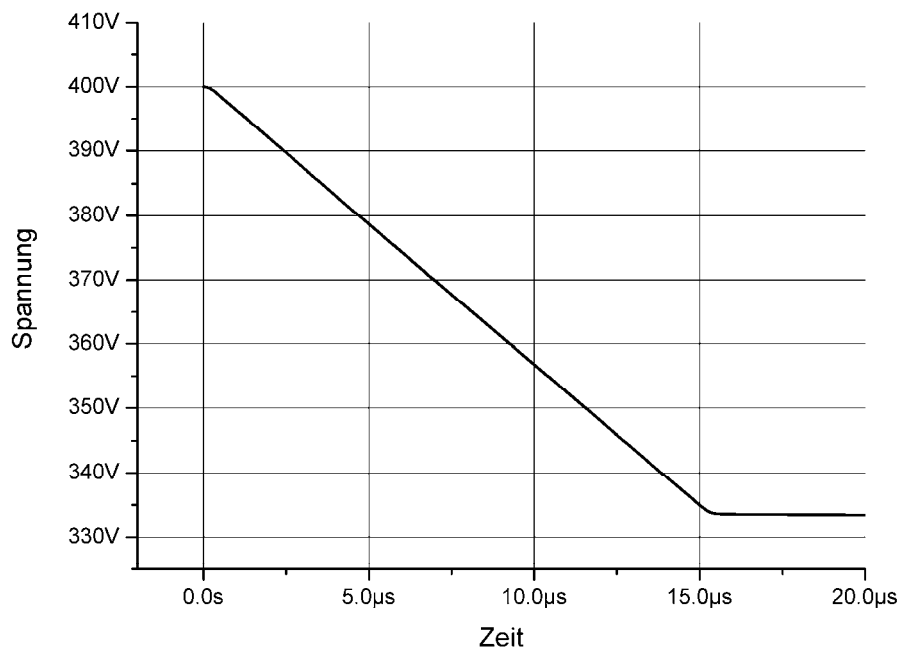


Bild 7.7: Simulierte Kondensatorspannungen

Durch den Aufbau solcher Pulsmodule als Stromquelle sind Parallelschaltungen unkritisch, da sich die Einzelströme im Hauptzweig durch die Last addieren. Bei Verwendung der besonders schnellen 600-V-IGBTs erfordert eine Quelle mit 60 kV Spitzenspannung eine Verwendung von 100 Stufen sowie etwa 40 parallelen Zweigen, um 6 kA Strom liefern zu können. Dennoch ist dies ein vergleichsweise geringer Aufwand, da ein einzelnes Modul aus einer sehr kleinen Platine bestehen kann. Bei Pulsraten von wenigen Hz kommt nur eine sehr geringe mittlere Verlustleistung auf, wodurch eine besondere Kühlung der Bauteile entfällt.

7.2 Hybridansteuerung

Diese Ansteuerung wurde speziell unter dem Gesichtspunkt einer effizienten Ansteuerung von Kickersystemen mit langer Pulsdauer und ohne Anforderungen an die Pulsabfallzeit entwickelt. Das System besteht aus einem Hochspannungskreis mit Schaltröhre, der zum schnellen Aufbau des Magnetfeldes benötigt wird. Die Magnetversorgung während der Flat-top-Zeit übernimmt dann eine Niederspannungsversorgung mit IGBT-Schalter. Der prinzipielle Aufbau ist in **Bild 7.8** gezeigt. Der Hochspannungskreis besteht im einfachsten Fall aus einem Kondensator als Energiespeicher, welcher genügend Kapazität besitzt, um den Strom in der Lastinduktivität aufzubauen. Der Widerstand sorgt für eine Bedämpfung von Einschwingvorgängen, welche durch die Schwingkreiskonfiguration ansonsten auftreten

würden. Ist der Maximalstrom erreicht, sinkt die Spannung an der Induktivität und würde sich beim Stromabbau umkehren. Wenn jedoch der Niederspannungsschalter geschlossen ist, übernimmt der Niederspannungskreis über die Entkopplungsdiode den Strom so lange, bis dieser Schalter ebenfalls geöffnet wird. Erst dann kehrt sich die Spannung um und erreicht einen durch den Widerstand im Freilaufzweig bestimmten Wert. Hochspannungszweig und Niederspannungszweig müssen so aufeinander abgestimmt sein, dass der stationäre Strom im Niederspannungszweig, bestimmt durch die Ladespannung des Energiespeichers und den Niederspannungswiderstand, dem Scheitelwert des Stromes im Hochspannungszweig entspricht. Dieser wird ebenfalls durch die Ladespannung des Energiespeichers und den Hochspannungswiderstand bestimmt. In der Praxis stimmt man beide Widerstände aufeinander ab und fährt die Ladespannungen im vorher programmierten Verhältnis zueinander an. Ein ganz entscheidender Punkt für die Funktion ist die praktisch gleichzeitige Auslösung von Hochspannungskreis und Niederspannungskreis. Um dies bei einer ungetriggerten Funkenstrecke, wie sie auch im Modellaufbau verwendet wurde, zu gewährleisten, wird der Niederspannungskreis vom Stromimpuls im Hochspannungskreis getriggert. Dies geschieht über eine Erfassung des Stromes im Hochspannungskreis mittels Stromwandler. Die Anforderungen an diesen Wandler sind sehr gering, da keine quantitative Messung erfolgt, so dass ein einfacher Ferritring mit einigen Drahtwindungen genügt.

Zur Entkoppelung beider Systeme wird eine schnelle Hochspannungsdiode benötigt. Durch die niedrige Spannungsfestigkeit des öffnenden Schalters erfolgt der Stromabbau bei dieser Ansteuerung nur sehr langsam. Jedoch wird auch hier kein pulsformendes Netzwerk benötigt, und der Energiebedarf liegt deutlich niedriger als bei reinen Hochspannungssystemen. Je länger dabei die Pulsdauer ist, desto effizienter arbeitet das System. Neben einer Simulation wurde auch ein Modell eines solchen Schalters aufgebaut. Um den Aufwand zu minimieren, wurde dabei eine Ansteuerung mit maximal 10 kV im Hochspannungskreis und einem Maximalstrom von ca. 500 A gewählt. Der sehr geringe Materialaufwand des Systems zeigt eindrucksvoll das Potenzial dieser Hybridtechnik.

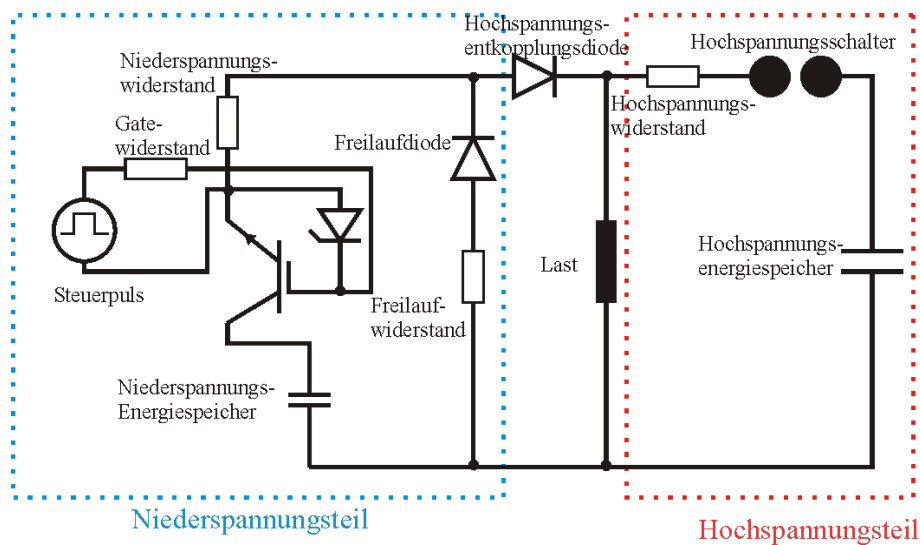


Bild 7.8: Prinzip der Hybridansteuerung

7.2.1 Simulationen einer Hybridansteuerung

Vor ersten praktischen Versuchen wurde mit Simulationen die Funktion der neuen Hybridansteuerung verifiziert. In Hinblick auf den geplanten Modellaufbau wurden die später verwendeten Bauteile auch für die Simulationsschaltung in das Modell eingebunden. Für den Niederspannungsteil kamen IGBTs der Firma IXYS von Typ IXGH40N60 zum Einsatz, welche eine Sperrspannung von 600 V bei einem zulässigen Dauerstrom von 40 A besitzen. Die Pulsbelastbarkeit dieser Bauteile liegt bei 150 A [IXY]. Als Leistungsdioden kamen ultraschnelle Gleichrichterioden des Typs RURP8100 von Fairchild zum Einsatz. Diese Dioden haben eine Sperrspannung von 1 kV und eine Pulsstrombelastbarkeit (60 Hz Sinushalbwellen) von 100 A [Fai]. Um die Strombelastbarkeit zu gewährleisten, wurde eine Parallelschaltung von fünf IGBTs und zwei Dioden gewählt. Die Hochspannungsdioden wurden aus zwei parallelen Strängen zu jeweils 10 Dioden in Reihe realisiert. Diese Bauteile wurden ausgewählt, da es sich um sehr kostengünstige Standardbauteile einer älteren Generation handelt. Somit sind durch die Wahl aktueller Komponenten durchaus noch Verbesserungen möglich. Dies ist in sehr vielen Fällen jedoch nicht nötig, und es ging bei dem Hybridkonzept primär um eine möglichst kosteneffiziente Lösung.

Das Schaltbild der Simulation ist in **Bild 7.9** dargestellt.

halten. Jedoch ist es in der Niederspannungsebene mit Stromrichtern kein Problem, die gespeicherte Energie verlustarm in einen vorgelagerten Speicher oder sogar das Versorgungsnetz zurückzuschieben. Dies ist möglich, wenn zwischen den Impulsen mit unterschiedlicher Stromhöhe einige hundert Millisekunden Zeit vergehen, was bei Kickersystemen fast ausschließlich der Fall ist. Bei langen Impulsen beträgt in diesem System die benötigte Energie nur etwa ein zehntel der Energie eines reinen Hochspannungssystems.

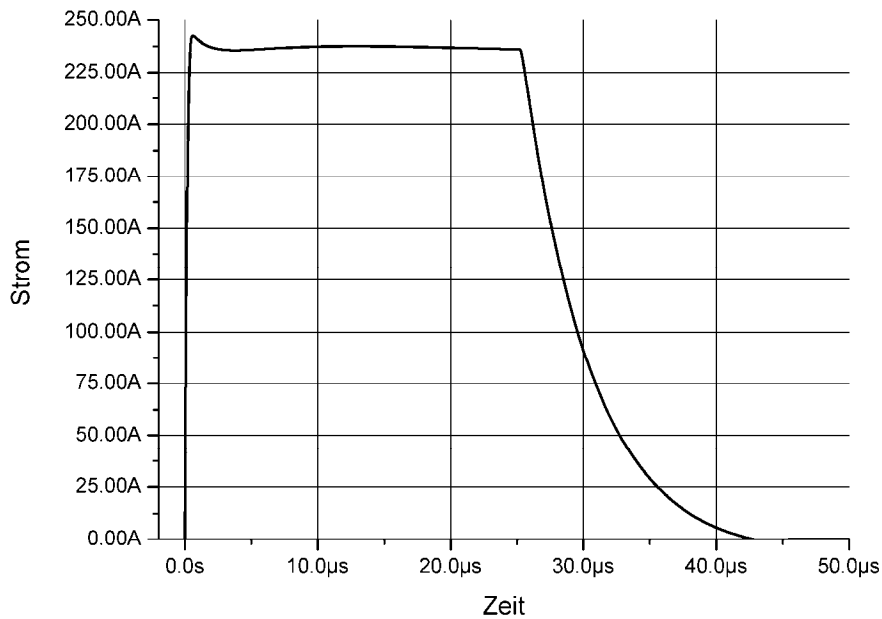


Bild 7.10: Simulierter Spulenstrom mit Hybridansteuerung

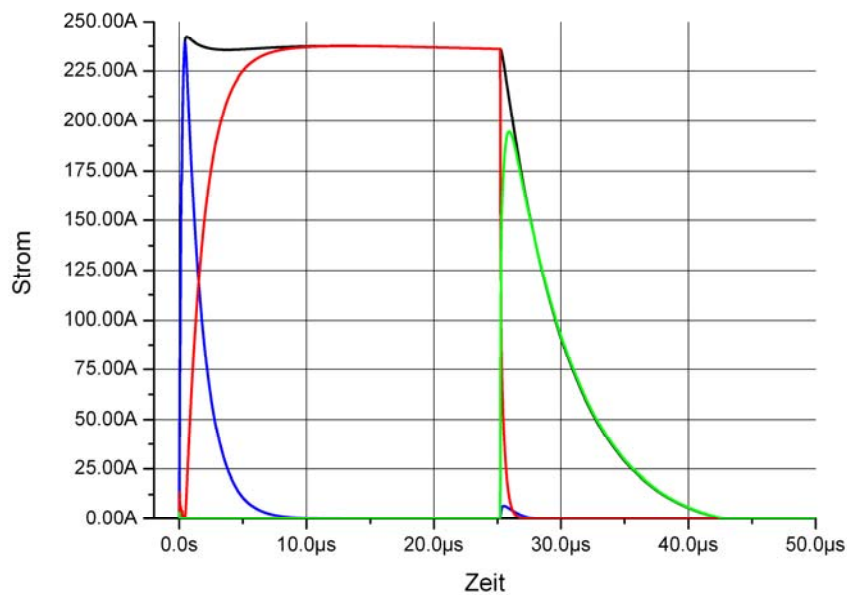


Bild 7.11: Stromaufteilung im Hybridsystem; schwarz = Laststrom, blau = Strom im Hochspannungskreis, rot = Strom im Niederspannungskreis, grün = Strom im Freilaufzweig

7.2.2 Aufbau eines Hybridsystems

Um die Funktion des neuen Hybridsystems unter realen Bedingungen zu untersuchen und den Einfluss von in der Simulation nicht erfassten Parasitäreffekten zu erkennen, wurde ein Modell eines solchen Hybridsystems aufgebaut. Die dabei verwendeten Bauteile sind sämtlich Standardbauteile und jederzeit verfügbar. Zu dem aufgebauten Hybridsystem zählt neben dem Hochspannungskreis, dem Niederspannungskreis, einer Ansteuerung und dem Lastmodell in Form einer Spule mit $4\ \mu\text{H}$ Induktivität auch ein Transferkabel (5 m RG58/U) und die Ladeeinrichtung für den Niederspannungskreis sowie den Hochspannungskreis. Beide Ladeeinrichtungen werden dabei von einer 12 V–DC–Versorgung gespeist, was einen vom Netz galvanisch getrennten Betrieb durch Akkuversorgung erlaubt. Die erzielten Ströme mit diesem System liegen bei etwa 250 A, die maximale Spannung liegt bei 9 kV. Bei einer Pulsdauer von bis zu $30\ \mu\text{s}$ bleibt der Droop unter 3 %. Der prinzipielle Aufbau ist in **Bild 7.12** gezeigt.

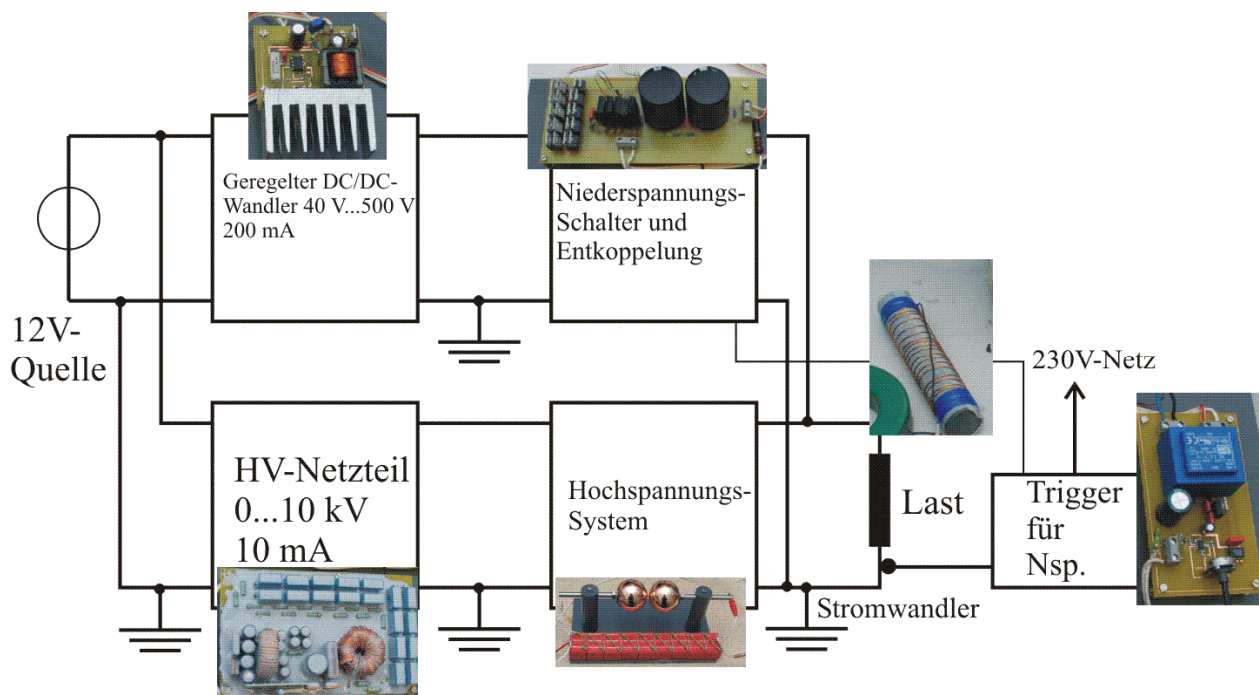


Bild 7.12: Blockschaltbild mit einzelnen Komponenten

Mit diesem Aufbau wurden Messungen durchgeführt, wobei die Lastinduktivität in einer Versuchsreihe direkt an das System angeschlossen und in einem zweiten Versuch über ein $50\text{-}\Omega$ -Koaxialkabel des Typs RG58/U angeschlossen war. Eine Impedanzanpassung ist in diesem System nicht erforderlich, da Wanderwellenvorgänge aufgrund der Dämpfung innerhalb der

Anstiegszeit abgeklungen sind. Die Triggerung erfolgt durch den Hochspannungsteil im selbstgetriggerten Betrieb. Diese Betriebsart bietet sich für die Anwendung im Kickersystem an, da es nicht nötig ist, dem Niederspannungsteil ein eigenes Triggersignal zu Verfügung zu stellen, sondern nur der Hochspannungsschalter getriggert werden muss. Die Parameter des Messaufbaus sind in **Tabelle 7.1** aufgeführt

Tabelle 7.1: Parameter des Hybridsystems

Parameter	
Niederspannung (ohne / mit Transferleitung)	260 V / 300 V
Niederspannungswiderstand	0,7 Ω
Niederspannungskapazität	940 μF
Hochspannung	6,3 kV
Hochspannungswiderstand	22 Ω
Kapazität Hsp.	73 nF
Lastinduktivität	4 μH

Die Impulslänge wurde auf etwa 38 μs eingestellt. In **Bild 7.13** ist der Spulenstrom bei direkter Ansteuerung ohne Transferleitung dargestellt. Die Welligkeit der Amplitude beträgt ca. 3 %. Der Stromanstieg ist in **Bild 7.14** gezeigt. Die Anstiegszeit beträgt etwa 400 ns.

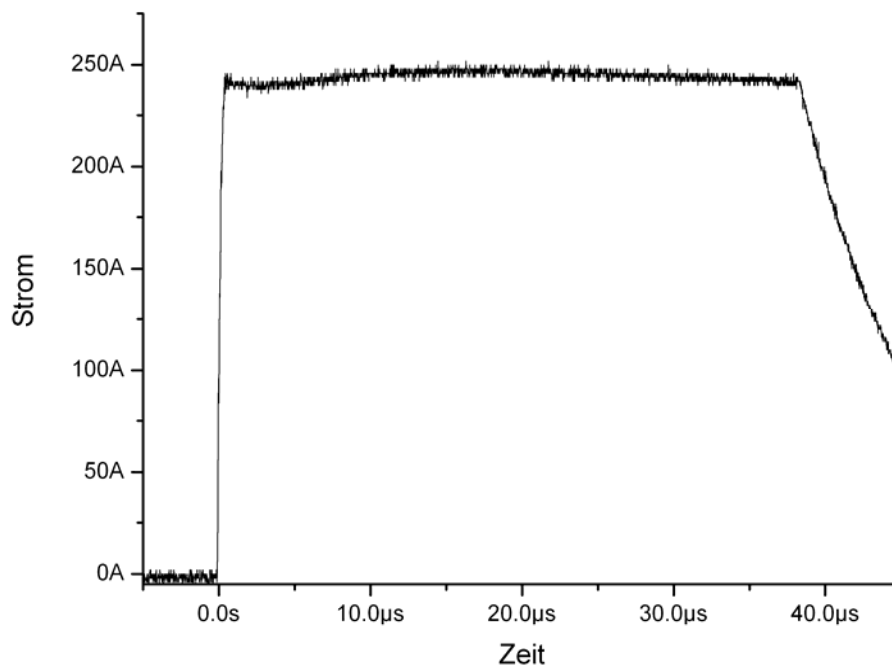


Bild 7.13: Stromimpuls in der Last ohne Transferleitung

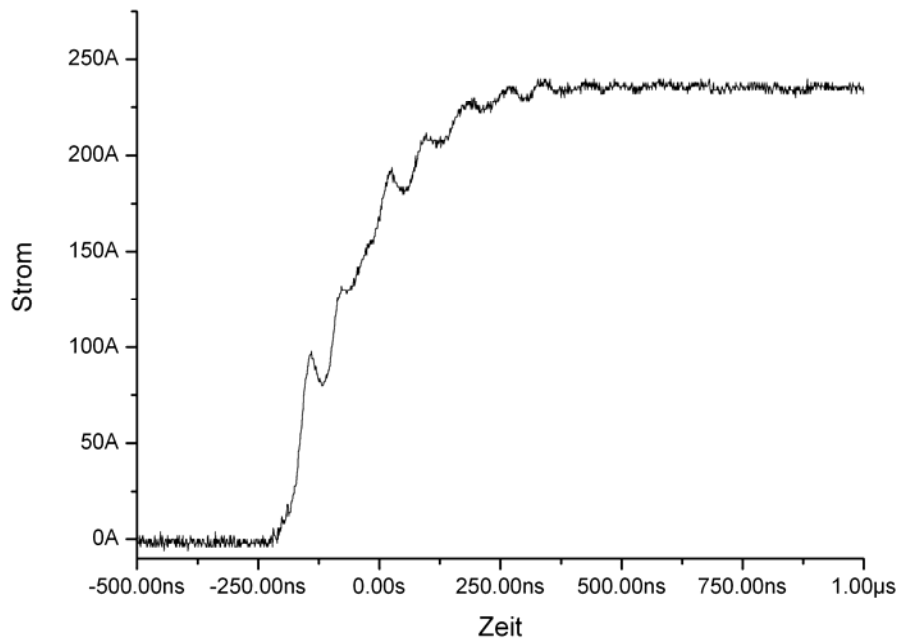


Bild 7.14: Stromanstieg in der Last ohne Transferleitung

Betrachtet man den Impuls, so fällt auf, dass es einen kurzen Überschwinger des Stromes direkt nach dem Anstieg gibt und der Strom nach dem Zurückschwingen etwa $15\ \mu\text{s}$ lang leicht ansteigt, um dann bis zum Pulsende wieder abzufallen. Der schnelle Überschwinger resultiert aus einer etwas zu hohen Ladespannung des Hochspannungsteiles, was für einen schnelleren Anstieg bewusst eingestellt wurde. Die Ladespannung des Niederspannungsteiles wurde in diesen Untersuchungen so eingestellt, dass die Amplitude des Stromes noch bis zum Wert der Amplitude des Überschingers ansteigt und dann durch die sinkende Spannung der Niederspannungskondensatoren wieder abfällt. Durch dieses Vorgehen erzielt man die niedrigste Welligkeit des Stromimpulses über die gesamte Pulsdauer und kann bei vorgegebenen Droop die längsten Pulsdauern realisieren.

