



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Tim Maszeyczik

Planung, Erstellung und Test eines
Impulseinschubes zum magnetischen Einstellen von
Beschleunigermagneten

Tim Maszeyczik

Planung, Erstellung und Test eines Impulseinschubes zum magnetischen Einstellen von Beschleunigermagneten

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Elektrotechnik und Informationstechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr. Björn Ingo Lange
Zweitgutachter: Prof. Dr. Jens Ginzler

Eingereicht am: 23.09.2020

Tim Maszeyczik

Thema der Arbeit

Planung, Erstellung und Test eines Impulseinschubes zum magnetischen Einstellen von Beschleunigermagneten

Stichworte

Hysterese, Resonanzkreis, MOSFET, H-Brücke, Drehspule, arithmetischer Mittelwert, Standardabweichung, Messzeit

Kurzzusammenfassung

Gegenstand dieser Arbeit sind die Planung, Erstellung und der Test eines Impulseinschubes. Mit ihm soll geprüft werden, ob das magnetische Einstellen von Beschleunigermagneten durch einer neue, schnellere und genauere Variante ersetzt werden kann. Anhand von Schaltungsanforderungen wird ein Schaltungsentwurf aufgebaut. Der erläuterte Aufbau der Schaltung wird anschließend in einer Inbetriebnahme auf richtiges und sicheres Anforderungsverhalten geprüft. Danach wird in einer Validierung sichergestellt, dass der Magnet genügend Strom erhalten kann und die Magnetinduktivität berechnet. Mithilfe der Messauflistung wird nach den Ergebnissen die Aussage getroffen, dass der einmalige bipolare Impuls als ein Ersatz in Frage kommt. Zum Schluss werden Erweiterungsvorschläge genannt, um bessere Ergebnisse zu erforschen.

Tim Maszeyczik

Title of Thesis

Planning, constructing and testing of an impulse rack for magnetic adjustment of accelerator magnets

Keywords

Hysteresis, resonance circuit, MOSFET, H-bridge circuit, moving coil, arithmetic mean, standard deviation, measuring time

Abstract

The subject of this thesis is the planning, constructing and testing of an impulse rack. It is used to research if the magnetic adjustment of accelerator magnets can be shortened and more precise with a new process. A circuit is build based on circuit requirements. The explained construction then is put into installation to check for the correct and safe behavior according to its requirements. Afterwards the validation is used to prove a high enough magnet current and to calculate the magnetic inductance. With the help of measuring tables, a conclusion is drawn after the results, that the one-time bipolar impulse is an option as the replacement. At the end an extension proposal gives options to research better results.

Danksagung

Ich möchte diese Gelegenheit nutzen, um mich bei denjenigen zu bedanken, welche mich in dieser Bachelorarbeit unterstützt und motiviert haben.

Vorab geht mein Dank an Herr Prof. Dr. Björn Ingo Lange, der mich betreut hat und meine Arbeit begutachtet. Für Ihre hilfreichen Anregungen und konstruktive Kritik bei der Erstellung möchte ich mich bedanken, sowie bei Herr Prof. Dr. Jens Ginzel, der meine Arbeit als Zweitprüfer bewertet.

Ich bedanke mich bei dem Forschungszentrum DESY, welches mich finanziell bei meinen Arbeiten und während des dualen Studiums unterstützt.

Ein besonderer Dank gilt meinem Vorgesetzten Herr Hans-Jörg Eckoldt. Durch die Themenwahl und Betreuung während meines Studiums konnte ich mit sehr gutem Verstand die Arbeiten vollziehen.

Außerdem möchte ich den Mitarbeitern des Labors MKK6 und der Magnettesthalle MEA danken, welche mich bei einigen Arbeiten unterstützt haben. Für die Bereitschaft und das Gefühl, ein Teil des Teams zu sein, bedanke ich mich sehr.

Abschließend möchte ich mich bei meinen Eltern bedanken, welche mir das Studium ermöglicht haben.

Tim Maszeyczik

Hamburg, September 2020

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	VI
Tabellenverzeichnis	VIII
Abkürzungsverzeichnis	X
Variablenverzeichnis	XI
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Zielsetzung	1
1.2 Aufgabenstellung	2
1.3 Unternehmensvorstellung	2
2 Theoretische Grundlagen	4
2.1 Physikalische Grundlagen	4
2.2 Magnetismus	6
2.3 Hysteresekennlinie	8
2.4 Schaltvorgänge an einem RC-Glied	10
2.5 Resonanzkreise	10
2.6 MOSFETs	15
2.7 Drehspule	16
2.8 Schema des Messaufbaus	17
2.9 Arithmetische Mittelwert und Streuparameter	18
3 Methodik	20
3.1 Schaltungsanforderungen	20
3.2 Laststromkreis	21
3.2.1 Spannungsquelle	21
3.2.2 Kondensatorbank mit Entladewiderstand	22
3.2.3 MOSFETs als Schaltelemente	23

3.2.4	Snubber	25
3.2.5	Strommessung	26
3.2.6	Testmagnet	26
3.3	Steuerstromkreis	27
3.3.1	Spannungsversorgungen	27
3.3.2	Interface und Schnittstelle	28
3.3.3	Controller und Interfaceverbindung	28
3.3.4	Programmierungsablauf	30
3.3.5	Treiberkarten	34
3.4	Inbetriebnahme	36
3.5	Validierung	44
3.6	Messdurchführung	48
4	Ergebnisse und Diskussion	50
4.1	Ergebnisse	50
4.2	Diskussion	68
5	Zusammenfassung und Ausblick	71
	Literaturverzeichnis	73
A	Anhang	76
	Selbstständigkeitserklärung	83

Abbildungsverzeichnis

2.1	Einzelner Elementarmagnet [3]	5
2.2	Weissche Bezirke [3]	5
2.3	Blochwand [5]	5
2.4	Entmagnetisierung durch abklingendes Wechselfeld [5]	8
2.5	Grundverlauf einer Hysteresenkennlinie [5]	9
2.6	Verlauf im verlustfreien Schwingkreis [9]	11
2.7	ESB eines MOSFETs mit parasitären Kapazitäten	16
2.8	Blockschaltbild des Messaufbaus	17
3.1	Blockschaltbild des Laststromkreises	21
3.2	Spannungsquelle von Delta Elektronik	22
3.3	Kondensator mit Entladewiderstand	22
3.4	Interner Aufbau des MOSFETs [2]	23
3.5	Übertragungs-Kennlinie des MOSFETs [2]	24
3.6	Schaltelement mit MOSFETs und Snubber	25
3.7	Blockschaltbild des Steuerstromkreises	27
3.8	Frontplatte mit Interface und Wasseranschlüssen	28
3.9	Programmablaufplan	31
3.10	Konfigurationsfunktion	32
3.11	Zustand bei nicht gedrücktem Impulstaster	32
3.12	Status-LED aus und erste Energiespeicherung	33
3.13	Positiver Impuls mit Zeiteinstellung	34
3.14	Innerer Aufbau des Optokopplers	35
3.15	Layout einer Treiberkarte	36
3.16	Inbetriebnahmeaufbau am Teststand 1 (Ost)	37
3.17	Stromlaufplan während der Kondensatorladung	38
3.18	Initialisierungsladung der Kondensatorbank	39
3.19	Teilentladung des Kondensators über dem Lastwiderstand	40

3.20	Stromlaufplan beim positiven Impuls	41
3.21	Kondensatorspannung während des Impulses	41
3.22	Schlitzzeitenvergleich bei -V2 und -V5	42
3.23	Stromlaufplan beim negativen Impuls	42
3.24	Impulsübersicht beim bipolaren Impuls	43
3.25	Volle Entladung des Kondensators	44
3.26	Anstiegszeitmessung beim Impulssprung	45
3.27	Sprungimpuls zum Vergleich mit der Simulation	46
3.28	Simulationsaufbau für einen Sprung	47
3.29	Kurvenverlauf der Simulation	47
3.30	200 A Umschalter mit Bedienung	48
4.1	Verteilung beim alten Verfahren und 95 A	51
4.2	Verteilung beim alten Verfahren und 25 A	53
4.3	Verteilung beim einfachen unipolaren Impuls und 95 A	54
4.4	Verteilung beim einfachen unipolaren Impuls und 25 A	56
4.5	Verteilung beim einfachen bipolaren Impuls und 95 A	57
4.6	Verteilung beim einfachen bipolaren Impuls und 25 A	59
4.7	Verteilung beim 10-fachen bipolaren Impuls und 95 A	60
4.8	Verteilung beim 10-fachen bipolaren Impuls und 25 A	62
4.9	Verteilung beim 50-fachen bipolaren Impuls und 95 A	63
4.10	Verteilung beim 50-fachen bipolaren Impuls und 25 A	65
4.11	Verteilung der Messtoleranzen bei 95 A	66
4.12	Verteilung der Messtoleranzen bei 25 A	68
A.1	Laststromkreis	79
A.2	Steuerstromkreis	80
A.3	Treiberkarte	81
A.4	Distributionsplatine	82

Tabellenverzeichnis

2.1	Permeabilitätsabhängige Einteilung von Stoffen	7
2.2	Fallunterscheidung bei RLC-Reihenschwingkreise	13
3.1	Übersicht der I/O-Pinbelegung	29
3.2	Übersicht der Zustände und ihrer Schaltelemente	37
3.3	Übersicht der Kanalzuweisung	38
4.1	Messergebnisse beim alten Verfahren und 95 A	51
4.2	Streuparameter beim alten Verfahren und 95 A	52
4.3	Messergebnisse beim alten Verfahren und 25 A	52
4.4	Streuparameter beim alten Verfahren und 25 A	53
4.5	Messergebnisse beim einfachen unipolaren Impuls und 95 A	54
4.6	Streuparameter beim einfachen unipolaren Impuls und 95 A	55
4.7	Messergebnisse beim einfachen unipolaren Impuls und 25 A	55
4.8	Streuparameter beim einfachen unipolaren Impuls und 25 A	56
4.9	Messergebnisse beim einfachen bipolaren Impuls und 95 A	57
4.10	Streuparameter beim einfachen bipolaren Impuls und 95 A	58
4.11	Messergebnisse beim einfachen bipolaren Impuls und 25 A	58
4.12	Streuparameter beim einfachen bipolaren Impuls und 25 A	59
4.13	Messergebnisse beim 10-fachen bipolaren Impuls und 95 A	60
4.14	Streuparameter beim 10-fachen bipolaren Impuls und 95 A	61
4.15	Messergebnisse beim 10-fachen bipolaren Impuls und 25 A	61
4.16	Streuparameter beim 10-fachen bipolaren Impuls und 25 A	62
4.17	Messergebnisse beim 50-fachen bipolaren Impuls und 95 A	63
4.18	Streuparameter beim 50-fachen bipolaren Impuls und 95 A	64
4.19	Messergebnisse beim 50-fachen bipolaren Impuls und 25 A	64
4.20	Streuparameter beim 50-fachen bipolaren Impuls und 25 A	65
4.21	Messergebnisse für die Messtoleranzen bei 95 A	66
4.22	Streuparameter für die Messtoleranzen bei 95 A	67

4.23	Messergebnisse für die Messtoleranzen bei 25 A	67
4.24	Streuparameter für die Messtoleranzen bei 25 A	68
4.25	Übersichtstabelle aller Streuparameter und der Messzeit	69

Abkürzungsverzeichnis

ADC Analog-Digital-Converter

DCCT Direct Current to Current Transformer

DESY Deutsches Elektronen-Synchrotron

ESB Ersatzschaltbild

FLASH Free-electron LASer in Hamburg

HERA Hadron-Elektron-Ring-Anlage

MOSFET Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor

PCT Präzisions Strom Transformer

PETRA Positron-Elektron-Tandem-Ring-Anlage

PWM Puls-Weiten-Modul

PXI Peripheral component interconnect eXtensions for Instrumentation

RLC Widerstand, Induktivität, Kapazität

Variablenverzeichnis

\dot{A} Flächenänderungsrate

\vec{A} Normalenvektor eines Flächenelements

B Flussdichte

\vec{B} vektorielle Flussdichte

B_R Remanenzinduktion

B_S Sättigungsflussdichte

C Kapazität

C_{iss} Eingangskapazität

C_{oss} Ausgangskapazität

C_{rss} Rückwirkungskapazität

δ Dämpfung

\bar{d} Abweichung

d_s Verlustfaktor

E Energie

E_e elektrische Energie

E_m magnetische Energie

E_{therm} Verlustenergie per Periode

f_r Eigenfrequenz (Resonanzfrequenz)

H Feldstärke

H_C Koerzitivfeldstärke

\vec{H} vektorielle Feldstärke

I Strom

I_D Drain-Source-Strom

i_n Summe von n Strömen

L Induktivität

λ Fallkonstante

n Anzahl der Messwerte

N Anzahl der Spulenwindungen

R ohmscher Widerstand

ω_r Resonanzkreisfrequenz

Q_s Gütefaktor

R_{DS} Drain-Source-Widerstand

R_{weite} Spannweite

\vec{s} vektorielle Strecke

s_x Standardabweichung

s_x^2 Varianz

s_x^{*2} Stichprobenvarianz

s_x^* Stichprobenstandardabweichung

t_0 Einschaltzeit zum Zeitpunkt 0 s

τ Zeitkonstante

Θ Durchflutung

t_{off} Ausschaltzeit

t_{on} Einschaltzeit

μ	absolute Permeabilität
μ_0	magnetische Feldkonstante
u_C	Spannung über Kapazität
U_{DS}	Drain-Source-Spannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_i	Induktionsspannung
u_L	Spannung über Induktivität
μ_r	relative Permeabilität
u_R	Spannung über Widerstand
U_{th}	Schwellspannung
\bar{x}	arithmetisches Mittelwert
x_i	i -te Messung
x_{max}	maximaler Messwert
x_{min}	minimaler Messwert

1 Einleitung

1.1 Motivation und Zielsetzung

Der Ringbeschleuniger Positron-Elektron-Tandem-Ring-Anlage (PETRA) III ging 1978 in Betrieb mit dem Ziel, Wissenschaftlern die Möglichkeit zur Forschung auf dem Gebiet der Teilchenphysik zu geben. Nach neun Jahren diente er als Vorbeschleuniger der Hadron-Elektron-Ring-Anlage (HERA) und Quelle für Röntgenstrahlung. Seit 2010 verfügt er über eine stärkere Strahlung und gilt weltweit als eine außergewöhnliche Speicherring-Röntgenstrahlungsquelle. Mit 14 Strahlführungen und bis zu 30 Messplätzen zieht der Beschleuniger Wissenschaftler aus aller Welt, um mit kurzweiligem Röntgenlicht Analysen durchzuführen.

Mit dem Zukunftsprojekt PETRA IV soll nun der Ringbeschleuniger erweitert werden. Mit dem Aufbau eines 3D-Röntgenmikroskops stellt sich das Deutsche Elektronen-Synchrotron (DESY) erneut Herausforderungen, um ein noch besseres Analysewerkzeug. Die neue Synchrotronstrahlungsquelle soll es Forschern ermöglichen, einzelne Objekte im Nanometerbereich zu beleuchten.

Um diese Untersuchungen durchzuführen, müssen die Teilchen nicht nur auf eine hohe Geschwindigkeit gebracht, sondern auch auf ihrer Kreisbahn gehalten werden. Dazu werden Beschleunigermagnete verwendet, deren über den Strom genau einzustellendes Magnetfeld eine Lorentz-Kraft auf die geladenen Teilchen ausübt. Bei der Einstellung des Magnetfeldes führt ein gleicher Magnetstrom jedoch wegen des Phänomens der magnetischen Hysterese nicht notwendigerweise zur gleichen Magnetfeldstärke. Dieses Problem wird durch eine spezielle Konditionierung der Beschleunigermagnete vor Einstellung des Sollstromes verhindert: Zunächst wird der Magnetstrom schrittweise bis zum positiven Nennstrom erhöht und anschließend ebenso schrittweise bis zum negativen Nennstrom abgesenkt. Dadurch wird die Hysteresekurve gezielt einmal komplett durchlaufen und sichergestellt, dass sich der Magnet bei anschließender Einstellung des Sollstromes immer gleich verhält. Die Streuung der Magnetfeldstärke über verschiedene Ansteuerungszyklen

kann so hinreichend reduziert und die Wiederholbarkeit entsprechend verbessert werden. Dieses Schrittverfahren kostet viel Zeit und soll durch ein kürzeres und präziseres Verfahren ersetzt werden.

1.2 Aufgabenstellung

In dieser Arbeit soll erforscht werden, ob die Einstellzeit der Magnete und die Streuung des Magnetfeldes, durch ein neues Verfahren mit einer neuen Schaltung minimiert werden kann. Da DESY durch öffentliche Gelder finanziert wird, möge die Schaltung kostengünstig hergestellt werden. Somit wird aus fast ausschließlich alten Geräten und Gehäusen eine neue Schaltung entwickelt und aufgebaut. Die zwei Parameterveränderungen, unipolarer Impuls und bipolarer Impuls mit der Veränderung der Impulsanzahl, müssen mit Leichtigkeit an der Schaltung veränderbar sein. Außerdem bedarf der Aufbau Raum für spätere Erweiterungen.

Nach der Errichtung wird die Schaltung in der Magnettesthalle an einem Beschleunigermagneten getestet. Alle Messungen sollen mithilfe einer Drehspule durchgeführt werden. Bevor man die zwei unterschiedlichen Parameter testet und misst, soll die alte Methode benutzt werden, um gewisse Richtwerte zu bestimmen.

Mit den Messungen sollen Aussagen getroffen werden, ob eine, beide oder keine dieser Methoden als Ersatz benutzt werden kann. Diese Aussage wird gemessen anhand des arithmetischen Mittelwertes und dessen Streuungsparameter.

1.3 Unternehmensvorstellung

Das DESY ist Mitglied der Helmholtz-Gemeinschaft und eines der führenden Forschungszentren der Welt. Die Gründung geschah am 18. Dezember 1959 per Staatsvertrag mit dem Ziel, naturwissenschaftliche Grundlagenforschung zu betreiben. Es gibt zwei Standorte in Deutschland. Der Hauptstandort ist in Hamburg-Bahrenfeld und der zweite in Zeuthen. Zum Aufgabenbereich gehören die Entwicklung, Bau und Betrieb von Teilchenbeschleuniger, Untersuchungen der Teilchen- und Hochenergiephysik und Forschungen mit Photonen.

Zur Zeit erhält DESY ein Grundetat von rund 349 Millionen Euro und wird durch öffentliche Mittel finanziert. Dabei sind 90 % vom Bund und 10 % von der Stadt Hamburg

bzw. dem Land Brandenburg. An beiden Orten sind zusammen etwa 2700 Beschäftigte angestellt, wobei 1180 von Ihnen als wissenschaftliche Beschäftigte gelten. Zudem reisen jährlich über 3000 Gastforschende aus über 40 Nationen an, um an den Anlagen ihre Untersuchungen durchzuführen.

2 Theoretische Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen vermittelt, welche für die Arbeit benötigt werden, um den Magnetismus zu verdeutlichen und die anschließende Berechnung besser zu verstehen. Als Erstes wird auf die physikalischen Grundlagen eingegangen, sodass sich eine bessere Einsicht über den Magnetisierungsprozess innerhalb eines Stoffes bietet. Danach wird der Magnetismus und dessen Ansprüche dargestellt. Anschließend werden die Hysteresekennlinie und dessen Bereiche erläutert und im nächsten Abschnitt der gezielte Änderungsgrund dieser Kurve. Die darauffolgenden Erklärungen des Resonanz- und Widerstand, Induktivität, Kapazität (RLC)-Schwingkreises verdeutlichen die späteren Impulse. Mit den Abschnitten der Drehspule und des schematischen Aufbaus der Messungen erhält man einen Einblick auf den Messvorgang. Im letzten Abschnitt wird der arithmetische Mittelwert und dessen Streuparameter erklärt und anhand von Gleichungen mathematisch dargestellt.

2.1 Physikalische Grundlagen

Im Allgemeinen besitzt jeder Stoff eine gewisse magnetische Eigenschaft. Der Fokus wird jedoch bei dem stärksten Magnetismus, den Ferromagnetismus, gesetzt. Um diesen zu verstehen muss, man mit den Atomen anfangen. Jedes Atom besteht aus einem Kern und Elektronen. Da der Kern einen sehr geringen magnetischen Anteil hat, wird dieser nicht berücksichtigt.

Jedes Elektron hat zwei verschiedene magnetische Momente, welche dazu beitragen, dass ein einzelnes Atom als Elementarmagnet gedacht werden kann. Zum einen hat das Elektron ein Spinmoment, welches die Ursache der eigenen Drehbewegung um seine eigene Masse ist. Das Bahnmoment ist der zweite Beitrag. Dieser wird verursacht durch das Kreisen um den Atomkern. Durch die Gesetze innerhalb eines Atoms heben sich die Beiträge komplett oder teilweise auf. Somit kommt es zu einem Elementar- bzw. Atommagnet. Ein Elementarmagnet ist nur drehbar und kann sich nicht verschieben.



Abbildung 2.1: Einzelner Elementarmagnet [3]

Zwischen den einzelnen Elementarmagneten sind Kopplungskräfte vorhanden. Bei den ferromagnetischen Stoffen sind diese groß genug, sodass die Elementarmagnete bei Zimmertemperatur fast vollständig parallel zueinander sind. Diese Ausrichtung erfolgt spontan und nicht über den gesamten Körper, sondern nur in bestimmten Bereichen. Diese Bereiche nennt man weissche Bezirke. Mit der magnetischen Aufhebung von benachbarten Bezirken ist das mittlere, magnetische Moment des Stoffes gleich null.

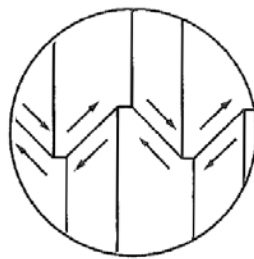


Abbildung 2.2: Weissche Bezirke [3]

Die Grenzen zwischen den jeweiligen weisschen Bezirken nennt man Blochwände. Da hier der Übergang von einer Ausrichtung in die nächste existiert, sind die Elementarmagnete schraubförmig angeordnet. In den Blochwänden entsteht ein gewisser Energieerhalt, welcher sich durch die Verdrehung gegenüber den Kopplungskräften der Elementarmagnete ergibt.

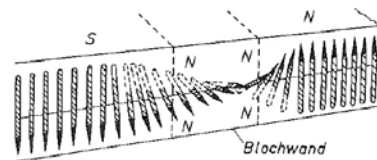


Abbildung 2.3: Blochwand [5]

Mit dem Wissen von Elementarmagneten, weissen Bezirken und Blochwänden kann man nun den elementaren Prozess bei einer Magnetisierung eines Stoffes beschreiben. Legt man ein Magnetfeld an, bewegen sich die Blochwände und die Bezirke mit gleicher Feldausrichtung wachsen. Somit werden einige Bezirke größer und die anderen kleiner. Die Bewegung der Blochwände ist abhängig von der Stärke des angelegten Magnetfeldes. Ohne ein solches Magnetfeld haben Blochwände eine gewisse Stabilität. Diese wird herbeigeführt durch Verunreinigungen im Metall, Spannungszentren und anderen Störungen im Metall. Mit einer Erhöhung des Magnetfeldes können diese Hindernisse überwunden werden. Das Überwinden eines solchen Hindernisses nennt man „Barkhausen-Sprünge“, welcher der Grund einer „Hysterese“ ist. Den höchstmöglichen Wert, die Sättigung, hat man erreicht, sobald alle Wandverschiebungen und Drehprozesse innerhalb des Stoffes abgelaufen sind. In diesem Fall sind alle Elementarmagnete parallel zur Feldrichtung des Magnetfeldes und der magnetische Fluss ist maximal.