Der Spannungsverlauf an der Lastinduktivität ohne Transferleitung ist in **Bild 7.15** dargestellt. Die Amplitude ist dabei durch eine Übersteuerung des Oszilloskopes etwas abgeschnitten. Deutlich ist der typische Exponentialverlauf der Kondensatorentladung über den Hochspannungswiderstand zu erkennen. Überlagert ist dieser Verlauf von Schwingungen, welche durch die Parasitärinduktivitäten hervorgerufen werden.

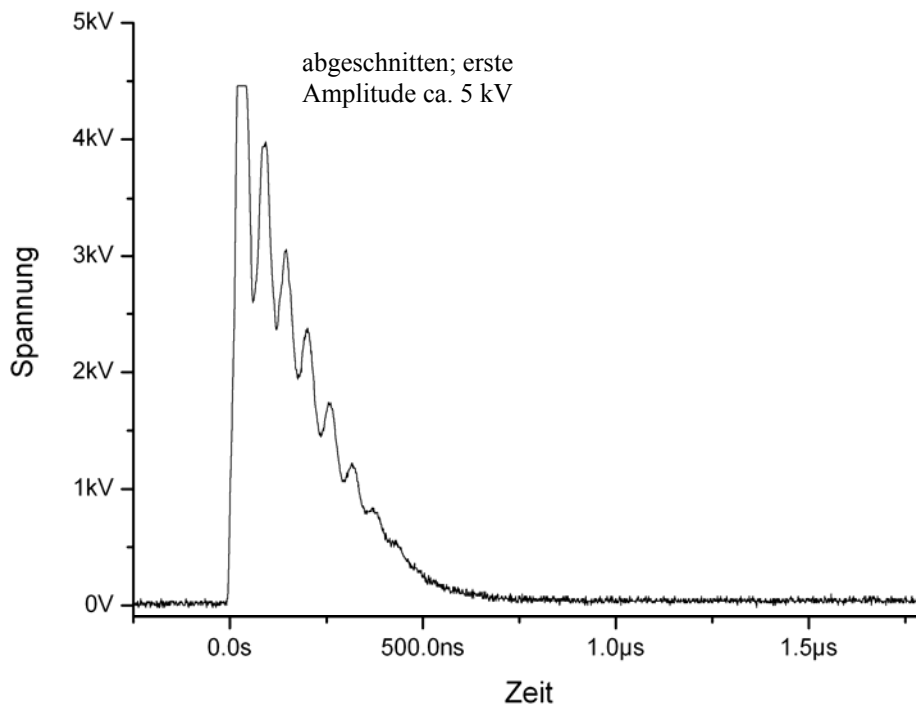


Bild 7.15: Spannungsanstieg an der Lastinduktivität ohne Transferleitung

Bild 7.16 zeigt den Spannungsverlauf während des Pulses an der Lastinduktivität gemessen. Nach dem Spannungsimpuls am Anstieg des Pulses liegt eine Spannung von etwa 25 V an der Spule an. Die Lastinduktivität besteht aus ca. 3 m Kupferlackdraht mit 0,5 mm² Querschnitt, was zu einem Widerstand von 100 mΩ führt und somit zu 25 V Spannungsfall bei 250 A Spulenstrom. Bei diesem Querschnitt und der Pulslänge von mehreren Mikrosekunden spielt der Skineneffekt noch keine entscheidende Rolle. Nach dem Flat-Top springt die Spannung auf -120 V, was sich durch den Widerstand im Freilaufzweig von ca. 0,3 Ω und den Durchlassspannungsfall an den Dioden erklärt. Diese Spannung läuft entsprechend dem Stromabfall im Lastzweig exponentiell gegen 0 V.

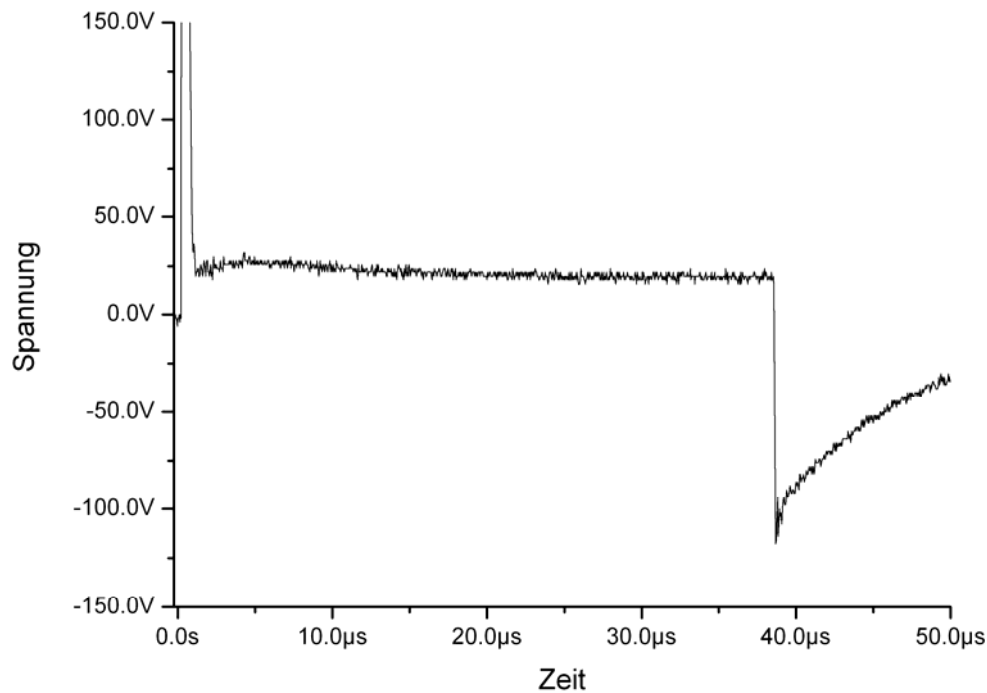


Bild 7.16: Spannung an der Lastinduktivität ohne Transferleitung

Um den Einfluss einer Transferleitung zu untersuchen, wurde weiterhin zwischen die Ansteuerung und die Lastinduktivität ein 5 m langes Leitungsstück des Typs RG58/U eingefügt. Eine solche Leitung hat im Vergleich zu RG220, welches üblicherweise in Kickersystemen verwendet wird, eine sehr viel höhere Dämpfung und somit einen größeren Einfluss auf den Impuls. Der in **Bild 7.17** gezeigte Stromimpuls an der Lastspule hat durch die Dämpfung des Kabels eine etwas niedrigere Amplitude, jedoch ebenfalls weniger als 3 % Welligkeit. Die Ladespannung an der Niederspannungsseite muss aufgrund der Leitungsdämpfung erhöht werden, da die Hochspannung gleich bleibt, aber der relative Einfluss der Leitungsdämpfung auf der Niederspannungsseite deutlich höher ist. Aus **Bild 7.18** ergibt sich eine Anstiegszeit von etwa 500 ns, und in der Frequenz der Einschwingvorgänge ist die Laufzeit der Leitung von etwa 50 ns erkennbar. Dennoch ist der Einfluss der Leitung sehr gering.

Durch die sehr kurze Pulsdauer des Hochspannungspulses im Bereich von etwa 250 ns Rückenhalbwertzeit ist es möglich, eine Leitung mit deutlich geringerer Spannungsfestigkeit zu verwenden. Bei sehr kurzen Spannungsbeanspruchungen ist die Spannungs-Zeit-Fläche der Überspannung von Bedeutung [Kue-04], was es erlaubt, in diesem Fall Leitungen mit einer

vielfachen Überspannung zu betreiben. Im Falle einer reinen Hochspannungsansteuerung liegt die Hochspannung für die gesamte Pulsdauer an.

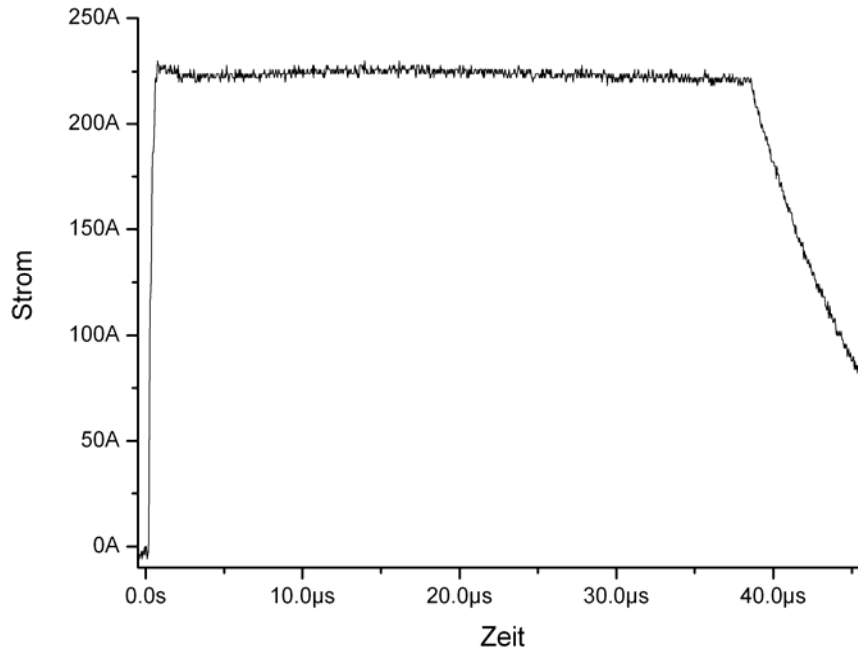


Bild 7.17: Laststrom bei Versorgung über 5 m RG58-Leitung

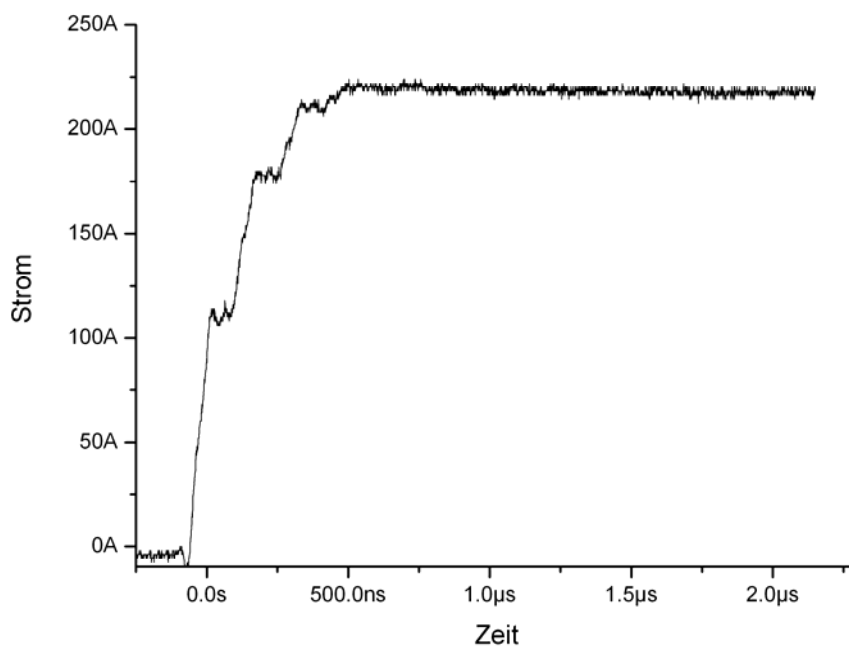


Bild 7.18: Stromanstieg in der Lastinduktivität bei 5 m Transferleitung

7.2.3 1,3-kA-Hybridansteuerung

Um eine Aussage über die Lebensdauer und Zuverlässigkeit treffen zu können, ist es notwendig, Langzeitversuche unter Belastung der Bauteile im Grenzbereich durchzuführen. Zu diesem Zweck wurde ein weiteres Hybridsystem mit einem Impulsstrom von 1,3 kA aufgebaut. Das System verwendet als Niederspannungsschalter einen IGBT des Typs FZ600RKE3 von Infineon. Dieses Bauteil sperrt Spannungen von bis zu 1700 V und ist mit einem Dauerstrom von 600 A spezifiziert [Inf-2]. Bei den verwendeten Dioden handelt es sich um die auch in Kap. 7.2.2 genannten RURP8100, wobei als Entkopplungsdioden jeweils 6 parallele Dioden 11-fach in Reihe geschaltet sind. Der Widerstand im Freilaufzweig beträgt 1 Ω . Es ist kein zusätzlicher Widerstand im Niederspannungszweig eingesetzt, sondern nur der Leistungswiderstand sowie der ohmsche Spulenwiderstand als Strombegrenzung genutzt. Im Hochspannungskreis ist die Kapazität auf 2,66 μF erhöht. Die Ladespannung bei den Messungen beträgt 320 V im Niederspannungskreis und 5 kV im Hochspannungskreis. Der Hochspannungswiderstand hat einen Wert von 3 Ω . Als Last dient die bereits in Kap. 7.2.2 erwähnten Induktivität mit 4 μH . Diese Parameter führen zu einer Belastung der Dioden von 200 A je Einzeldiode, was dem 2-fachen des in [Fai] spezifizierten Impulsstrom dieser Bauteile entspricht. Da dieser Impulsstrom jedoch auf eine 60 Hz Sinushalbwellen bezogen ist, wird hier mit einem höheren Wert gearbeitet. Bei einer Auslegung einer Kickeransteuerung würde man dennoch zur Sicherheit im spezifizierten Bereich der Bauteile bleiben. Diese gezielte Überlastung im untersuchten Aufbau dient einer Sicherstellung ausreichender Reserven. Die Pulslänge des Systems beträgt etwa 50 μs (s. **Bild 7.19**), was ebenfalls sehr lang ist und somit eine hohe Belastung der Bauteile darstellt. Um finanziellen Aufwand gering zu halten ist die Hochspannungsseite mit nur 5 kV bemessen, was zu relativ langsamen Anstiegszeiten (**Bild 7.20**) führt.

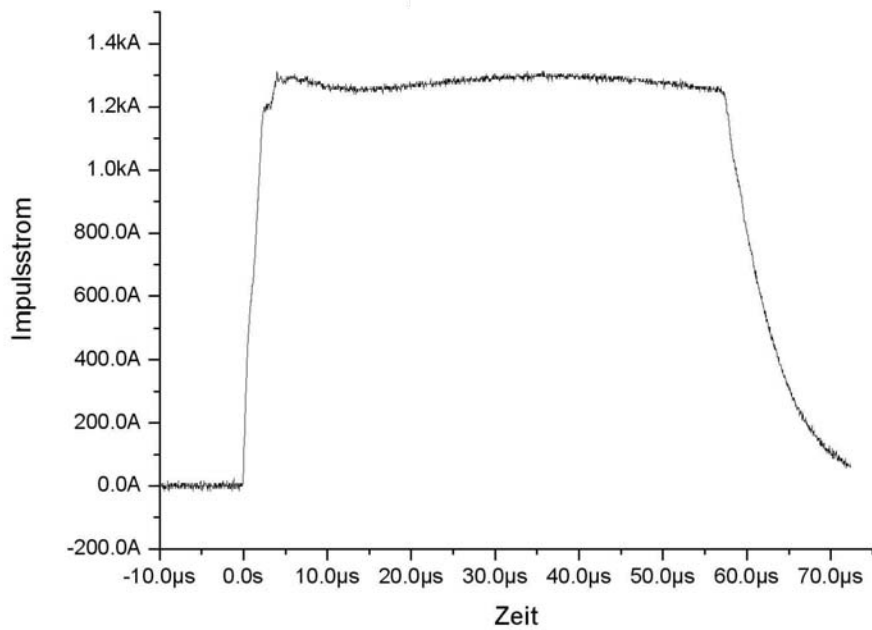


Bild 7.19: Strompuls der 1,3 kA-Ansteuerung

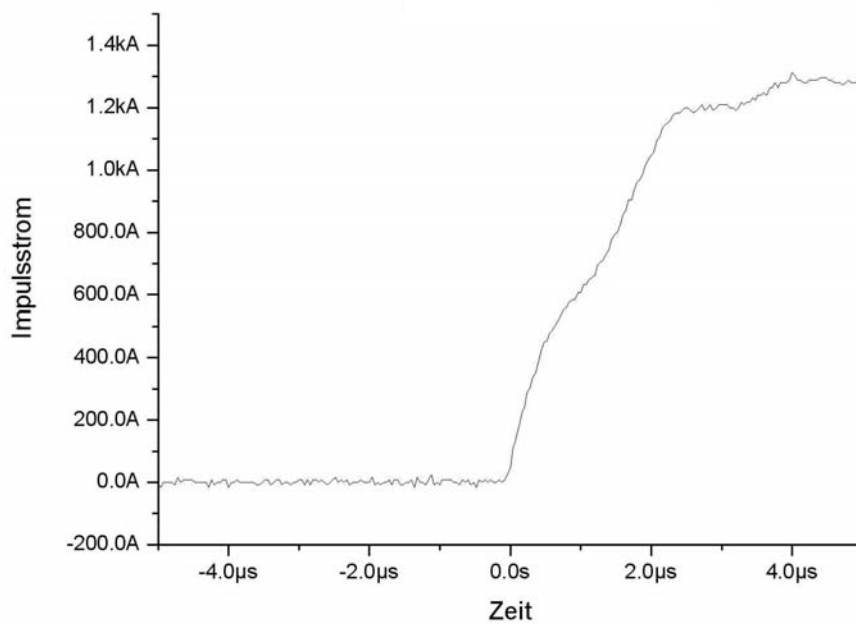


Bild 7.20: Stromanstieg des 1,3 kA-Systems

Bei Vergleich von Bild 7.20 mit dem den Stromanstieg des reinen Niederspannungssystems in Bild 7.21 wird trotz des geringen Aufwandes im Hochspannungsweig eine Verkürzung der Anstiegszeit um den Faktor 10 erreicht.

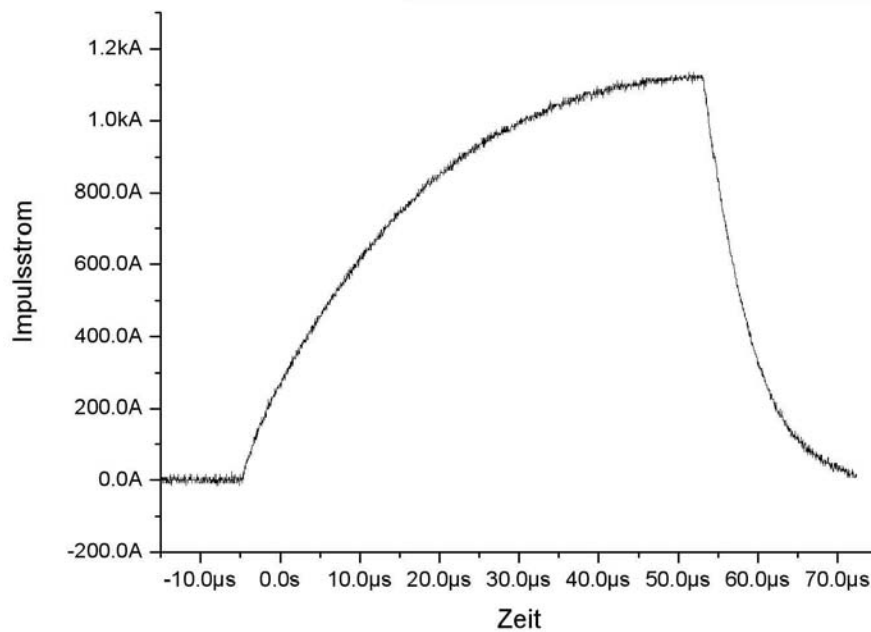


Bild 7.21: Stromanstieg ohne Hochspannungsunterstützung

Die Auswertung des Stromimpulses der Hochspannungsansteuerung (**Bild 7.22**) ohne Niederspannungsteil zeigt den auch in Bild 7.19 sowie Bild 7.20 zu beobachtenden, unsauberem Anstieg des Stromes. Dafür sind Einschwingvorgänge durch den Schwingkreis aus Hochspannungskondensator und Lastinduktivität verantwortlich. Eine Verbesserung kann durch eine kleinere Kapazität mit höherer Ladespannung und gleichzeitig höherem Dämpfungswiderstand im Hochspannungskreis erreicht werden, da dies eine höhere Dämpfung dieser Schwingungen zur Folge hat.

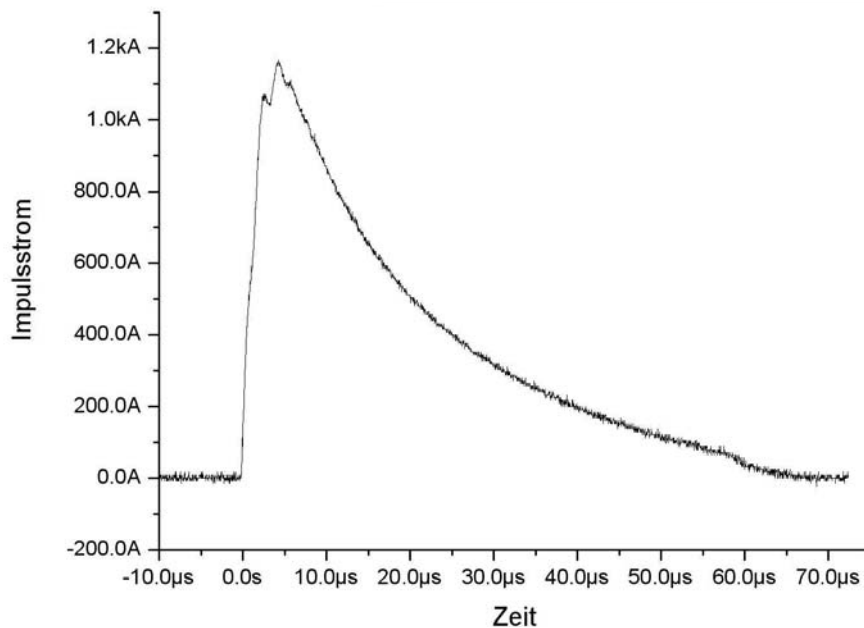


Bild 7.22: Strompuls ohne Niederspannung

7.2.4 Wirtschaftliche Aspekte

Zur Beurteilung des Nutzens einer Hybridansteuerung wird im Folgenden eine Beispielrechnung für eine Ansteuerung mit dem in Kap. 7.2.3 beschriebenen System durchgeführt. Dabei wird als Vergleich eine Ansteuerung mit PFN herangezogen. Die Berechnungsgrundlage bildet ein Puls von 50 μs Dauer und einer Stromamplitude von 1,2 kA nach Bild 7.19. Die Auslegung eines PFNs erfolgt grob nach Kap. 3 und wird anschließend in OrCAD simuliert. Die Gesamtkapazität des PFNs beträgt mit 15 μF etwa das 5,5-fache der Hochspannungskapazität im Hybridkreis. Die Gesamtinduktivität beträgt 42 μH . Es erfolgt eine Unterteilung in 10 Stufen, um eine saubere Pulsform zu erhalten. Das simulierte PFN ist in **Bild 7.23** dargestellt. Die Ladespannung beträgt 4500 V.

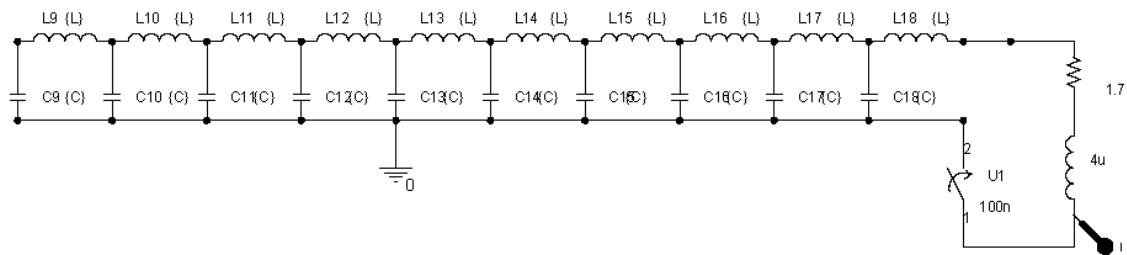


Bild 7.23: Simuliertes PFN

In Bild 7.24 ist der mit dieser Ansteuerung simulierte Puls zu sehen. Die nutzbare Pulslänge liegt mit ca. $45 \mu\text{s}$ um $10 \mu\text{s}$ unter der Pulslänge der Hybridansteuerung, dafür ist die Welligkeit deutlich geringer. Somit wird diese Auslegung als Vergleich für die Rechnung herangezogen.

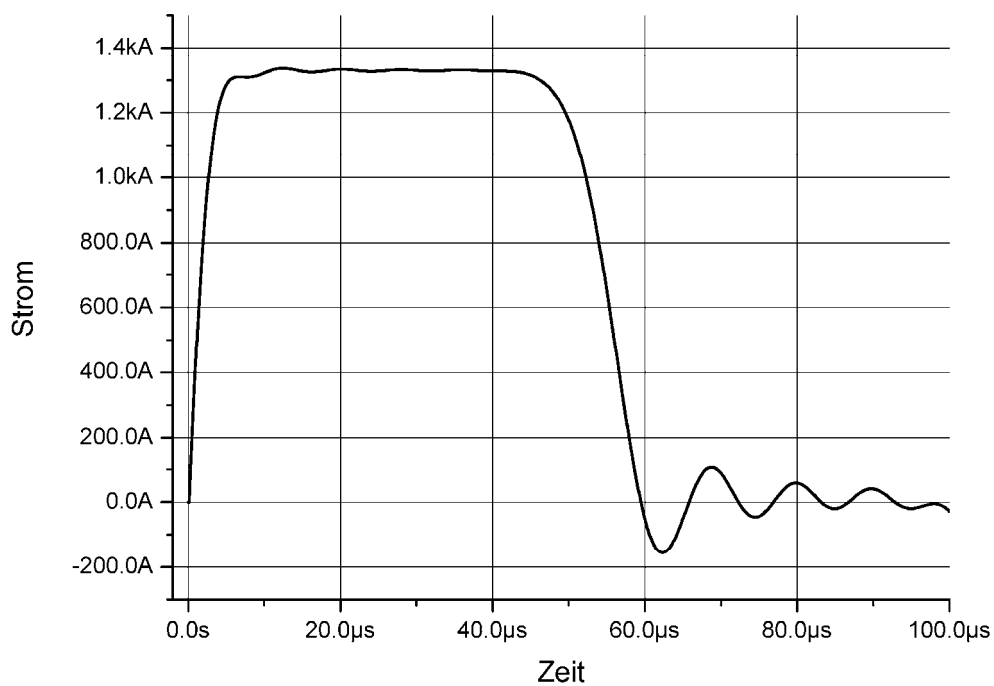


Bild 7.24: Simulierter Puls des PFNs

Als erstes sollen die für beide Systeme gleichermaßen entstehenden Kosten betrachtet werden. Diese fallen an für:

- Schaltröhre
- Hochspannungswiderstand

Zusatzkosten des Hybridsystems gegenüber einer PFN-Ansteuerung entstehen durch den Niederspannungsteil. Dieser besteht im Einzelnen aus:

- IGBT
- Niederspannungs-Kondensatoren
- Gate-Ansteuerung
- Niederspannungs-Ladeeinrichtung

Die Einsparungen der Hybridansteuerung ergeben sich aus dem einfacheren Hochspannungskreis:

- kleinere Hochspannungskapazität
- leistungsschwächere Ladeeinrichtung
- nur ein einzelner Hochspannungskondensator
- keine Induktivitäten notwendig

Für das gewählte Beispiel ergibt sich die folgende Kostenaufstellung nach **Tabelle 7.2** (unter Vernachlässigung der bei beiden Systemen anfallenden Kosten für Schaltröhre und Hochspannungswiderstand). Die Angaben sind auf die Gesamtkosten für ein PFN bezogen.

Tabelle 7.2: Kostenvergleich von Hybridsystem und PFN

	PFN	Hybridsystem
IGBT	-	5 %
Hochspannungskondensatoren	60 %	10 %
Ladeeinrichtungen	30 %	10 % + 5 %
Induktivitäten	10 %	-
Gateansteuerung	-	5 %
Niederspannungskondensatoren	-	5 %
Gesamt	100 %	40 %

Der Vergleich zeigt, dass es bei langen Pulsen durchaus vorteilhaft ist, eine Hybridansteuerung einzusetzen. Wird eine solche Ansteuerung für höhere Energien konzipiert, fällt der Unterschied noch deutlicher aus. Der durch die Niederspannungsansteuerung nötige Bauraum ist ebenfalls vernachlässigbar (das untersuchte System nimmt einen Raum von etwa 7 dm^3 ein). Dafür wird der Bauraum eines PFNs eingespart, da ein einzelner Kondensator deutlich kompakter ist.

7.3 Zusammenfassung

Mit dem Modellaufbau der Hybridansteuerung konnte gezeigt werden, dass dieses System prinzipiell funktioniert und bei einigen Kickersystemen eine Ansteuerung deutlich vereinfachen kann. Zu den Einsparungen beim Bau der Ansteuerung kommt die Energieeinsparung im Betrieb hinzu. Im Falle eines Pulsbetriebes mit Pulslängen von $50 \mu\text{s}$ kommt es zu einer Einsparung von etwa 65 % der Energie gegenüber einem reinen Hochspannungssystem. Eine Funktion kann selbst mit Standardbauteilen gewährleistet werden, was im Falle eines Schadens auch kürzere Ausfallzeiten zur Folge hat. Ob dieses System auch mit Strömen von mehreren Kiloampere realisierbar ist, sollte in weiteren Untersuchungen verfolgt werden. Ein weiterer Ansatzpunkt ist die Erhöhung der Magnetwindungszahl und somit eine Reduzierung des Stromes bei gleichzeitiger Erhöhung der notwendigen Impulsspannung. Zwar wurde in Kap. 3 gezeigt, dass ein solches Vorgehen zu überproportional hohen Impulsspannungen führt, jedoch wird in diesem System durch die nicht erforderliche Impedanzanpassung ohnehin eine kleinere Spannung benötigt. Da Parasitärinduktivitäten in Relation zur Lastinduktivität bei höherer Windungszahl immer kleiner werden, ist auf diese Art eine Verbesserung der Pulsqualität möglich.

Der stromgeregelte Halbleiterschalter bringt ebenfalls eine große Energieersparnis und lässt gleichzeitig schnelle Pulsabfallzeiten zu. Prinzipiell ist ein solches System auch realisierbar, jedoch ist der Aufwand deutlich höher als bei einem Hybridsystem. Zudem sind Reihenschaltungen aus 100 IGBTs sehr anspruchsvoll in der Ansteuerung, da es sehr schnell zu einer Zerstörung einzelner Module durch Überspannung kommen kann. Grundsätzlich ist es jedoch auch heute schon möglich, durch den Einsatz moderner IGBTs die Schaltröhren teilweise abzulösen und mit Hilfe der Stromregelung gleichzeitig das pulsformende Netzwerk von Kickeransteuerungen zu ersetzen.

8 Ansteuerung supraleitender Dipolmagnete

Die steigenden Anforderungen an die Strahlenergie würden nach Gl. 2.1 bei Verwendung eines normalleitenden Magneten durch Beschränkung auf eine Flussdichte von 2 T auf Grund der Eisensättigung zu immer größeren Bahnradien führen. Der Einsatz supraleitender Magnete erlaubt weitaus höhere Flussdichten, da im Gegensatz zu normalleitenden Magneten praktisch keine Verluste in der Magnetspule auftreten, denn unterhalb der Sprungtemperatur wird der elektrische Widerstand praktisch zu Null [Bin-04]. Das Problem bei Supraleitern ist die Empfindlichkeit dieses Zustandes gegenüber Störungen, die z.B. durch lokale Temperaturerhöhungen auftreten können. Es kann vorkommen, dass der Supraleiter an einer solchen Störstelle schlagartig in den normalleitenden Zustand übergeht. Diesen Vorgang nennt man Quenchen. Ein Quench wird durch den plötzlichen Spannungsanstieg infolge des steigenden Widerstandes bei eingepprägtem Strom sofort detektiert und die Stromversorgung ausgeschaltet. Die im Magnetsystem gespeicherte Energie reicht jedoch aus, um den Magneten an der lokalen Störstelle zu beschädigen, wenn diese Störstelle nur auf ein kleines Volumen begrenzt ist. Zum Schutz des Magneten wird daher mittels Gleichstromschalter eine Kommutierung des Stromes auf einen Widerstand erzwungen, um den Strom schnell abzubauen und die Energie so weit wie möglich in diesem externen Widerstand abzubauen. Die Entwicklung sowie der Aufbau eines sehr schnellen und gleichzeitig höchst zuverlässigen Gleichstromschalters durch den neuartigen Einsatz von Schmelzsicherungen in Verbindung mit einzelnen Halbleiterschaltern ist Hauptbestandteil der folgenden Kapitel. Im Rahmen der Arbeit werden auch zwei weitere Methoden entwickelt und diskutiert, wie bis zu 30 % weniger Energie als bei einem rein ohmschen Dumpwiderstand im Magneten umgesetzt werden. In einem Fall kommt ein Varistor anstelle eines Widerstandes zum Einsatz, also eine passive Lösung. Zusätzlich wird die Realisierbarkeit einer aktiven Lösung mit Halbleiter und Widerstand in Reihe diskutiert, welche eine höhere Zuverlässigkeit aufweist als ein Varistor.

8.1 Eigenschaften in Magneten verwendeter Supraleiter

Der Effekt der Supraleitung führt zu einem sprunghaften Abfallen des ohmschen Widerstandes eines Supraleiters auf einen Wert, der etwa 17 Zehnerpotenzen unter dem Widerstand eines guten elektrischen Leiters wie etwa Kupfer liegt [Buc-04]. Dieser Widerstandssprung ist jedoch nicht nur durch die Temperatur bestimmt, sondern auch durch die Stromdichte im Leiter und die magnetische Flussdichte. Insbesondere hohe

Wechselströme können zu einem Anstieg der Leitfähigkeit und zum Zusammenbrechen der Supraleitung führen [Gru-07]. Zu einem Quench, also einem sprunghaften Übergang zum normalleitenden Zustand einzelner Volumina im Leiter, kann es dabei neben langsamen und schon vorher detektierbaren Fehlern, wie etwa das Ausfallen des Kühlsystems oder eine unzulässige Erhöhung des Stromes, auch unvorhergesehen kommen. Gerade in einem Beschleuniger kann ein Teil des Strahles durch Instabilitäten auf den Magneten treffen und durch den punktuellen Energieeintrag in den Magneten dort eine lokale Überhitzung verursachen. In solchen Fällen kann erst unmittelbar vor dem Quench ein Fehler detektiert werden, und der Quench tritt eventuell bei maximalem Magnetstrom auf. Je höher der Strom in einem Supraleiter ist, desto höher ist auch die Wahrscheinlichkeit für einen Quench, was gerade bei einem Ausreizen der Kennlinie eines Magneten zu einer verhältnismäßig hohen Wahrscheinlichkeit für einen Quench führt.

Prinzipiell ist ein Quench in einem Supraleiter nicht kritisch, wenn nur dafür Sorge getragen wird, dass die bei Stromfluss durch den ohmschen Widerstand entstehende Verlustwärme schnell genug abgeführt wird und eine Überhitzung des Leiters vermieden wird. Dies ist gerade bei Magneten mit hohem Energiegehalt jedoch oftmals nicht möglich, so dass zusätzliche Maßnahmen erforderlich sind.

8.2 Schutzmaßnahmen im Quenchfall

Für den Fall eines lokal begrenzten Quenches darf die an dieser Stelle umgesetzte Energie pro Volumen nicht so hoch werden, dass der Leiter beschädigt wird. Eine Methode, dies zu verhindern, ist das Erzeugen eines großflächigen Quenches durch einen Impuls, was dazu führt, dass der Leiter großflächig normalleitend und die im System enthaltene Energie auf eine große Fläche verteilt wird [Mes-94]. Die gesamte Energie wird auf diese Weise im Supraleiter und somit letztlich im Kühlsystem umgesetzt. Ein Nachteil dieser Methode ist die durch den starken Anstieg des Widerstandes auftretende Spannung, die auch zu Überschlügen führen kann. Diese Spannung muss durch einen zum Supraleiter parallelen Widerstand begrenzt werden, welcher bei dem maximal auftretenden Strom die Spannung auf einen unkritischen Wert begrenzt.

Wird der Supraleiter in einen Normalleiter wie etwa Kupfer eingebettet, so wirkt dies bei ausreichender Dimensionierung alleine schon als Schutz gegen eine Zerstörung des Magneten beim Quench. Durch den lokalen Anstieg des Widerstandes im Supraleiter kommutiert der Strom lokal auf den Normalleiter und verursacht dort weitaus weniger Verluste, da der

Widerstand des Normalleiters deutlich niedriger ist als der eines Supraleiters oberhalb der Sprungtemperatur. Zudem besitzt Kupfer eine sehr hohe Wärmekapazität sowie Wärmeleitfähigkeit, was zur Energieverteilung auf größere Volumina und somit zur Begrenzung der Temperatur beiträgt. Dies führt jedoch zu einem deutlich höheren Leitervolumen und ist nicht möglich, wenn ein sehr kompakter Aufbau angestrebt wird. Zudem wird die Energie immer noch innerhalb des Kühlsystems freigesetzt, was dieses zusätzlich belastet.

Eine Methode, die gespeicherte Energie teilweise außerhalb des Magneten in Wärme umzusetzen, besteht in der Kommutierung des Magnetstromes auf einen Dumpwiderstand im Stromkreis, welcher im Normalbetrieb durch einen Leistungsschalter überbrückt ist. (s. **Bild 8.1**).

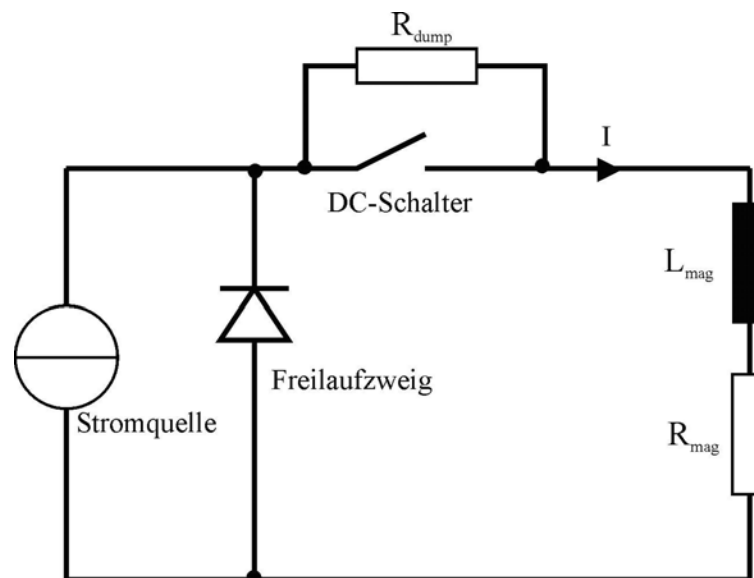


Bild 8.1: Schaltung zur externen Energieumsetzung

Die obere Grenze für den Widerstandswert und somit die untere Grenze für die Zeitkonstante ist dabei durch die Spannungsfestigkeit dieses Systems gegeben. Je höher die zulässige Spannung und damit der mögliche Widerstandswert ist, desto schneller wird der Strom abgebaut und desto geringer ist der Anteil der Energie, die im Magneten umgesetzt wird. Im normalen Betriebsfall liegt der Leistungsschalter seriell im Versorgungszweig des Magneten und muss somit dauerhaft den Nennstrom führen. Im Abschaltmoment ist die wiederkehrende Spannung U_{\max} durch den maximalen Magnetstrom I_{\max} und den Gesamtwiderstand $R_{\text{ges}} = R_{\text{dump}} + R_{\text{mag}}$ gegeben.

$$U_{\max} = R_{\text{ges}} \cdot I_{\max} \quad (8.1)$$

Das Verhältnis aus dem Widerstand R_{mag} der Störstelle im Magneten und dem Wert des Dumpwiderstandes R_{dump} ergibt unter Vernachlässigung der übrigen Widerstände im Stromkreis den Anteil der im Magneten umgesetzten Energie W_{mag} .

$$W_{\text{mag}} = \frac{R_{\text{mag}}}{R_{\text{ges}}} \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{\text{mag}} \cdot I^2 \quad (8.2)$$

Eine weitere Möglichkeit, den Strom im Magneten ohne eine höhere Spannung im Freilaufzweig schneller abzubauen, besteht in der Verwendung eines nichtlinearen Dumpwiderstandes. Als eine neue Alternative zu einem linearen Dumpwiderstand wird hier der Einsatz eines Metalloxid-Varistors mit stark nichtlinearer Kennlinie (**Bild 8.2**) untersucht. Die elektrische Feldstärke in einem Metalloxid-Varistor für energietechnische Anwendungen (d.h. für Hochspannungs-Überspannungsableiter Widerstandsdurchmesser im Bereich von 60...100 mm) liegt bei den erwarteten Stromdichten im Bereich von 2000 V/cm, womit sich bei 1200 V Spannungsfall eine Dicke der Scheiben von nur 6 mm ergibt.

Die Auslegung der Varistoren wird unter Berücksichtigung des maximalen Energieaufnahmevermögens pro Volumen vorgenommen. Untersuchungen ergaben für diese Ableiter ein einmaliges Energieaufnahmevermögen bis zur Zerstörung von ca. 1000 J/cm³ (50 %-Ausfallenergie) [Rei-08]. Um genügend Sicherheit bei der hier aufgezeigten Anwendung zu haben, sollte eine Energiedichte von 200 J/cm³ nicht überschritten werden. Dies ergibt für eine Varistorscheibe von 100 mm Durchmesser eine maximale Energieaufnahme von 9,4 kJ. Da die Gesamtenergie im System von den Varistoren aufgenommen werden muss, ist es erforderlich, sehr viele einzelne Varistoren parallel zu schalten. Bei 1 MJ und einem typischen Gesamtstrom von etwa 8 kA sind etwa 100 Varistoren dieser Bauart notwendig. Dadurch fließt in jedem Varistor nur noch ein Strom in Höhe von unter hundert Ampere. Setzt man den Wert der resultierenden Stromdichte dieses Varistors nun in eine typische Kennlinie (**Bild 8.2**) ein, so ergibt sich wiederum eine elektrische Feldstärke von 2000 V/cm, was die oben getroffene Abschätzung bestätigt. Eine Reduzierung der Stromdichte, also des Stromes im System, um den Faktor 100 führt laut Kennlinie zu einer nur um 10 % geringeren Feldstärke. Aus diesem Grund kann für die weiteren Betrachtungen die vereinfachte Annahme getroffen werden, die Spannung über den Varistor sei konstant. Gleichzeitig führt die sehr flache Kennlinie ($S \sim E^\alpha$; $\alpha = 25...50$) bei einem z.B. durch Fertigungstoleranzen bedingten Unterschied der Feldstärke von nur 1 % zu einer Stromdichteänderung von bis zu 60 %. Bei Parallelschaltung kann es somit trotz

Überdimensionierung des Systems ohne zusätzliche Maßnahmen zu einer Überlastung einzelner Varistorscheiben kommen.

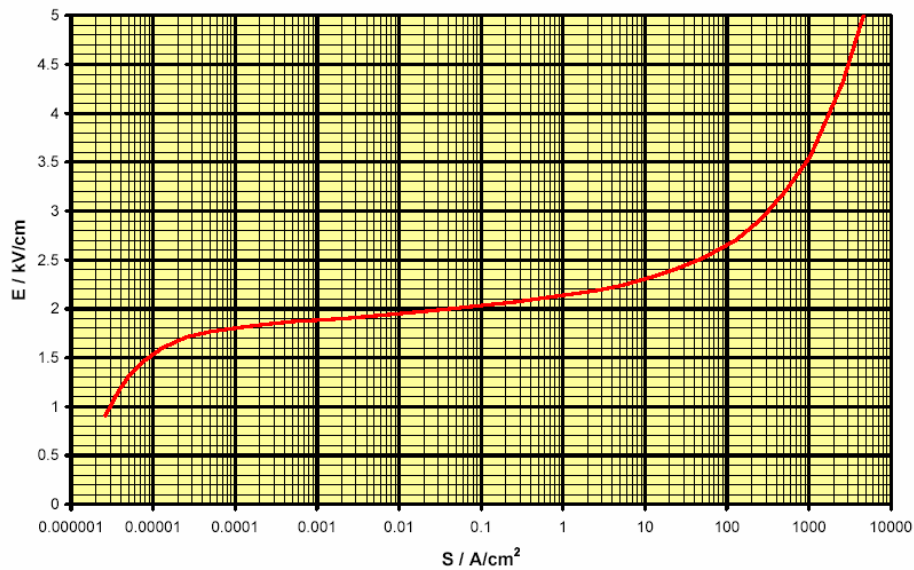


Bild 8.2: Typische Varistorkennlinie (Quelle: Siemens)

Die geänderte Beschaltung ist in **Bild 8.3** dargestellt.