2.2 Magnetismus

Ein Magnetfeld kann durch zwei Ursachen entstehen. Die erste Ursache ist das magnetische Moment der Elementarteilchen, welches zuvor beschrieben wurde. Zum anderen kann ein Magnetfeld durch die Bewegung geladener Teilchen entstehen. Es gibt keine magnetischen Monopole und somit sind die magnetischen Feldlinien geschlossen und divergieren nicht. Somit sind Magnetfelder stets quellenfrei und werden als Wirbelfelder bezeichnet (Gaußsches Gesetz für Magnetfelder).

$$\oint \vec{B} d\vec{A} = 0 \quad (2.1)$$

Die magnetische Feldstärke H ist die Ursache für eine magnetische Flussdichte B poö. Zusammen beschreiben beide Größen die Stärke des Magnetfeldes.

Meistens wird die magnetische Feldstärke durch das Durchflutungsgesetz definiert. Es beschreibt den Zusammenhang zwischen Strom und dessen erzeugte Feldstärke.

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \sum_n i_n \quad (2.2)$$

Das Linienintegral der Feldstärke \vec{H} ist gleich der Summe der Ströme i_n , welche die Fläche des geschlossenen Weges \vec{s} durchlaufen. Die Summe aller Ströme durch die Fläche des geschlossenen Weges wird auch Durchflutung Θ genannt. In Bezug einer Spule mit N

Windungen und einem Strom I berechnet sich die Durchflutung mit dessen Produkt.

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

Neben der Feldstärke beschreibt die magnetische Flussdichte das Magnetfeld. Die Flussdichte gibt nicht nur die Stärke, sondern auch die Richtung des magnetischen Flusses an. Zwischen den beiden Größen besteht folgender Zusammenhang.

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (2.4)$$

Die Permeabilität gibt das Verhältnis der Flussdichte zur Feldstärke an. Der Faktor μ ist als absolute Permeabilität definiert. Sie gilt als Produkt der relativen Permeabilität μ_r und der magnetischen Feldkonstante μ_0 .

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (2.5)$$

Die magnetische Feldkonstante ist die Permeabilität im Vakuum und ist wie folgt definiert.

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} = 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am} \quad (2.6)$$

Die relative Permeabilität ist materialabhängig und wird im Unterschied zur absoluten Permeabilität in der Verwendung von Magnetwerkstoffen ausschließlich verwendet. Mit Hilfe der Gleichungen 2.4 und 2.5 wird meistens diese Permeabilität bestimmt.

$$\mu_r = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B}{H} \quad (2.7)$$

Mit Hilfe dieser Materialabhängigkeit kann man die Stoffe ihrer relativen Permeabilität einteilen.

Tabelle 2.1: Permeabilitätsabhängige Einteilung von Stoffen

rel. Permeabilität μ_r	Klassifizierung
$0 \leq \mu_r < 1$	Diamagnetische Stoffe
$\mu_r > 1$	Paramagnetische Stoffe
$\mu_r \gg 1$	Ferromagnetische Stoffe

2.3 Hysterese kennlinie

Die Größen um ein Magnetfeld zu beschreiben werden auch bei der Visualisierung beim Magnetisieren eines Stoffes benutzt. Solch eine Abbildung wird Hysterese- oder Magnetisierungskennlinie genannt. Mit der Information aus Abschnitt 2.1 ist bekannt, dass durch eine begrenzte Anzahl an weissschen Bezirken und der unterschiedlichen Drehungsmomente, der Verlauf einer solchen Kurve nicht linear erfolgt.

Sie beginnt aus drei unterschiedlichen Gründe im Koordinatenursprung. Der erste Grund ist das noch nie magnetisierte Material. Da es noch nicht magnetisiert wurde, kommt es zu keinen Wandverschiebungen. Der zweite Grund ist das Erhitzen des Materials bis zum Überschreiten der Curie-Temperatur [5]. Der Ferromagnetismus verschwindet durch thermischen Bewegungen der Atome, welche die Spinkopplungen aufheben. Die Curie-Temperatur ist materialabhängig und liegt für Nickel bei $358\text{ }^{\circ}\text{C}$, für Eisen bei $770\text{ }^{\circ}\text{C}$ und für Kobalt bei $1120\text{ }^{\circ}\text{C}$ [11]. Der letzte Grund ist das nicht thermische Verfahren um einen vorher magnetisierten Stoff zu entmagnetisieren. Dies erfolgt durch das Abklingen eines Wechselfeldes, wie in Abbildung 2.4. Hierbei wird die Feldstärke immer wieder in positive und negative Feldrichtung verkleinert.

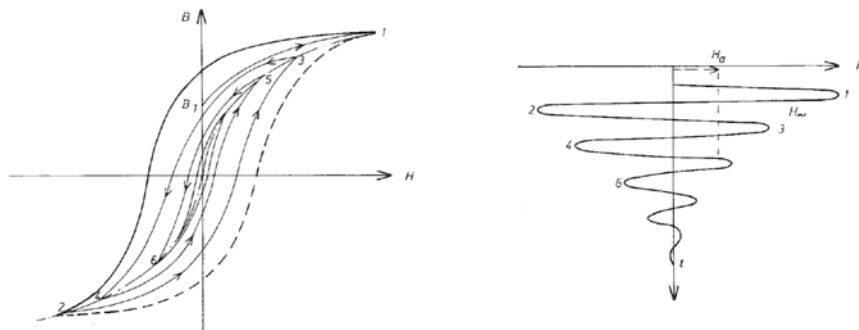


Abbildung 2.4: Entmagnetisierung durch abklingendes Wechselfeld [5]

Wird der Strom und somit die Feldstärke des Magnetfeldes leicht erhöht, erhöht sich die Flussdichte durch das Beginnen der Wandverschiebungen. Nach den Wandverschiebungen fangen die irreversiblen Drehungen mit der Erhöhung der Feldstärke an. Diese Drehungen entstehen durch „Barkhausen-Sprünge“. Eine Vorstellung einer Kugel auf einem unebenen Boden, welcher sich bei keiner waagerechten Kraft in einer Mulde befindet, hilft zur Veranschaulichung. Wird diese Kugel mit einer waagerechten Kraft gezogen, steigt diese langsam. Lässt die Kraft nach, wird die Kugel entweder eine neue Mulde erreicht haben (irreversiblen Drehungen) oder in ihren Anfangszustand zurück fallen (reversible Drehungen). Hierbei steigt die magnetische Flussdichte drastisch an. Die reversiblen Drehungen beginnen bei der immer kleiner werdenden Steigung der Flussdichte durch die Erhöhung der Feldstärke. Ab einem gewissen Punkt fängt die Flussdichte an nur noch mit einer sehr geringen Steigung von μ_0 zuzunehmen. An dieser Stelle spricht man von der Sättigungsflussdichte B_S .

Wenn die Feldstärke nun auf Null sinkt, bleibt eine gewisse Flussdichte ungleich Null vorhanden. Diese Flussdichte wird Remanenzinduktion B_R genannt. Dieses Phänomen nennt man Hysterese, da es bei einer nicht vorhandenen Feldstärke noch immer einen magnetischen Fluss gibt. Durch die irreversiblen Drehungen sind umgeklappte magnetische Momente stets ausgerichtet und es benötigt eine entsprechende Gegenkraft diese zurück zu kippen. Ab der Koerzitivfeldstärke $\pm H_C$ ist die Flussdichte gleich Null und sie gilt als Aufhebung der Remanenzinduktion.

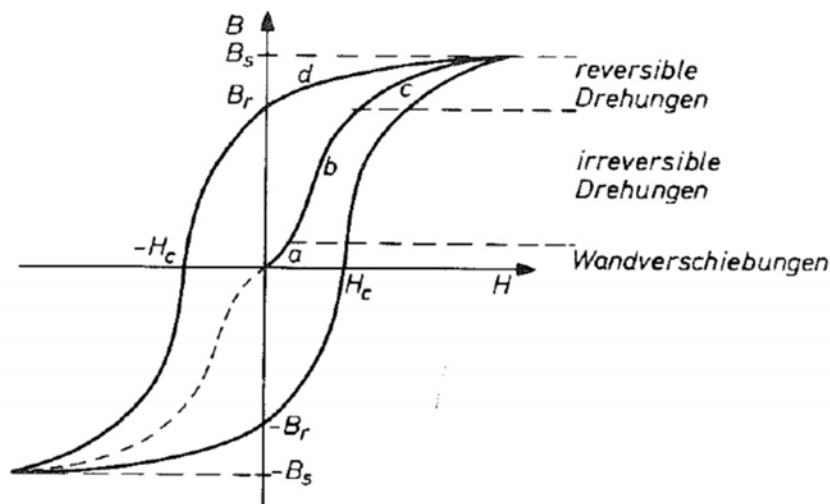


Abbildung 2.5: Grundverlauf einer Hysteresenkennlinie [5]

Wird ein Magnet eingestellt, so bildet sich eine bestimmte Hysteresenkennlinie bis zum eingestellten Strom. Hierdurch verhält sich das Magnetfeld nach der voreingestellten Kurve. Bei dem An- und Ausschalten des Stromes innerhalb einer kurzen Zeit, kommt es somit zu keiner größeren Veränderung des Magnetfeldes und die Kennlinienform verändert sich nicht. Für eine Vergleichsmessung der Einstellungsvarianten muss die Kennlinienform verändert werden, damit gewährleistet ist dass die Ergebnisse unabhängig vom vorigen Verlauf sind. Die „Aussteuerung“ besagt, dass die Form einer Kennlinie verändert werden kann, wenn man unterschiedliche Punkte anfährt [3].

2.4 Schaltvorgänge an einem RC-Glied

Im Einschaltmoment verhalten sich Kondensatoren wie ein Kurzschluss. Dadurch ist im Moment t_0 beim ungeladenen Kondensator die Spannung null und der Strom maximal. Wird ein Kondensator über einen Widerstand geladen bzw. entladen, so hat er seinen Endwert nach einer gewissen Zeit erreicht. Den Zeitwert τ kann man mit den Größen des Widerstandes und der Kapazität berechnen. Eine komplette Auf- oder Entladung des Kondensators wird nie erreicht, jedoch ist die Ladung im Kondensator nach 5τ zu mehr als 99% erreicht.

$$\tau = R \cdot C \quad (2.8)$$

2.5 Resonanzkreise

In einem Netzwerk, bestehend aus einem Kondensator C und einer Induktivität L, kommt es zu Resonanzvorgängen. Ein Resonanzvorgang ist der periodische Energieaustausch innerhalb dieses Netzes. Wenn ein System eine periodische Veränderung erhält, spricht man von einer Schwingung [15].

Ein idealer Schwingkreis ist ein Netzwerk mit einem verlustfreien Kondensator und Spule. Vorerst besitzt die Spule keinen magnetischen Fluss und es fließt kein Strom. Der Kondensator hingegen ist aufgeladen und besitzt in seinem elektrischen Feld die gesamte Energie. Die Spannung ist maximal und der Strom ist gleich Null.

$$E_e(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot u^2(t) \quad (2.9)$$

Wird der Stromkreis geschlossen, liegt diese Spannung auch über der Spule und bewirkt einen Stromfluss. Der Strom bildet ein magnetisches Feld und somit eine magnetische Flussänderung. Die Lenz'sche Regel ist eine Folgerung aus dem Induktionsgesetz 2.34 und besagt, dass eine Änderung des magnetischen Flusses eine der Ursache entgegengesetzte Spannung induziert. Deswegen steigt die Stromstärke vorerst langsam an. Der steigende Strom verursacht einen Ladungsabbau im Kondensator, wobei die Spannung sinkt und der Strom langsamer anwächst. Erreicht die Spannung null, ist der Strom durch die Spule maximal und die gesamte Energie ist im Magnetfeld der Spule.

$$E_m(t) = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2(t) \quad (2.10)$$

Der Strom kann sich in der Spule nicht abrupt ändern und sinkt langsam ab. Dementsprechend wird der Kondensator in umgekehrter Polarität aufgeladen. Die Kondensatorspannung ist gleich der Spannung über der Spule und bewirkt ein Absinken des magnetischen Flusses, womit auch die Stromstärke abnimmt. Dies geschieht bis der Strom null erreicht und die Spannung maximal mit umgekehrter Polarität ist. Anschließend setzt der Vorgang in entgegengesetzte Richtung fort.

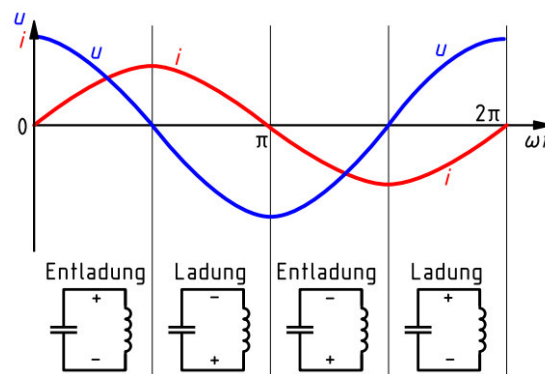


Abbildung 2.6: Verlauf im verlustfreien Schwingkreis [9]

Mit der Voraussetzung, dass es sich um ideale Bauteile handelt wird keine Energie in Wärme umgewandelt. Zwar verändert sich die Energie mit der Zeit, jedoch bleibt sie in der Summe bei der Eigenfrequenz f_r konstant [15].

$$E(t) = E_e(t) + E_m(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot u^2(t) + \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2(t) = const. \quad (2.11)$$

Die Eigenfrequenz f_r wird mit der Thomsonformel berechnet.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.12)$$

Ein realer Schwingkreis bringt Energieverluste mit sich. Hierbei ist zusätzlich ein Widerstand im Netzwerk, wodurch es zu einem RLC-Schwingkreis kommt. Es existieren Serien- und Parallelschwingkreise. Jedoch wird der Fokus auf den Serienschwingkreis gelegt.

Um die Verluste eines RLC-Serienschwingkreises zu kennzeichnen, hilft der Gütefaktor Q_s . Dieser gibt das Verhältnis zwischen der Speicherenergie bei Resonanz E_{ges} zur Verlustenergie per Periode E_{therm} an [15].

$$Q_s = 2\pi \cdot \frac{E_{ges}}{E_{therm}} \quad (2.13)$$

Gleichung 2.10 beschreibt die Gesamtenergie. Der Energieverlust wird als Leistung pro Periode beschrieben. Hierbei ist der Strom und Widerstand als Leistung angegeben. Zudem wird f_r eingesetzt um einen einfachen Ausdruck der Güte zu erlangen.

$$\begin{aligned} E_{ges} &= \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \\ E_{therm} &= I^2 \cdot R \cdot \frac{1}{f_r} \\ Q_s &= 2\pi \cdot \frac{L \cdot f_r}{R} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Der Verlustfaktor ist ebenfalls eine Beschreibung der Verluste und gilt als Kehrwert der Güte.

$$d_s = \frac{1}{Q_s} = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.15)$$

Je nachdem wie die Bauteile parametrisiert sind kommt es zu drei verschiedenen Schaltverhalten. Hierbei ist wichtig diese unterscheiden zu können. Man legt dies Anhand des Vergleichs der Dämpfung δ und Resonanzkreisfrequenz ω_r fest. Die Resonanzkreisfrequenz kann man durch Gleichung 2.12 bestimmen:

$$\omega_r = 2\pi \cdot f_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.16)$$

Um die Dämpfung in einer Gleichung zu beschreiben, wird die Maschenregel eingesetzt [9].

$$0 = u_R + u_L + u_C = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i dt \quad (2.17)$$

Diese Gleichung kann abgeleitet werden, um eine Differentialgleichung 2. Ordnung zu erhalten.

$$\begin{aligned} R \cdot \frac{di(t)}{dt} + L \cdot \frac{d^2i(t)}{dt^2} + \frac{1}{C} \cdot i(t) &= 0 \\ \rightarrow \frac{d^2i(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot i(t) &= 0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Mit dem Ansatz $i(t) = e^{\lambda t}$ bekommt man folgenden Ausdruck:

$$\lambda^2 + \frac{R}{L}\lambda + \frac{1}{LC} = 0 \quad (2.19)$$

Für λ kann nun die pq-Formel eingesetzt werden, um Werte zu erhalten.

$$\lambda_{1,2} = -\frac{R}{2 \cdot L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{L \cdot C}} \quad (2.20)$$

Wird λ in den Ansatz eingesetzt, entstehen mehrere Möglichkeiten. Der Ausdruck vor der Wurzel ist eine reelle Zahl und wirkt mit der e-Funktion als exponentialer Abfall. Somit lautet die Gleichung der Dämpfung:

$$\delta = \frac{R}{2 \cdot L} \quad (2.21)$$

Wird der Wurzel Ausdruck negativ, so handelt es sich um eine komplexe Zahl mit realem Anteil. Eine komplexe Zahl sorgt für Sinus- und Cosinusanteile, wodurch die Schaltung oszilliert.

Bei einem positiven Wurzel Ausdruck sind die λ -Anteile negativ und reell, wodurch es zu einem Gemisch aus zwei verschiedenen exponentiell abklingenden Funktionen.

Tabelle 2.2: Fallunterscheidung bei RLC-Reihenschwingkreise

Fall	Wurzel Ausdruck	Vergleich δ mit ω_r	Schwingung
Schwingfall	Negativ	$\delta < \omega_r$	✓
Überdämpfung	Positiv	$\delta > \omega_r$	✗
kritische Dämpfung	Null	$\delta = \omega_r$	✗

Eine Resonanzschaltung hat ihr Maximum innerhalb der ersten Halbwelle erreicht. Da es sich um eine Schwingung handelt, ist dieses Maximum in der Mitte dieser Halbwelle. Daraus folgt, dass der maximale Strom in der viertel der Periodendauer ist.

Ist in einer Schaltung z.B. der Kondensator angegeben, aber hat keine Angaben zum Widerstand und zur Induktivität, hilft es einen Sprung auf diese Schaltung zu geben. Dabei wird der Kondensator auf eine Spannung aufgeladen. Anschließend wird der Stromkreis geschlossen und der Schaltzustand wird beibehalten. Somit bekommt man einen Verlauf des Stromkreises. Ist eine Oszilloskopaufzeichnung vorhanden, kann die Induktivität wie folgt bestimmt werden:

$$T_r = 4 \cdot t_{max} \quad (2.22)$$

$$\omega_r = 2\pi \cdot \frac{1}{T_r} = 2\pi \cdot \frac{1}{4 \cdot t_{max}} \quad (2.23)$$

Aus ω_r kann man anschließend durch die Gleichung 2.16 die Induktivität berechnen.

Um den Widerstand zu bestimmen, gebraucht es die Bestimmung der Dämpfungskonstanten. Fängt eine Schwingung zum Zeitpunkt 0 beim Maxima an, kann man eine harmonische Schwingung wie folgt definieren [13]:

$$y(t) = y_{max,0} \cdot e^{-\delta t} \cdot \cos \omega t \quad (2.24)$$

Da die Maxima dieser Auslenkung betrachtet werden, kann man den cos-Term entfernen, da dieser immer -1 oder 1 sein wird.

$$y(t) = y_{max,0} \cdot e^{-\delta t} \quad (2.25)$$

Diese Gleichung kann nun für die Dämpfung umgestellt werden.

$$\frac{y(t)}{y_{max,0}} = e^{-\delta t} \quad (2.26)$$

$$\ln \left(\frac{y(t)}{y_{max,0}} \right) = -\delta t \quad (2.27)$$

$$\rightarrow \delta = \frac{\ln \left(\frac{y(t)}{y_{max,0}} \right)}{-t} \quad (2.28)$$

Durch das Anwendung der Logarithmengesetze erhält man folgenden Ausdruck:

$$\delta = \frac{\ln\left(\frac{y_{max,0}}{y_t}\right)}{t} \quad (2.29)$$

Mit Hilfe der Gleichung 2.21 Kann nun der Widerstand bestimmt werden.

$$R = \delta \cdot 2 \cdot L \quad (2.30)$$

2.6 MOSFETs

Der Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (MOSFET) ist ein Halbleiterbauteil, welcher als spannungsgesteuerter Widerstand fungiert. Meistens haben diese Bauteile vier Anschlüsse. Der Gateanschluss dient als Steuerelektrode, der Drainanschluss als „Abfluss“ und der Sourceanschluss als Quellenanschluss. Hinzu kommt, dass das innere Substrat außerdem nach außen geführt sein kann. Jedoch meistens ist dieser mit dem Sourceanschluss intern verbunden. Mit ihren schnellen Schaltzeiten und geringen Schaltverlusten werden sie oft in der Leistungselektronik verwendet.

MOSFETs können mehrere unterschiedliche Typen aufweisen. Zum einen gibt es die Kategorie eines n- und p-Typen, wodurch bestimmt wird ob man mit einer positiven oder negativen Steuerspannung die Halbleiter betreibt. Zum anderen gibt es einen selbstleitenden (Verarmungstyp) oder selbstsperrenden Typ (Anreicherungstyp), welcher den ungesteuerten Betrieb des Bauteils angibt. Somit wäre ein selbstsperrender n-Kanal MOSFET leitend bei einer positiven Steuerspannung und sonst sperrend.

Um zu verstehen wann ein MOSFET leitend wird, wie man die Schaltung auszulegen hat oder was benötigt wird, sind die wichtigsten Parameter erklärt. Diese Erklärungen beruhen auf einen n-Kanal-MOSFET.

Die Spannung U_{th} wird als Schwellenspannung beschrieben. Dieser Spannungswert muss kleiner sein als die Steuerspannung, damit das Bauteil leitend wird. Als Steuerspannung gilt die Gate-Source-Spannung U_{GS} . Sobald diese größer ist als U_{th} , erhält man einen Kanal im Substrat und der Strom kann von der Drain zur Source fließen. Da es sich um einen spannungsgesteuerten Widerstand handelt, gibt es auch den Parameter R_{DS} . Es darf nur

bis zu einer maximalen Drain-Source-Spannung U_{DS} angelegt werden bevor das Bauteil zerstört wird. Der zu leitende Starkstrom wird Drainstrom I_D genannt. Bauteile bringen Verzögerungen mit sich. Somit gibt es die Einschalt- t_{on} und Ausschaltzeit t_{off} . Durch die Kontaktbeine und die unterschiedlichen Schichten innerhalb des Materials kommt es zu parasitären Kapazitäten. Diese müssen umgeschaltet werden und bestimmen somit das Schaltverhalten. Das Ersatzschaltbild (ESB) zeigt die jeweiligen Kapazitäten, wobei in Datenblättern ein anderer Wert angezeigt wird. In ihnen ist die Eingangskapazität C_{iss} , Ausgangskapazität C_{oss} und die Rückwirkungskapazität C_{rss} .

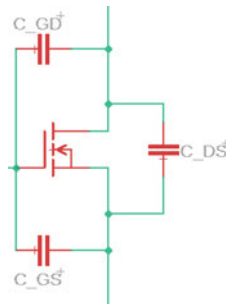


Abbildung 2.7: ESB eines MOSFETs mit parasitären Kapazitäten

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (2.31)$$

$$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS} \quad (2.32)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (2.33)$$

2.7 Drehspule

Bei der Drehung einer Spule im homogenen Magnetfeld wird eine elektrische Spannung induziert. Es gilt das Induktionsgesetz [8].

$$U_i = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2.34)$$

Da sich der Winkel der Spulenfläche mit der Drehung verändert, kommt es zu einem sinusförmigen Verlauf der induzierten Spannung. Mit Berücksichtigung, dass es eine Spule ist und dem Induktionsgesetz kommt der magnetische Fluss und die Windungszahl N

zum Einsatz.

$$U_i = -N \cdot \dot{A} \cdot B \quad (2.35)$$

Hierbei ist \dot{A} die Änderung der Projektion der Spulenquerschnittsfläche auf die zu den Magnetfeldlinien senkrechte Ebene. Die induzierte Spannung kann anschließend verstärkt werden, um Magnetfelder auszumessen.

2.8 Schema des Messaufbaus

Der Messaufbau in der Magnettesthalle am DESY ist eine komplexe Errichtung. Hier müssen alle benötigten Magnete für die Beschleuniger vermessen, eingestellt und auch entregt werden. Im folgenden Blockschaltbild wird der generelle Aufbau mit dem Prinzip einer Drehspule dargestellt.