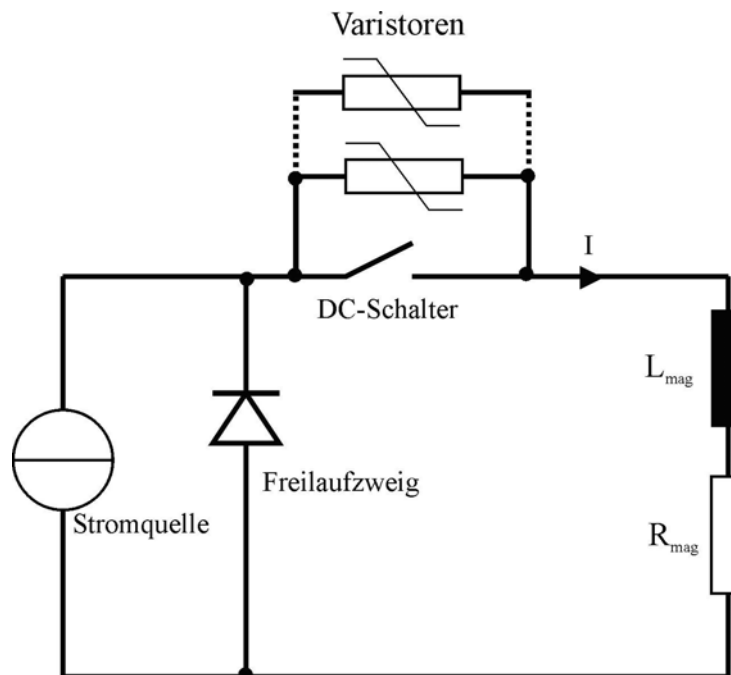


Bild 8.3: Ersetzen des Dumpwiderstandes durch Varistoren

Nimmt man eine konstante Spannung U_0 am Varistor über den gesamten Stromverlauf an, so ist der Stromverlauf $i(t)$ nach Öffnen des Schalters ausgehend vom Magnetstrom I_0 zu Beginn:

$$i(t) = I_0 - \frac{U_0}{L}t \quad (8.3)$$

Ist der Einfluss des Magnetwiderstandes R_M gegenüber dem Anfangswiderstand des Varistors R_V durch

$$R_V = \frac{U_0}{I_0} \quad (8.4)$$

vernachlässigbar ($R_{\text{mag}} \ll R_V$), so kann die im Magneten umgesetzte Energie W_{mag} in Abhängigkeit vom Magnetwiderstand über die Integration der umgesetzten Leistung P_{mag} berechnet werden.

$$P_{\text{mag}}(t) = i^2(t) \cdot R_{\text{mag}} = R_{\text{mag}} \cdot \left(I_0^2 - 2I_0 \frac{U_0}{L}t + \frac{U_0^2}{L^2}t^2 \right) \quad (8.5)$$

Um die gesamte umgesetzte Energie zu erhalten, muss dieser Ausdruck in den Grenzen $t = 0$ bis $t = \frac{L}{U_0}I_0$ integriert werden:

$$W_{\text{mag}} = \int_0^{\frac{L}{U_0}I_0} P_{\text{mag}}(t)dt = \frac{R_{\text{mag}} \cdot L \cdot I_0^3}{3 \cdot U_0} \quad (8.6)$$

Setzt man den Ausdruck für den Anfangswiderstand des Varistors R_V nach Gl. 4.5 ein, so erhält man

$$W_{\text{mag}} = \frac{R_{\text{mag}}}{R_V} \cdot \frac{1}{3} \cdot L \cdot I_0^2 \quad (8.7)$$

Diese Gleichung gibt eine Abschätzung für $R_V \gg R_{\text{mag}}$. Geht man davon aus, dass aufgrund der begrenzten Spannungsfestigkeit des Schalters der Anfangswiderstand R_V des Varistors dem Wert des Dumpwiderstandes R_{dump} in Bild 8.3 entspricht, so ist das Verhältnis der im Magneten umgesetzten Energie nach Gl. 4.2 $W_{\text{mag},1}$ und bei Verwendung eines Varistors nach Gl. 4.7 $W_{\text{mag},2}$

$$\frac{W_{\text{mag},1}}{W_{\text{mag},2}} = \frac{3}{2} \quad (8.8)$$

Somit wird im Magneten bei Verwendung eines Varistors bei gleicher Spannung etwa 30 % weniger Energie als bei Beschaltung mit ohmschen Dumpwiderstand umgesetzt.

Die Energie eines einzelnen Systems aus supraleitenden Magneten bei maximalem Strom kann bis zu einigen Megajoule betragen. Da aus diesem Grund bei Spannungen von nur etwa 1000 V sehr viele dünne Varistoren notwendig sind und die Herstellung dieser dünnen

Varistoren sehr aufwändig ist (dickere Scheiben müssen auf den gewünschten Wert abgeschliffen werden) [Hin-00] ist in vielen Fällen diese Technik allerdings nicht mehr wirtschaftlich.

Zudem kommt es beim Ausfall eines Varistors in zum Kurzschluss. Ist dies der Fall, so wird der Strom sehr viel langsamer abgebaut und der Großteil der Magnetenergie wird im Magneten selbst umgewandelt, was zur Zerstörung führen kann.

Aus diesen Gründen wurde eine weitere alternative Möglichkeit zu diesem System erarbeitet. Dabei wird die Spannung über einen linear betriebenen Halbleiter (IGBT, MOSFET oder Bipolartransistor) sowie einen seriellen Dumpwiderstand R_{dump} konstant gehalten. Im Gegensatz zu einem Varistor wird der Strom auch bei einem Ausfall des nichtlinearen Bauteiles (hier ein IGBT) noch genauso schnell wie in einem herkömmlichen System nur mit dem Dumpwiderstand R_{dump} abgebaut. Die Schaltung ist in **Bild 8.4** zu sehen.

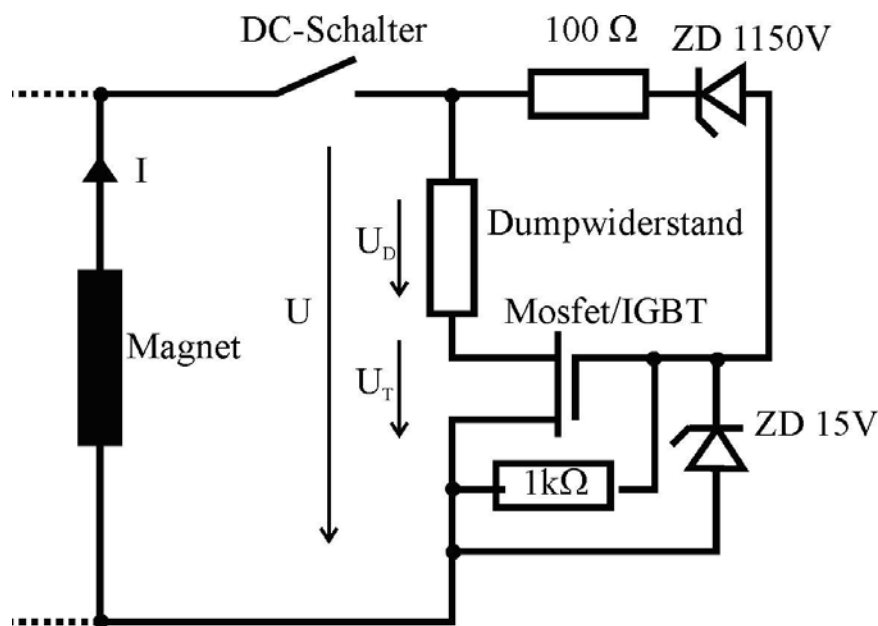


Bild 8.4: Komplette Schaltung des aktiven Dumpwiderstandes

Die externe Beschaltung des Halbleiters stabilisiert die Spannung U auf einen Wert von ca. 1200 V. Im ersten Moment fällt dabei fast die gesamte Spannung über dem Dumpwiderstand ab, und erst mit sinkendem Strom wird der Anteil U_T immer höher. Würde nun der Halbleiter durch Kurzschluss ausfallen, so käme es bei entsprechender Auslegung immer noch nicht zu einem Magnetdefekt, da ein Großteil der Magnetenergie im Dumpwiderstand umgesetzt wird. Dies ist ein sehr wesentlicher Vorteil gegenüber der Verwendung eines Varistors.

Die Aufteilung der Energie zwischen Widerstand und Halbleiter kann folgendermaßen berechnet werden, wenn der Anfangsstrom mit I_0 , die maximale Spannung mit U_0 und der Dumpwiderstand $R_{\text{dump}} = \frac{U_0}{I_0}$ gegeben ist.

Über das Induktionsgesetz ergibt sich der Stromverlauf bei konstanter Selbstinduktionsspannung U_0 zu:

$$i(t) = I_0 - \frac{U_0}{L}t \quad (8.9)$$

Die Leistung im Widerstand ergibt sich somit zu:

$$P_R(t) = i^2(t) \cdot R_{\text{dump}} = i^2(t) \cdot \frac{U_0}{I_0} = \frac{U_0}{I_0} \cdot \left(I_0^2 - 2I_0 \frac{U_0}{L}t + \frac{U_0^2}{L^2}t^2 \right) \quad (8.10)$$

Um die gesamte umgesetzte Energie zu erhalten, muss dieser Ausdruck in den Grenzen $t = 0$ bis $t = \frac{L}{U}I_0$ integriert werden:

$$W_R = \int_0^{\frac{L}{U}I_0} P_R(t) dt = \frac{1}{3} I_0^2 \cdot L \quad (8.11)$$

Die Leistung im aktiven Teil der Schaltung berechnet sich zu:

$$P_T(t) = \frac{U_0^2}{L} \cdot t - \frac{U_0^3}{I_0 \cdot L} \cdot t^2 \quad (8.12)$$

Die umgesetzte Energie ergibt sich durch Integration von $t = 0$ bis $t = \frac{L}{U}I_0$:

$$W_T = \frac{L \cdot I_0^2}{2} - \frac{L^2 \cdot I_0^2}{3} \quad (8.13)$$

Somit wird in dieser Konfiguration immer ein Drittel der Gesamtenergie im aktiven Teil umgesetzt und zwei Drittel im Dumpwiderstand. Gegenüber einer Lösung mit nur einem Dumpwiderstand ohne Zusatzbeschaltung führt auch dies zu einer etwa 30 % geringeren im Magneten umgesetzten Energie.

Das Problem bei dieser aktiven Lösung ist die sehr hohe im Halbleiter anfallende Leistung, da der Energieabbau in sehr kurzer Zeit erfolgt. Um ein solches System für Energien bis zu einem Megajoule oder mehr aufzubauen, sind sehr viele entsprechend teure Halbleiter notwendig. Dies macht es ebenfalls oftmals nicht mehr ökonomisch sinnvoll, da einerseits nur etwa 30 % weniger Energie im Magneten umgesetzt werden, der Magnet jedoch auch nicht so knapp ausgelegt werden kann, dass dieser bei einem Defekt des Halbleiters zerstört würde.

9 Gleichstromschalter

In jedem der in Kap. 8 behandelten Systeme wird ein Gleichstromschalter zur Kommutierung des Stromes auf den Parallelzweig benötigt. Ein solcher Gleichstromschalter muss einen Strom in Höhe des Bemessungsstromes bei einer wiederkehrenden Spannung von über 1000 V trennen können. Obwohl es mittlerweile auch abschaltbare Halbleiter gibt, die Ströme von mehreren Kiloampere bei mehreren Kilovolt Sperrspannung führen und schalten können (s. Kap. 3.3.2), ist die Verwendung von mechanischen Schaltern aufgrund der Zuverlässigkeit und der minimalen Durchlassverluste vorteilhaft. Spezielle mechanische Gleichstromschalter sind aufgrund der aufwändigen Löschkammern sehr teuer. Aus diesem Grund wurden schon in der Vergangenheit Versuche unternommen, AC-Schalter durch zusätzliche Maßnahmen auch für Gleichstrom zu verwenden. Dazu ist es notwendig, den Strom im Moment des Öffnens des Schalters auf einen anderen, parallelen Zweig zu kommutieren, damit der Lichtbogen im Schalter verlöschen kann. Grundsätzlich ist aber jedes Schaltsystem mit einem mechanischen Schalter in der Schaltverzögerung (delay) durch die zu bewegenden Teile nach unten hin im Bereich von einigen Millisekunden begrenzt. In dieser Arbeit durchgeführte Untersuchungen ergaben für einen standard-Vakuumschalter eine Schaltverzögerung von etwa 40 ms. Aus diesem Grund sind für einige Anwendungen nur reine Halbleiterschalter einsetzbar.

9.1 Mechanische Schalter

Das wichtigste Argument für den Einsatz mechanischer Schalter sind die geringen Durchlassverluste. Während ein Halbleiterschalter etwa 1 V bis 2 V Durchlassspannung im Bereich des Nennstromes aufweist, bewegt sich der Spannungsfall eines mechanischen Schalters aufgrund der Übergangswiderstände von nur etwa $10 \mu\Omega$ [Gre-94] im Bereich weniger Millivolt und ist somit vernachlässigbar. Daher wird für einen solchen Schalter keine zusätzliche Kühlung benötigt. Während die im Bereich der Mittelspannungstechnik eingesetzten Vakuumschalter ohne Zusatzbeschaltung nur Wechselströme schalten können, da sie keine Löschkammern zur Unterbrechung des Lichtbogens aufweisen, besitzen Gleichstromschalter ein Löschkammersystem, das eine Erhöhung der Lichtbogenspannung und letzten Endes das Verlöschen des Lichtbogens bewirkt.

Es wurde daher auch ein Hybridschalter aus Vakuumschalter und Halbleiter als kostengünstige Alternative zu Gleichstromschaltern untersucht. Über solche Systeme wurde

bereits auch an anderer Stelle berichtet [Tan-05]. In dieser Arbeit wurde dieses Konzept unter dem Aspekt einer höheren Zuverlässigkeit beim Unterbrechen des Stromkreises weiterentwickelt. Die einzige, aber wesentliche Änderung dieser Neuentwicklung besteht in der Erweiterung um eine Schmelzsicherung im Halbleiterzweig, welche ein Trennen des Stromes bei Versagen des Halbleiters sicherstellen soll. In **Bild 9.1** ist die prinzipielle Schaltung gezeigt. Dabei führt ein Versagen des IGBTs zwar zu einer Verlängerung des Stromflusses, eine Trennung erfolgt jedoch in jedem Fall.

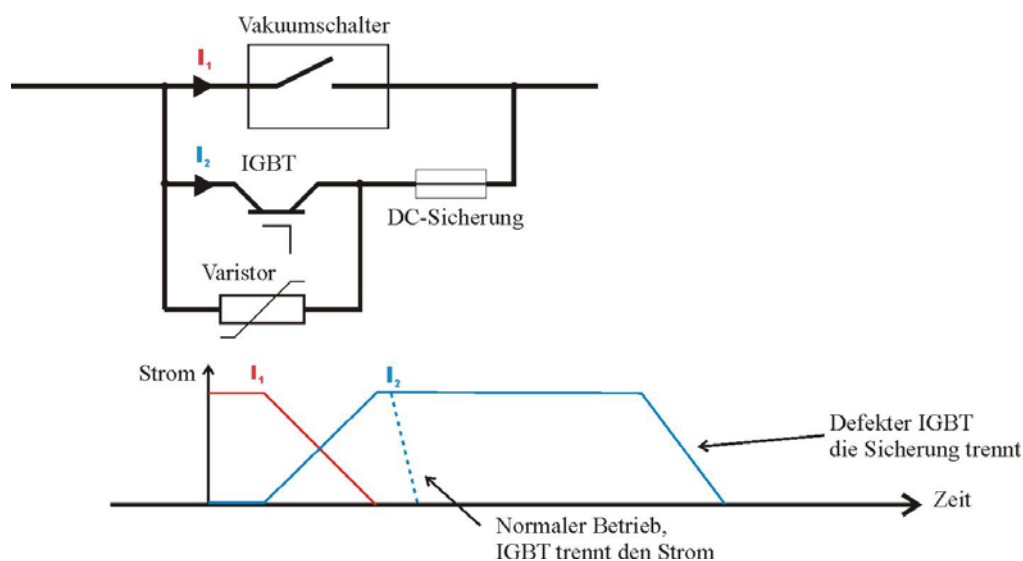


Bild 9.1: Prinzipielle Funktion des abgesicherten Hybridschalters

Bei diesem System ist zu beachten, dass die Trennung durch die Sicherung unbedingt erfasst werden muss, da bei erneutem Schließen und Öffnen des Vakuumschalters bei defekter Sicherung der Strom nicht mehr auf den Parallelzweig kommutieren kann und somit einerseits der Strom nicht getrennt wird und andererseits die Schaltkammer zerstört wird.

Eine weitere, sehr einfache Variante, einen Vakuumschalter zum Trennen von Gleichstrom einzusetzen, besteht in der Parallelschaltung eines Kondensators nach **Bild 9.2**. Während des Öffnens des Vakuumschalters kommutiert der Strom auf den Kondensator. Dieser muss so groß bemessen sein, dass bis zum Aufbau einer ausreichenden Trennstrecke in der Schaltröhre die Spannung deutlich unter der Lichtbogen-Spannung (typ. 30 V oder mehr) bleibt. Bei hohen Strömen ist daher eine sehr hohe Kapazität notwendig. Die Spannungsfestigkeit des Kondensators muss der im System auftretenden maximalen Spannung entsprechen. Versuche an einem Wechselstrom-Leistungsschalter mit parallelgeschalteter Kapazität von 250 μF zeigte ein DC-Trennvermögen von etwa 300 A bei einem neuen Schalter, jedoch sank das DC-Trennvermögen nach einigen Fehlversuchen auf unter 100 A. Dies ist durch Erosionen

auf der Kontaktoberfläche zu erklären, die zu einem längeren Öffnungsprozess führen und somit zu einer höheren Spannung bei gleichem Strom bis zum endgültigen Trennen der Kontakte. Ein weiterer Aspekt ist die Gefahr eines Systemausfalls. Sowohl das Versagen eines Kondensators durch Kurzschluss als auch ein Abbau der Kapazität durch Alterung hätte ein Versagen des Systems zur Folge. Ein Ausschlusskriterium für solche Systeme ist eine Forderung schneller Schaltzeiten, da bei dem untersuchten Schalter eine Schaltverzögerung von 40 ms gemessen wurde.

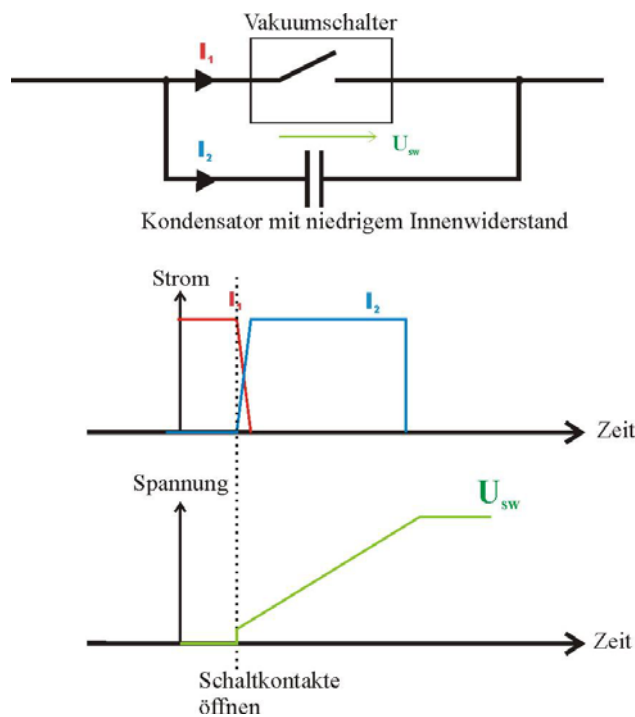


Bild 9.2: DC-Trennung durch parallelen Kondensator

9.2 Halbleiterschalter

Zur Realisierung kurzer Schaltzeiten sowie aufgrund der Wartungsfreiheit bieten halbleiterbasierte DC-Schaltsysteme eine zunehmend günstiger werdende Alternative zu mechanischen Schaltern. In Kapitel 3.3.2 wurden die einzelnen Halbleiter beschrieben und die Einsatzmöglichkeiten diskutiert. Demnach ist es ohne Probleme möglich, bei Spannungen von knapp über 1000 V Ströme von 10 kA mit nur wenigen IGBT-Modulen oder auch IGCTs zu schalten. Halbleiter sind dabei als völlig wartungsfrei anzusehen, was ebenfalls einen Vorteil gegenüber mechanischen Schaltern darstellt.

Nachteil solcher im Prinzip sehr kompakter Systeme ist die durch Durchlassverluste im Halbleiter entstehende Verlustwärme. Bei Nennströmen von 8000 A und 2 V

Durchlassspannung müssen in einem solchen Schalter dauerhaft 16 kW Wärme abgeführt werden. Dies ist nur noch mittels Flüssigkeitskühlung möglich.

Ein weiterer, in vielen Fällen zum Ausschluss solcher Systeme führender Nachteil ist die Empfindlichkeit gegenüber Überspannungen und Überströmen. Es reichen schon sehr geringe Energien von einigen Joule aus, um auch einen leistungsstarken Halbleiter zu zerstören. Gerade transiente Überspannungen durch Kreisinduktivitäten, welche beim schnellen Ausschalten zu hohen Induktionsspannungen führen, sind oft verantwortlich für den Ausfall eines Halbleiters. Meist fällt der Halbleiter dann durch einen Kurzschluss aus, so dass also der Strom im Schalter nicht mehr unterbrochen würde. Genau dieses Verhalten ist für die Anwendung in Kap. 8 nicht akzeptabel und muss durch zusätzliche Maßnahmen nach Möglichkeit verhindert werden. Bei Verwendung eines einzelnen IGBT-Moduls kann nur durch Redundanz in Form mehrerer Schalter in Serie für zusätzliche Sicherheit gesorgt werden. Dies führt ebenfalls zu einer deutlichen Erhöhung der Verlustleistung. Im Rahmen dieser Arbeit wird daher ein neues Konzept aus mehreren parallelen IGBT-Modulen entworfen, die zusätzlich durch Schmelzsicherungen im Falle eines defekten IGBTs das Trennen des Stromes gewährleisten sollen. In **Bild 9.3** ist diese Lösung dargestellt. Als einziger Nachteil bleiben die gegenüber einem Vakuumschalter hohen Durchlassverluste. Wenn aufgrund der geforderten Schaltzeiten nur ein Halbleiterschalter eingesetzt werden kann, lässt sich dies jedoch nicht vermeiden und muss in Kauf genommen werden.