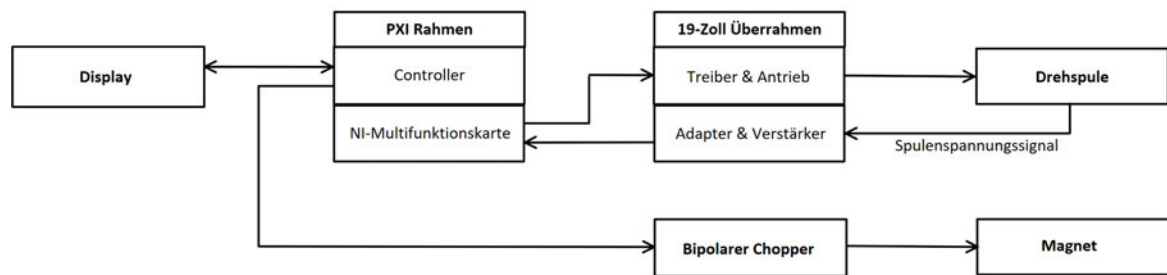


Abbildung 2.8: Blockschaltbild des Messaufbaus

Auf dem Display wird mit der Software LabView eine graphische Oberfläche erzeugt. Vom Display aus steuert man über einen Controller im Peripheral component interconnect eXtensions for Instrumentation (PXI)-Rahmen der Firma National Instruments den gesamten Messaufbau. Ein Steuersignal geht an einen Bipolaren Chopper, welcher in der Lage ist positiven und negativen Strom mit einem Nulldurchgang zu erzeugen. Dieser Strom ist anschließend an den Magneten geklemmt.

Der Controller kommuniziert mit der Multifunktionskarte. Über einen Treiber geht der Drehspulenantrieb an das im Magneten rotierende Messinstrument. Das Spannungssignal wird gefiltert, verstärkt und danach an die Multifunktionskarte ausgegeben. Anschließend führt eine Fourier-Analyse zu der Stärke des Magnetfeldes.

2.9 Arithmetische Mittelwert und Streuparameter

Der arithmetische Mittelwert \bar{x} gibt die Mitte eines Datensatzes an und soll die Reproduktion des Gesamtwertes ermöglichen. Hierbei werden mehrere Messwerte aufaddiert und anschließend durch ihre Anzahl n geteilt.

Messwerte: $x_1; x_2; \dots; x_n$

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (2.36)$$

Bei einer Anzahl von Datensätzen ist der Mittelwert sehr wichtig, jedoch sagt er nichts über die Unterschiedlichkeiten der Proben aus. Datensätze können eine geringfügige oder starke Unterschiedlichkeit aufweisen. Somit kann bei einem gleichen arithmetischen Mittelwert zwischen zwei Datensätzen die Verteilung dessen sehr unterschiedlich sein.

Das erste Maß zum Ausdrücken der Streuung wird Spannweite R_{weite} genannt. Der minimale Wert wird vom maximalen subtrahiert [6].

$$R_{weite} = x_{max} - x_{min} \quad (2.37)$$

Dieses Maß ist nicht genau und berücksichtigt keine Ausreißer im Datensatz.

Die mittlere absolute Abweichung \bar{d} gibt die durchschnittliche Abweichung des Mittelwertes an.

$$\bar{d} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n |x_i - \bar{x}| \quad (2.38)$$

Mit dem Auftreten von Betragsstrichen kommt es bei weiteren Rechnungen zu Fallunterscheidungen. Um dies zu vermeiden, hilft die Berechnung der Varianz s_x^2 . Dabei wird anstatt des absoluten Betrages das Quadrat der Differenz benutzen.

$$s_x^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n (x_i - \bar{x})^2 \quad (2.39)$$

Die Varianz hat zu dem Durchschnitt eine vielfache Größenordnung und führt zu schweren Interpretationen der Streuung. Hierfür wird die Wurzel der Varianz gezogen und man

erhält die Standardabweichung s_x .

$$s_x = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=0}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (2.40)$$

Bei kleineren Stichproben (z.B. $n < 100$) ist meist die korrigierte Stichprobenvarianz s_x^{*2} und Stichprobenstandardabweichung s_x^* von Wichtigkeit. Diese Werte gelten als erwartungstreu. Beide Parameter können mit Hilfe der vorigen Formeln beschrieben werden. Die Stichprobenvarianz gilt auch als Streuungsmaß.

$$\begin{aligned} s_x^{*2} &= \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^n (x_i - \bar{x})^2 \\ \rightarrow s_x^{*2} &= \frac{n}{n-1} \cdot s_x^2 \end{aligned} \quad (2.41)$$

Die Stichprobenstandardabweichung ist wieder die Wurzel der Stichprobenvarianz.

$$s_x^* = \sqrt{s_x^{*2}} \quad (2.42)$$

3 Methodik

Zuerst sind die benötigten Schaltungsanforderungen genau definiert. Danach kommt es zum Aufbau des Last- und Steuerstromkreises. Hier sind die Aufbauschritte und Überlegungen erläutert. Anschließend wird in der Inbetriebnahme das korrekte Verhalten der Schaltung geprüft, um Fehler in den Messungen zu vermeiden. Im vorletzten Abschnitt findet die Validierung statt, welche prüft, ob die Schaltung einen genügenden Stromimpuls erreicht. Am Ende ist die Durchführung der Messungen für eine unabhängige Voreinstellung des Magneten erklärt. Alle Schaltpläne und Layouts wurden mit Hilfe der Software „Eagle“ gezeichnet.

3.1 Schaltungsanforderungen

Bevor der Schaltungsaufbau beginnt müssen gezielte Anforderungen definiert werden. Es ist ein großer uni- und bipolarer Impuls erforderlich, wobei dessen Anzahl variabel einstellbar sein muss. Somit gebraucht es einen großen Energiespeicher um einen hohen Stromimpuls zu erreichen. Dieser muss durch eine externe Spannungsquelle geladen werden. Eine Lastschaltung mit uni- und bipolarem Verhalten muss aufgebaut werden und Anschlüsse für einen Magneten bieten. Um den größten Stromimpuls zu erreichen, muss der Schwingkreis in Resonanz betrieben werden. Somit muss nach der ersten Viertelwelle abgeschaltet werden. Diese muss per Controller mit einer Schnittstelle über ein Programm gesteuert werden.

Da es sich um hohe Ströme handelt und eine Bedienung benötigt wird, ist darauf zu achten, dass die Schaltung auch sicher ist und arbeitet. Um die Spannungsquelle von hohen Eingangsströmen zu schützen, ist es wichtig, diese von der Schaltung während der Pulszeiten zu trennen. Kommt es zu einer Energiespeicherung ohne Impulse muss die Energie innerhalb der Schaltung entladen werden. Es bedarf sichere Steuersignale und einer Verzögerung zwischen den einzelnen Schaltzeiten um Kurzschlüssen vorzubeugen. Eine Überdimensionierung des Laststromkreises bietet nicht nur Schutz für die Bauteile,

sondern erbringt einen gewissen Spielraum für Anpassungen und späteren Erweiterungen. Im Falle mehrerer Einheiten im Steuerstromkreis ist eine Sicherheit gegenüber Überstrom zu liefern. Zuletzt muss der Schutz im Falle eines Körperschlusses vorhanden sein.

Die Bedienung der Schalteinheit soll simpel sein und einfaches Verständnis hergeben. Eine Strommessung muss am Ausgang der Schaltung durchführbar sein.

Es ist von Vorteil, die benötigten Bauelemente aus alten, nicht brauchbaren Geräten auszubauen, um Kosten zu senken.

3.2 Laststromkreis

Der Laststromkreis ist das Netzwerk, das die großen Ströme treibt. Hier wird die benötigte Energie für einen hohen Stromimpuls in einem Energiespeicher gespeichert. Anschließend wird die gespeicherte Energie über eine uni- und bipolarfähige Schaltung an den Magneten weitergegeben. Hier erfolgt zudem die Strommessung.



Abbildung 3.1: Blockschaltbild des Laststromkreises

3.2.1 Spannungsquelle

Um genügend Energie in einem Energiespeicher zu bekommen, braucht es einer Spannungsquelle. Die Firma „Delta Elektronika“ wird oft am DESY als solch eine Quelle benutzt. In diesem Aufbau wird die „Power Supply SM 300 - 20“ eingebaut. Sie verfügt über eine Drehstromspeisung und kann als Gleichspannungs- und Gleichstromquelle eingestellt werden. In diesem Aufbau wird sie als Gleichspannungsquelle benutzt. Wie der Name hergibt kann die Ausgangsspannung zwischen 0 V – 300 V und der Ausgangsstrom innerhalb 0 A – 20 A betragen. Durch eingebaute Strom- und Spannungsbegrenzung ist die Quelle gegen Überladungen und Kurzschlüsse geschützt. Sie kann für weitere Funktionen über eine RS232-Schnittstelle programmiert werden, welche für die Schaltung nicht gebraucht werden [7].

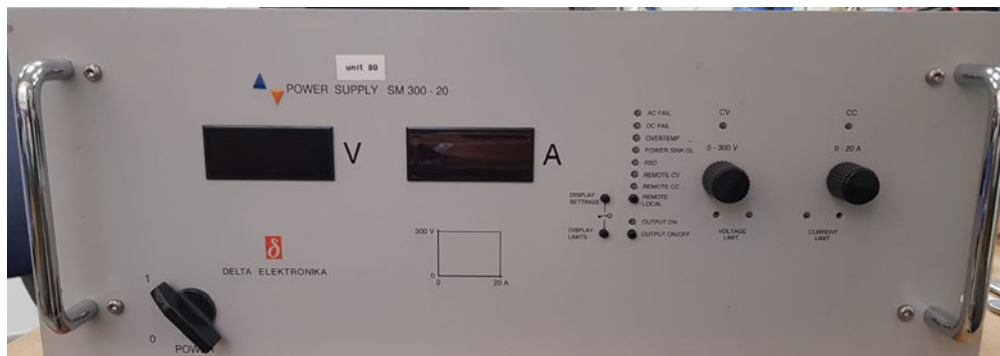


Abbildung 3.2: Spannungsquelle von Delta Elektronika

3.2.2 Kondensatorbank mit Entladewiderstand

Durch den Einsatz einer Spannungsquelle wird eine Kondensatorbank eingesetzt, um als Energiespeicher zu dienen. Diese wurde aus alten Transistor-Steller-Geräten ausgebaut. Es sind fünf polarisierte $4700\ \mu\text{F}$ Kondensatoren der Firma „Siemens“ parallel verschaltet. Sie bieten mit einer Nennspannung von $250\ \text{VDC}$ die Möglichkeit viel Energie zu speichern. Durch einen maximalen Strom von $37\ \text{A}$ kann die Spannungsquelle direkt angeschlossen werden. Per Gewindebolzen sind sie in einem Einschub befestigt [20]. Bei einer maximalen Eingangsspannung von $250\ \text{V}$ hat man folgende maximale Energie bei der Annahme, dass es sich um ideale Bauteile handelt, in der Bank gespeichert:

$$E_{e_{max}} = \frac{1}{2} \cdot 23,5\ \text{mF} \cdot 250\ \text{V}^2 \quad (3.1)$$

$$= \underline{734,375\ \text{J}} \quad (3.2)$$

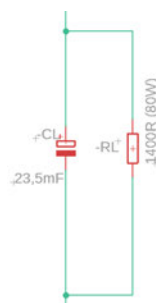


Abbildung 3.3: Kondensator mit Entladewiderstand

Falls es zu einer Energiespeicherung ohne Impulse kommt, wird die gespeicherte Energie über parallel geschaltete Widerstände verbraucht. In diesem Fall sind zwei $700\ \Omega$ ($40\ \text{W}$) Serienwiderstände parallel zur Kondensatorbank angebracht. Die Bank ist nach ca. 3 min zu mehr als 99% entladen.

$$5\tau = 5 \cdot 1400\ \Omega \cdot 23,5\ \text{mF} \quad (3.3)$$

$$5\tau = 1645\ \text{s} \approx \underline{2,74\ \text{min}} \quad (3.4)$$

3.2.3 MOSFETs als Schaltelemente

Insgesamt hat die Schaltung fünf Schaltelemente. Zum einen ist einer zwischen der Spannungsquelle und dem Energiespeicher zur Sicherheit der Quelle geschaltet. Die anderen vier dienen als H-Brücke für ein uni- und bipolares Verhalten.

Da es sich um hohe Ströme handelt und als Impuls eine schnelle Schaltzeit von Vorteil ist, wurden MOSFETs benutzt. Die eingebauten STE53NA50 MOSFETs sind von der Firma „STMicroelectronics“. Sie wurden ebenfalls aus alten Geräten entfernt um Kosten zu reduzieren. Der interne Aufbau aus dem Datenblatt zeigt, dass das Substrat an den Sourceanschluss angeschlossen ist. Bei H-Brücken müssen Freilaufdioden parallel zu den MOSFETs eingebaut sein, damit während der Ausschaltzeiten die Energie im Verbraucher weiterhin abgebaut werden kann. Hier sind Freilaufdioden schon intern vorhanden, wodurch es keiner externen gebraucht.

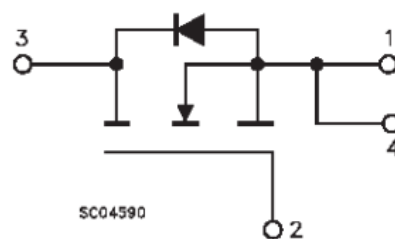


Abbildung 3.4: Interner Aufbau des MOSFETs [2]

Die maximale anzulegende Spannung U_{DS} beträgt $500\ \text{V}$. Durch die maximale Kondensatorenspannung von $250\ \text{V}$ ist man weit unter dem maximalen Wert. Mit einem geringen Drain-Source-Widerstand von $R_{DS} = 75\ \text{m}\Omega$ wird man wenige Verluste über diesen

erhalten. Die Ein- und Ausschaltzeiten $t_{\text{on}} = 57 \text{ ns}$ und $t_{\text{off}} = 105 \text{ ns}$ weisen kurze Verzögerungen auf. Durch einen maximalen Drainstrom von $I_{\text{D}} = 53 \text{ A}$ im Dauerstrombetrieb hat man hohe Stromimpulsmöglichkeiten. Im Falle einer Entladung des Verbrauchers im ausgeschalteten Zustand kann die Freilaufdiode 53 A fließen gelassen werden.

Anhand der Übertragungs-Kennlinie in Abbildung 3.5 lässt sich eine Schwellspannung von $U_{\text{th}} = 3 \text{ V}$ bestätigen. Zudem kann man an ihr das Verhältnis von angelegter Gate-Source-Spannung zum Drainstrom ablesen. Man erkennt, dass ab einer Spannung von $U_{\text{GS}} = 6 \text{ V}$ der Drainstrom nicht mehr sonderbar ansteigt. Die maximal angelegte Gate-Source-Spannung beträgt 30 V . Somit würde sich eine Spannung zwischen $6 \text{ V} - 30 \text{ V}$ anbieten, um maximalen Strom zu steuern.

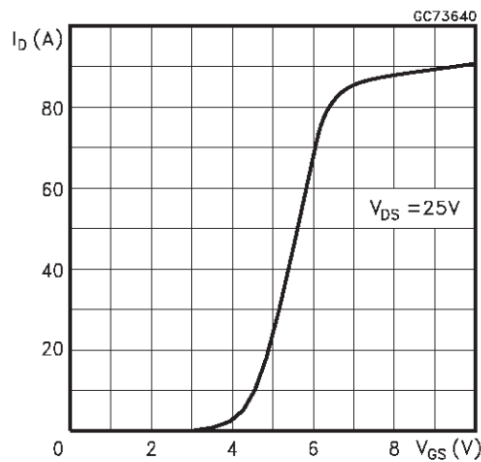


Abbildung 3.5: Übertragungs-Kennlinie des MOSFETs [2]

Mit einer Eingangskapazität von $C_{\text{iss}} = 13 \text{ nF}$ besitzt der E53NA50 MOSFET sehr kleine parasitäre Eigenschaften. Um das Oszillieren während des Ein- und Ausschaltmomentes zu vermeiden, sind Gatewiderstände von 27Ω eingebaut. Der Wert ist so niedrig, da zum Schalten die parasitären Kapazitäten umgeladen werden müssen. Liegt der Wert zu hoch, kann es zu längeren Schaltzeiten kommen.

Um größere Stromimpulse zu erhalten sind 10 E53NA50 MOSFETs parallel für eine Schalteinheit geschaltet. Hierdurch kann man das 10-fache an Strom schalten.. Dazu ist eine Gateschiene mit 10 Gatewiderständen befestigt. Über Schrauben werden sie anschließend zur Kühlung auf eine Metallplatte mit Wärmeleitpaste geschraubt. Die Sourceanschlüsse sind direkt mit der Platte verbunden und arbeiten als gemeinsamer Sourceanschluss. Eine Schiene an der die Drainanschlüsse verbunden sind, ist über der Platte

angebracht. Alle Leitungslängen der Drain- und Sourceanschlüsse sind gleichlang, damit es zu gleichen Schaltzeiten kommt. Außerdem verfügt die Platte über einen Wasseranschluss, um weitere Kühlmöglichkeiten zu bieten. Hierdurch wird der Wirkungsgrad der MOSFETs und Temperaturfestigkeit verstärkt.

3.2.4 Snubber

Eine RC-Snubberschaltung ist parallel zu den einzelnen Schaltelementen geschaltet, um das Störverhalten zu verbessern. In Schaltmomenten kann es zu störenden Hochfrequenzen und hohen Spannungsspitzen, besonders bei induktiven Lasten kommen, welche das Bauteil stören oder gar zerstören können.

Beim Öffnen entsteht ein hoher Spannungsanstieg, wodurch der Kondensator den temporären Stromfluss übernimmt und so den Spannungsanstieg verlangsamt. Der Widerstand begrenzt die hochfrequenten Schwingungen und den Ladestrom des Snubberkondensators bei der Schließung des Schalters.

Eine Snubberschaltung wird anhand der parasitären Eigenschaften des Schalters parametrisiert. Die ausgebauten Schaltelemente mit MOSFETs hatten die Snubberschaltung schon eingebaut und wurden somit nicht verändert. Eine Parallelschaltung von zwei $3,3\ \Omega$ Widerständen sind in einer Reihenschaltung mit drei $C = 0,33\ \mu\text{F}$ Kondensatoren verschaltet. Die Kondensatoren haben eine Spannungsfestigkeit von 400 V und reichen somit aus.

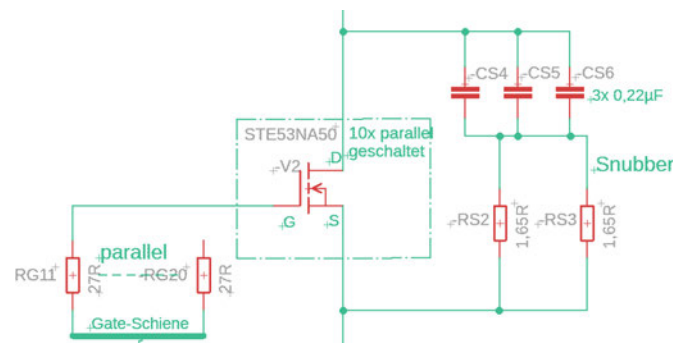


Abbildung 3.6: Schaltelement mit MOSFETs und Snubber

3.2.5 Strommessung

Um den Ausgangsstrom der Schaltung zu messen, werden Direct Current to Current Transformer (DCCT)-Kerne benutzt. Dieses Verfahren ist eine gängige Strommessung bei Magneten am DESY. Ein DCCT-Kern besteht aus einer Ringspule und einer Kupferschiene. Wenn der Ausgangsstrom durch die Schiene fließt, wird durch das auftretende Magnetfeld um diese Spannung in der Spule induziert. Dieses Signal wird anschließend durch einen mehrpoligen Stecker an eine Präzisions Strom Transformer (PCT)-Einheit weitergeleitet. Hier wird das Signal gefiltert und ausgewertet. Über eine Lemosteckverbindung kann man anschließend das Signal im Bereich von $0\text{ V} - 10\text{ V}$ messen. Der DCCT-Kern und die PCT-Einheit müssen miteinander abgestimmt werden und können auch nur dann zusammen eingesetzt werden. Es darf somit nicht zum Einsatz von zwei nicht zueinander eingestellten Einheiten kommen. Die Einheiten gibt es in mehreren Stromvariationen.

In dieser Strommessung ist die 420 A Variante eingesetzt. Somit würde es bei einem Ausgangsstrom von 420 A zu einem Messsignal von 10 V kommen. In späteren Ausgangstrommessungen kann man ihn somit mit der gemessenen DCCT-Spannung wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned}\frac{I_A}{420\text{ A}} &= \frac{U_{mess}}{10\text{ V}} \\ I_A &= \frac{U_{mess}}{10\text{ V}} \cdot 420\text{ A}\end{aligned}\tag{3.5}$$

3.2.6 Testmagnet

In diesen Messungen und Tests wird der Quadropol „TQG“ eingesetzt. Er wird als Beschleunigermagnet im Free-electron LASer in Hamburg (FLASH) benutzt. Auch wenn keine genaue Induktivität feststeht wird davon ausgegangen, dass diese sehr klein ist. Dadurch ist gewiss, dass ein großer Stromimpuls in kurzer Zeit bei einer kleinen Energiespeicherung ermöglicht wird. Der Magnet hat durch seine Kupferwicklung nicht nur eine Induktivität, sondern auch einen Widerstand. Für eine genaue Bestimmung der Induktivität und dessen Widerstandes wird später in der Validierung ein Sprung auf den Magneten gegeben. Er hat einen Nennstrom von 95 A . Es ist davon auszugehen, dass der Magnet beim doppelten Nennstrom in Sättigung gelangt.

3.3 Steuerstromkreis

Der Steuerstromkreis steuert den Laststromkreis, gibt dem Benutzer Möglichkeiten schnelle Programmveränderungen vorzunehmen und stellt die Bedienung dar. Dabei wird ein Controller mit einer Programmierung als Steereinheit dienen, um die jeweiligen Schaltelemente ein- und auszuschalten. Spannungsversorgungen sind eingebaut um die nötigen Spannungen bereitzustellen. Hier sind Netzeinspeisungen vorhanden, wodurch die Gehäuse und alles was leitend ist mit der Erde über einen PE-Anschluss verbunden sind. Die Distributionsplatine soll die Verdrahtung erleichtern und leitet über störsichere Leitungen die Signale an die Treiberkarten weiter. Diese treiben die Steuersignale an die MOSFET-Schalter.

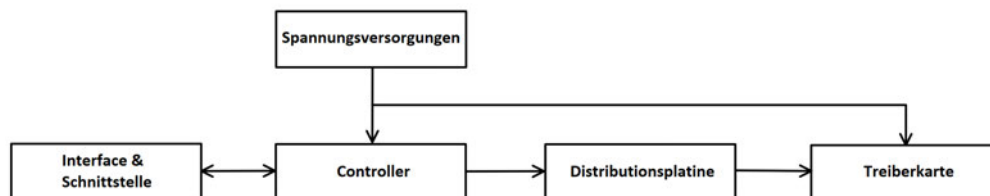


Abbildung 3.7: Blockschaltbild des Steuerstromkreises

3.3.1 Spannungsversorgungen

In dieser Schaltung sind insgesamt sechs Schaltnetzteile der Firma „Traco Power“ eingebaut, da diese am DESY oft eingesetzt werden. Es sind fünf TMP 15105C ($\pm 5\text{ V}/3\text{ A}$) und ein TMM 24212 ($12\text{ V}/1\text{ A}$) [17][16]. Sie wurden wegen ihrer niedrigen Störimpfindlichkeit und einfachen Schraubterminal eingesetzt. Durch die AC/DC-Wandlung bekommen alle Netzteile einen Netzanschluss.

Jede Treiberkarte bekommt ihre eigene 5 V Spannungsversorgung, sodass jede Einheit separat aufgeteilt ist und Fehlerursachen schneller gefunden werden können. Außerdem können mit dieser Überauslegung spätere Erweiterungen leichter nachvollzogen werden. Jedoch hat ein 5 V Netzteil auch das Steuersignal am Ausgang. Das 12 V Schaltnetzteil dient als Versorgung des Controllers. Somit hat das eine 5 V und das 12 V Netzteil flinke Feinsicherungen, damit es nicht zu Spannungseinbrüchen der Treiberkarte kommt und der Controller als Zentraleinheit eine gewisse Sicherheit erhält.

3.3.2 Interface und Schnittstelle

Um die Schalter zu steuern, muss man die Schaltung von außen bedienen können. Da es sich vorerst um einen Versuchsaufbau handelt, soll die Bedienung simpel gestaltet sein. Zum einen hat der Benutzer deshalb eine Status-LED um ihm anzuzeigen, wann der nächste Impuls getriggert werden kann. Ein Tastschalter dient als Impulstrigger und die programmierten Signalzeiten können ebenfalls auf der Frontplatte über Telefonbuchsen gemessen werden. Damit eine Umprogrammierung erleichtert ist, ist ebenfalls eine Schnittstelle in der Front eingebaut. Für einen leichten Austausch der Feinsicherungen wurden diese ebenfalls hier verbaut.

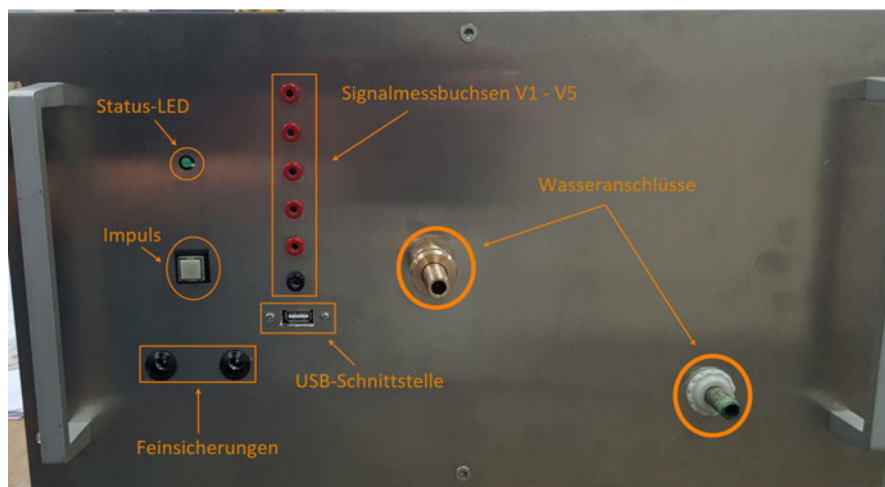


Abbildung 3.8: Frontplatte mit Interface und Wasseranschlüssen

3.3.3 Controller und Interfaceverbindung

In diesem Aufbau wurde das Board „Arduino Uno Rev 3“ benutzt. Dieser beinhaltet den Mikrocontroller „ATmega328P“ und hat eine Taktzeit von 16 MHz [19]. Da im Erstaufbau nur die Ein- und Ausgänge geschaltet werden, gebraucht es keiner hohen Rechenleistung. Somit ist die niedrige Taktfrequenz ausreichend. Mit einer Eingangsspannung von 12 V liegt sie auch im empfohlenen Bereich.

Er besitzt 14 I/O-Pins, von denen 6 als PWM-Ausgänge benutzt werden können. Alle Ausgänge geben 5 V aus und können maximal 5 V als Eingang bekommen. Dabei beträgt der maximal Ein- und Ausgangsstrom eines I/O-Pins 40 mA. Von den Anforderungen her ist gegeben, dass ein Eingang als Impulsschalter besetzt ist und ein Ausgang für

die Status-LED. Somit bleiben noch 12 I/O-Pins übrig, um als Steuersignale für die Schalter zu arbeiten. Mit fünf Schaltern müssten somit fünf weitere Ausgänge belegt werden, wobei es von Vorteil ist zwei zueinander negierte Ausgänge für einen Schalter zu benutzen. Hierdurch garantiert man ein richtiges Ausschaltverhalten, ohne in Gefahr zu gelangen einen undefinierten Zustand des Schalters zu haben. Ein Ausgang für zum Beispiel -V1 hat einen Ausgang zu Einschalten und einen anderen zum Ausschalten. Sobald einer von ihnen gesetzt ist, ist der andere aus. Die folgende Tabelle gibt einen Überblick für alle digitalen I/O-Pins.

Tabelle 3.1: Übersicht der I/O-Pinbelegung

Pinnummer	Ein- oder Ausgang	Funktion
2	Ausgang	Einschaltsignal -V1
3	Ausgang	Ausschaltsignal -V1
4	Ausgang	Einschaltsignal -V2
5	Ausgang	Ausschaltsignal -V2
6	Ausgang	Einschaltsignal -V3
7	Ausgang	Ausschaltsignal -V3
8	Ausgang	Einschaltsignal -V4
9	Ausgang	Ausschaltsignal -V4
10	Ausgang	Einschaltsignal -V5
11	Ausgang	Ausschaltsignal -V5
12	Ausgang	Status-LED
13	Eingang	Impulssignal

Mit den 11 Ausgängen und dem einen Eingang langen somit die I/O-Pins vom Arduino aus.

Ein weiterer Grund ist, dass das eingesetzte Programm nicht sehr komplex sein wird. Die einfache Programmierung des Arduinos ist somit von großem Vorteil, da Programmfehler teilweise zeitaufwändig sind. Ein Board, welches nicht teuer ist und auch oft zu Hause benutzt wird, hat reichliche Foren und Suchbeiträge. Hierdurch ist das Anlernen eines dritten sehr einfach gestaltet. Der Speicher von 32KB reicht für kleine Programme aus [19]. Als Software wurde die „The Arduino Integrated Development Environment“ benutzt, da es kostenfrei online angeboten wird. Die Benutzung dieser Software ist zudem sehr einfach gestaltet.

Die Ein- und Ausgangsleisten des Arduinos sind sehr klein und leicht zerbrechlich. Um das Board zu schützen und die Leitungsverbindungen klar anklemmen zu können, wird ein extra „Protoshield mit Schraubklemmen“ als Adapter dienen [1]. Hierbei werden jeweils

alle Pins als Klemme verlängert, welches das Verdrahten leichter macht. Außerdem hat man in der Mitte des Adapters eine Möglichkeit kleine Schaltungen aufzubauen. Hier wurde das Lochraster benutzt, um den Vorwiderstand der Status-LED und den Pull-Down-Widerstand des Impulsschalters zu verbinden. Ist kein Pull-Down-Widerstand verbunden kann es zu einem zufälligen Impulssignal führen. Diese Widerstände werden mit $10\text{ k}\Omega$ ausgelegt gegen Masse geschaltet. Die benutzte Status-LED der Firma „Kingbright“ benötigt 20 mA und hat eine Vorwärtsspannung von $2,2\text{ V}$ [12]. Mit einer Ausgangsspannung von 5 V ergibt sich folgender Vorwiderstand.

$$\begin{aligned} R_{LED} &= \frac{5\text{ V} - 2,2\text{ V}}{20\text{ mA}} \\ R_{LED} &= \underline{140\ \Omega} \end{aligned} \tag{3.6}$$

Ein Vorwiderstand von $150\ \Omega$ ist auf dem Adapter verbaut, welches für die LED ausreicht.

3.3.4 Programmierungsablauf

Um eine Übersicht vom gesamten Programm zu erhalten, ist in Abbildung 3.9 der Programmablaufplan abgebildet. Bevor das Programm gestartet werden kann, muss man zwei Voreinstellungen festlegen. Zum einen muss man in der for-Schleife die Anzahl der Impulse angeben. Im Ablaufplan wird dies durch „n“ repräsentiert. Zum anderen wird der negative Impulsanteil im Programm auskommentiert, um unipolar zu schalten. Beim Kompilieren des Sketches kommt es zu maximal $1,446\text{ KB}$ und somit weit unter den verfügbaren 32 KB . Bei allen MOSFET-Schaltvorgängen wird der zugeteilte negierte Ausgang entweder gesetzt oder ausgeschaltet. Zuerst wird immer ausgeschaltet, damit nicht beide Ausgänge auf High gesetzt sind.

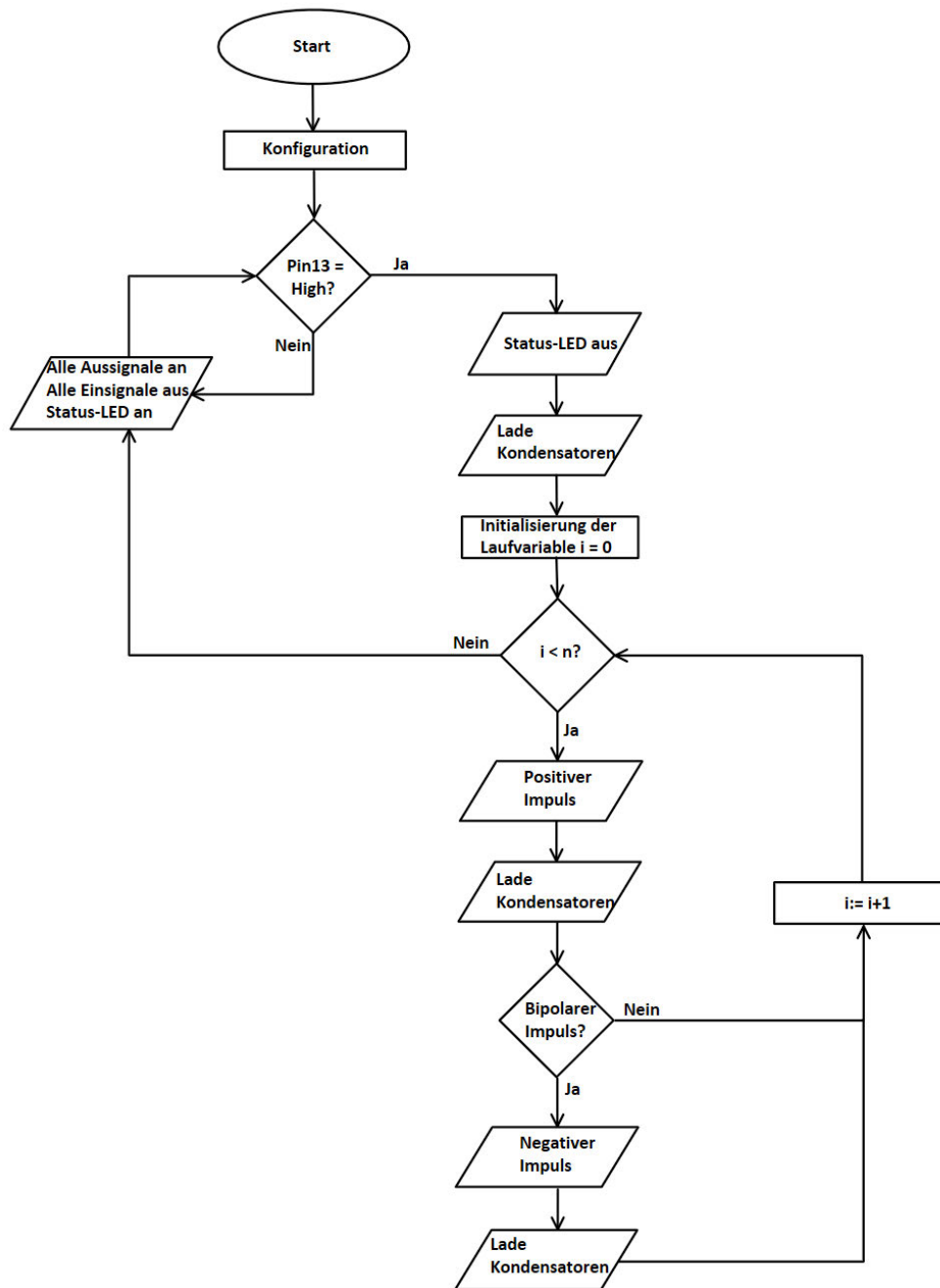


Abbildung 3.9: Programmablaufplan

Bevor das Programm beginnt, werden die Ein- und Ausgänge vorerst konfiguriert. Mit der gegebenen Pinbelegung sieht der Konfigurationsaufruf „Void-Setup“ folgendermaßen aus:

```
void setup()
{
  // put your setup code here, to run once:

  // Inputs
  pinMode(13, INPUT); // sets the digital pin 2 as input (Impulse-Button)

  // Outputs
  pinMode(2, OUTPUT); // sets the digital pin 3 as output (-V1)
  pinMode(3, OUTPUT); // sets the digital pin 3 as output (NOT -V1)
  pinMode(4, OUTPUT); // sets the digital pin 5 as output (-V2)
  pinMode(5, OUTPUT); // sets the digital pin 5 as output (NOT -V2)
  pinMode(6, OUTPUT); // sets the digital pin 6 as output (-V3)
  pinMode(7, OUTPUT); // sets the digital pin 6 as output (NOT -V3)
  pinMode(8, OUTPUT); // sets the digital pin 9 as output (-V4)
  pinMode(9, OUTPUT); // sets the digital pin 9 as output (NOT -V4)
  pinMode(10, OUTPUT); // sets the digital pin 10 as output (-V5)
  pinMode(11, OUTPUT); // sets the digital pin 10 as output (NOT -V5)
  pinMode(12, OUTPUT); // sets the digital pin 12 as output (READY-LED)
}
```

Abbildung 3.10: Konfigurationsfunktion

Mit dem Aufruf `pinMode` sind die benötigten Pins entweder als Eingang (Input) oder als Ausgang (Output) definiert. Nach der Konfiguration fängt dauerhaft und wiederholend die Hauptfunktion an. Per `if`-Anfrage wird der Impulstaster konstant abgefragt. Solange dieser nicht gedrückt wird und kein High am Pin 13 ankommt, werden alle Ausschaltssignale auf High und alle Einschaltssignale auf Low gesetzt. Außerdem soll die Status-LED leuchten, um den Benutzer zu informieren, dass die Anlage bereit ist.

```
else
{
  digitalWrite(2, LOW); // Else turn off -V1
  digitalWrite(3, HIGH); // Else turn on NOT -V1
  digitalWrite(4, LOW); // Else turn off -V2
  digitalWrite(5, HIGH); // Else turn on NOT -V2
  digitalWrite(6, LOW); // Else turn off -V3
  digitalWrite(7, HIGH); // Else turn on NOT -V3
  digitalWrite(8, LOW); // Else turn off -V4
  digitalWrite(9, HIGH); // Else turn on NOT -V4
  digitalWrite(10, LOW); // Else turn off -V5
  digitalWrite(11, HIGH); // Else turn on NOT -V5
  digitalWrite(12, HIGH); // Else turn on READY-LED
}
```

Abbildung 3.11: Zustand bei nicht gedrücktem Impulstaster

Sobald der Taster gedrückt ist, geht zuerst die Status-LED aus. Ab diesem Moment ist davon auszugehen, dass hohe Spannungen und Ströme fließen können. Danach wird die Kondensatorbank über -V1 geladen. Mit der `delay()`-Funktion kann man in ms-Schritten die Aufladezeit einstellen. Diese Zeit ist sehr gering, da zwischen der Quelle und den Kondensatoren keine Spule zur Stromminderung eingesetzt wurde. Somit wäre im Idealfall die Spannung sofort am Kondensator. Da jedoch ein MOSFET-Schalter zwischen geschaltet wurde und der Kondensator nicht ideal ist, muss die Einschaltzeit eine gewisse Zeit an bleiben. Anschließend wird -V1 wieder geschlossen, zum Schutz der Quelle. Eine weitere `delay()`-Funktion dient einer höheren Sicherheit, um ungewollte Kurzschlüsse zu vermeiden. Auch hier soll die Zeit nicht zu lange sein, da sonst über den Parallelwiderständen zu viel Energie vor dem Impuls verbraucht wird.

```
if (digitalRead(13) == HIGH) // If Impulse-Button is pushed
{
    digitalWrite(12, LOW); // Turn off READY-LED

    // Initial Loading Capacitors
    digitalWrite(3, LOW); // Turn off NOT -V1
    digitalWrite(2, HIGH); // Turn on -V1
    delay(200); // Capacitor Loading Time #1
    digitalWrite(2, LOW); // Turn off -V1
    digitalWrite(3, HIGH); // Turn on NOT -V1
    delay(200); // Delay between switches
```

Abbildung 3.12: Status-LED aus und erste Energiespeicherung

Anschließend wird die Laufvariable `i` in einer `for()`-Schleife initialisiert und auf 0 gesetzt. An diesem Punkt muss die gewünschte Impulsanzahl angegeben werden. Nach jedem Durchlauf der Schleife wird die Laufvariable um 1 inkrementiert. Zuerst kommt es zum positiven Impuls. Hier werden -V2 und -V5 eingeschaltet. Der Delay wird auf die Zeit eingestellt, welche benötigt wird damit der Impuls maximal ist. Anschließend werden sie wieder ausgeschaltet und die nächste Verzögerung sorgt für Kurzschlussicherheit zwischen den Schaltelementen. Als nächstes wird die Kondensatorbank für den nächsten Impuls wieder aufgeladen. Die Kondensatorladezeit ist jetzt auf 20 ms verkürzt. Von hier an kann man entweder den negativen Impuls (-V3 und -V4) für ein unipolares Verhalten auskommentieren oder die Schaltung arbeitet im bipolaren Betrieb. Der „negative“ Programmabschnitt verläuft identisch zu dem positiven, um die gleiche Pulsgröße zu erreichen.

```
for (int i = 0; i < 1; i++)
{
    // Positive Impulse
    digitalWrite(5, LOW);
    digitalWrite(11, LOW); // Turn off NOT -V2 and NOT -V5
    digitalWrite(4, HIGH);
    digitalWrite(10, HIGH); // Turn on -V2 and -V5
    delay(3); //Impulse-Time
    digitalWrite(4, LOW);
    digitalWrite(10, LOW); // Turn off -V2 and -V5
    digitalWrite(5, HIGH);
    digitalWrite(11, HIGH); // Turn on NOT -V2 and NOT -V5
    delay(20); // Delay between switches
}
```

Abbildung 3.13: Positiver Impuls mit Zeiteinstellung

3.3.5 Treiberkarten

Da das 5 V Signal des Arduinos nicht ausreicht um hohe Ströme zu schalten, ist eine Treiberkarte zwischen dem Steuersignal des Arduinos und des MOSFET-Schalters geschaltet. Diese Treiberkarte muss erstens die Spannung erhöhen und zweitens eine sichere korrekte Schaltweise aufweisen. Zudem muss sie hohe Spannungen vertragen können, da das Potential zwischen Gate und Source sehr hoch sein kann. Mit fünf verschiedenen MOSFET-Schaltern müssen sie auch galvanisch getrennt werden.

Die Schaltung erhöht beim Einschaltsignal die Spannung auf 12 V. Dafür sorgt ein DC/DC-Wandler (Gleichspannungswandler) der Firma „Traco-Power“. Mit dem TMH 0512D bekommt man bei einem Eingang von 5 V eine ± 12 V Ausgangsspannung mit max. 80 mA Ausgangsstrom [18]. Da die MOSFETs spannungsgesteuert sind, gebraucht es keiner hohen Ströme. Er hat eine Isolationsspannung von 1000 VDC, was mehr als genug ist und bei hohen Spannungen nicht kaputt geht.

In der Magnettstehalle werden viele magnetische Felder erzeugt. Diese können eine Spannung induzieren und das Signal verfälschen. Deshalb wird bei der Weiterführung der Signalleitungen in einen anderen Einschub eine abgeschirmte Leitung benutzt. Hierbei ist ein Außenleiter (Schirm) in der Leitung, welcher die Störsignale abfängt. Die Störsignale sind an die Gehäuse angeschlossen und werden über den Schutzleiter abgeleitet. Mit unseren Schaltzeiten ist man nicht im hochfrequenten Bereich, jedoch hilft es für einfache Erweiterungsaufgaben 50Ω Widerstände an den Enden dieser Leitungen einzubauen, um

Reflexionen zu verhindern. Diese Leitungen sind nicht direkt an den Arduino verbunden. Eine Distributionsplatine ist mit zwei Schraubklemmenreihen und zehn $50\ \Omega$ Widerständen verbaut, um mit einer einfachen Verdrahtung zu helfen.

Als galvanische Trennung ist der HCPL-3120 von „Hewlett Packard“ eingebaut. Es ist ein Optokoppler der für MOSFET-Treiber geeignet ist. Er benötigt nur einen kleinen Versorgungsstrom von $5\ \text{mA}$, eine Versorgungsspannung von $0\ \text{V} - 30\ \text{V}$, kleine maximal Schaltzeiten von $500\ \text{ns}$ und eine maximale Isolationsspannung von $630\ \text{V}$ [14]. In Abbildung 3.14 sind der innere Aufbau und die Pinbelegung zu sehen

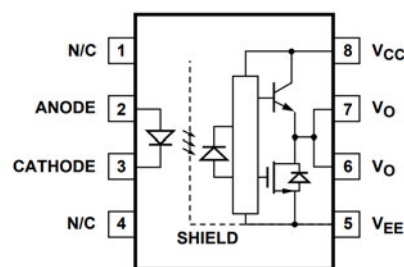


Abbildung 3.14: Innerer Aufbau des Optokopplers

An V_{CC} werden die $+12\ \text{V}$ angelegt und an V_{EE} die $-12\ \text{V}$. Bei einem High-Signal an Pin 2 ist der Ausgang V_0 mit den $12\ \text{V}$ verbunden und bei Low-Signal mit $-12\ \text{V}$. Hierdurch bekommt der MOSFET nun $\pm 12\ \text{V}$. Es wird auf $0\ \text{V}$ verzichtet, da bei Störungen das Spannungssignal höher oder niedriger sein kann und somit ein sicheres definiertes Ausschalten vorhanden ist.

Um eine zweifache Sicherheit zu haben, wurde das Schaltsignal auch negiert ausgegeben. Dieses Signal ist an Pin 3 angeschlossen. Eine Schaltodiode 1N4148 ist mit ihrer Anode an Pin 3 und der Kathode an Pin 2 angeschlossen. Sie hat mit $8\ \text{ns}$ eine sehr schnelle Schaltzeit [21]. Wenn nun ein High-Signal auf den negierten Ausgang des Arduinos kommt ist das IC-Baustein ignoriert.

An allen Ein- und Ausgängen von ICs oder DC/DC Wandler sind Bypass-Kondensatoren eingesetzt. Diese leiten die störenden Wechselstromanteile bei Gleichspannungen zur Masse weg [4]. Der Bereich solcher Kondensatoren sind meistens zwischen $10\ \text{nF} - 100\ \text{nF}$. Hier sind $10\ \text{nF}$ Kondensatoren verbaut.

Für eine leichte Verdrahtung und möglichen Veränderungen wurden Schraubklemmen benutzt, um die Signale anzuklemmen.

Beim Planen dieser Schaltung wurden zwei Anforderungen bestimmt. Erstens sollen die Bypass-Kondensatoren in der Leiterbahn ohne Winkel kommen, damit der Bypass-Effekt am besten funktioniert. Würden diese in eine Ecke positioniert werden, kann der Wechselanteil zum Beispiel schon am IC sein bevor der Kondensator diese kompensieren kann. Und als Zweites sollte man einen gewissen Abstand zwischen Leiterbahnen bei hohen Spannungspotentialen haben. Hier wurde ein Kriechabstand von 4 mm gewählt. Mit diesen Bedingungen wurde folgendes Layout gezeichnet.