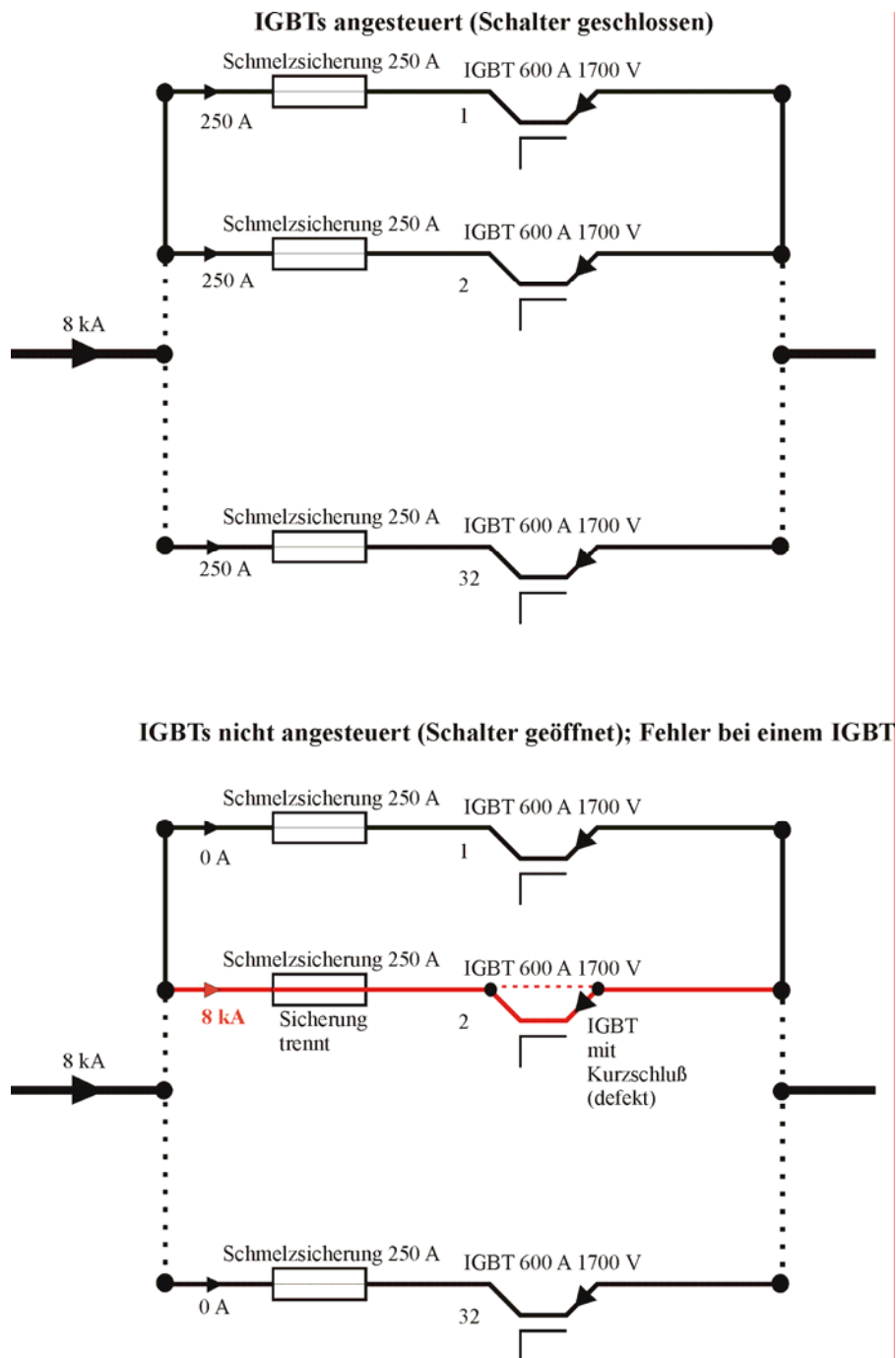


Bild 9.3: Aufbau eines IGBT-Schalters aus Einzelmodulen; oben: im Normalfall; unten: bei Defekt eines IGBTs im Zweig 2

Die Sicherungen sind auf den Wert des Nennstromes je Zweig ausgelegt. Versagt nun ein einzelner IGBT, so steigt der Strom in dem noch leitenden Zweig auf den N -fachen Wert, wobei N die Zahl der parallelen Module ist. Sind, wie im Beispiel, 32 Module pro System vorhanden, wird die Sicherung 32-fach überlastet, was zu Trennzeiten unter 4 ms führt (s. Untersuchungen Kap. 10).

Um ein Maximum an Zuverlässigkeit des Systems zu erzielen, ist es wichtig, die Gateansteuerung aller Module komplett zu entkoppeln, da ansonsten ein defektes Modul zu einem fehlerhaften Ansteuern aller Module führen könnte. In diesem Fall würde das System versagen. Bei sehr kleinen Strömen kann dieses System ebenfalls nicht wirken, da der Strom durch die Schmelzsicherung nicht zum Trennen ausreicht. Jedoch ist zum einen die Wahrscheinlichkeit für einen Defekt bei kleinen Strömen sehr gering und zum anderen führen diese Ströme nicht zu einem Defekt im Magnetsystem.

10 Halbleiterschalter für supraleitende Dipolmagnete

In Kapitel 9 wurde ein System für einen sehr zuverlässigen Halbleiterschalter zum Schutz supraleitender Magnete im Fall eines Quenches vorgestellt. Ein solcher Schalter wurde entwickelt, aufgebaut und untersucht. Der aufgebaute Prototyp wird aus Gründen der Verfügbarkeit verwendeter IGBTs nicht wie geplant mit 32 Modulen aufgebaut, sondern nur mit 24 Modulen. Die Testläufe fanden jedoch mit 140 % Nennlast statt, was fast dem Nennstrom des Komplettsystems mit 32 Modulen entspricht. An einer reduzierten Modulzahl von 12 Modulen wurde die Belastung auf 200 % des Nennstromes angehoben, was aufgrund des maximalen Magnetstromes mit 24 Modulen nicht möglich war. Auch diesen Versuch bestand der Prototyp ohne Probleme. Um gerade in Hinblick auf die Verzögerungszeiten eine klare Aussage treffen zu können, wurde die für dieses Schaltsystem entworfene Ansteuerung in die Versorgung eines supraleitenden Magneten bei der GSI eingebunden und unter realen Bedingungen getestet. Dazu wurde der Magnet absichtlich in den Quench getrieben und die Zeit vom Quenchdetekt bis zum Öffnen des Schalters gemessen. Die geforderte Zeit von einer Millisekunde wurde eingehalten.

Das Verhalten im Fehlerfall wurde ebenfalls untersucht. Dazu wurde ein einzelner IGBT überbrückt, um einen defekten IGBT zu simulieren. Durch die systematische Untersuchung der Trennzeiten von unterschiedlichen Schmelzsicherungen konnte die Trennzeit im Fehlerfall in Abhängigkeit vom Laststrom ermittelt werden. Die ermittelten Zeiten sind nach ersten Abschätzungen bei der jetzigen Dimensionierung ausreichend.

Bei der Auslegung wurde neben der Funktion auch ein kostenoptimierter Aufbau angestrebt. Zu diesem Zweck wurden der Einsatz von IGBTs in verschiedenen Leistungsklassen sowie der Einsatz verschiedener Sicherungstypen gegenübergestellt und bei gleicher Funktionalität die erwarteten Kosten verglichen.

Aufgrund dieser positiven Ergebnisse ist das System zur kommerziellen Fertigung durch eine Fremdfirma für die Anlagen der GSI vorgesehen.

10.1 Auslegung des Schalters

Der für den Prototyp angestrebte Dauerstrom liegt bei 8 kA. Die Trennzeit bei diesem Strom sollte im Normalfall bei maximal 1 ms und im Fehlerfall, also bei Versagen eines IGBTs, unter 10 ms liegen. Diese Parameter waren ausschlaggebend für die Auslegung. Dabei ist die Wahl der passenden Schmelzsicherung ein zentraler Bestandteil der gesamten Auslegung und für die Funktion im Fehlerfall ausschlaggebend.

10.1.1 Auslegung der Sicherungen und Modulanzahl

Eine erste Abschätzung der Anzahl paralleler Module und somit des Modulstromes wurde anhand der Kennlinie sowie der im Datenblatt angegebenen I^2t -Werte verfügbarer Sicherungen getroffen. Die in Datenblättern gegebenen Parameter werden durch einzelne Messungen in einem L-R-Serienstromkreis mit einer als ideal anzusehenden Spannungsquelle als Speisung ermittelt, also bei exponentiell ansteigendem Strom. Die Zeitkonstante des Prüfkreises ist dabei im Datenblatt angegeben. Die Strom-Zeit-Fläche wird durch I^2t -Werte gekennzeichnet. Dieser ist bei einem Stromverlauf $i(t)$ und der Zeit T durch die Gleichung

$$I^2t = \int_0^T i^2(t) dt \quad (10.1)$$

gegeben [Wri-04]. Der Zeitpunkt $t = 0$ ist dabei der Zeitpunkt des Stromanstieges, und der Zeitpunkt $t = T$ charakterisiert je nach Parameter das durch diesen Wert beschriebene Ereignis. Dies ist beim „Total I^2t -value“ des Datenblatts [Sib-07] das Trennen des Stromes und bei dem „Pre-arcing I^2t -value“ die Zeit bis zum Einsetzen eines Lichtbogens [Wri-04]. In **Bild 10.1** ist die Kennlinie einiger DC-Sicherungen der Firma Siba gezeigt [Sib-07]. Aus dieser Kennlinie kann die im Englischen als „virtual pre-arcing time“ bezeichnete Zeit abgelesen werden. Diese Zeit erhält man durch den gemessenen „pre-arcing I^2t -value“ dividiert durch das Quadrat des erwarteten Stromes bei Eintritt der Aufschmelzung [Wri-04]. Gespiegelt an den Anforderungen wird für die Auslegung der Sicherungen ein Strom von 4 kA zugrunde gelegt, um auch im Fall zweier defekter IGBTs noch ein Trennen des Stromes in der vorgegebenen Zeit zu gewährleisten. Daraus ergibt sich ein I^2t -Wert von 80000 A²s. Dieser Wert wird laut [Sib-07] von schnellen DC-Sicherungen der Typs URDC mit 250 A Nennstrom erreicht. Bei Verwendung dieses Sicherungswertes ergibt sich für einen 8-kA-Schalter eine Modulzahl von 32.

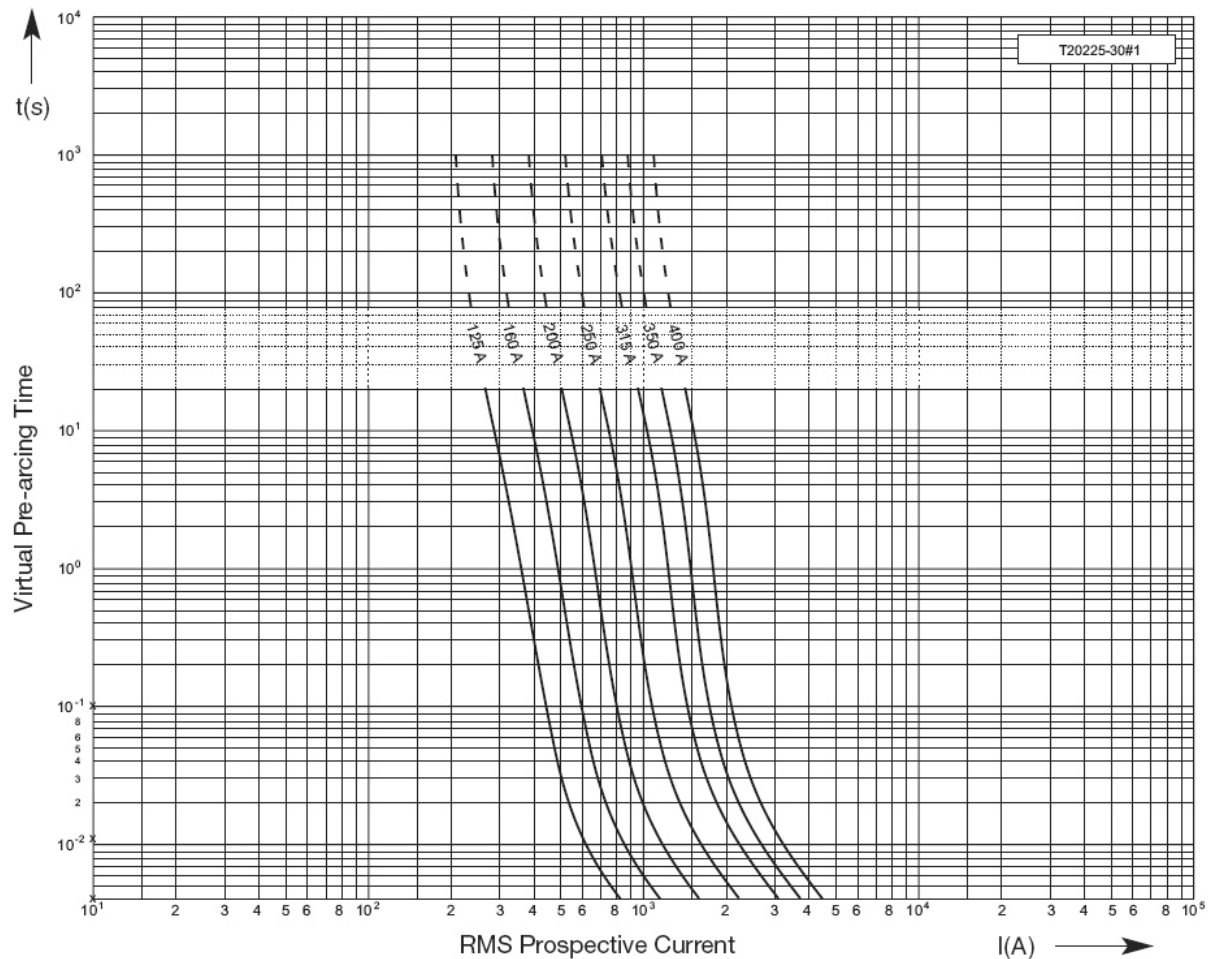


Bild 10.1: Kennlinie schneller Gleichstromsicherungen [Sib-07]

Prinzipiell lässt sich pro Modul eine Sicherung der Bauform SQB-DC2 mit 2000 V Nennspannung und 250 A verwenden. Dieser Sicherungstyp wurde auch untersucht, jedoch fiel aus Wirtschaftlichkeitserwägungen heraus die Wahl auf einen einfacheren Sicherungstyp in der runden Bauform 20 x 127 mm mit 63 A Nennstrom und 1000 V Bemessungsspannung. Von diesen Sicherungen werden pro Modul vier Stück parallel geschaltet. Durch die Verwendung dieser Standardtypen können über 50 % der Kosten für Sicherungen eingespart werden. Ein zusätzliches Problem bei der Konstruktion des Prototyps war die Verfügbarkeit der Sicherungstypen. Nur sehr wenige dieser Spezialsicherungen sind ab Lager verfügbar, und die Bestellung anderer Werte hätte den zur Verfügung stehenden Zeitrahmen überschritten.

10.1.2 Auswahl der IGBTs

Die Auslegung der IGBTs erfolgt, wie auch bei der Wahl der Sicherungen, über den Nennstrom je Modul. Zusätzlich gilt es, die Verluste zu minimieren, also Halbleiter mit möglichst geringer Vorwärtsspannung auszuwählen. Die Sperrspannungen von Standardmodulen in dem Bereich dieser Anwendung liegen bei 1200 V bzw. 1700 V. Da in dieser Anwendung eine extrem hohe Zuverlässigkeit oberstes Ziel ist, wurden Module mit 1700 V Sperrspannung gewählt. Somit erreicht man eine Überdimensionierung von ca. 40 %, was es möglich macht, Überspannungen mit Hilfe von Metalloxid-Varistoren zu begrenzen. Der Nennstrom je Modul wird ebenfalls deutlich über dem erwarteten Betriebsstrom gewählt, um eine hohe Zuverlässigkeit und geringe Durchlassverluste zu erreichen. Dabei war eine Überdimensionierung von 50 % als Mindestgrenze gesetzt. Es zeigt sich, dass die Preise für IGBT-Module im Bereich von 600 A Nennstrom das günstigste Verhältnis von Preis je Ampere Nennstrom haben. Leistungsstärkere Module sind bezogen auf den Nennstrom deutlich teurer, kleinere Module mit 200 A oder 400 A sind bei kleinerem Nennstrom hingegen unwesentlich günstiger als die 600 A-Module, so dass letzten Endes diese 600 A-Module im Schalter Verwendung finden. Somit wurden die Modulströme um 140 % überdimensioniert, was zur Zuverlässigkeit beiträgt und die Durchlassverluste ebenfalls senkt. Es wurde ebenfalls ein Vergleich mit dem Aufbau des Schalters aus einzelnen IGBTs im TO247-Gehäuse mit jeweils 32 A Nennstrom angestellt. Diese IGBTs sind sehr günstig, da auch eine große Stückzahl benötigt wird, und zudem könnte in Verbindung mit jeweils einer einzelnen 63-A-Sicherung eine Modulzahl von 128 realisiert werden, was wiederum eine zuverlässigere Abschaltung auch bei kleineren Strömen im Fehlerfall bedeutet. Jedoch ist der Aufwand für die Fertigung der Module deutlich größer, und somit entstehen ebenfalls Zusatzkosten. Ein Vergleich zwischen den Systemen aus den unterschiedlichen Sicherungen und IGBTs ist in **Tabelle 10.1** gezeigt (Kosten bezogen auf das gewählte System).

Tabelle 10.1 : Systemvergleich

Vergleich 600 A IGBT-Module und 32 A IGBT's im TO 247-Gehäuse				
	600 A-Module	32 A-IGBT's	Sicherungen 250 A	Sicherungen 63 A
benötigte Anzahl	32	320 (32 x 10)	32	130
Überdimensionierung %	240	128		
Durchlassverluste/Modul	600 W	750 W	101 W	71 W
Durchlassverluste ges.	19200 W	24000 W	3232 W	2272 W
Möglichkeit 1 600A-Module mit 250 A-Sicherungen:				
	Kosten für Leistungsteil		162 %	
	Verlustleistung bei 8 kA		22,4 kW	
Möglichkeit 2 600A-Module mit 63 A-Sicherungen:				
	Kosten für Leistungsteil		100 %	
	Verlustleistung bei 8 kA		21,5 kW	
Möglichkeit 3 32 A IGBT's mit 250 A-Sicherungen:				
	Kosten für Leistungsteil		144 %	
	Verlustleistung bei 8 kA		27,2 kW	
Möglichkeit 4 32 A IGBT's mit 63 A-Sicherungen:				
	Kosten für Leistungsteil		82 %	
	Verlustleistung bei 8 kA		26,3 kW	

Aufgrund dieser Daten wurde das System aus 600 A IGBT-Modulen und 63-A-Sicherungen gewählt. Die Ersparnis von 3000 Euro zum System aus diesen IGBT-Modulen mit 250-A-Sicherungen rechtfertigt den Mehraufwand bei der Fertigung.

10.2 Aufbau des Schalters

Der Prototyp des Schalters wird entgegen der ursprünglichen Planung nicht aus 32 Modulen aufgebaut, sondern nur mit 24 Modulen. Dafür ausschlaggebend waren Lieferzeiten der Halbleiter von bis zu einem Jahr, was mit dem für dieses Projekt geplanten Zeitrahmen nicht vereinbar war. Eine kurzfristige Lieferung von 25 IGBT-Modulen war hingegen möglich. Durch diese Maßnahme beträgt der Nennstrom des Moduls 6 kA und die erwartete Verlustleistung bei Nennstrom ca. 10 kW. Ein Dauerbetrieb ist für den Prototyp nicht vorgesehen, da im späteren Aufbau eine Wasserkühlung für ausreichende Wärmeabfuhr sorgen wird.

10.2.1 Elektrischer Aufbau

Die Schaltung der einzelnen Module wird analog zu Kap. 9.2 mit Schmelzsicherungen im Kollektorzweig der IGBTs durchgeführt (s. **Bild 10.2**). Dabei besteht in diesem Fall jeder einzelne Sicherungszweig aus jeweils vier Schmelzsicherungen zu je 63 A.

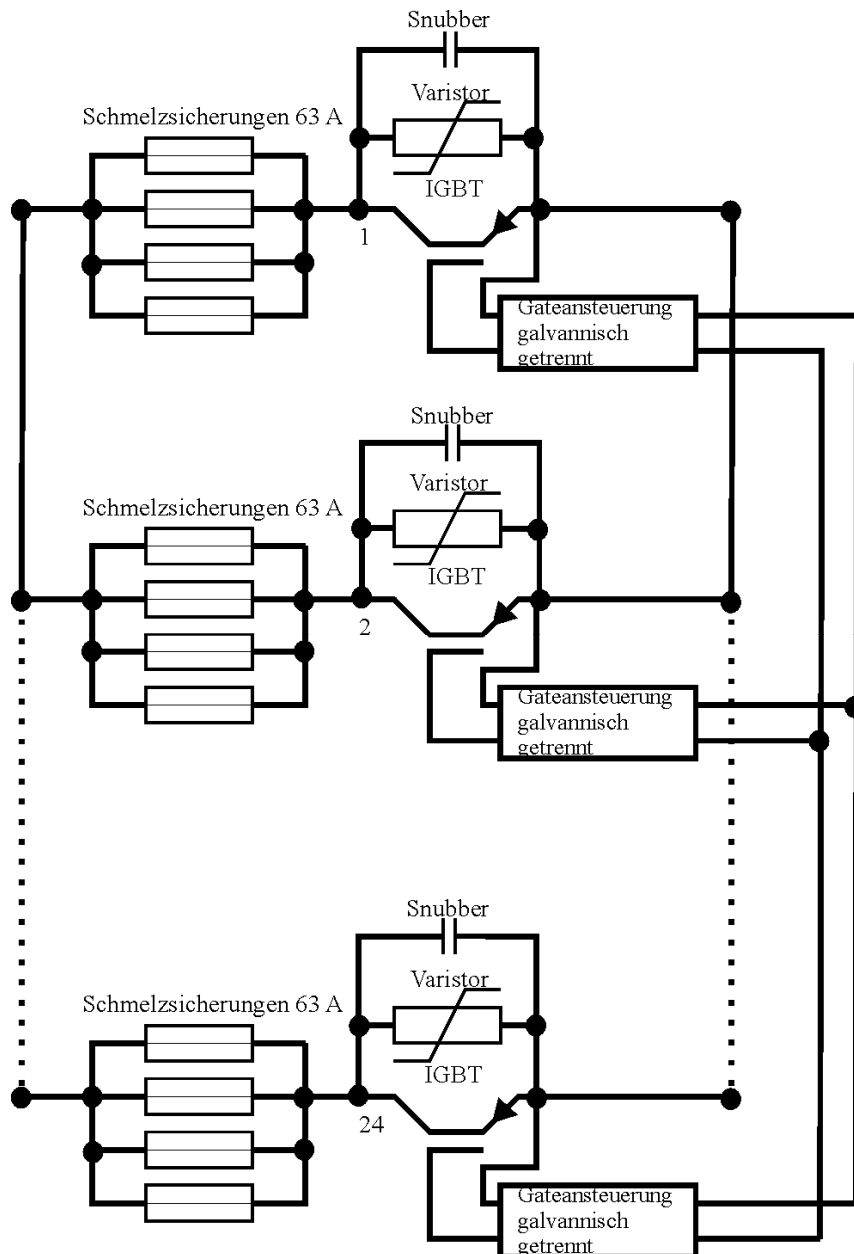


Bild 10.2: Schaltung des IGBT-Systems

Die Aufteilung des Modulstroms auf die vier Sicherungen ist bei baugleichen Sicherungen und niederohmiger Verbindung untereinander gegeben [Bes-07]. Jedem IGBT ist dabei noch ein Metalloxid-Varistor sowie ein Kondensator mit $2,2 \mu\text{F}$ Kapazität parallelgeschaltet. Die galvanische Trennung der Ansteuerung ist durch eine rein passive Bauweise realisiert, was ein solches Ansteuerungsmodul weitaus preiswerter macht als ein LWL-System mit zusätzlicher Stromversorgung. Dies bedeutet, dass die Ansteuerleistung für alle Module durch das Steuersignal zur Verfügung gestellt werden muss. Das Schaltbild der Ansteuerung ist in **Bild 10.3** zu sehen. Der Transformator TR1 stellt dabei die galvanische Trennung her. Die Frequenz der Steuerspannung liegt bei etwa 80 kHz und wird aus einem durch das Steuersignal getriggerten Rechteckgenerator zur Verfügung gestellt. Sobald das Eingangssignal anliegt, wird es vom Transformator übertragen und im Brückengleichrichter aus D1 bis D4 gleichgerichtet. Über R5 wird das Gate des IGBTs mit einer Zeitkonstante von etwa $5 \mu\text{s}$ aufgeladen, und der IGBT öffnet. Die Zenerdiode D6 begrenzt die Gatespannung. Über eine Leuchtdiode (D7) wird ein anliegendes Signal angezeigt. Wird anschließend das Steuersignal ausgeschaltet, so wird das Gate des IGBTs über die Widerstände R1 bis R4 mit einer Zeitkonstante von etwa $13 \mu\text{s}$ entladen und der IGBT sperrt.

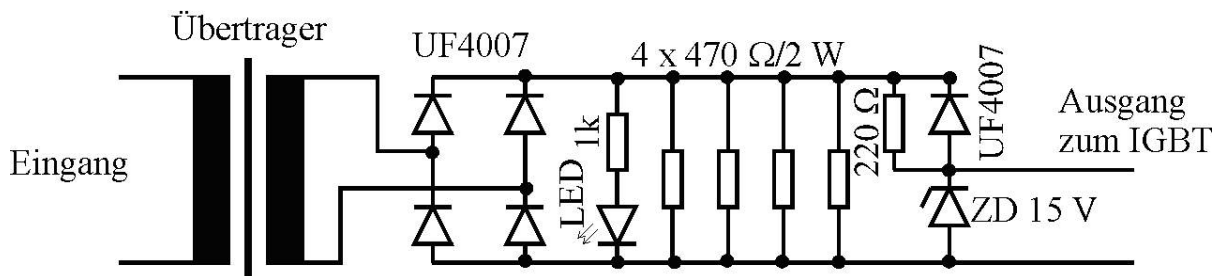


Bild 10.3: Schaltbild der IGBT-Ansteuerung

Diese Beschaltung ist durch den einfachen Aufbau sehr robust und benötigt je Modul bei 15 V Sekundärspannung des Trafos eine Leistung von etwa 2 W . Der Transformator lässt sich durch eine entsprechende Isolation der beiden Wicklungen für eine sichere galvanische Trennung auch bei sehr hohen Überspannungen auslegen. Im Gegensatz zu aktiven Lösungen mit LWL-Systemen ist ein Einfluss durch eine Überspannung in der Versorgung praktisch ausgeschlossen.

10.2.2 Mechanischer Aufbau

Die Grundfläche der Aluminiumplatte wurde mit 160 cm x 60 cm an die baulichen Vorgaben der GSI angepasst, welche wiederum auf den Abmessungen der vorhandenen Schaltschränke basieren. Bei der Konstruktion des Schalters wurde besonders auf einen möglichst einfachen Aufbau und die Möglichkeit des Sicherungswechsels geachtet. Es sollte im eingebauten Zustand des Schalters möglich sein, die Schmelzsicherungen auszutauschen. Zudem sollte der Kennmelder der Schmelzsicherungen direkt sichtbar sein.

Durch eine senkrechte Montage der Schmelzsicherungen wird Grundfläche eingespart, und gleichzeitig ist es möglich, die an der Stirnseite befestigten Kennmelder sichtbar anzubringen. In **Bild 10.4** ist der Aufbau eines einzelnen Moduls zu sehen. Die vier Sicherungen sind zwischen zwei durch GFK-Stäbe gehaltenen Aluminiumschienen befestigt und können durch Abschrauben der oberen Schiene getauscht werden. Der Kennmelder auf der Oberseite der Sicherungen ist durch Bohrungen an dieser Stelle auch im eingebauten Zustand sichtbar. Die untere Aluminiumschiene stellt gleichzeitig den Kontakt zum Kollektor des IGBTs dar. Die Verbindung der oberen Schiene zur Kupfer-Sammelschiene in der Mitte des Schalters wird durch flexible Kupferleitung mit 35 mm² hergestellt, um ein Abheben der Schiene zum Sicherungswechsel zu vereinfachen. Der Emitter des IGBTs wiederum wird ebenfalls durch eine Aluminiumschiene an die Sammelschiene angeschlossen. Parallel zu den Anschlüssen des IGBTs befindet sich ein Snubber-Kondensator sowie ein Metalloxid-Varistor, um den IGBT vor transienten Überspannungen zu schützen. Die Platine zur galvanisch getrennten Ansteuerung der IGBTs befindet sich direkt neben den Bauteilen.

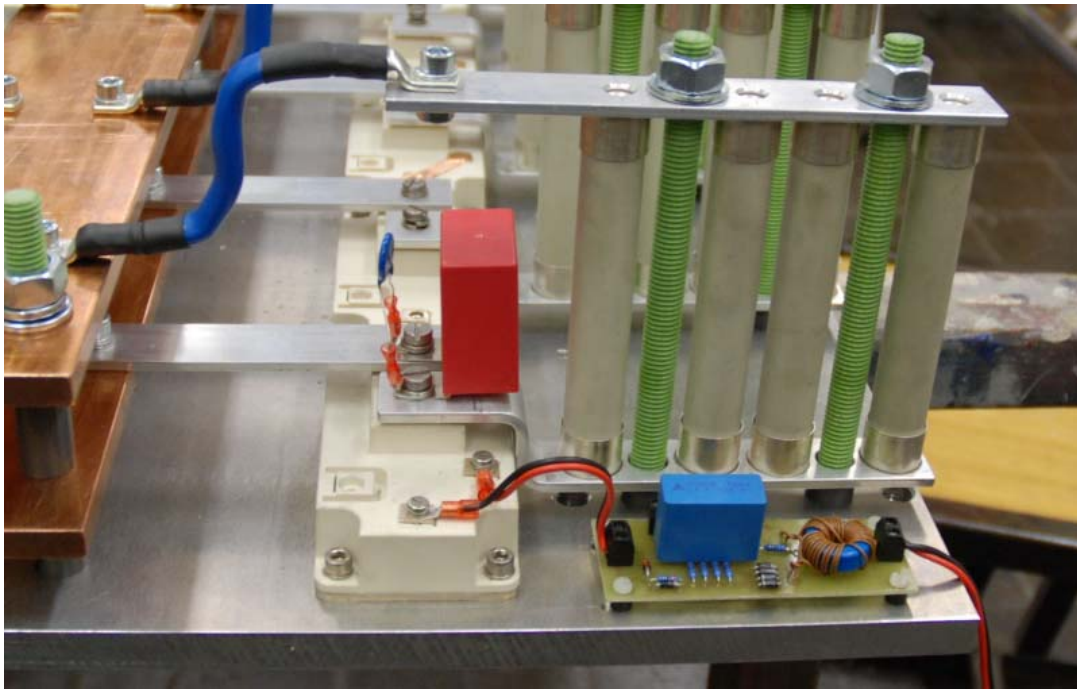


Bild 10.4: Einzelnes Modul des IGBT-Schalters

Über die Kupferschiene in der Mitte des Schalters sind alle 24 Module miteinander verbunden. In **Bild 10.5** ist der komplette Schalter zu sehen. Durch GFK-Stäbe in regelmäßigen Abständen werden die Kupferschienen auf Abstand zur Grundplatte sowie zueinander gehalten.

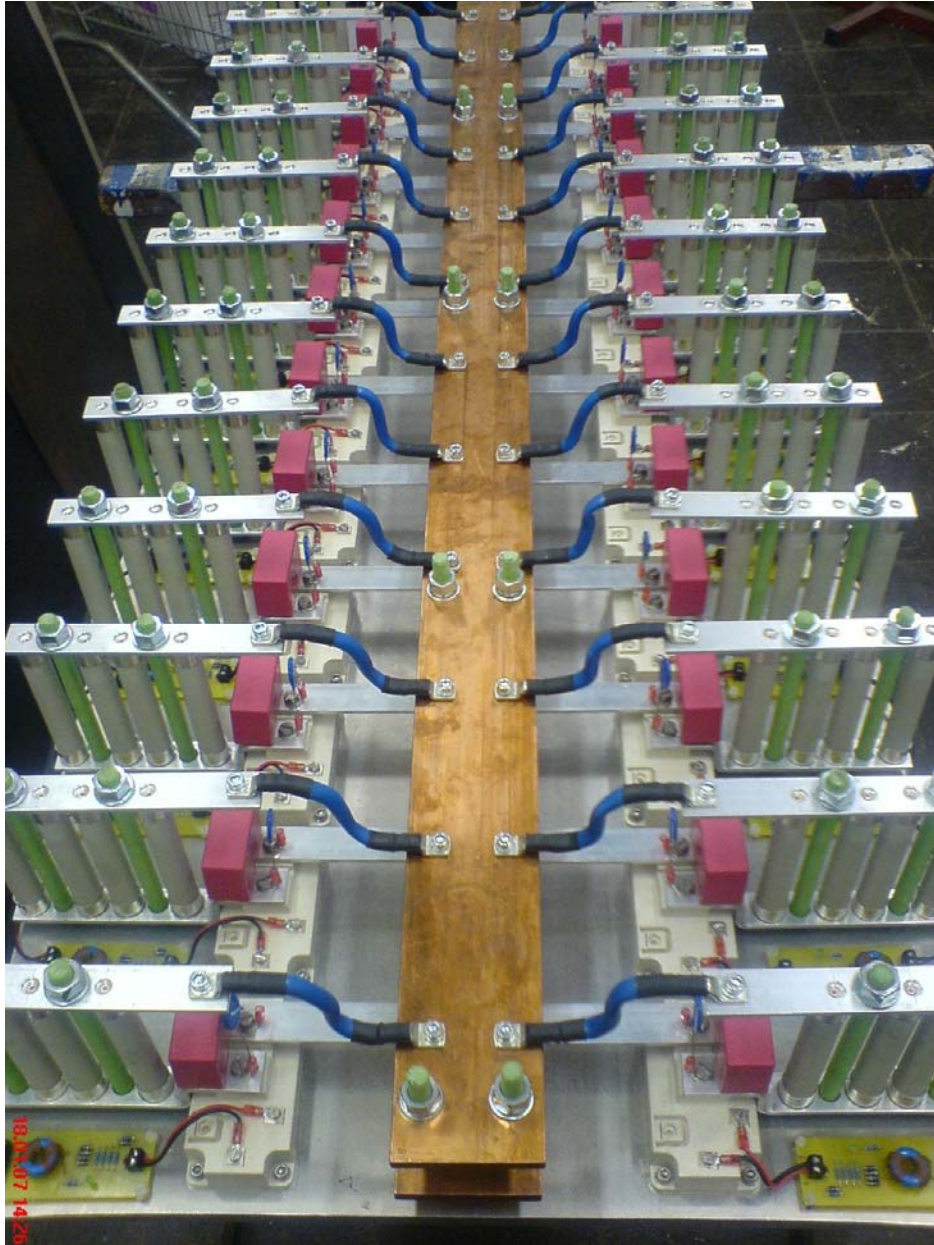


Bild 10.5: Kompletter IGBT-Schalter mit 24 Modulen

Die Kühlung des Prototyps während der Untersuchungen wird durch eine ausreichend dicke Aluminium-Grundplatte sichergestellt, welche genug Wärmekapazität besitzt, um die während der Tests entstehende Verlustwärme ohne unzulässig hohe Erhitzung aufzunehmen.

Bei einer Dicke von 16 mm und einer Dichte des Aluminiums von $2,7 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$ ergibt das ein

Aluminiumgewicht von 15,4 kg. Mit der spezifischen Wärmekapazität von $900 \frac{\text{J}}{\text{kg} \cdot \text{K}}$ und

10 kW Abwärme der Halbleiter führt dies zu einem Temperaturanstieg von 0,73 K pro Sekunde. Lässt man 80 °C Maximaltemperatur bei 30 °C Anfangstemperatur zu, so ist eine

Betriebsdauer von 68 s mit Maximalstrom möglich. Durch die Wärmeabfuhr an die Umgebung in dieser Zeit ist der Temperaturanstieg in Realität geringer.

10.3 Funktionsprüfung des Schalters

Der Prototyp des Schalters wurde zwei unterschiedlichen Prüfungen unterzogen. Zum einem wurden Messungen an der Gleichstromanlage der TU Darmstadt ohne zusätzliche induktive Last bis zu einem Strom von 6 kA durchgeführt. Dabei wurden die auftretenden Spannungen an verschiedenen Modulen sowie die Schaltzeiten gemessen. Nachdem der Schalter diese Prüfungen ohne Probleme bestanden hat, wurde der Schalter bei der GSI mit einer dort vorhandenen Stromquelle und einem supraleitenden Magneten als Last geprüft. Diese Prüfung diente vor allem der Messung der realen Schaltzeiten mit der kompletten Ansteuerung, wie diese auch im späteren Beschleuniger eingesetzt wird.

10.3.1 Messungen an der TUD

Als Stromquelle für die Messungen am Fachgebiet Hochspannungstechnik der TUD wurde die dort vorhandene Gleichstromanlage verwendet. Es handelt sich dabei um einen induktiv geglätteten Stromrichter mit 12-Puls-Thyristorbrücke. Die maximal entnehmbare Leistung beträgt 1,5 MW im Dauerbetrieb bzw. 3 MW im Kurzzeitbetrieb. Der maximale Strom der Anlage beträgt im Kurzzeitbetrieb (8 s) 6 kA. Die Lastwiderstände, auf die der Strom bei Öffnen des Prüflings kommutiert, besitzen einen Widerstand von $0,25 \Omega$ und sind aus zwei Einzelwiderständen mit Widerstandsdraht des Querschnittes 4 mm^2 angefertigt. Da diese Widerstände die im Versuch eingestellten Ströme nur sehr kurz führen, wurde der Prüfling nur für jeweils 50 ms geöffnet und dann wieder geschlossen. **Bild 10.6** zeigt die Schaltung des Prüflings sowie die Zählweise der Module des Prüflings in den folgenden Messungen.

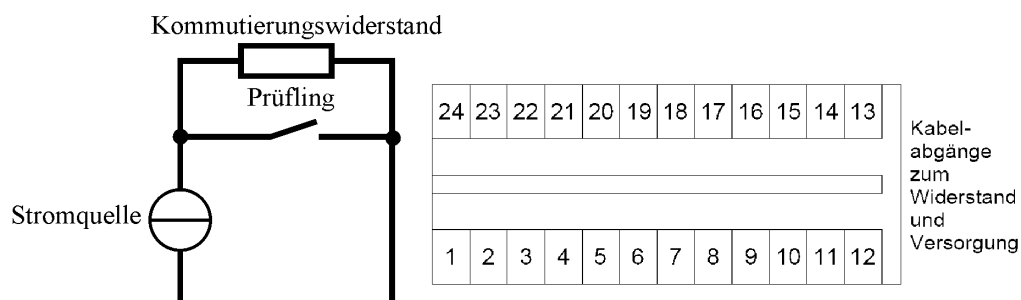


Bild 10.6: Messschaltung sowie Festlegung der Modulbezeichnung

Als erstes wurden die Kollektor-Emitter-Spannungen bei unterschiedlichen Modulen gemessen (s. **Bild 10.7**). Die Einschwingvorgänge durch Streuinduktivitäten im Stromkreis sind deutlich zu erkennen. Die Einschwingfrequenz wird dabei hauptsächlich durch die Kapazität der Snubber-Kondensatoren und die Induktivität des Aufbaus bestimmt. Bei 24 Modulen zu je $2,2 \mu\text{F}$ Kapazität ergibt dies $52,8 \mu\text{F}$ Gesamtkapazität. Die Streuinduktivität lässt sich über die Periodendauer des Einschwingvorganges abschätzen. Diese beträgt etwa $120 \mu\text{s}$. Die Induktivität ergibt sich unter Vernachlässigung aller anderen Kapazitäten mit

$$L = \frac{T^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot C} \quad (10.2)$$

zu etwa $7 \mu\text{H}$. Dies ist ein für diesen Aufbau realistischer Wert, da nur die Stromschleife des aus Schalter und Kommutierungswiderstand zu dieser Induktivität beiträgt. Durch die hohe Kapazität der Snubber-Kondensatoren werden somit die Einschwingvorgänge trotz geringer Streuinduktivität und somit geringer Schwingkreisenergie sehr niederfrequent. Diese langsamen Spannungssteigungen können sehr gut von den Varistoren begrenzt werden. Würde man die Snubber weglassen, könnten die Varistoren sehr steile Spannungsspitzen beim Abschalten des Schalters eventuell nicht mehr begrenzen, und es käme zu einem Defekt der IGBTs.

Es ist kein signifikanter Unterschied zwischen den verschiedenen Modulspannungen sichtbar. Dies deutet auf eine gute Symmetrie hin, so dass für die weiteren Messungen immer nur an einem einzelnen Modul gemessen wurde. Bei einem Strom von 3000 A ist bereits deutlich der Einfluss der Varistoren sichtbar. Die Spannung wird auf einen Wert knapp über 700 V begrenzt. Die eingesetzten Varistoren des Typs EPCOS S20K300 besitzen mit 300 V eine kleinere Nennspannung als die bei den an der GSI durchgeführten Prüfungen verwendeten Varistoren S20K420, welche mit 420 V Spannungen über 1 kV zulassen [Epc-02]. Für die ersten Messungen wurde diese Vorsichtsmaßnahme getroffen, da aufgrund der Lieferschwierigkeiten defekte IGBTs in dem gegebenen Projektrahmen nicht ersetzt werden können.

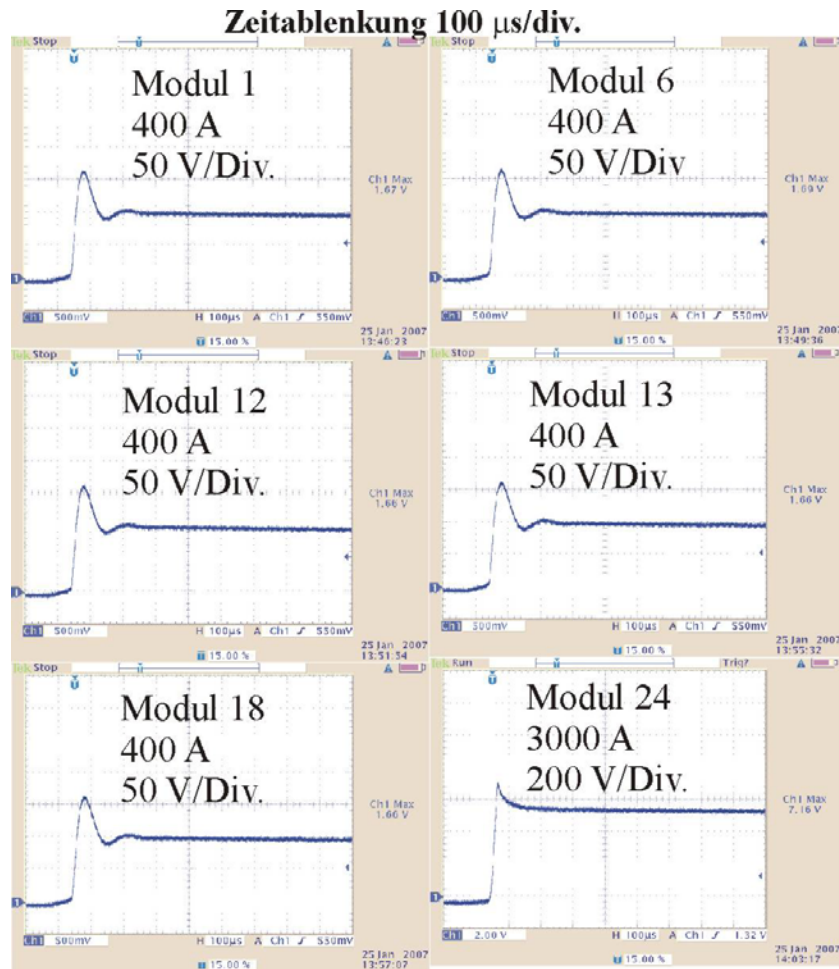


Bild 10.7: Kollektor-Emitter-Spannungen der Module (100 $\mu\text{s}/\text{div}$)

In **Bild 10.8** ist die Spannung an Modul 24 bei einem Strom von 6 kA zu sehen. Dieser Strom entspricht dem Nennstrom des Prototyps und ist gleichzeitig der maximal von der Gleichstromanlage lieferbare Strom.

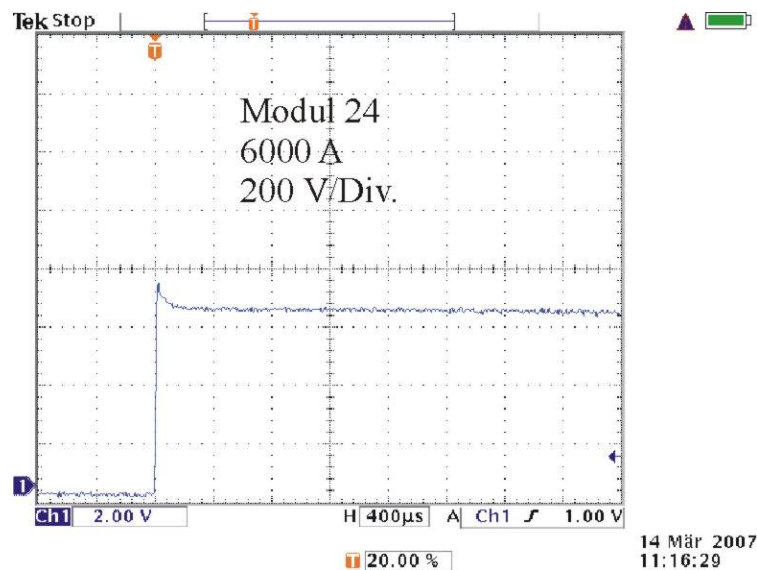


Bild 10.8: Kollektor-Emitter-Spannung an Modul 24
im Abschaltmoment bei 6 kA (400 μ s/div)

Die Öffnungszeit des Schalters lag wie zu erwarten deutlich unter dem geforderten Wert von einer Millisekunde. Somit ist diese Prüfung des Schalters erfolgreich bestanden.

10.3.2 Messungen an einem supraleitenden Magneten der GSI

Für die Messungen an der GSI stand als Last ein supraleitender Magnet mit kompletter Überwachung und Ansteuerung des Prüflings zur Verfügung, mit dem es auch möglich war, durch Überstrom bewusst einen Quench zu erzeugen, um die Abschaltzeit des Systems zu ermitteln. Der prinzipielle Lastkreis ist in **Bild 10.9** zu sehen.