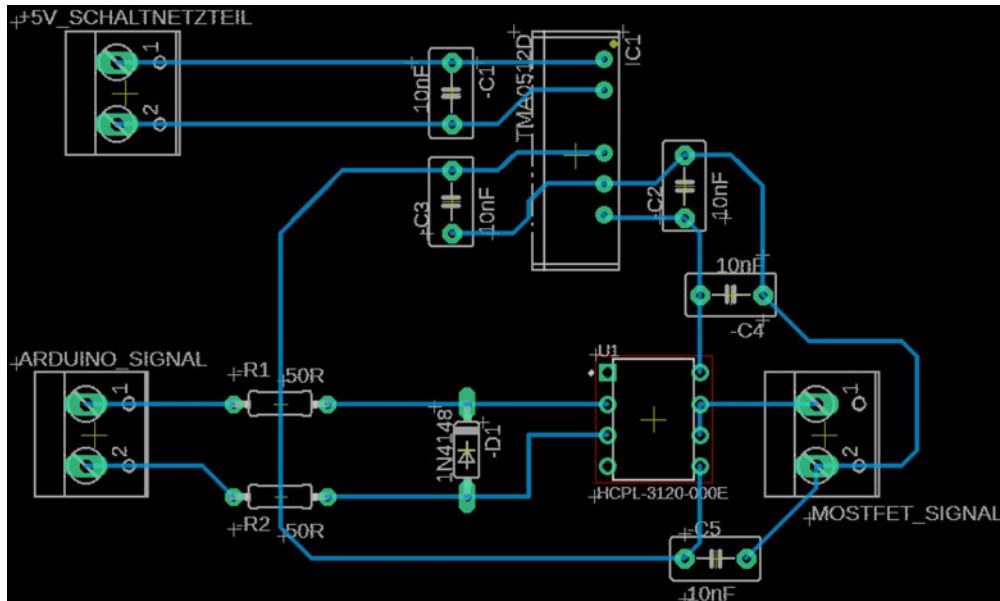


Abbildung 3.15: Layout einer Treiberkarte

3.4 Inbetriebnahme

Bevor der Stromimpuls gemessen werden kann, wird sichergestellt, ob die Schaltung den Anforderungen entsprechend arbeitet. Erst dann ist ein sicheres Schaltungsformat sichergestellt und hohe Impulse können gefahren werden. Dafür wird der Inbetriebnahmemaßbau genauer erklärt. Anschließend sind die Schaltzustände mit Stromlaufplänen dargestellt und mit zugehörigen Oszilloskopmessungen verifiziert. Die roten Pfeile geben den Strom während der Schließung an. Wenn blaue Pfeile auftauchen, wird der Strom durch die Magnetinduktivität weiter getrieben und fließt über die Freilaufdioden ab. Zunächst wird der Aufbau in die Magnettesthalle verlegt. Alles wird in einen Einschubschrank am Magnetteststand 1 (Ost) eingebaut. Oben ist die eine Hälfte der H-Brücke

(-V2 & -V3) mit ihren Treiberkarten und Schaltnetzteilen verbaut. Anschließend kommt die zugehörige PCT-Einheit. Als nächstes kommt der Einschub mit der Kondensatorbank, MOSFET-Schalter -V1 und der Steuerelektronik. Danach kommt die PCT-Einheit für den zweiten Ausgang und unter ihr die zweite H-Brückenhälfte (-V4 & -V5). Zum Schluss ist die Spannungsquelle eingebaut. Alle Wasseranschlüsse werden in Reihe an den Vor- und Rücklauf angeschlossen. Zudem wird der vorhandene Schutzleiter durch alle Einschübe verdrahtet.

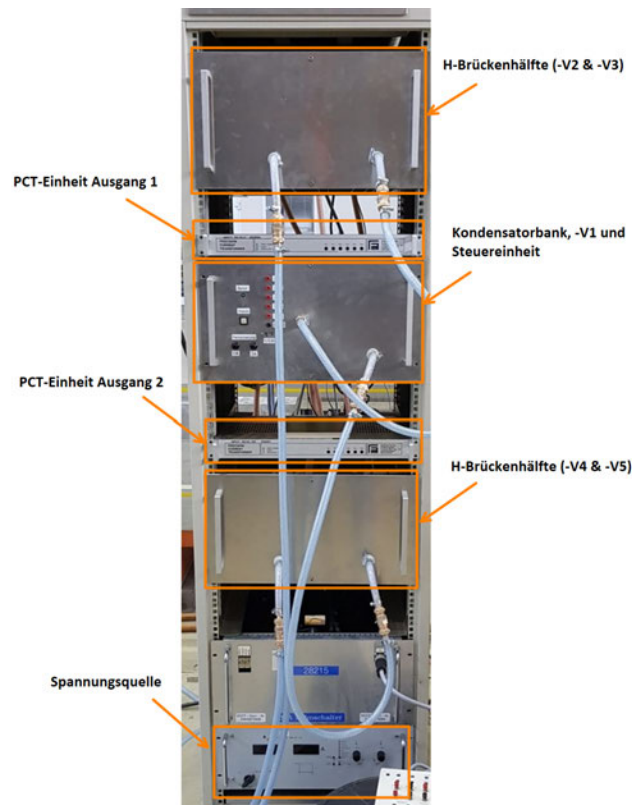


Abbildung 3.16: Inbetriebnahmeaufbau am Teststand 1 (Ost)

Da im Programmablaufplan (Abbildung 3.9) der Schaltungsverlauf angegeben ist, wird hier eine Übersicht der zu schaltenden Elemente gegeben.

Tabelle 3.2: Übersicht der Zustände und ihrer Schaltelemente

Funktion	MOSFET-Schalter
Lade Kondensatorbank	-V1
Positiver Impuls	-V2 & -V5
Negativer Impuls	-V3 & -V4

Alle Messungen wurden mit dem „Gen3i“ Datenrekorder durchgeführt. Mit ihm können alle Messaufgaben gleichzeitig vorgenommen werden. Er hat USB-Ports und Anschlussmöglichkeiten zum Internet, wodurch der Transfer dieser Daten erleichtert wird. Insgesamt werden neun von den 96 verfügbaren, analogen Eingängen benutzt [10]. Die Kanaluweisung ist in der Tabelle 3.3 festgehalten. Alle Messungen wurden mit 200 kSps ausgeführt, um die höchste Auflösung zu erhalten.

Tabelle 3.3: Übersicht der Kanaluweisung

Kanal	Messung
Channel 1	Signal des Impulstasters
Channel 2	-V1
Channel 3	Spannung der Kondensatorbank
Channel 4	-V2
Channel 5	-V3
Channel 6	-V4
Channel 7	-V5
Channel 8	Positive Strommessung
Channel 9	Negative Strommessung

Der erste Schaltzustand wird durch das Drücken des Impulstasters getriggert. In diesem soll die Kondensatorbank geladen werden. Somit müssen alle MOSFET-Schalter außer -V1 geöffnet sein. Die erste Ladezeit muss laut Programmierung 200 ms andauern.

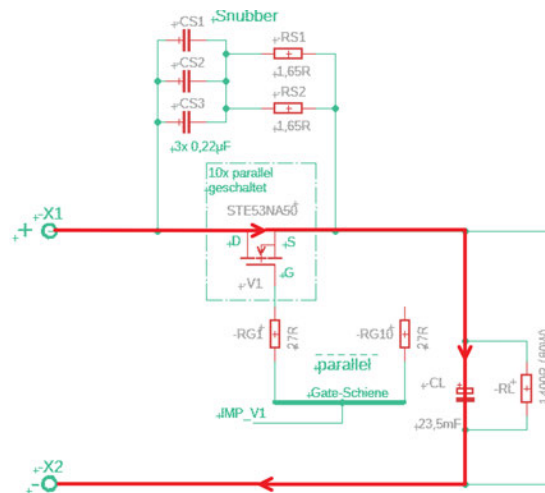


Abbildung 3.17: Stromlaufplan während der Kondensatorladung

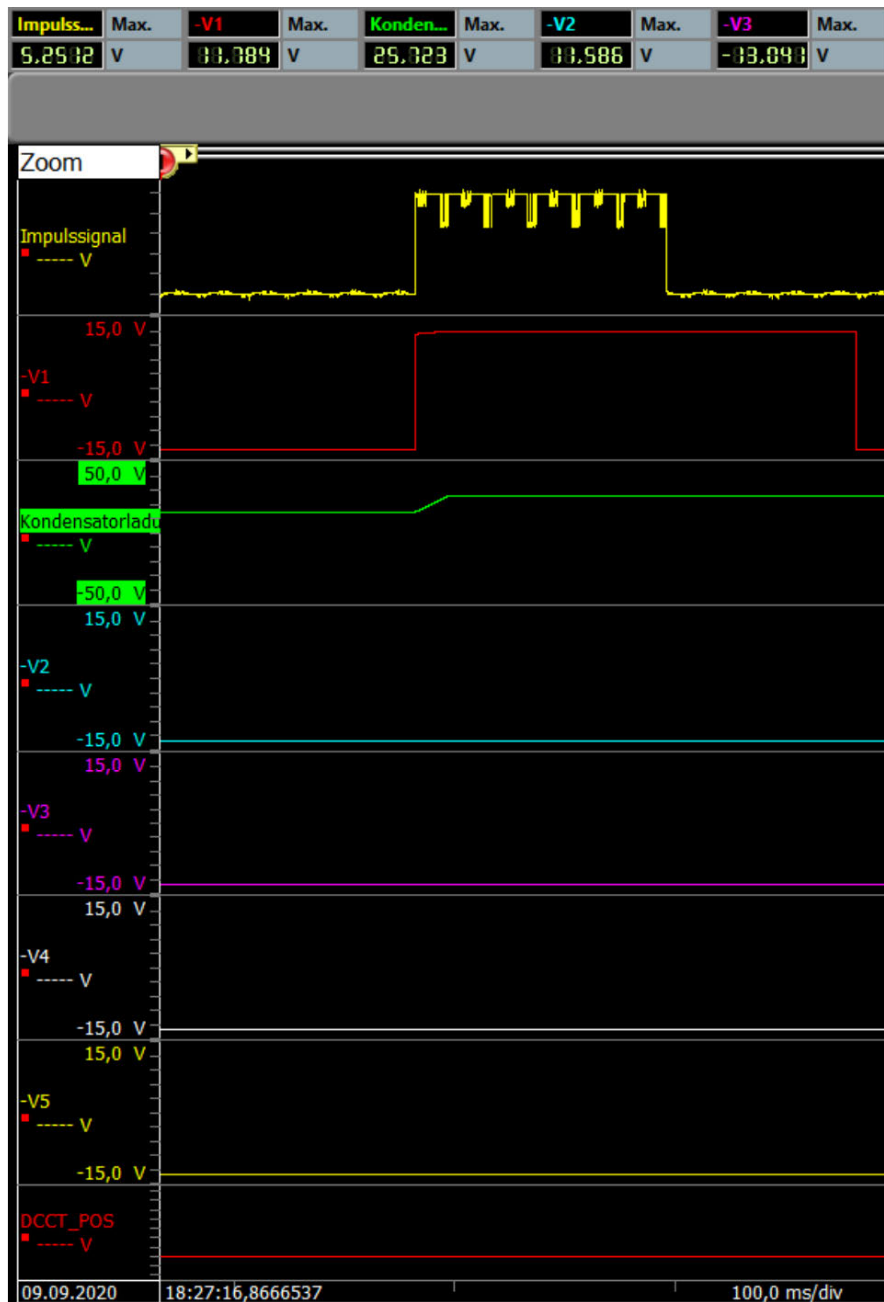


Abbildung 3.18: Initialisierungsladung der Kondensatorbank

Die Abbildung 3.18 zeigt das korrekte Verhalten dieses Vorganges. Bei einem Impulssignal wird der MOSFET-Schalter -V1 geschlossen und lädt die Kondensatorbank auf. In dieser Messung wird die Kondensatorbank auf 25 V aufgeladen. Alle anderen MOSFET-Schalter

sind geöffnet.

Nun wird -V1 (rot) geöffnet und der Delay() von 200 ms zwischen der Kondensatorladung (grün) und des ersten Impulses setzt ein. Während dieser kurzen Zeit entlädt sich der Kondensator über den Widerstand bis zu 24,57 V, wie in Abbildung 3.19 zu sehen.

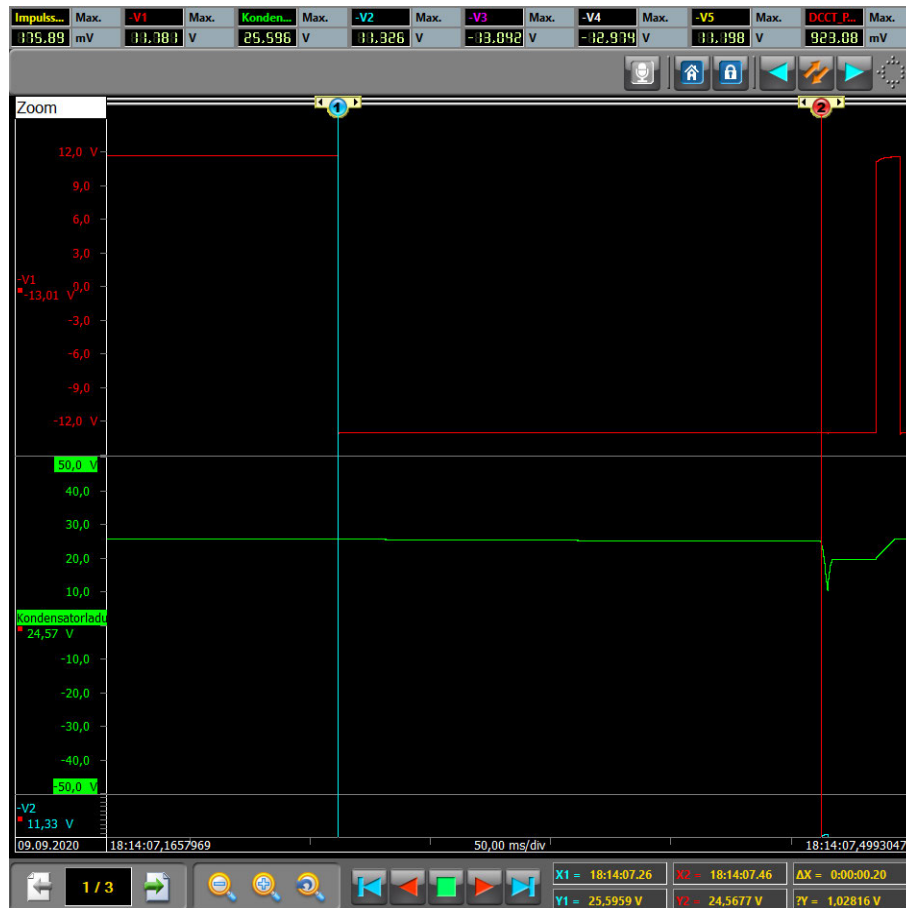


Abbildung 3.19: Teilentladung des Kondensators über dem Lastwiderstand

Als nächstes kommt der positive Stromimpuls. Hier müssen laut Programm die MOSFET-Schalter -V2 (blau) und -V5 (gelb) für 3 ms geschlossen sein. Das Schalten erfolgt zur selben Zeit (Abbildung 3.22) und bringt einen Einbruch der Kondensatorspannung (Abbildung 3.21) durch den Energieaustausch mit sich. Durch die Induktivität des Magneten, wird der Strom aufrechterhalten. Dieser Strom muss somit weiterhin fließen, damit keine Restenergie im Magneten verbleibt. Die eingebauten Freilaufdiode der MOSFET-Schalter lassen diesen Strom fließen. Anhand des Stromflussdiagramms, ist zu erkennen,

dass sich dadurch der Kondensator wieder auflädt (ca. 19,62 V). Die fehlende Spannung ist der Verlustenergie zuzuschreiben.

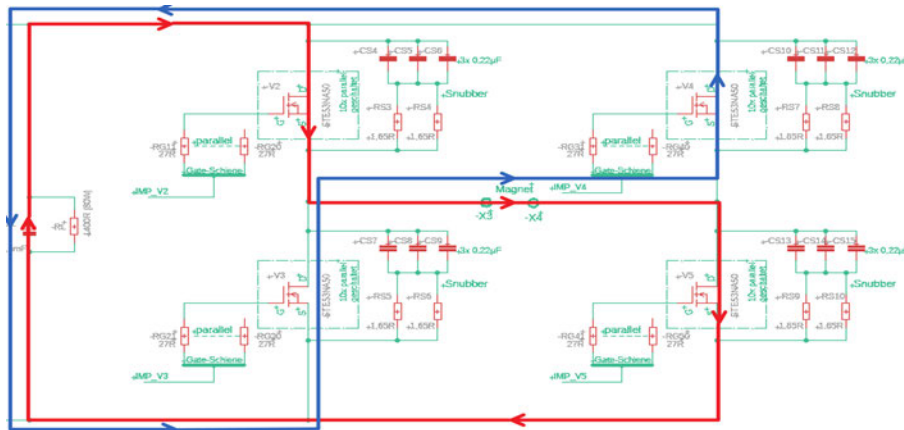


Abbildung 3.20: Stromlaufplan beim positiven Impuls

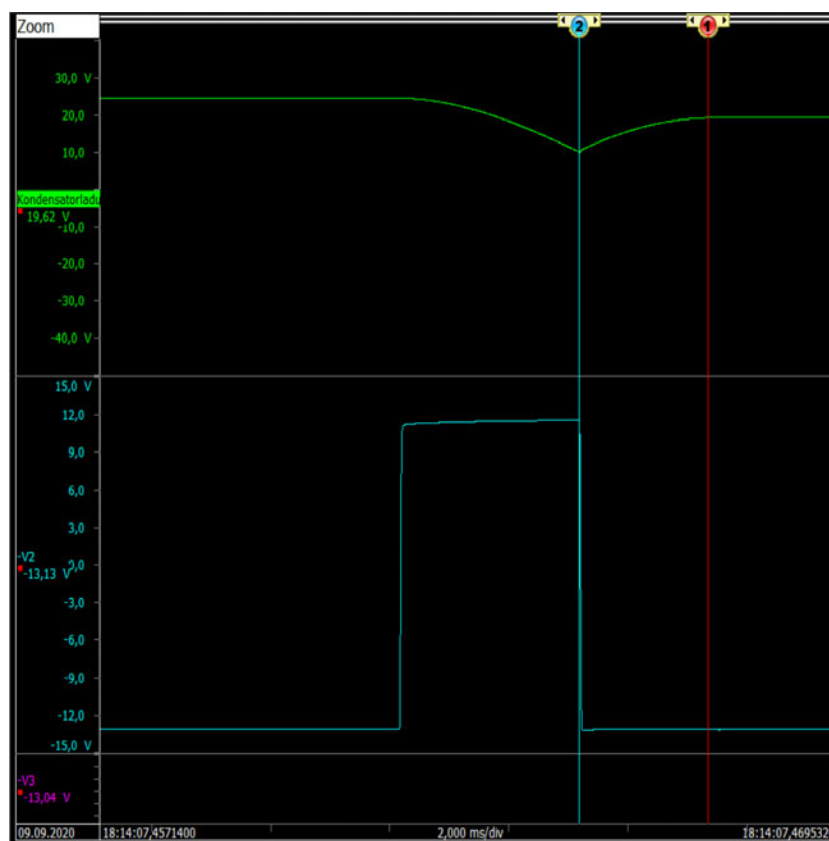


Abbildung 3.21: Kondensatorspannung während des Impulses

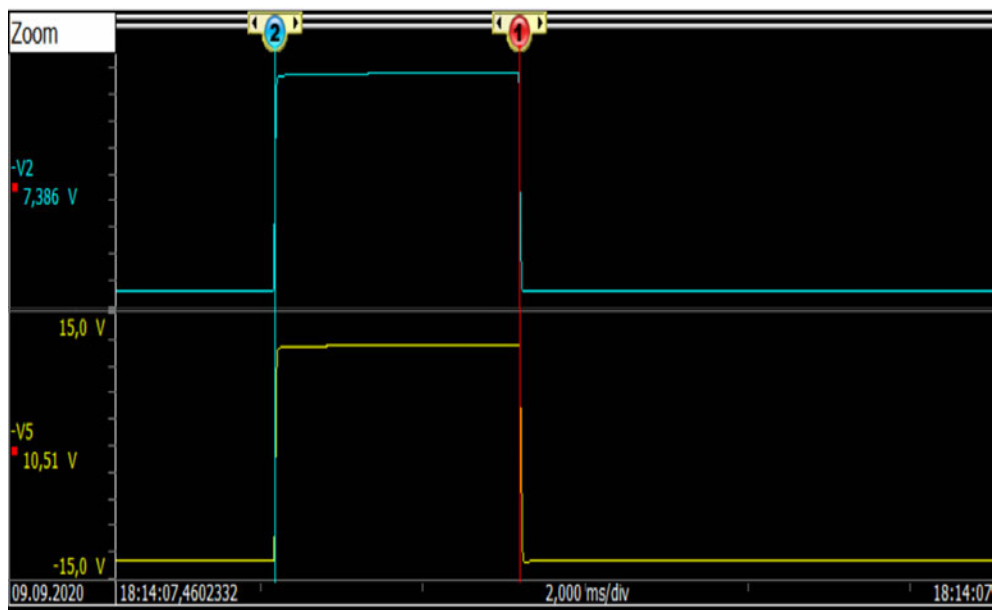


Abbildung 3.22: Schaltzeitenvergleich bei -V2 und -V5

Die Energie wird im Kondensator wieder durch die Spannungsquelle über -V1 aufgefüllt. Hinterher wird der negative Impuls über -V3 und -V4 erzeugt. Die Einschaltzeiten sind durch den identischen Aufbau mit den aus Abbildung 3.22 vergleichbar. Deshalb wird nach dem Stromlaufplan des negativen Impulses eine Übersicht des bipolaren Schaltungsverlaufes dargestellt. Hier kann man das Schaltungsmuster sehr gut erkennen. Der unipolare Verlauf ist gleich, wobei -V3 und -V4 nie geschaltet werden.

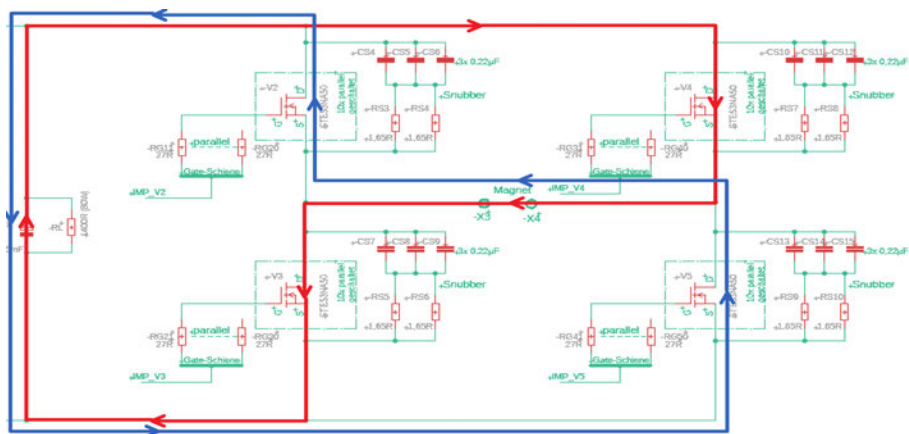


Abbildung 3.23: Stromlaufplan beim negativen Impuls



Abbildung 3.24: Impulsübersicht beim bipolaren Impuls

Soweit ist verifiziert, dass die Schaltung nicht nur richtig, sondern auch sicher schaltet und arbeitet. Es kommt zu keinen Kurzschlüssen und das Impulsmuster ist korrekt. Da die Kondensatorspannung keine Oszillation aufweist, funktionieren auch die Snubber-Schaltungen, wodurch die Schaltung störfrei arbeitet. Als letztes wird sichergestellt, dass wenn es zu keinen Impuls kommt, die Energie des Kondensators über den Widerstand komplett entladen werden kann. Nach ca. 3 Minuten hat sich der Kondensator fast vollständig entladen.

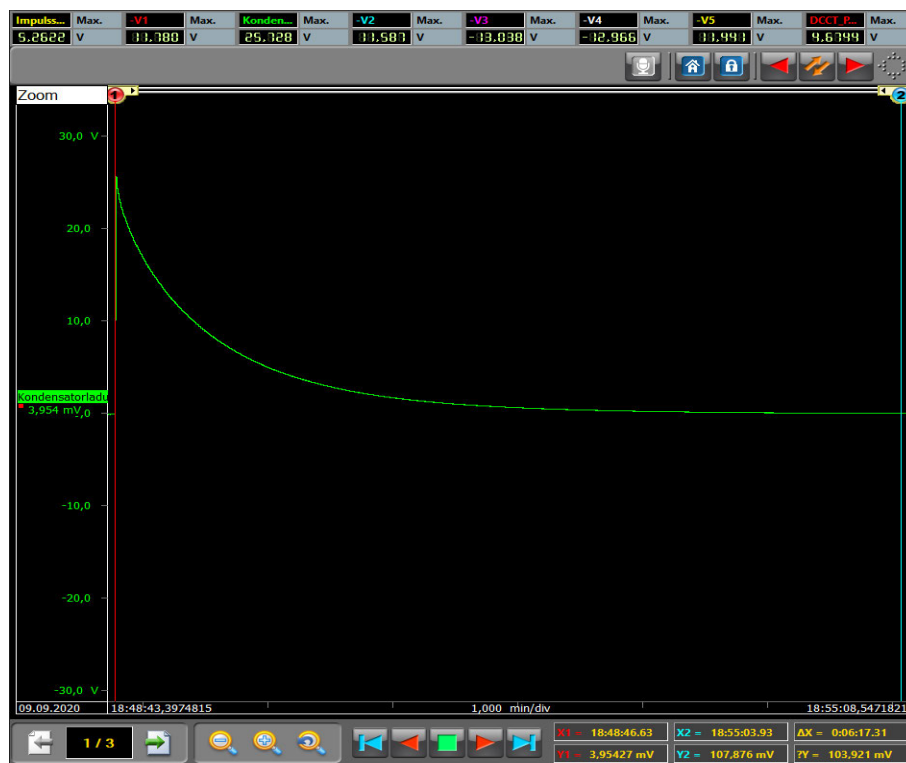


Abbildung 3.25: Volle Entladung des Kondensators

3.5 Validierung

Durch die Validierung soll gewährleistet werden, dass der Impuls mindestens einen doppelten Nennstrom von 95 A erreicht. Die Induktivität und Widerstand des Magneten sind bislang nicht bekannt. Um ungefähre Werte für diese zu erhalten, wird ein Sprung auf die Schaltung gegeben. Dabei werden -V2 und -V5 den Impuls geben und geschlossen bleiben. Aus der Anstiegszeit des Sprunges kann man die Induktivität bei gegebener Kapazität feststellen. Hier wird die Berechnung benutzt für ideale Bauteile. In der Realität existieren die idealen Bausteine jedoch nicht. Zudem sind Leitungen und andere Komponenten in der Schaltung, welche den exakten Wert verändern können. Somit handelt es sich um ungefähre Werte.

Das Maximum ist nach $T/4$ erreicht. Der Widerstand ist ca. $10\text{ m}\Omega$ bis $50\text{ m}\Omega$ groß. Anhand der Dämpfungskonstante kann man den Widerstandswert relativ gut bestimmen. Anschließend kann man in einer „Simplorer“ den theoretischen Verlauf ansehen. Es wurde

an der Spannungsquelle und in der Simulation bei der Anfangsspannung des Kondensators eine Spannung von 25 V eingestellt.



Abbildung 3.26: Anstiegszeitmessung beim Impulsprung

$$\frac{T_r}{4} = 3,3 \text{ ms} \quad (3.7)$$

$$T_r = 4 \cdot 3,3 \text{ ms} = 13,2 \text{ ms} \quad (3.8)$$

$$f_r = \frac{1}{T_r} = \frac{1}{13,2 \text{ ms}} \approx 75,758 \text{ Hz} \quad (3.9)$$

$$\omega_r = 2\pi \cdot f_r = 2\pi \cdot 75,758 \text{ Hz} \approx 476 \frac{1}{\text{s}} \quad (3.10)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.11)$$

$$476 \frac{1}{\text{s}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.12)$$

$$\rightarrow L = \frac{\left(\frac{1}{476 \frac{1}{\text{s}}}\right)^2}{23,5 \text{ mF}} = \underline{\underline{187,81 \mu\text{H}}} \quad (3.13)$$

Aus der DCCT-Gleichung 3.5 kommt folgender maximal Stromwert heraus:

$$\frac{4,7616 \text{ V}}{10 \text{ V}} \cdot 420 \text{ A} \approx \underline{\underline{199,987 \text{ A}}} \quad (3.14)$$

Um den Widerstand von der Messung zu bestimmen, wird zunächst die Dämpfungskonstante bei der Oszilloskopmessung berechnet.

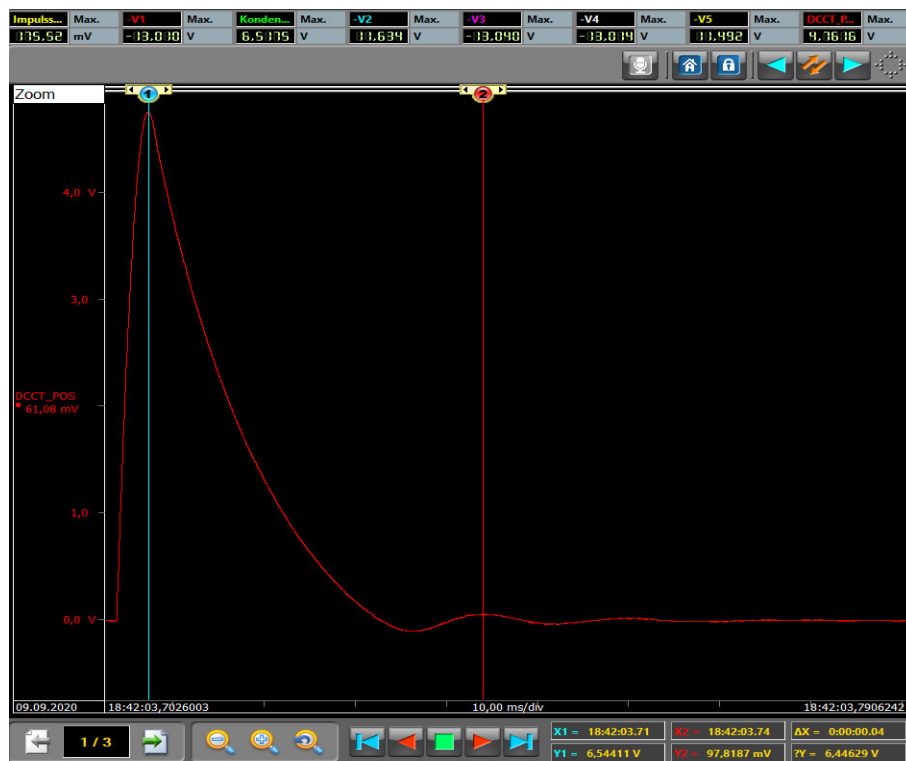


Abbildung 3.27: Sprungimpuls zum Vergleich mit der Simulation

$$\delta = \frac{\ln\left(\frac{4,7616 \text{ V}}{0,06108 \text{ V}}\right)}{35 \text{ ms}} = \underline{\underline{124,46 \frac{1}{s}}} \quad (3.15)$$

Da nun die Dämpfung und die Induktivität bekannt ist, kann der Widerstand bestimmt werden.

$$\delta = \frac{R}{2 \cdot L} \quad (3.16)$$

$$\rightarrow R = \delta \cdot 2 \cdot L \approx \underline{\underline{46,75 \text{ m}\Omega}} \quad (3.17)$$

Diese Parameter wurden nun in einer Simulation eingetragen und mit den gemessenen Werten verglichen.

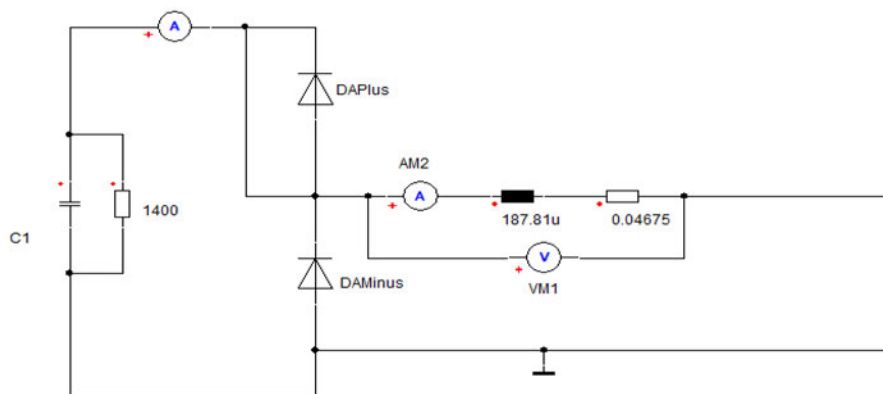


Abbildung 3.28: Simulationsaufbau für einen Sprung

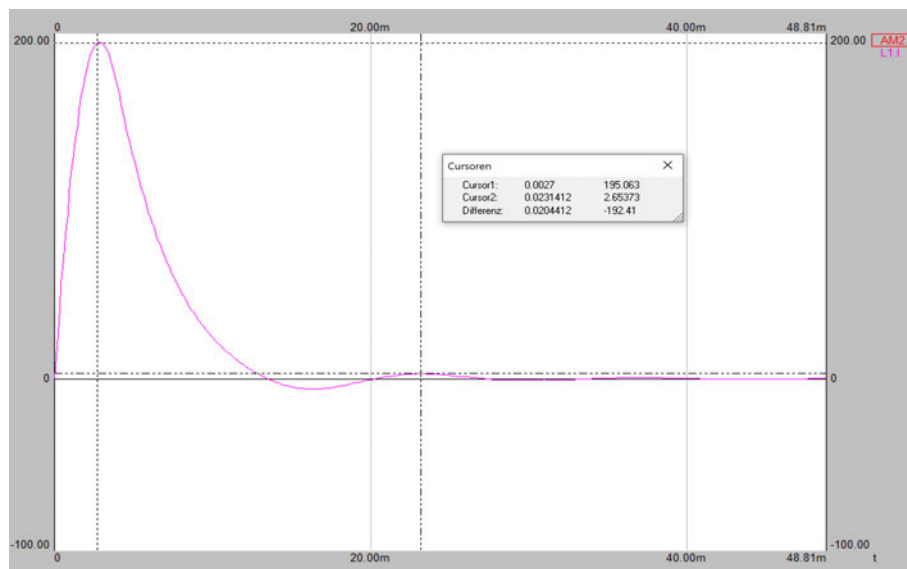


Abbildung 3.29: Kurvenverlauf der Simulation

Die Sprungmessung hat nach ca. 3,3 ms einen Strom von 200 A und die Simulation nach 2,7 ms von ca. 195 A. Diese Abweichung kommt zustande durch Ableseungenauigkeiten in der Oszilloskopmessung, nicht ideale Bauteile und Leitungen in der realen Schaltung, welche ohmsche und induktive Eigenschaften besitzen. Hierdurch kann auch die Eigenfrequenz eine andere sein. Die Auslegung dieser Parameter ist somit in einem guten Bereich und ein doppelter Nennstrom kann erreicht werden.

Da die Delay()-Funktion im Programm nur in ms-Schritte zulässt, wurde die Zeit auf 3 ms eingestellt. Bei 4 ms ist der Impuls hinter dem Maximum. Nach 3 ms erreicht der Impulsstrom ca. 195 A.

3.6 Messdurchführung

Da die Messungen mit einem konstanten Strom des bipolaren Choppers durchgeführt werden müssen, ist es von Vorteil einen Umschalter an den Magneten zu schalten. Somit kann der Magnet den Dauerstrom für die Messungen erhalten und mit einer Bedienung auf die Impulsschaltung umgeschaltet werden. Es wird zudem Zeit gespart, da man die Ausgangsleitungen beider Versorger nicht am Magneten nach jeder Messungen auf- und abbauen muss. In diesem Fall wurde ein 200 A Umschalter eingebaut, da ein Stromimpuls von ca. 195 A fließt. Die Impulsschaltung ist auf Eingang 1 geschaltet und der bipolare Chopper auf Eingang 2.



Abbildung 3.30: 200 A Umschalter mit Bedienung

Eine Messung hat folgende Durchführung: Zuerst wird das jeweilige Verfahren zur Magneteneinstellung vollzogen. Handelt es sich um eines der Impulsverfahren muss anschließend der Umschalter von Eingang 1 auf Eingang 2 umgeschaltet werden. Über das Display des

Messaufbaus wird der Konstantstrom angefahren. Hat der Strom den Ist-Wert erreicht, startet eine Messung. Die eingestellte Spule dreht sich und macht in jeder Sekunde eine Messung. Nach 10 Sekunden wird eine Übersicht der gemittelten Werte ausgegeben und in einer Datei gespeichert. Als nächstes wird der Bipolare-Chopper ausgeschaltet, um den Magnetstrom auf null zu senken. Damit die Messungen unabhängig von den vorigen Magneteinstellungen sind, wird das Magneteisen gestört indem man zufällige Ströme zwischen $\pm 95 \text{ A}$ ansteuert. Danach kann das Verfahren wiederholt werden. Das Ergebnis ist der integrierte Gradient $[\frac{\text{T}}{\text{m}}]$. Da es sich jederzeit um den selben Magneten mit gleichen Maßen handelt, wirkt dieser zur Aussage der Stärke des Magnetfeldes.

4 Ergebnisse und Diskussion

4.1 Ergebnisse

Mit dieser Schaltung werden die gemessenen Ergebnisse in diesem Kapitel aufgeführt. Die Messergebnisse werden bei jedem Verfahren an 95 A und 25 A gemessen. Dies verschafft einen Einblick für die Streuung bei großen und kleinen Betriebsströmen. Alle Verfahren werden 20 mal gemessen um eine statistische Auswertung vollziehen zu können. Zudem sind sie in einer Tabelle festgehalten. Anschließend sind sie über ein Matlab-Skript graphisch dargestellt. Zum Ende jeder Messung ist sind arithmetische Mittelwert und seine Streuparameter in einer Tabelle eingetragen. Die Messergebnisse werden in folgender Reihenfolge präsentiert:

- Altes Verfahren
- Einmaliger unipolarer Impuls
- Einmaliger bipolarer Impuls
- 10 bipolare Impulse
- 50 bipolare Impulse
- Messtoleranzen

Zum Ende des Kapitels werden in der Diskussion die statistischen Parameter in einem Überblick angezeigt und ausgewertet. Hinzu kommt, dass hier auch die Gesamtzeit für eine Messung jedes Verfahrens aufgeführt wird, da die Messzeit als ein sekundäres Kriterium in die Diskussion eingeht. Hier wird die Aussage getroffen, ob eines, mehrere oder keine der neuen Verfahren das Alte ersetzen soll.

Als erstes werden die Werte der bisherigen Methode aufgenommen. Hier wird der Strom bis zum Nennwert von ± 95 A gefahren. Nach dem fünfmaligen Durchlaufen der Hysteresekurve wird nun der bipolare Chopper auf 95 A gehalten.

Tabelle 4.1: Messergebnisse beim alten Verfahren und 95 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
1,9388599	95,32029
1,9363696	95,316628
1,9342023	95,32029
1,9401376	95,316628
1,9342042	95,316628
1,9326859	95,316628
1,9353772	95,316628
1,9349636	95,316628
1,9346532	95,316628
1,9333141	95,316628
1,9328279	95,32029
1,9340350	95,334938
1,9342154	95,323952
1,9345632	95,334938
1,9340502	95,334938
1,9372055	95,323952
1,9344677	95,327614
1,9335560	95,327614
1,9355107	95,323952
1,9356424	95,32029

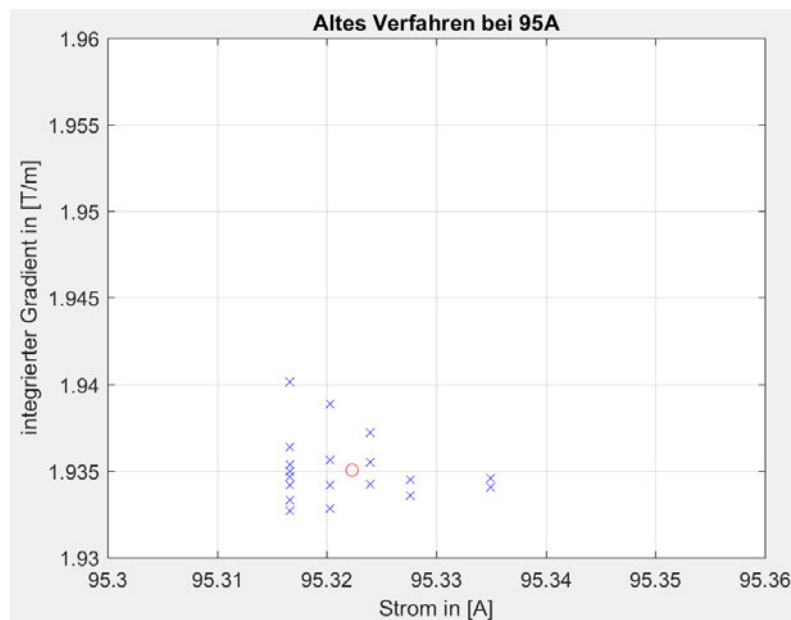


Abbildung 4.1: Verteilung beim alten Verfahren und 95 A

Die x- und y-Achse wurden in der Graphik so verändert, dass bei Messungen für 95 A alle Verfahren in den selben Limitierungen sind. Der abweichende Strom ist in den Messungen vorerst zu ignorieren, da dieser bei jeder Messung auftritt. Die Kreise in den Graphiken stellen den mittleren Strom zum mittleren integrierten Gradienten dar. Nach Kapitel 2.9 wurden der arithmetische Mittelwert und seine Streuparameter durch das Matlab-Skript berechnet und in der nachfolgenden Tabelle festgehalten. Bei 20 Messungen werden die Stichprobenparameter angegeben.

Tabelle 4.2: Streuparameter beim alten Verfahren und 95 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	1,93504208
Spannweite	0,0074517
Mittlere absolute Abweichung	0,001380834
Stichprobenvarianz	3,585732822736770e-06
Stichprobenstandardabweichung	0,001893603132321

Als nächstes wird das Verfahren bei 25 A gemessen.

Tabelle 4.3: Messergebnisse beim alten Verfahren und 25 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
0,5056029	25,152134
0,5053123	25,155796
0,5050431	25,152134
0,5052726	25,155796
0,5048809	25,152134
0,5057540	25,152134
0,5056099	25,152134
0,5068038	25,152134
0,5068948	25,148472
0,5065791	25,148472
0,5066029	25,148472
0,5070718	25,155796
0,5066454	25,155796
0,5070614	25,15946
0,5071521	25,163122
0,5067250	25,15946
0,5068736	25,155796
0,5067740	25,15946
0,5071250	25,163122
0,5074087	25,166784

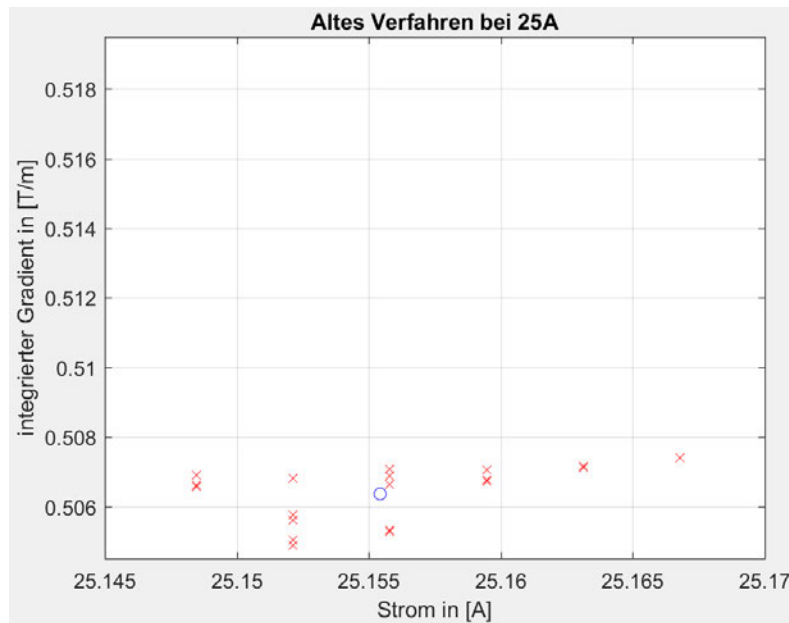


Abbildung 4.2: Verteilung beim alten Verfahren und 25 A

Tabelle 4.4: Streuparameter beim alten Verfahren und 25 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	0,506359665
Spannweite	0,0025278
Mittlere absolute Abweichung	7,041954999999823e-04
Stichprobenvarianz	6,450544613421218e-07
Stichprobenstandardabweichung	8,031528256453573e-04

Bei dem hohen und kleinen Strom ist die Stichprobenstandardabweichung sehr gering. In den Messungen der 25 A ist diese sogar bis zur 4. Stelle hinter dem Komma. Ab jetzt werden die Messungen der verschiedenen Untersuchungsverfahren festgehalten. Zuerst kommt der einmalige unipolare Impuls.

Tabelle 4.5: Messergebnisse beim einfachen unipolaren Impuls und 95 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
1,9453698	95,331276
1,9438956	95,334938
1,9390918	95,331276
1,9413652	95,323952
1,9451979	95,32029
1,9387154	95,323952
1,9482296	95,327614
1,9361416	95,327614
1,9483189	95,323952
1,9432768	95,323952
1,9494852	95,331276
1,9430472	95,331276
1,9480566	95,331276
1,9468330	95,331276
1,9465199	95,331276
1,9453147	95,334938
1,9477064	95,323952
1,9454949	95,32029
1,9450488	95,327614
1,9468753	95,32029

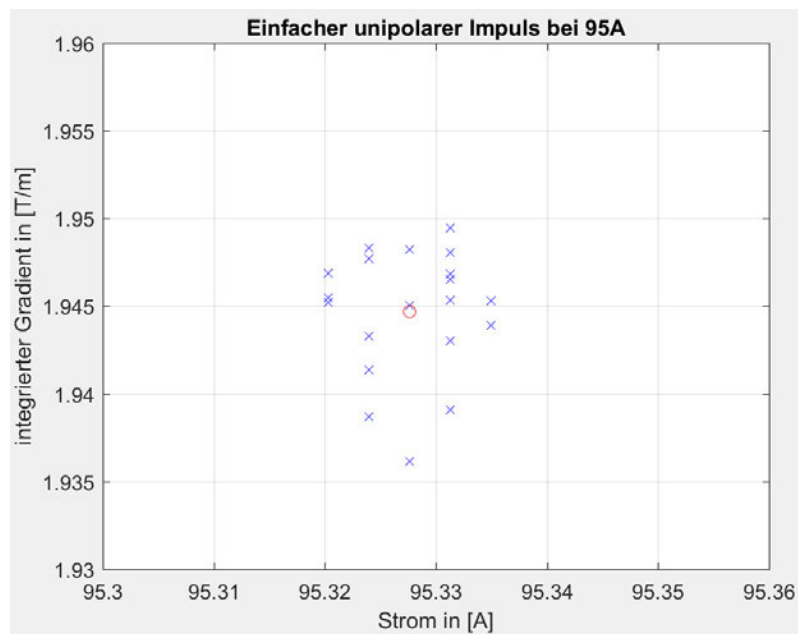


Abbildung 4.3: Verteilung beim einfachen unipolaren Impuls und 95 A

Tabelle 4.6: Streuparameter beim einfachen unipolaren Impuls und 95 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	1,94469923
Spannweite	0,0133436
Mittlere absolute Abweichung	0,002736101
Stichprobenvarianz	1,264306166326317e-05
Stichprobenstandardabweichung	0,003555708320892

Die Streuparameter sind auch sehr klein, jedoch größer als die des alten Verfahrens. Um für kleinere Ströme eine Aussage zu geben, sind nun die Ergebnisse bei einem kleineren Konstantstrom angegeben.