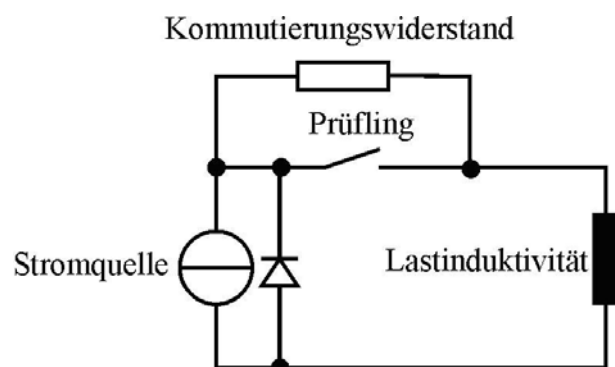


Bild 10.9: Lastkreis der GSI-Anlage

Die Stromquelle der GSI kann Ströme von bis zu 11 kA zur Verfügung stellen, jedoch kommt es oberhalb von 7 kA zum Quench des Magneten. Die ersten Messungen fanden bei Strömen

bis zu 6 kA statt und zeigten ein ähnliches Verhalten wie die zuvor an der TUD durchgeführten Messungen. Beispielhaft sind in **Bild 10.10** die Messungen bei 6 kA gezeigt. Dabei sind neben der Kollektor-Emitter-Spannung eines Moduls auch die Gatespannung sowie der Dumpstrom und der Magnetstrom aufgezeichnet. Die Periodendauer der Einschwingspannung liegt auch hier im Bereich von etwas über 100 μs , was auf ähnliche Streuinduktivitäten hindeutet. Die Kollektor-Emitter-Spitzenspannung liegt etwas höher, da die verwendeten Varistoren eine höhere Nennspannung als bei den Versuchen in Kap. 10.3.1 aufweisen. Die stationäre Spannung hingegen liegt um etwa 50 % niedriger, da auch der Dumpwiderstand des Aufbaus der GSI nur halb so groß wie der an der TUD verwendete ist. Die Zeit vom ersten Anstieg der Gatespannung bis zum Kommutieren des Stromes in den Dumpwiderstand liegt bei unter 200 μs . Zu diesem Zeitpunkt beginnt der Magnetstrom auch zu sinken.

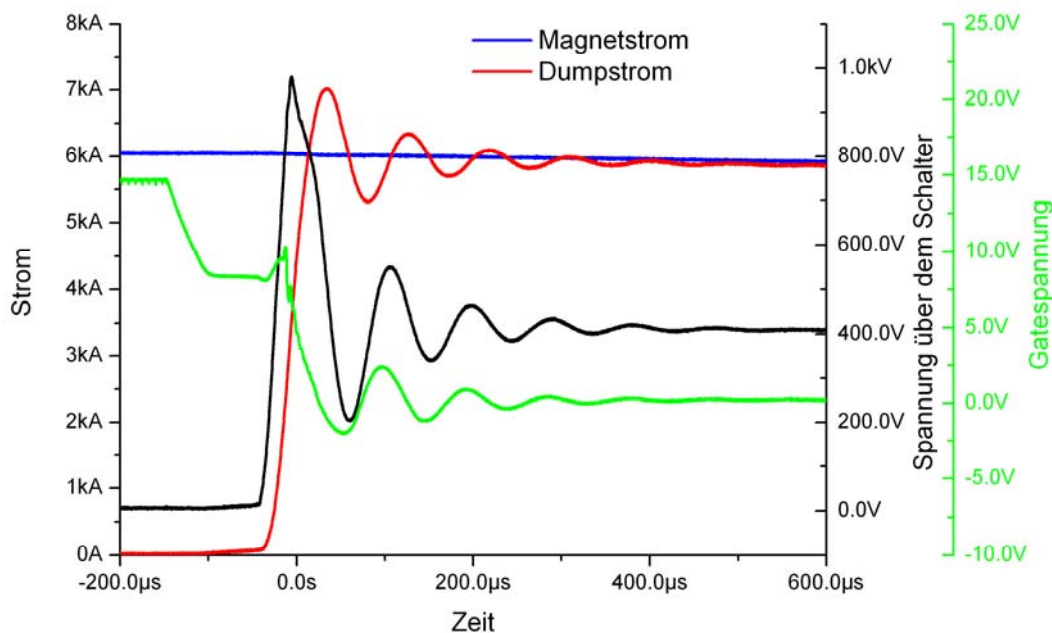


Bild 10.10: Messung an der GSI-Anlage bei 6 kA

In **Bild 10.11** ist diese Messung bei einem durch Steigerung des Stromes bis über 7 kA hinaus herbeigeführten Quench im Magneten zu sehen. Der Strom im Magneten beträgt zu diesem Zeitpunkt 7,3 kA. Dies liegt 20 % über dem Nennstrom des Schalter-Prototyps. Die Schaltzeit liegt in diesem Fall ebenfalls knapp unter 200 μs , wobei die durch das System ermittelte Gesamtzeit von Erkennung des Quenches durch die Steuerung bis zum Kommutieren des

Stromes auf den Dumpwiderstand noch unter einer Millisekunde lag. Somit ist dieser Versuch ebenfalls erfolgreich bestanden.

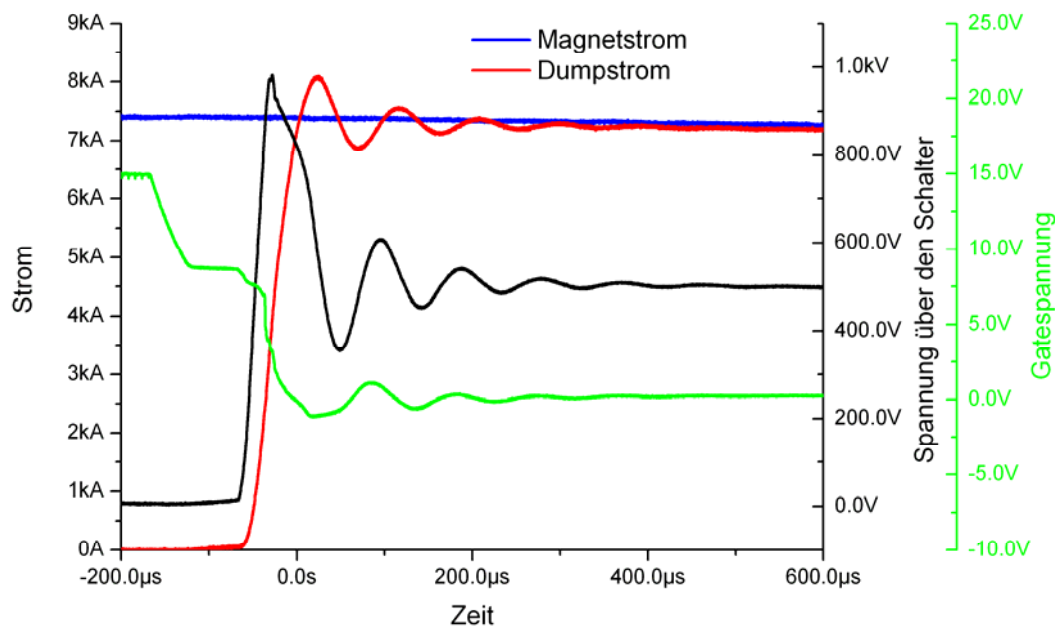


Bild 10.11: Abschaltung bei Quench; $I \approx 7,3 \text{ kA}$

10.4 Messung der Auslösecharakteristik der Schmelzsicherungen

Die Funktion im Fall eines defekten IGBTs wird allein durch das Trennverhalten der verwendeten Schmelzsicherungen bestimmt. Um die Trennzeiten zu messen, wird der Aufbau nach Bild 10.9 beibehalten und eine Schmelzsicherung parallelgeschaltet. Um zu verhindern, dass aufgrund der Durchlassspannung der IGBTs schon vor Öffnen des Schalters Strom in die zu prüfende Sicherung kommutiert, wurden dieser Sicherung vier Siliziumdioden in Reihe geschaltet. In **Bild 10.12** ist diese Schaltung dargestellt.

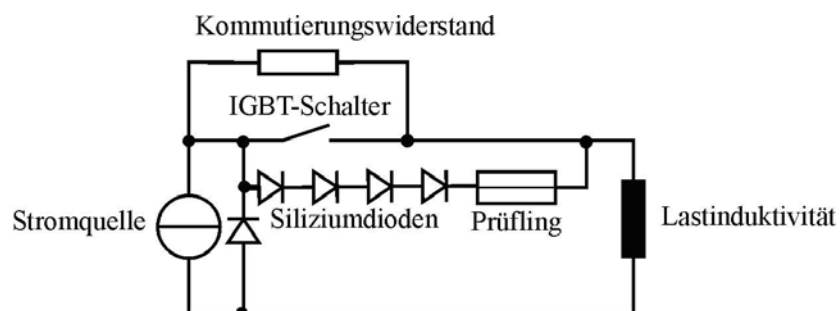


Bild 10.12: Schaltung an der GSI-Anlage zum Sicherungstest

Die Messungen zeigten, dass die Schwelle für ein Auslösen unter 10 ms der im Prototyp eingesetzten Sicherungen bei etwa 800 A je Sicherung liegt. Bei einem Strom von 1000 A je Sicherung bzw. einem Modulstrom von 4000 A beträgt die Trennzeit nur noch 4 ms. Die gemessenen Spannungsverläufe sowie Stromverläufe im Fall eines Stromes von 4 kA über vier parallele 63-A-Sicherungen ist in **Bild 10.13** gezeigt.

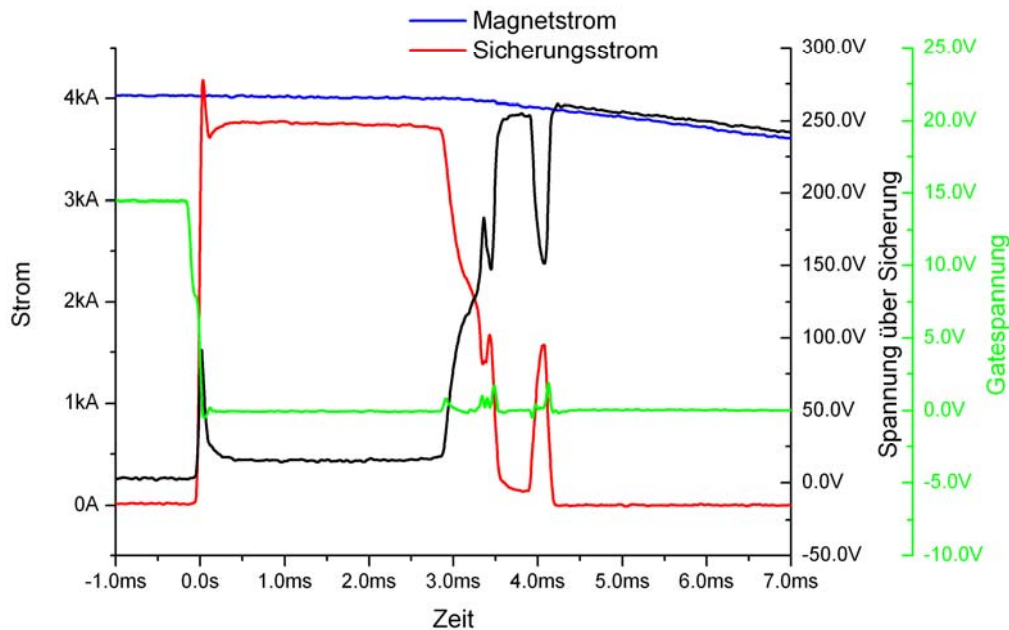


Bild 10.13: Trennen der 63-A-Sicherungen bei 4 kA

Bei Verwendung einer deutlich teureren, schnellen 200 A-Sicherung nach Kap. 10.1.1 ergab sich eine Trennzeit von etwa 4 ms schon bei einem Strom von 1,5 kA (**Bild 10.14**). Auf eine leider nicht kurzzeitig verfügbare 250-A – Sicherung bezogen würde dies einen Strom von 1875 A bedeuten. Dies bedeutet für diesen Sicherungstyp einen etwa 55 % niedrigeren Strom für die Trennung in einer Zeit von 4 ms.

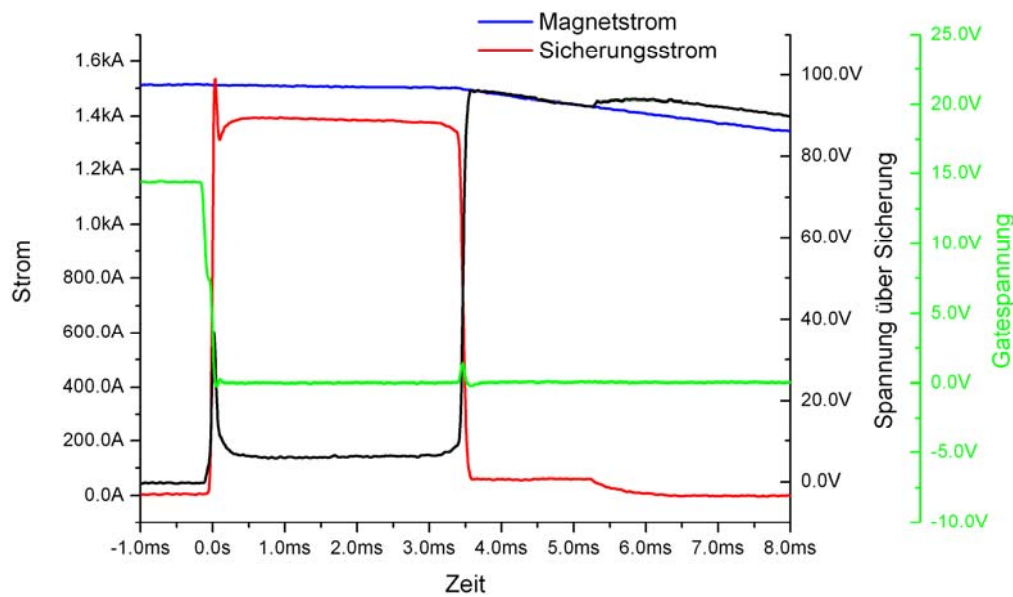


Bild 10.14: Trennen der 200-A-Sicherung bei 1,5 kA

Um diese Sicherungen besser beurteilen zu können, wurden noch mit acht weiteren Prüflingen die Trennzeiten untersucht. Die Ergebnisse sind in **Bild 10.15** dargestellt.

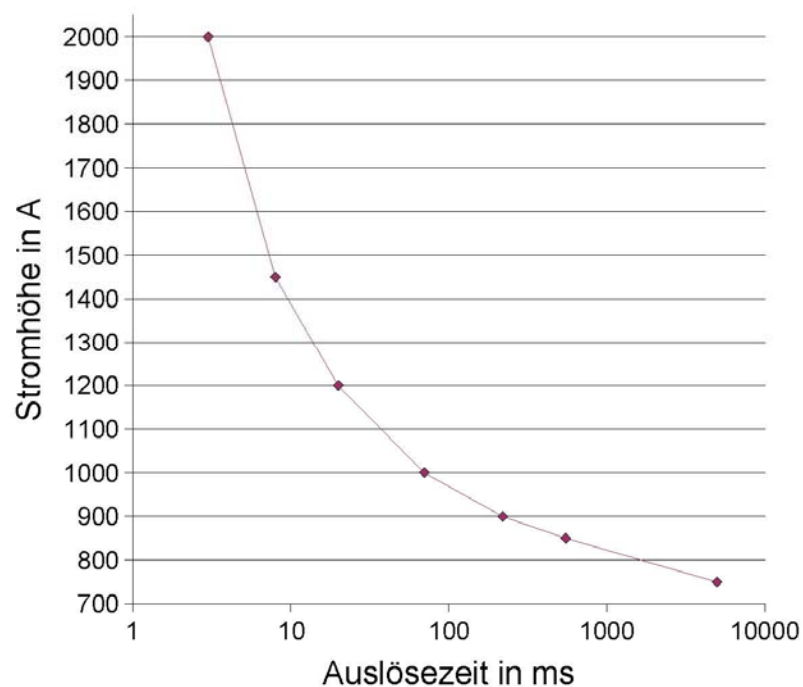


Bild 10.15: Untersuchung der Auslösezeiten (Sicherungen: SIBA SQB-DC2 Ultra rapid 200 A)

10.5 Fazit

Durch die modulare Bauweise des Schalters mit einzelnen Schmelzsicherungen in jedem Zweig kann das untersuchte System sehr einfach an die geforderten Parameter angepasst werden. Auch aus ökonomischer Sicht ist durch Verwendung kostengünstiger Standard-IGBTs ein für den Einsatz bei der GSI geeignetes System entwickelt worden. Der mechanische Aufbau wird bei der kommerziellen Konstruktion durch eine Wasserkühlung ergänzt, um im Dauerbetrieb die entstehende Verlustleistung abführen zu können. Auch geht die Überlegung dahin, anstelle der im Prototyp verwendeten Sicherungen die schnellen SQB-DC2 der Firma SIBA zu verwenden. Die zusätzliche Absicherung der IGBTs mit Schmelzsicherung und die damit verbundene zusätzliche Sicherheit sind jedoch für diese Anwendung grundsätzlich ausschlaggebend.

11 Zusammenfassung

Auf dem Gebiet der Ansteuerung von Kickermagneten wurden die Grenzen und Anwendungsbereiche bereits vorhandener und erprobter Techniken untersucht und auf ein konkretes Problem einer Ansteuerung neuer Kicker des SIS 100/300 der GSI angewendet. Dabei wurde insbesondere auf die technische Ausführbarkeit der theoretisch ausgelegten Ansteuernetzwerke geachtet und durch Modellaufbauten die Simulationsergebnisse überprüft. Neben umfangreichen Simulationen mit der Software OrCAD wurde immer wieder in Versuchen die Konsistenz zu aufgebauten Schaltungen überprüft. Durch diese Vorgehensweise konnten wichtige Erkenntnisse über die Grenzen der Leistungsfähigkeit rechnergestützter Simulation solcher Schaltungen gewonnen werden, und die für diese Simulation wichtigen Parasitäreffekte konnten aufgezeigt werden.

Für die Beurteilung eines Kabels zur Eignung als Puls-kabel wurde eine einfache Rechenmethode beschrieben sowie ein Messaufbau zur Vor-Ort-Messung der Pulsqualität entworfen. Zudem wurde eine Prüfprozedur entwickelt, die auf die Pulsbeanspruchung in einer Kickeransteuerung zugeschnitten ist. Diese Methoden wurden auf ein Puls-kabel der Firma DRAKA angewendet und zeigten, dass dieses Kabel für die Anwendungen als Puls-kabel in den Kickersystemen des SIS 100/300 geeignet ist.

Um die Lebensdauererwartung von Puls-kondensatoren zu beurteilen, wurde ein Dauerversuchsstand entworfen und aufgebaut, in dem vier Prüflinge bis zum Ende dieser Arbeit mit etwa $1,5 \cdot 10^7$ Impulsen belastet wurden. Die Belastung wurde auf die Anwendung in einem PFN zur Ansteuerung der SIS 100/300 – Kicker abgestimmt und auch bei der Bestellung der Kondensatoren exakt spezifiziert. Um diese Spezifikationen zu erstellen, wurden umfangreiche Simulationen des entworfenen Netzwerks durchgeführt und die maximalen Belastungen der Kondensatoren sowie die maximal zulässigen Toleranzen ermittelt. Durch eine Überschreitung der spezifizierten Spannungsfestigkeit kam es im Frühjahr 2008 zum Ausfall zweier Prüflinge, während die anderen beiden keinerlei Schäden davontrugen. Dies ist eine sehr wesentliche Erkenntnis für die zukünftige Anwendung in einer Kicker-Ansteuerung.

Neben der Pulsstromquelle wurde auch die Ladeeinrichtung der Ansteuerung entworfen und im Kondensatorprüfstand im Dauerversuch erprobt. Dabei wurde bei der Entwicklung dieser Ladeeinrichtung insbesondere auf einen einfachen und kostengünstigen Aufbau durch Verwendung von Standardbauteilen Wert gelegt, welcher auch in Zukunft bei einem Defekt durch jederzeit lieferbare Bauteile instand gesetzt werden kann.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden die Grenzen moderner Halbleiter bezüglich der Anwendung in Kickersystemen ausführlich untersucht und beschrieben. Dabei wurden zwei spezielle Methoden einer Halbleiteransteuerung theoretisch näher betrachtet, welche in Kickersystemen zu erheblichen Einsparungen führen können, falls eine systematische Weiterentwicklung dieser Systeme Erfolg hat. Eines der Systeme wurde als Modell für Stromimpulse bis zu 1,3 kA und 50 μ s Pulslänge aufgebaut und untersucht. In speziellen Fällen mit geringen Anforderungen an die Abfallzeit sowie bei geringen Stromamplituden, ist dies eine sehr kostengünstige Alternative zu Standardlösungen.

Für den Schutz der supraleitenden Dipolmagnete im neuen Beschleunigerkomplex der GSI wurde ein spezieller IGBT-Schalter entwickelt, welcher als Prototyp für Ströme von 6 kA bei bis zu 1200 V aufgebaut wurde. Dabei war es die wesentliche Aufgabe, ein sicheres Trennen hoher Ströme auch bei einem Ausfall eines einzelnen Halbleiters zu gewährleisten. Dies wurde durch eine Kombination vieler einzelner parallelgeschalteter, einzeln zusätzlich durch Schmelzsicherungen abgesicherter Module realisiert. Durch eine galvanisch getrennte, jedoch sehr einfach und robust aufgebaute Ansteuerung wurde eine Beeinflussung der Module untereinander verhindert. Dieser Schalter erfüllte alle Anforderungen bezüglich Schaltzeiten und Lastströme problemlos und wird als kommerziell gefertigtes Produkt bei der GSI Anwendung finden. Im Rahmen dieses Projektes wurden Untersuchungen an Gleichstromschmelzsicherungen bei Beanspruchung mit konstanten Rechteckströmen in Höhe bis zum Zehnfachen des Nennstroms durchgeführt. Durch diese Untersuchungen konnten die Grenzen für die Funktion des IGBT-Schalters im Fall eines defekten Halbleiters ermittelt werden, was somit eine exakte Auslegung des Systems bei gegebenen Anforderungen ermöglicht.

Zusätzlich zum reinen Halbleiterschalter wurde ein Hybridsystem aus Vakuumschalter und Halbleiterschalter aufgebaut und untersucht. Auch in diesem System sorgt eine Schmelzsicherung für ein zuverlässiges Trennen des Stromes bei Versagen des IGBTs durch Kurzschluss. Durch den Vakuumschalter sind jedoch die Durchlassverluste sehr gering und der IGBT führt nur kurzzeitig Strom, was die Verwendung deutlich kleinerer Bauteile zulässt. Ziel dieses Aufbaus ist eine Einsparung eines mechanischen Gleichstromschalters aus Kostengründen. Durch die langen Verzögerungen von bis zu 40 ms konnte dieses System jedoch bei der GSI keine Anwendung finden und wurde nicht weiter verfolgt. Erste Versuche zeigten allerdings, dass dieses System zuverlässig funktioniert.

Anhang

Spezifikationen der Hochspannungskondensatoren

Die in diesem Anhang aufgeführten Spezifikationen dienen den Herstellern als Grundlage für die Auslegung der Kondensatoren des Dauerversuchsstandes (Kapitel 6.3).

Spezifikation der Kondensatoren für das Kicker-PFN

Die Kondensatoren werden in einem Pulsgenerator in einer Ansteuerung eines Kicker-Magneten betrieben. Dieser Pulsgenerator soll in Form eines zehnstufigen PFNs (pulse forming network) aufgebaut werden. Der Einsatz solcher PFNs ist in **Bild A.1** zu sehen. Es erfolgt ein Abschluss mit der Impedanz des PFNs (bezogen auf ein PFN), also eine Anpassung. Dabei ist der Magnet jedoch eine induktive Last, was zu Reflexionen führt, welche gedämpfte Schwingungen im PFN zur Folge haben.

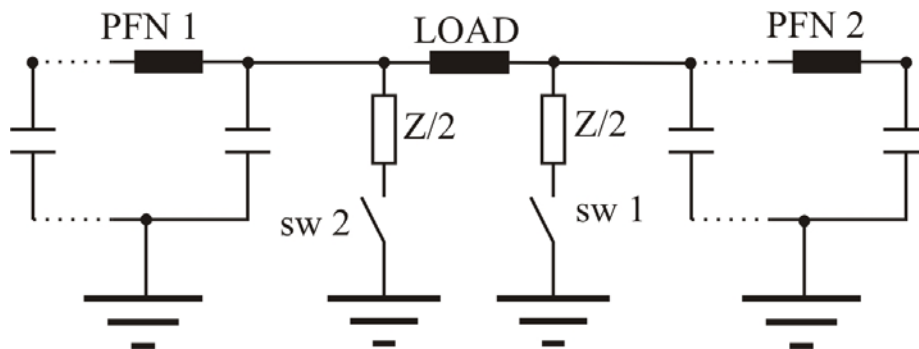


Bild A.1: Einsatz zweier PFN's in einem bipolaren Kickermodul

In **Bild A.2** ist eine typische Pulsform eines solchen PFNs (gemessen an der Last) zu sehen. Dieser Puls wurde mit einem Niederspannungs-Modell des PFNs generiert.

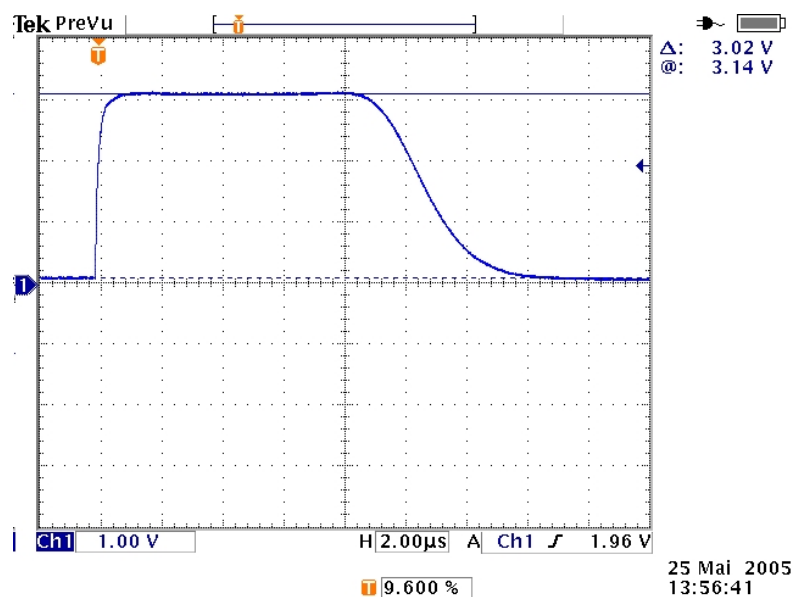


Bild A.2: Pulsform eines PFN-Stromes

Der Stromverlauf an den Kondensatoren im Vergleich zum Pulsstrom ist in **Bild A.3** zu sehen. Dabei handelt es sich um eine Simulation.

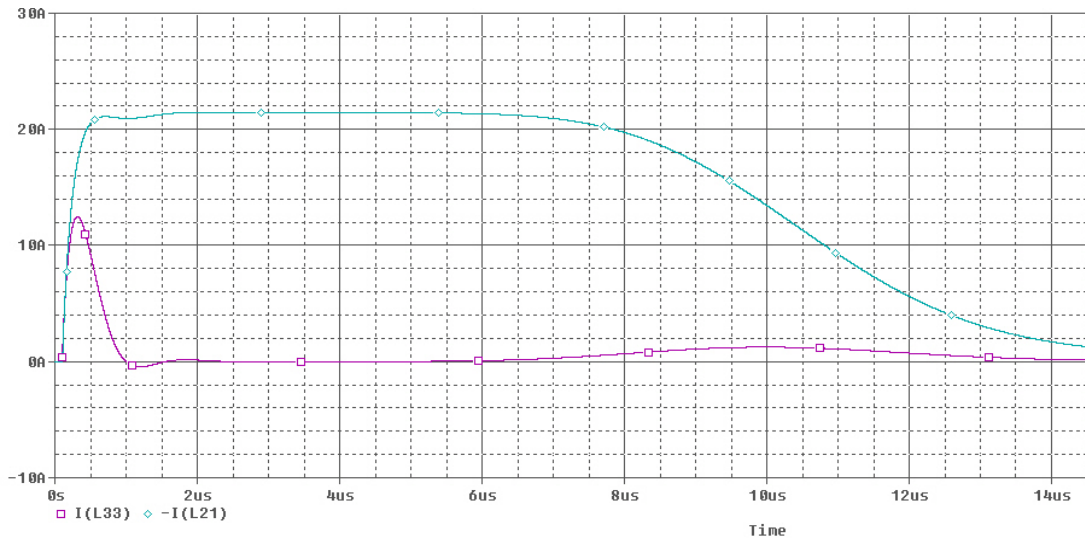


Bild A.3: Kondensatorstrom (violett) im Vergleich zum Pulsstrom (türkis)

Im Bild 3 ist dabei der Strom des vordersten Kondensators des PFNs gezeigt. Vergleicht man diesen mit den übrigen, so ist dort die Belastung am höchsten. Dies kommt durch die niederinduktive Auslegung dieser Stufe für einen schnelleren Pulsanstieg zustande. Der unterschied ist in **Bild A.4** zu sehen (auf der Zeitachse von links nach rechts entspricht der ersten bis zur letzten Stufe).

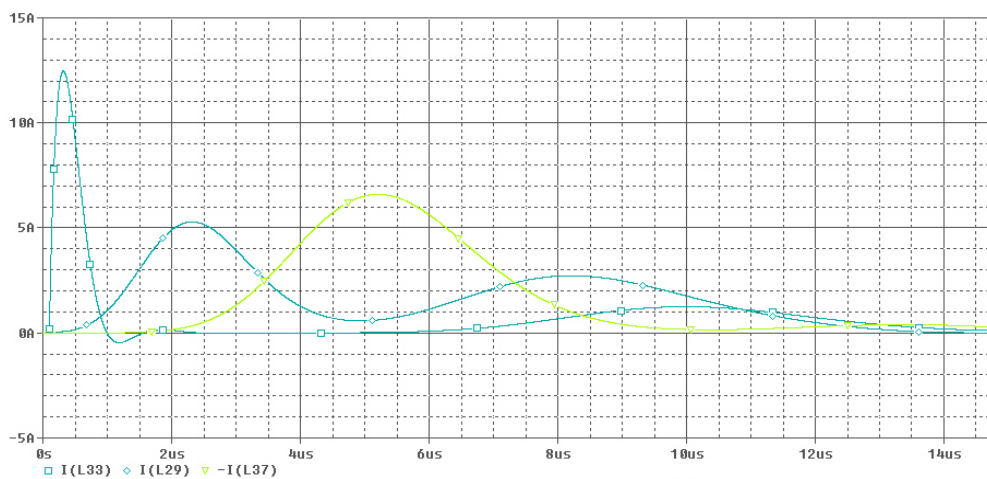


Bild A.4: Ströme an Kondensatoren im PFN

Die Spannung an den Kondensatoren ist in **Bild A.5** zu sehen. Dabei entspricht die Anfangsspannung der Ladespannung des PFNs.

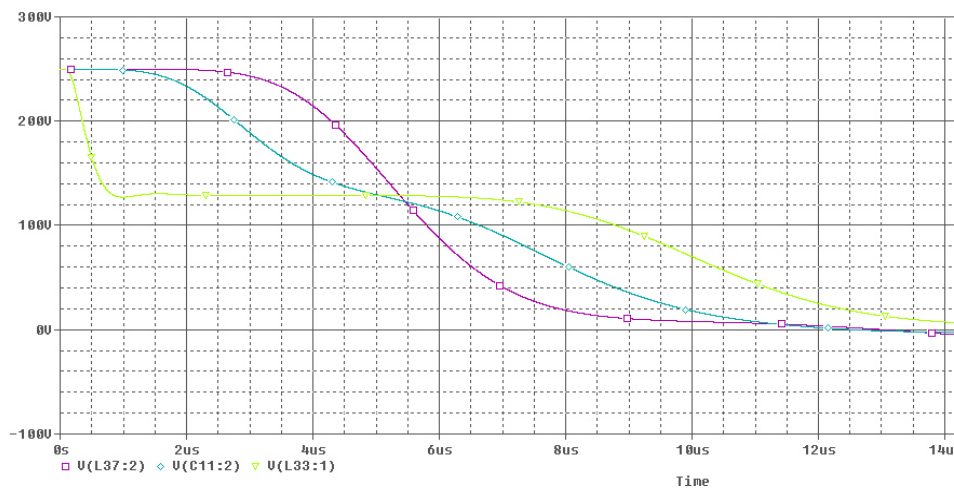


Bild A.5: Spannungen an den PFN-Kondensatoren

Diese Pulsbelastung ist im Einsatz an einem Kickermagneten mit 4 Hz bei Dauerbetrieb geplant. Dabei ist die Ladespannung an die Strahlenergie angepasst und somit nicht immer konstant. Eine Aufladung erfolgt (bis auf Ausnahmen) direkt vor dem Puls. Um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten, ist eine Lebensdauer von 10^8 Schüssen erforderlich, wobei zwischen den Phasen des 4 Hz-Dauerbetriebes auch wochenlange Ruhephasen liegen können. Die Ladespannung des PFNs und somit der Kondensatoren beträgt dabei maximal 80 kV und der maximale Pulsstrom beträgt 8 kA. Die Pulslänge beträgt etwa 8 μs , was zu maximal 4 μs langen Strompulsen im Kondensator führt, jedoch treten Steilheiten von bis zu 20 kA/ μs bei Entladezeiten von etwa 800 ns auf. Schwingungen nach dem Hauptpuls betragen maximal 10 % der Pulsstromamplitude sowie 10 % der Ladespannung.

Um ein PFN mit akzeptabler Pulsqualität zu bauen, darf die Eigeninduktivität der Kondensatoren maximal 500 nH betragen.

Alle wichtigsten Parameter der Kondensatoren sind noch einmal in **Tabelle A.1** zusammengestellt.

Tabelle A.1: Parameter der erforderlichen Kondensatoren

Kapazität	90 nF
Ladespannung	80 kV
max. Pulsstrom	8 kA
max. Stromsteilheit	20 kA/ μs
max. Umgebungstemperatur	70 °C
max. Eigeninduktivität	500 nH

Literaturverzeichnis

- [ABB-1] ABB: Datenblatt 5SGF40L4502,
[http://library.abb.com/GLOBAL/SCOT/scot256.nsf/VerityDisplay/B5E5C80E421765ADC12572340047A550/\\$File/5SGF%2040L4502_5SYA1209-04Feb%2005.pdf](http://library.abb.com/GLOBAL/SCOT/scot256.nsf/VerityDisplay/B5E5C80E421765ADC12572340047A550/$File/5SGF%2040L4502_5SYA1209-04Feb%2005.pdf)
- [ABB-2] ABB: Flyer zu IGCT-Modulen,
<http://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=IGCT%5FFlyer%5F0407&LanguageCode=en&DocumentPartID=&Action=Launch&IncludeExternalPublicLimited=True>
- [Bar-02] M.J. Barnes: Low voltage measurements on nine PFNs for the LHC injection kicker system; Proceedings of EPAC 2002, Paris
- [Bar-95] M. Bartkowiak, M. G. Comber, G. D. Mahan: Energy handling capability of ZnO varistors, November 1995
- [Bes-07] Herbert Bessei: Sicherungshandbuch Herausgeber: NH-HH-Recycling e.V.
- [Bin-04] A. Binder: Neue Technologien bei Elektrischen Energiewandlern und Aktuatoren, 2004
- [Boe-01] B. Boetcher, G. Malin, R. Strobl: Stress control system for composite insulators based on ZnO-technology, IEEE 2001
- [Buc-04] W. Buckel: Supraleitung :Grundlagen und Anwendungen, 2004
- [CAD] Cadence, OrCAD solutions,
<http://www.cadence.com/products/OrCAD/pages/default.aspx>
- [Cer-1] Cern: Darstellung eines Dipolmagneten; <http://lhcb-magnet.web.cern.ch/lhcb-magnet/magnet-21-oct-04.jpg>
- [Cer-2] Cern: specification for 20 Ω coaxial high-voltage cable for the LHC Beam Dumping System, Juli 2001 (IT-2969/SL/LHC)
- [Des-06] Desy: Bild aus pdf - Dokument zur Operateursausbildung 1.3.2006;
http://adweb.desy.de/mpy/bkr/aktuell/Keil/HERA_Injektion_16.pdf
- [DOW] Dow: Physikalische Eigenschaften OPTIM Glycerine;
<http://www.dow.com/glycerine/products/optim.htm>
- [DRA] DRAKA: Zeichnung des Puls Kabels „**HF-Pulse Cable CPP20 15.0/23.5 20 Ohm 35 kV FRNC-C Art. No. CS2982300-00001**“
- [Epc-02] Epcos: Datenblatt Varistoren Typ SxxxKxxx, Stand 04/02
- [ET1] E2V Technologies: Datenblatt CX1171D Thyatron,
www.e2v.com/download.cfm?type=document&document=54

- [Fai] Fairchild: Datenblatt RURP8100,
<http://www.fairchildsemi.com/ds/RU/RURP8100.pdf>
- [Fer] Ferroxcube: Datenblatt 8C11, Quelle:
<http://www.elnamagnetics.com/library/catalogs/catalog/8C11.pdf>
- [FZD-07] Forschungszentrum Dresden Rossendorf:
Hintergrundinformationen:Magnetfelder, 2007,
<http://www.fzd.de/pls/rois/Cms?pNid=404>
- [Gau-01] L. Gauckler, Ingenieurkeramik III:Funktionskeramik, 2001, http://e-collection.ethbib.ethz.ch/ecol-pool/lehr/lehr_16.pdf
- [Gre-94] A. Greenwood:Vacuum Switchgear, 1994 IEE Power Series
- [Grö-85] P. Grönfeld, R. von Olshausen, F. Selle: Fehlererkennung und Isolationsgefährdung bei der Prüfung water-tree-haltiger VPE-Kabel mit Spannungen unterschiedlicher Form, Elektrizitätswirtschaft, 1985, Heft 13
- [Gru-07] J. Grundmann: Kennlinienfeldmessung und Modellierung der Auflösung und Quenchausbreitung in HTSL-Strombegrenzern, 2007
- [GSI-1] GSI Homepage: <http://www.gsi.de/fair/overview/accelerator/index.html>
- [GSI-2] GSI: <http://www.gsi.de/beschleuniger/sis18/sis.html>
- [GSI-3] GSI: http://www.gsi.de/beschleuniger/sis18/pdf/sis18_parameterliste.pdf
- [GSI-04] GSI, T. Stöhlker: http://www-linux.gsi.de/~stoehlke/lectures/29_01_04.pdf
- [GSI-07] GSI: Parameterliste SIS 100/300, U.Blell 25.10.2007
- [GSI-6] GSI: Bild des Feldverlaufes eines Quadropolmagnetes, <http://www-linux.gsi.de/~boine/vorlesung/skript/html/node9.html>
- [Gys-03] U. Gysel: Züricher Hochschule Winterthur Skript zur Hochfrequenztechnik, Teil Leitungstheorie, 2003
- [Häc-00] H. Häckelmann: Kommunikationssysteme Technik und Anwendungen, 2000
- [Hav-00] W. Haverkamp, G. Malin, R. Strobl: Termination system for polymeric distribution cables based on ceramic stress-grading technology, Power Journal of the South African Institute of Electrical Engineers, January/February 2000, pp. 66-69
- [Hei-70] L. Heinhold: Power Cables and Their Application Part 1; 1970
- [Hin-00] V. Hinrichsen: Metalloxid-Ableiter-Grundlagen, Siemens AG, 2000

- [Hug-97] Harold Hughes: Telecommunications Cables: Design, Manufacture and Installation, 1997
- [IEC-1] IEC 60502-2; Power cables with extruded insulation and their accessories for rated voltages from 1 kV ($U_m = 1,2$ kV) up to 30 kV ($U_m = 36$ kV) – Part 2: Cables for rated voltages from 6 kV ($U_m = 7,2$ kV) up to 30 kV ($U_m = 36$ kV); 2005
- [IEC-2] IEC 60840; Power cables with extruded insulation and their accessories for rated voltages above 30 kV ($U_m = 36$ kV) up to 150 kV ($U_m = 170$ kV) – Test methods and requirements; 2004
- [Inf-1] Infineon: Datenblatt T2563N,
http://www.infineon.com/dgdl/Datenblatt_T2563N.pdf?folderId=db3a304412b407950112b42f98a54c5e&fileId=db3a304412b407950112b430fab552bb
- [Inf-2] Infineon: Daten aktueller IGBT-Module,
<http://www.infineon.com/cms/en/product/channel.html?channel=ff80808112ab681d0112ab69e66f0362>
- [JPA] j-parc: Bild eines Quadropolmagneten,
<http://j-parc.jp/Acc/en/img/magnetRCS.gif>
- [IXY] IXYS: Datenblatt IXGH40N60; <http://ixdev.ixys.com/DataSheet/98799.pdf>
- [KEK-1] KEK: A 40 kV, 3.1 Ω PFN for the main injection abort kicker,
<http://epaper.kek.jp/pac97/papers/pdf/7P084.PDF>
- [KEK-2] KEK: A FAST 60 kV RESONANT CHARGING POWER SUPPLY FOR THE LHC INFLECTORS, <http://epaper.kek.jp/pac97/papers/pdf/7P099.PDF>
- [Kue-04] A. Küchler: Hochspannungstechnik Grundlagen-Theorie-Anwendungen; 2. Auflage 2004
- [Mes-94] K. –H. Mess, P. Schmüser, S. Wolff: Superconducting Accelerator Magnets, 1994
- [Mut-04] Masayuki Muto: Accelerator System for J-PARC Projekt, March 2004
- [PEA] Pearson Electronic, Datasheet current monitor 110A
- [Pet-07] I. Petzenhauser: Untersuchungen an mehrstufigen Pseudofunkenschaltern für den Einsatz an den Kickermagneten des SIS 100/300 Schwerionensynchrotron der GSI; Dissertation 2007
- [PSI] Paul Scherrer Institut: SLS Kicker Zeichnung,
<http://sldb.psi.ch/~gough/SRKDesign7MagnetTrimming/SRKDesign7MagnetTrimming.htm>

- [Ray] Tyco Raychem; Datenblatt; IXSU-F/OXSU-F Heat-shrinkable medium voltage terminations for indoor and outdoor applications for polymeric cables up to 42 kV
- [Rei-08] M. Reinhard, V. Hinrichsen, B. Richter, F. Greuter: Energy Handling Capability of High-Voltage Metal Oxide Surge Arresters; Part2: Result of a Research Test Program, CIGRE Session 2008
- [Rie-02] U. Riechert: Eignung von Polyethylen für Gleichspannungs-Energiekabel, Dissertation Universität Stuttgart, Shaker-Verlag 2002
- [Rue-08] T. Rüter: Experimentelle Untersuchung der Lichtbogenaufteilung an Löschblechen, 2008
- [Rya-01] Hugh M. Ryan: High voltage engineering and testing; 2nd edition; IEE power and energy series 32, 2001
- [Sib-07] Siba: Datenblatt URDC-Sicherungen 2007
- [Str-06] Gottlieb Strassacker: Rotation, Divergenz und Gradient – Einführung in die elektromagnetische Feldtheorie; 6. Auflage, 2006
- [Str-00] R. Strobl, W. Haverkamp, G. Malin: I(O)XSU-F-Neue Generation wärmschrumpfender Mittelspannungsendverschlüsse basierend auf Zn-Technologie, Elektrizitätswirtschaft 99 (2000), Heft 26, pp. 68-73
- [SSB] SSB Electronic: Datenblatt Aircom-Plus Kabel; <http://www.ssb.de/pdf/DB-AircomPlus-D.pdf>
- [STM] STMicroelectronics: Datenblatt STE 70NM50, <http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/7713/ste70nm50.pdf>
- [Tan-05] Tang, Ming-Chark: Hybridschalter für DC-Anwendungen, Jahresbericht 2005 RWTH-Aachen Jahresbericht 2005, http://www.ifht.rwth-aachen.de/pdf_dateien/Berichte/2005/JB05Tang_d.pdf
- [TUB] Prinzipzeichnung eines Thyratrons, <http://www.tuberix.de/site/thyatron/thyatron.htm>
- [Thy] ThyssenKrupp Electrical Steel: Datenblatt PowerCore H, http://www.tkes.com/web/tkeswebcms.nsf/www/en_garantierte_Werte_Power_core_H.html
- [Wol-04] H. J. Wollersheim: Kernphysik Skript, 2004
- [Wil-92] K. Wille: Physik der Teilchenbeschleuniger und Synchrotronstrahlungsquellen, 1992
- [Wil-02] K. Wille: Einführung in die Beschleunigertechnik, Skript Dortmund 2002

[Wri-04] Arthur Wright, P. Gordon Newbery: Electric Fuses, 2004

Lebenslauf

Persönliche Daten

Thomas Wietoska (geb. Moses)
geboren am 26.09.1977 in Ludwigshafen
verheiratet seit 23.12.2004

Berufstätigkeiten

06/2003 – Heute Wissenschaftlicher Mitarbeiter am FG Hochspannungstechnik der TU
Darmstadt

Hochschulausbildung

10/1998 – 03/2003 Studium der elektrischen Energietechnik an der TU Darmstadt
Mai 2003 Abschluss mit Diplom

Grundwehrdienst

09/1997 – 06/1998 Grundwehrdienst ausgeübt beim 1./ Instandsetzungsbattalion der
Herrenwaldkaserne in Stadtallendorf
Einsatz als Truppenfernmeldesoldat

Schulbildung

08/1991 – 06/1997 Besuch des Gymnasiums „Hohe Landesschule“ in Hanau
Leistungskurse Mathematik und Physik
Abschluss mit Abitur
09/1988 – 06/1991 Besuch der „Karl-Rehbein-Schule“ in Hanau
07/1984 – 07/1988 Besuch der Friedrich-Ebert-Grundschule in Hanau