Tabelle 4.7: Messergebnisse beim einfachen unipolaren Impuls und 25 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
0,5111571	25,163122
0,5121945	25,155796
0,5110242	25,155796
0,5130575	25,155796
0,5127278	25,155796
0,5127854	25,155796
0,5122782	25,155796
0,5117712	25,155796
0,5133489	25,155796
0,5103671	25,155796
0,5135550	25,155796
0,5139214	25,15946
0,5115882	25,155796
0,5149385	25,155796
0,5115762	25,155796
0,5141365	25,163122
0,5138601	25,155796
0,5141341	25,155796
0,5113569	25,15946
0,5128718	25,155796

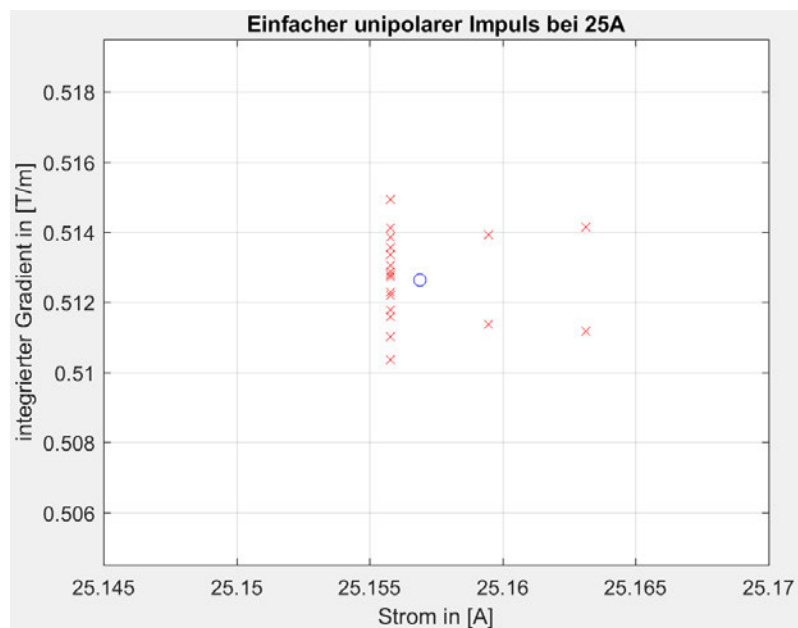


Abbildung 4.4: Verteilung beim einfachen unipolaren Impuls und 25 A

Tabelle 4.8: Streuparameter beim einfachen unipolaren Impuls und 25 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	0,51263253
Spannweite	0,0045714
Mittlere absolute Abweichung	0,001037917
Stichprobenvarianz	1,548709139052618e-06
Stichprobenstandardabweichung	0,001244471429585

Die Stichprobenstandardabweichung und restlichen Streuparameter sind auch hier klein, aber schlechter als das alte Verfahren. Als nächstes werden die Ergebnisse eines bipolaren Impulses dargestellt.

Tabelle 4.9: Messergebnisse beim einfachen bipolaren Impuls und 95 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
1,9448437	95,327614
1,9529457	95,327614
1,9509635	95,327614
1,9528752	95,331276
1,9510461	95,327614
1,9542469	95,345924
1,9522182	95,327614
1,9544577	95,331276
1,9536575	95,331276
1,9503772	95,342262
1,9538747	95,334938
1,9530567	95,327614
1,9541839	95,345924
1,9563149	95,331276
1,9535821	95,331276
1,9572284	95,345924
1,9540710	95,3386
1,9577163	95,342262
1,9560117	95,3386
1,9563639	95,345924

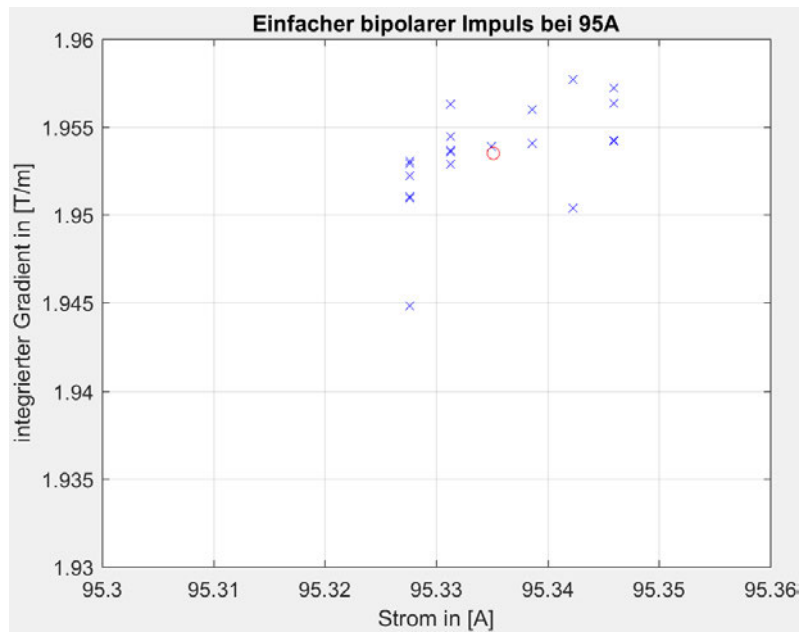


Abbildung 4.5: Verteilung beim einfachen bipolaren Impuls und 95 A

Tabelle 4.10: Streuparameter beim einfachen bipolaren Impuls und 95 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	1,953501765
Spannweite	0,0128726
Mittlere absolute Abweichung	0,001968782
Stichprobenvarianz	8,222583398184134e-06
Stichprobenstandardabweichung	0,002867504733768

Die Ergebnisse des bipolaren Impulses sind bei einem hohen Konstantstrom besser als bei dem unipolaren Impuls. Als nächstes werden die Messergebnisse bei einem niedrigen Konstantstrom dargestellt.

Tabelle 4.11: Messergebnisse beim einfachen bipolaren Impuls und 25 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
0,5113302	25,166784
0,5111370	25,163122
0,5110888	25,166784
0,5107627	25,166784
0,5120384	25,166784
0,5111564	25,166784
0,5101352	25,163122
0,5120066	25,163122
0,5111781	25,166784
0,5108092	25,166784
0,5117302	25,166784
0,5096252	25,166784
0,5115592	25,166784
0,5092396	25,166784
0,5106991	25,166784
0,5115396	25,166784
0,5113936	25,170446
0,5110473	25,166784
0,5116908	25,166784
0,5102545	25,166784

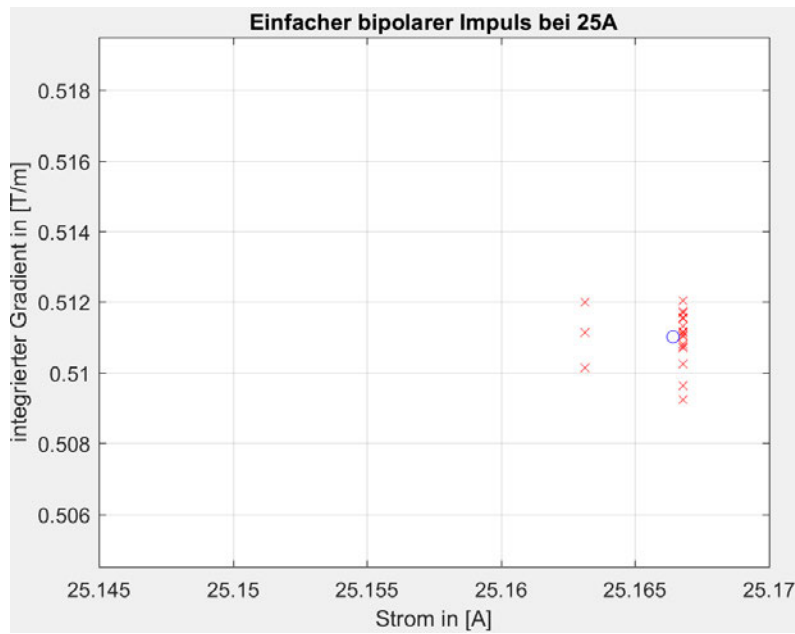


Abbildung 4.6: Verteilung beim einfachen bipolaren Impuls und 25 A

Tabelle 4.12: Streuparameter beim einfachen bipolaren Impuls und 25 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	0,511021085
Spannweite	0,0027988
Mittlere absolute Abweichung	5,622094999999938e-04
Stichprobenvarianz	5,537847676578838e-07
Stichprobenstandardabweichung	7,441671637863927e-04

Die Streuparameter zeigen, dass die Messwerte besser abschneiden als der unipolare Impuls und sogar als das alte Verfahren. Nun wird die Impulsanzahl von 1 auf 10 erhöht.

Tabelle 4.13: Messergebnisse beim 10-fachen bipolaren Impuls und 95 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
1,9546531	95,342262
1,9489279	95,345924
1,9543341	95,342262
1,9565322	95,342262
1,9533858	95,342262
1,9576023	95,334938
1,9556841	95,3386
1,9560940	95,334938
1,9506491	95,3386
1,9525915	95,334938
1,9525715	95,331276
1,9551654	95,3386
1,9490698	95,334938
1,9563935	95,334938
1,9589871	95,342262
1,9561634	95,3386
1,9556547	95,342262
1,9500200	95,334938
1,9581547	95,342262
1,9500648	95,342262

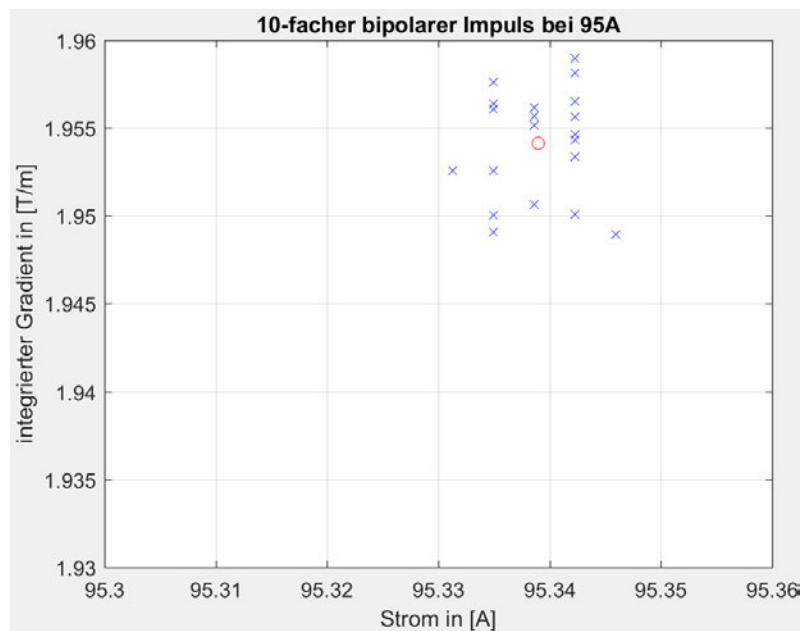


Abbildung 4.7: Verteilung beim 10-fachen bipolaren Impuls und 95 A

Tabelle 4.14: Streuparameter beim 10-fachen bipolaren Impuls und 95 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	1,95413495
Spannweite	0,0100592
Mittlere absolute Abweichung	0,00257992
Stichprobenvarianz	9,495322068947451e-06
Stichprobenstandardabweichung	0,003081448047420

Beim Vergleich zwischen den beiden Stichprobenstandardabweichungen bei der Impulsanzahl von 1 und 10 bemerkt man keinen besonderen Unterschied für hohe Ströme. Nun folgen die Ergebnisse bei einem niedrigeren Konstantstrom und 10 bipolaren Impulsen.

Tabelle 4.15: Messergebnisse beim 10-fachen bipolaren Impuls und 25 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
0,5108334	25,163122
0,5093722	25,163122
0,5104925	25,163122
0,5091188	25,166784
0,5103736	25,166784
0,5116022	25,166784
0,5110453	25,166784
0,5097180	25,166784
0,5115397	25,166784
0,5095371	25,166784
0,5104721	25,166784
0,5094308	25,166784
0,5107750	25,166784
0,5100868	25,166784
0,5095597	25,166784
0,5104715	25,166784
0,5090997	25,166784
0,5099986	25,166784
0,5115094	25,166784
0,5108266	25,166784

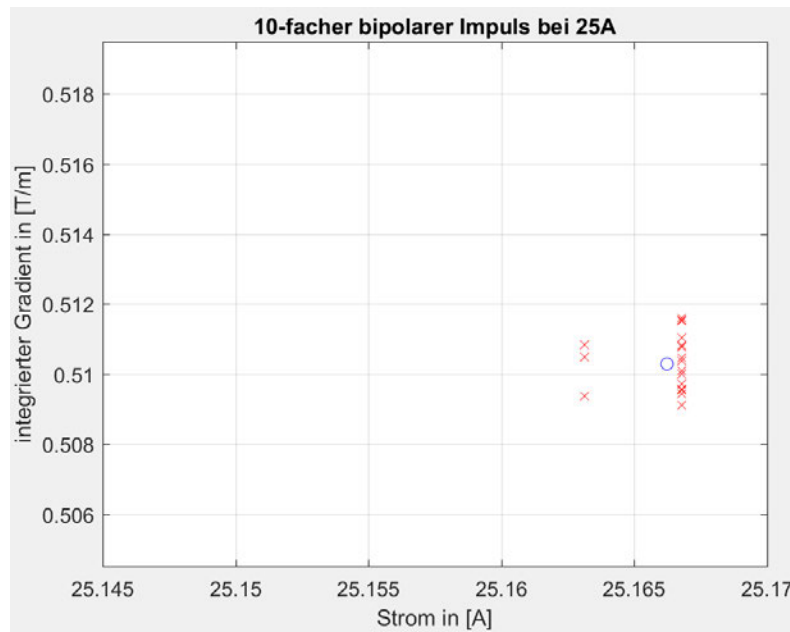


Abbildung 4.8: Verteilung beim 10-fachen bipolaren Impuls und 25 A

Tabelle 4.16: Streuparameter beim 10-fachen bipolaren Impuls und 25 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	0,51029315
Spannweite	0,0025025
Mittlere absolute Abweichung	6,716650000000102e-04
Stichprobenvarianz	6,418984542105384e-07
Stichprobenstandardabweichung	8,011856552700744e-04

Die Stichprobenstandardabweichung ist etwas größer als bei einer bipolaren Impulsanzahl von 1, jedoch nur sehr minimal. Um ein genaueres Ergebnis zu erhalten, wird die Impulsanzahl nochmals auf 50 erhöht.

Tabelle 4.17: Messergebnisse beim 50-fachen bipolaren Impuls und 95 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
1,9540017	95,342262
1,9551034	95,334938
1,9570116	95,342262
1,9537581	95,3386
1,9502853	95,3386
1,9489642	95,3386
1,9554876	95,334938
1,9473147	95,3386
1,9523783	95,3386
1,9529132	95,3386
1,9530746	95,342262
1,9559022	95,342262
1,9542702	95,3386
1,9565137	95,3386
1,9540706	95,3386
1,9553027	95,3386
1,9512666	95,3386
1,9478527	95,3386
1,9473891	95,3386
1,9534088	95,3386

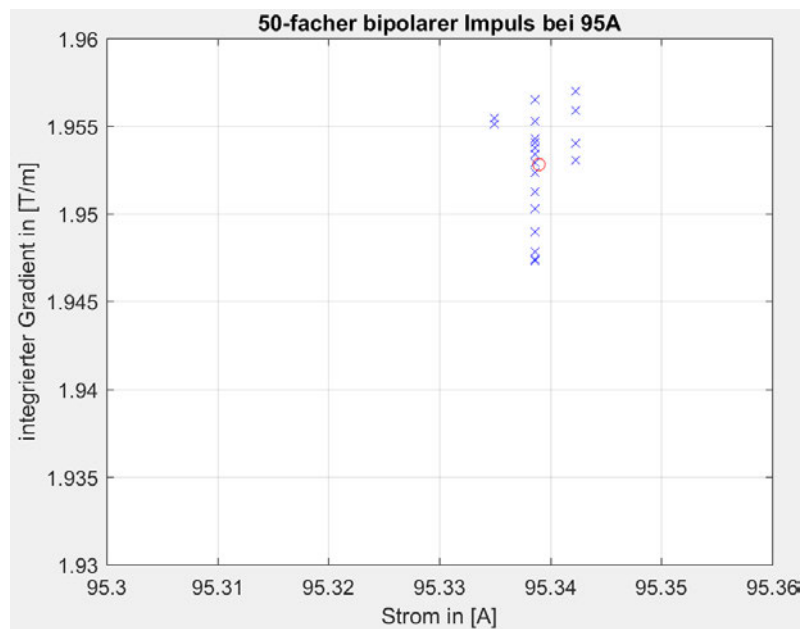


Abbildung 4.9: Verteilung beim 50-fachen bipolaren Impuls und 95 A

Tabelle 4.18: Streuparameter beim 50-fachen bipolaren Impuls und 95 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	1,952813465
Spannweite	0,0096969
Mittlere absolute Abweichung	0,0024243355
Stichprobenvarianz	9,155088299236752e-06
Stichprobenstandardabweichung	0,003025737645474

Es existiert in der Stichprobenstandardabweichung im Vergleich zu den 10-fachen bipolaren Impulsen kein gewisser Unterschied für hohe Ströme. Nun sind die Messungen bei 25 A aufgelistet.

Tabelle 4.19: Messergebnisse beim 50-fachen bipolaren Impuls und 25 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
0,5099133	25,163122
0,5105852	25,163122
0,5085406	25,163122
0,5100261	25,166784
0,5109528	25,166784
0,5086182	25,166784
0,5104856	25,166784
0,5113021	25,166784
0,5096727	25,166784
0,5105375	25,166784
0,5087884	25,166784
0,5105409	25,166784
0,5109437	25,155796
0,5087313	25,166784
0,5100451	25,166784
0,5094905	25,166784
0,5106761	25,166784
0,5084604	25,166784
0,5106345	25,166784
0,5102492	25,166784

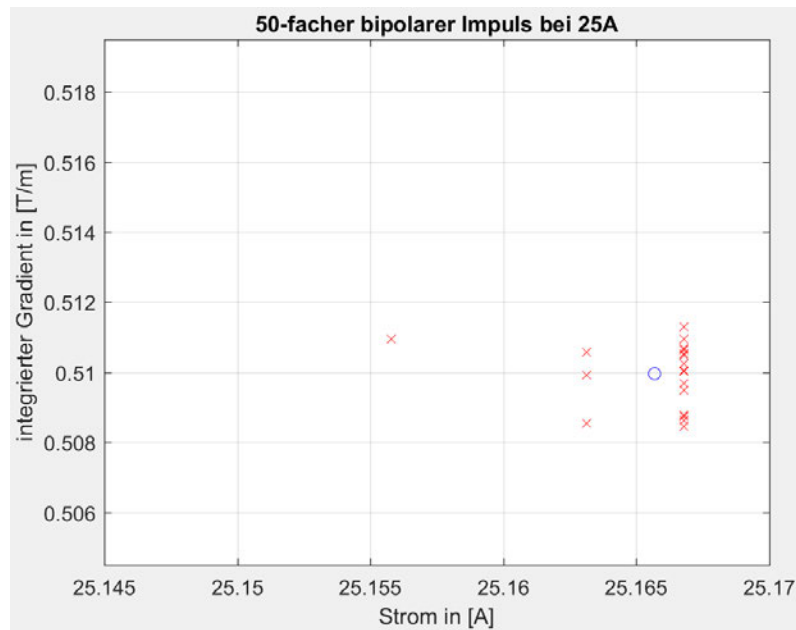


Abbildung 4.10: Verteilung beim 50-fachen bipolaren Impuls und 25 A

Tabelle 4.20: Streuparameter beim 50-fachen bipolaren Impuls und 25 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	0,50995971
Spannweite	0,0028417
Mittlere absolute Abweichung	7,462279999999766e-04
Stichprobenvarianz	8,108975514736587e-07
Stichprobenstandardabweichung	9,004985016498688e-04

Im Vergleich zu den 10-fachen bipolaren Impulsen ist die Stichprobenstandardabweichung nicht besser, sondern etwas schlechter bei dem 50-fachen. Da der Messaufbau auch seine Ungenauigkeiten bezüglich der Messungen mit sich bringt, sind diese aufgezeichnet worden. Hierbei wurde der Strom bei 95 A oder 25 A eingestellt und 20 Messungen im 2-Minutentakt durchgeführt.

Tabelle 4.21: Messergebnisse für die Messtoleranzen bei 95 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
1,9573345	95,342262
1,9556647	95,334938
1,9480778	95,334938
1,9490585	95,331276
1,9521450	95,334938
1,9529442	95,334938
1,9529959	95,331276
1,9523826	95,334938
1,9542423	95,334938
1,9545683	95,334938
1,9565183	95,334938
1,9591593	95,334938
1,9558619	95,334938
1,9554736	95,334938
1,9492768	95,334938
1,9551273	95,334938
1,9496195	95,334938
1,9490492	95,334938
1,9541387	95,334938
1,9536935	95,334938

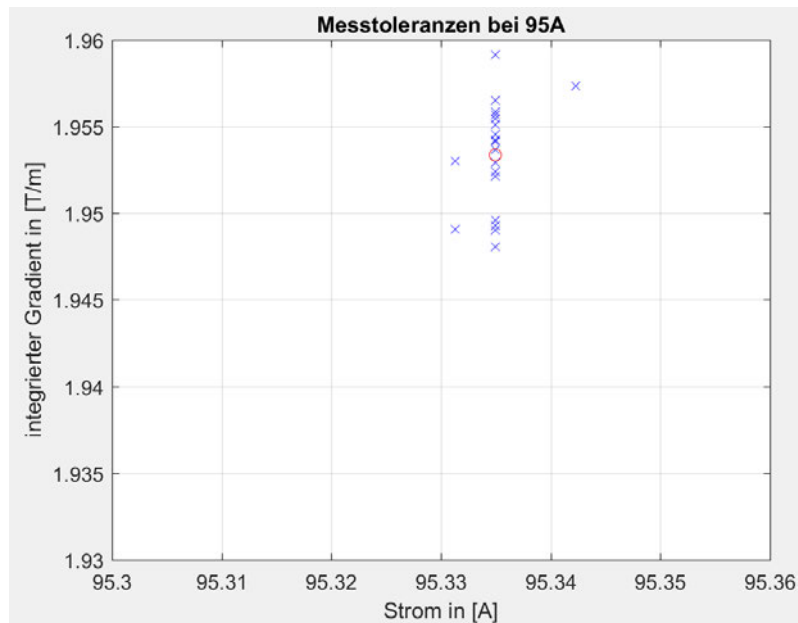


Abbildung 4.11: Verteilung der Messtoleranzen bei 95 A

Tabelle 4.22: Streuparameter für die Messtoleranzen bei 95 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	1,953366595
Spannweite	0,0110815
Mittlere absolute Abweichung	0,0024749855
Stichprobenvarianz	9,468881592078861e-06
Stichprobenstandardabweichung	0,003077154788450

Bei hohen Strömen weisen die Messtoleranzen Standardabweichungen im Bereich der Impulsmessungen an. Nun sind die Toleranzen bei 25 A dargestellt.

Tabelle 4.23: Messergebnisse für die Messtoleranzen bei 25 A

integrierter Gradient in $\frac{T}{m}$	angelegter Strom in A
0,5235126	25,166784
0,5238737	25,166784
0,5237949	25,166784
0,5225747	25,166784
0,5214671	25,166784
0,5237093	25,166784
0,5226121	25,166784
0,5225173	25,166784
0,5231540	25,163122
0,5231458	25,163122
0,5231141	25,166784
0,5233681	25,166784
0,5228801	25,163122
0,5237215	25,163122
0,5236867	25,163122
0,5237053	25,163122
0,5217732	25,163122
0,5213292	25,163122
0,5234294	25,163122
0,5218526	25,163122

Die Werte für den integrierten Gradienten sind außerhalb der bisherigen y-Achsenlimits. Deshalb wurden die Limits mit den selben Abstand nach oben verschoben.

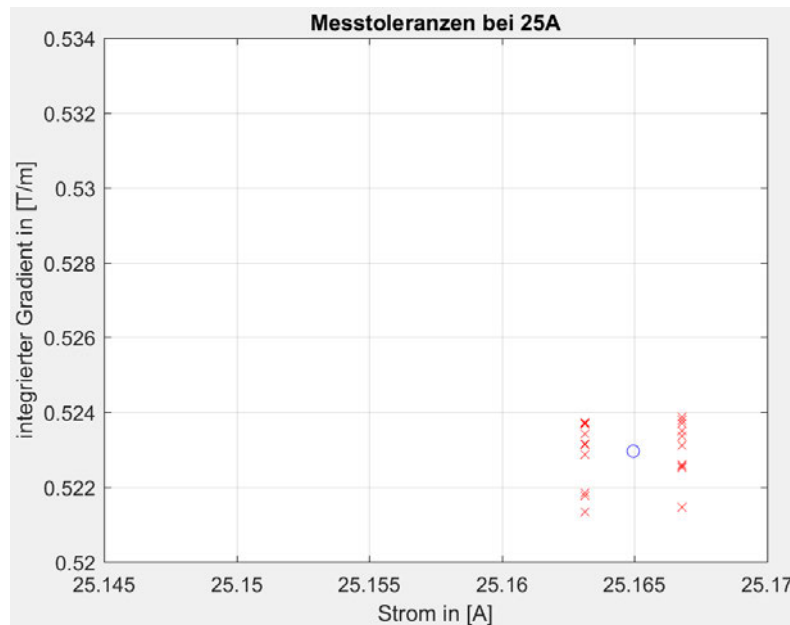


Abbildung 4.12: Verteilung der Messtoleranzen bei 25 A

Tabelle 4.24: Streuparameter für die Messtoleranzen bei 25 A

Parameter	Wert
Arithmetischer Mittelwert	0,522961085
Spannweite	0,0025445
Mittlere absolute Abweichung	6,682380000000154e-04
Stichprobenvarianz	6,599936266052554e-07
Stichprobenstandardabweichung	8,123999179008177e-04

4.2 Diskussion

Nachdem alle Messungen aufgelistet, graphisch dargestellt und ihre Streuparameter in ihrer exakten Form angegeben sind, ist nun eine Aussage zu treffen, ob eines, mehrere oder keiner dieser Impulsverfahren das Alte ersetzen kann. Als primäres Kriterium gilt die Stichprobenstandardabweichung. Diese soll möglichst gering sein, um die Wahrscheinlichkeit eines exakten Magnetfeldes zu erhöhen. Das zweite Kriterium ist die Messzeit pro Messung, da auch die Arbeitszeit eines Einstellverfahrens verringert werden soll. Durch auftretende Messtoleranzen muss man diese in der Aussage berücksichtigen, da bei hohen Toleranzen die Messwertabweichungen zustande kommen können. In der folgenden

Übersichtstabelle sind alle Streuparameter aufgelistet. Dabei wurden die exakten Werte zur Übersicht gerundet angegeben. Zudem ist eine extra Spalte der Zeit eingetragen. Um die Werte für 95 A und 25 A besser miteinander vergleichen zu können, sind zuerst die 95 A Messungen angegeben und danach die 25 A.

Tabelle 4.25: Übersichtstabelle aller Streuparameter und der Messzeit

Verfahren	\bar{x}	R _{weite}	\bar{d}	s_x^{*2}	s_x^*	Messzeit
Altes Verfahren 95 A	1,9350	0,0075	0,0014	3,5857e-06	0,0019	12 – 13 min
Einfaches unipolares 95 A	1,9447	0,0133	0,0027	1,2643e-05	0,0036	2 – 3 min
Einfaches bipolares 95 A	1,9535	0,0129	0,0020	8,2226e-06	0,0029	2 – 3 min
10-faches bipolares 95 A	1,9541	0,0101	0,0026	9,4953e-06	0,0031	2 – 3 min
50-faches bipolares 95 A	1,9528	0,0097	0,0024	9,1551e-06	0,0030	2 – 3 min
Messtoleranzen 95 A	1,9534	0,0111	0,0025	9,4689e-06	0,0031	2 – 3 min
Altes Verfahren 25 A	0,5064	0,0025	7,0420e-04	6,4505e-07	8,0315e-04	12 – 13 min
Einfaches unipolares 25 A	0,5126	0,0046	0,0010	1,5487e-06	0,0012	2 – 3 min
Einfaches bipolares 25 A	0,5110	0,0028	5,6221e-04	5,5378e-07	7,4417e-04	2 – 3 min
10-faches bipolares 25 A	0,5103	0,0025	6,7167e-04	6,4190e-07	8,0119e-04	2 – 3 min
50-faches bipolares 25 A	0,5100	0,0028	7,4623e-04	8,1090e-07	9,0050e-04	2 – 3 min
Messtoleranzen 25 A	0,5230	0,0025	6,6824e-04	6,5999e-07	8,1240e-04	2 – 3 min

Da die Stichprobenstandardabweichung das Primärkriterium ist, fängt die Diskussion mit diesem an. Bei einem hohen Konstantstrom von 95 A hat der unipolare Impuls eine fast doppelte Abweichung zu dem Soll-Wert des alten Verfahrens. Der bipolare Impuls verfügt über eine geringere Stichprobenstandardabweichung gegenüber des unipolaren, jedoch immer noch höher als der zu erreichende Wert. Wenn die Impulsanzahl erhöht wird scheinen, die Abweichungen zuzunehmen. Man erkennt aber die gleichen Abweichungen bei den Messtoleranzen und den bipolaren Impulsen. Teilweise sind diese sogar noch höher und bewirken, dass die Messungsabweichungen dem Aufbau geschuldet sein können.

Bei einem geringeren Strom von 25 A schneiden die Stichprobenstandardabweichungen der Impulsverfahren besser ab. Der unipolare Impuls ist noch immer fast doppelt so groß, jedoch besitzt der bipolare eine geringere Stichprobenstandardabweichung als das alte Verfahren und wirkt somit genauer. Auch hier steigen die Abweichungen mit steigender Impulsanzahl. Die Messtoleranz ist ebenfalls gesunken auf den Bereich des alten Verfahrens und des bipolaren Impulses. Somit können auch hier die auftretenden Messabweichungen dem Aufbau geschuldet sein.

Was besonders auffällt ist die Reduzierung des zweiten Kriteriums, der Messzeit. Bei allen

Impulsverfahren ist diese von 12 – 13 min auf 2 – 3 min gesunken. Hierdurch würde der Magnettestangestellte für jede Messung 10 Minuten einsparen. Anstatt einen Magneten einzustellen und messen zu können, kann man dadurch 5 bis 6 Magneten vermessen.

Die Messergebnisse zeigen, dass bei einem hohen Strom das alte Verfahren genauer ist und ab einen geringeren der bipolare Impuls durchgreift. Jedoch ist zu erwähnen, dass die Messtoleranzen diese Messungen beeinflussen, da sie eine gleiche Stichprobenstandardabweichung aufweisen. Der unipolar Impuls ist nicht nur am größten, sondern auch außerhalb der Messtoleranz und würde somit kein gutes Ersatzverfahren sein. Außerdem scheint eine höhere Impulsanzahl das Ergebnis zu verschlechtern, als einzustellen. Durch das Eingreifen der Messtoleranzen gewinnt das zweite Kriterium etwas mehr an Gewicht. Mit dieser Diskussion kann man aussagen, dass der einfache bipolare Impuls als Ersatz des alten Verfahrens genutzt werden kann. Die Stichprobenstandardabweichungen sind sehr gering und bei kleinem Betriebsstrom gar besser. Zudem wird die Messzeit um das 4-fache verringert und kann die Einstellzeit dadurch sehr stark vermindern.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Schaltung zum magnetischen Einstellen von Beschleunigermagneten geplant, aufgebaut und getestet. Dabei wird eine Gegenüberstellung mit dem üblichen Verfahren gemacht, um zu gucken, ob die Genauigkeit verbessert und die Einstellzeit reduziert werden kann. Die Schaltpläne wurden mit der Software „Eagle“ gezeichnet und das Steuerprogramm mit dem Sketch-Angebot von Arduino programmiert. In der Magnettesthalle am DESY wurde die Schaltung an einem Quadropolmagneten „TQG“ getestet. Anschließend wurden die Messergebnisse mit MatLab ausgewertet und eine Aussage über die Verfahren anhand ihrer Streuparameter und der Einstellzeit getroffen.

Anhand von Schaltungsanforderungen wurde ein Last- und Steuerstromkreis entwickelt. Es musste eine externe Spannungsquelle benutzt werden, um genügend Energie für einen großen Impuls speichern zu können. Abgesehen vom Arduino, dem Shield des Arduinos und der Schaltnetzteile wurden alle Bauteile aus alten Geräten entfernt um Kosten zu reduzieren. Für die spätere Strommessung wurde zudem das Messverfahren eines DCCT-Kernes benutzt.

In der Inbetriebnahme wurde das korrekte Verhalten der Schaltung geprüft und bestätigt, dass die Schaltelemente zur richtigen Zeit schalten. Somit wurde die Kurzschlussicherheit festgestellt und zukünftige Fehler vermieden. Anschließend wurde in der Validierung geprüft, ob der Magnet den benötigten doppelten Nennstrom erreicht. Zudem ist hier die Induktivität und der Widerstand des Magneten durch einen Sprung ermessen und mit einer Simulation verglichen worden.

Eine Anzahl an Messergebnissen mit verschiedenen Verfahren lässt eine stochastische Auswertung zu. Sie wurden in einer Tabelle und graphisch festgehalten um ein ansehnliches Verständnis für die Abweichungen zu gewinnen. In der Diskussion erfolgt die Gegenüberstellung der Verfahren und die Aussage, dass der bipolare Impuls als Ersatz benutzt

werden kann, ist getroffen.

Da die Schaltung als erstes Versuchsobjekt benutzt wurde, ist diese sehr simpel aufgebaut. Somit kann diese Schaltung erweitert und verbessert werden. Die Energiespeicherung der Kondensatorbank schwankt in seinem Betrag, da die Spannungsquelle nicht konstant die exakte Spannung beibehält. Dadurch kann es bei einem zeitbasierten Ein- und Ausschaltverhalten, wie in dieser Schaltung, zu unterschiedlich hohen Stromimpulsen kommen. Als zukünftiges Projekt kann man die Strommessung des DCCT-Kernes nutzen, um den Strom durch einen Komparator auszuschalten. Ab einem gewissen Spannungswert wird somit das Signal gegeben den MOSFET-Schalter zu schließen. Dafür bräuchte man einen schnelleren Controller als den Arduino. Außerdem müsste er eine größere Auflösung als 10-Bit, welches der Arduino anbietet, haben. Hierfür könnte man einen Analog-Digital-Converter (ADC) benutzen um die Bits zu erhöhen.

Das Impulsen hat nur einen Ersatz gefunden, welcher in der Genauigkeit so gut ist, wie das vorherige Verfahren. Anstatt eines Impulses kann man die MOSFET-Schalter auch mit einem Puls-Weiten-Modul (PWM) so verschalten, dass der Strom ab einem erreichten Wert gleich bleibt. Dies gibt den weissschen Bezirken mehr Zeit um sich zu erweitern.

Außerdem kann man mehr als 20 Messungen machen, um eine genauere stochastische Aussage treffen zu können.

Literaturverzeichnis

- [1] ADA lady: *Adafruit Proto Screw Shield*. <https://cdn-reichelt.de/documents/datenblatt/A300/ADAFRUIT-PROTO-SCREW-SHIELD.pdf>. – Zugriff: 13 September 2020
- [2] ALLDATASHEET.COM: *E53NA50 Datasheet (PDF) - STMicroelectronics*. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/24144/STMICROELECTRONICS/E53NA50.html>. – Zugriff: 12 September 2020
- [3] BOLL, R.: *Weichmagnetische Werkstoffe*. VAC Vacuumschmelze, 1990. – ISBN 380091546F179
- [4] COUSINEAU, David: *Werden Bypass-PCB-Kondensatoren besser vor oder nach der Schaltung angeordnet?* <https://resources.altium.com/de/p/should-you-place-bypass-capacitors-before-or-after-the-circuit#:~:text=Ein%20Bypass%2DKondensator%20dient%20dazu,der%20Herstellung%20eines%20saubereren%20Gleichspannungssignals..> – Zugriff: 13 September 2020
- [5] DÖRING, E.: *Werkstoffkunde der Elektrotechnik*. Vieweg, 1988. – ISBN 3528141778
- [6] EICHLER, A. ; VOGEL, M.: *Leitfaden Stochastik*. Vieweg + Teubner, 2011. – ISBN 9783834814029
- [7] ELEKTRONIKA, Delta: *Delta Elektronica PSU00800 Datasheet*. http://52ebad10ee97eea25d5e-d7d40819259e7d3022d9ad53e3694148.r84.cf3.rackcdn.com/UK_Z03-Delta_PSU00800_DS.pdf. – Zugriff: 12 September 2020
- [8] GUILLERY, P. ; HEZEL, R. ; REPPICH, B.: *Werkstoffkunde für die Elektrotechnik*. Vieweg, 1982. – ISBN 3528535083
- [9] HARRIEHAUSEN, T. ; SCHWARZENAU, D.: *Moeller Grundlagen der Elektrotechnik*. Springer Vieweg, 2020. – ISBN 9783658278403

- [10] HBM: *GEN series GEN3i*. <https://nvms.com.au/wp-content/uploads/2018/06/B03762.pdf>. – Zugriff: 14 September 2020
- [11] HOFMAN, H. ; SPINDLER, J. ; FISCHER, H.: *Werkstoffe in der Elektrotechnik*. Hanser Verlag München, 2013. – ISBN 9783446432208
- [12] KINGBRIGHT: *Kingbright L-53SGD Super Bright Green*. <https://asset.conrad.com/media10/add/160267/c1/-/en/000180183DS01/datenblatt-180183-kingbright-l-53sgd-led-bedrahtet-gruen-rund-5-mm-40-mcd-60-20-ma-22-v.pdf>. – Zugriff: 13 September 2020
- [13] ONLINE physikunterricht: *Beschreibung von gedämpften Schwingungen*. <https://physikunterricht-online.de/jahrgang-11/gedaempfte-schwingungen/#:~:text=Beschreibung%20von%20ged%C3%A4mpften%20Schwingungen,man%20von%20einer%20ged%C3%A4mpften%20Schwingung..> – Zugriff: 20 September 2020
- [14] PACKARD, Hewlett: *2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler*. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/64629/HP/HCPL-3120.html>. – Zugriff: 13 September 2020
- [15] PAUL, S. ; PAUL, R.: *Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik 3*. Springer Vieweg, 2017. – ISBN 9783662449783
- [16] POWER, Traco: *AC/DC Medical Power Supply TMM 24 Series, 24 Watt*. <https://www.mouser.de/datasheet/2/687/tmm24-537656.pdf>. – Zugriff: 13 September 2020
- [17] POWER, Traco: *AC/DC Power Modules TMP and TMPM Series, 4 to 60 Watt*. <https://docs.rs-online.com/4578/0900766b8172ee10.pdf>. – Zugriff: 13 September 2020
- [18] POWER, Traco: *DC/DC Converter TMH Series 2 Watt*. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/32581/TRACOPOWER/TMH0512D.html>. – Zugriff: 13 September 2020
- [19] SERTRONICS: *Arduino Uno Rev 3*. <https://www.berrybase.de/Pixelpdfdata/Articlepdf/id/1/onumber/A000066>. – Zugriff: 13 September 2020

- [20] SIEMENS: *B43570-C4478-Q - Siemens Semiconductors - Datasheet*. <https://www.datasheet.live/index.php?title=Special:PdfViewer&url=https%3A%2F%2Fpdf.datasheet.live%2Ffeef19ed0%2Fsiemens.de%2FB43570-C4478-Q.pdf>. – Zugriff: 12 September 2020
- [21] VISHAY: *1N4148 Vishay Semiconductors*. <https://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf>. – Zugriff: 13 September 2020

A Anhang

```
1   void setup()
2   {
3   // put your setup code here, to run once:
4
5   // Inputs
6   pinMode(13, INPUT); // sets the digital pin 2 as input (Impulse-Button)
7
8   // Outputs
9   pinMode(2, OUTPUT); // sets the digital pin 3 as output (-V1)
10  pinMode(3, OUTPUT); // sets the digital pin 3 as output (NOT -V1)
11  pinMode(4, OUTPUT); // sets the digital pin 5 as output (-V2)
12  pinMode(5, OUTPUT); // sets the digital pin 5 as output (NOT -V2)
13  pinMode(6, OUTPUT); // sets the digital pin 6 as output (-V3)
14  pinMode(7, OUTPUT); // sets the digital pin 6 as output (NOT -V3)
15  pinMode(8, OUTPUT); // sets the digital pin 9 as output (-V4)
16  pinMode(9, OUTPUT); // sets the digital pin 9 as output (NOT -V4)
17  pinMode(10, OUTPUT); // sets the digital pin 10 as output (-V5)
18  pinMode(11, OUTPUT); // sets the digital pin 10 as output (NOT -V5)
19  pinMode(12, OUTPUT); // sets the digital pin 12 as output (READY-LED)
20  }
21
22  void loop()
23  {
24  // put your main code here, to run repeatedly:
25
26  if (digitalRead(13) == HIGH) // If Impulse-Button is pushed
27  {
28  digitalWrite(12, LOW); // Turn off READY-LED
29
30  // Initial Loading Capacitors
31  digitalWrite(3, LOW); // Turn off NOT -V1
32  digitalWrite(2, HIGH); // Turn on -V1
33  delay(200); // Capacitor Loading Time #1
34  digitalWrite(2, LOW); // Turn off -V1
35  digitalWrite(3, HIGH); // Turn on NOT -V1
```

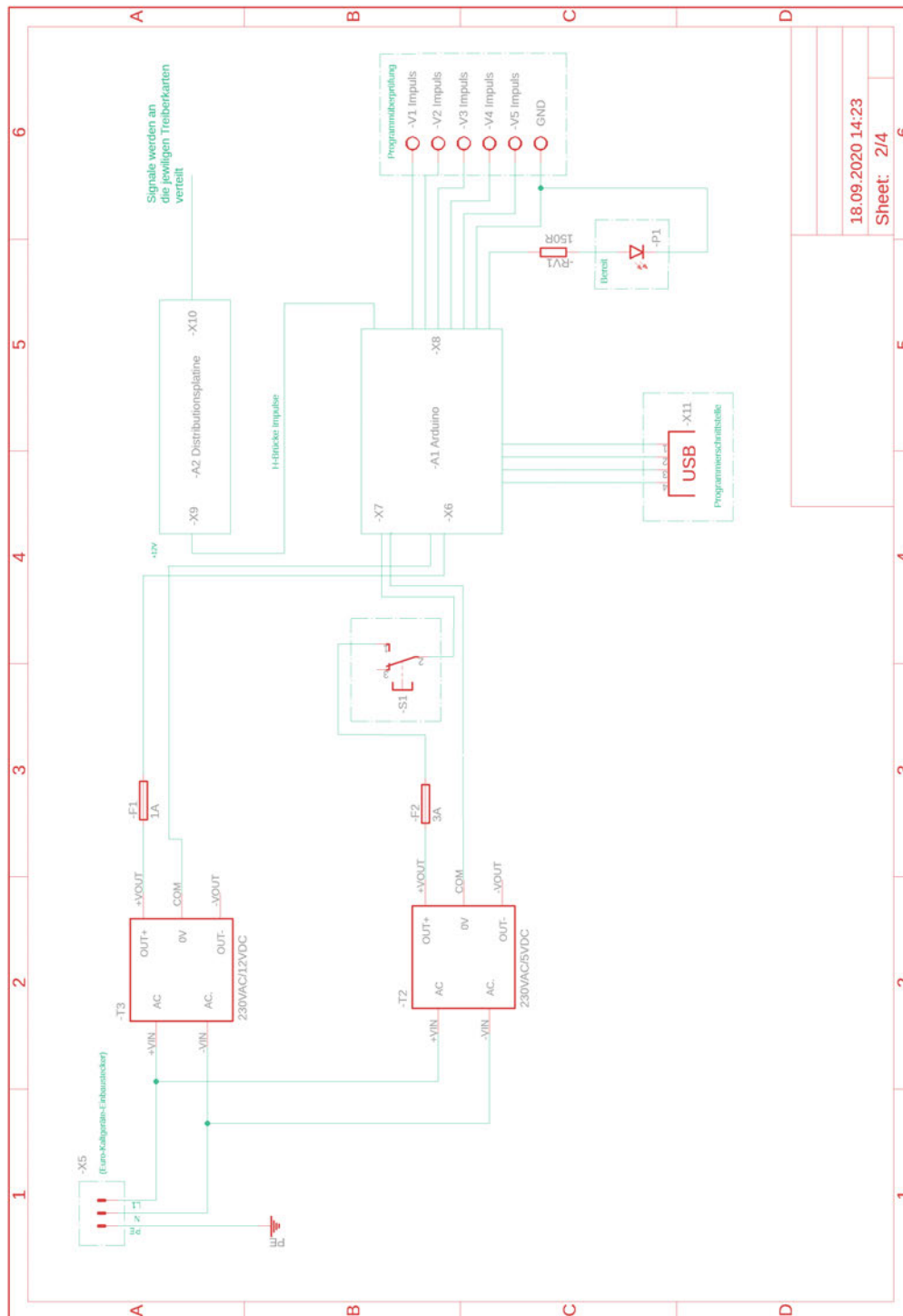
```
    delay(200);          // Delay between switches
37
    for (int i = 0; i < 1; i++)
39    {
        // Positive Impulse
41    digitalWrite(5, LOW);
        digitalWrite(11, LOW); // Turn off NOT -V2 and NOT -V5
43    digitalWrite(4, HIGH);
        digitalWrite(10, HIGH); // Turn on -V2 and -V5
45    delay(3);          //Impulse-Time
        digitalWrite(4, LOW);
47    digitalWrite(10, LOW); // Turn off -V2 and -V5
        digitalWrite(5, HIGH);
49    digitalWrite(11, HIGH); // Turn on NOT -V2 and NOT -V5
        delay(20);          // Delay between switches
51
        // Reload Capacitors
53    digitalWrite(3, LOW); // Turn off NOT -V1
        digitalWrite(2, HIGH); // Turn on -V1
55    delay(10);          // Capacitor Loading Time #1
        digitalWrite(2, LOW); // Turn off -V1
57    digitalWrite(3, HIGH); // Turn on NOT -V1
        delay(20);          // Delay between switches
59
        // Negative Impulse
61    digitalWrite(7, LOW);
        digitalWrite(9, LOW); // Turn off NOT -V3 and NOT -V4
63    digitalWrite(6, HIGH);
        digitalWrite(8, HIGH); // Turn on -V3 and -V4
65    delay(3);
        digitalWrite(6, LOW);
67    digitalWrite(8, LOW); // Turn off -V3 and -V4
        digitalWrite(7, HIGH);
69    digitalWrite(9, HIGH); // Turn on NOT -V3 and NOT -V4
        delay(20);          // Delay switches
71
        // Reload Capacitors
73    digitalWrite(3, LOW); // Turn off NOT -V1
        digitalWrite(2, HIGH); // Turn on -V1
75    delay(10);          // Capacitor Loading Time #1
        digitalWrite(2, LOW); // Turn off -V1
77    digitalWrite(3, HIGH); // Turn on NOT -V1
        delay(20);          // Delay between switches
79    }
```

```
    }  
81  
    else  
83    {  
    digitalWrite(2, LOW); // Else turn off -V1  
85    digitalWrite(3, HIGH); // Else turn on NOT -V1  
    digitalWrite(4, LOW); // Else turn off -V2  
87    digitalWrite(5, HIGH); // Else turn on NOT -V2  
    digitalWrite(6, LOW); // Else turn off -V3  
89    digitalWrite(7, HIGH); // Else turn on NOT -V3  
    digitalWrite(8, LOW); // Else turn off -V4  
91    digitalWrite(9, HIGH); // Else turn on NOT -V4  
    digitalWrite(10, LOW); // Else turn off -V5  
93    digitalWrite(11, HIGH); // Else turn on NOT -V5  
    digitalWrite(12, HIGH); // Else turn on READY-LED  
95    }  
    }  
97
```



Schaupläne
nicht gespeichert
Sheet: 1/4

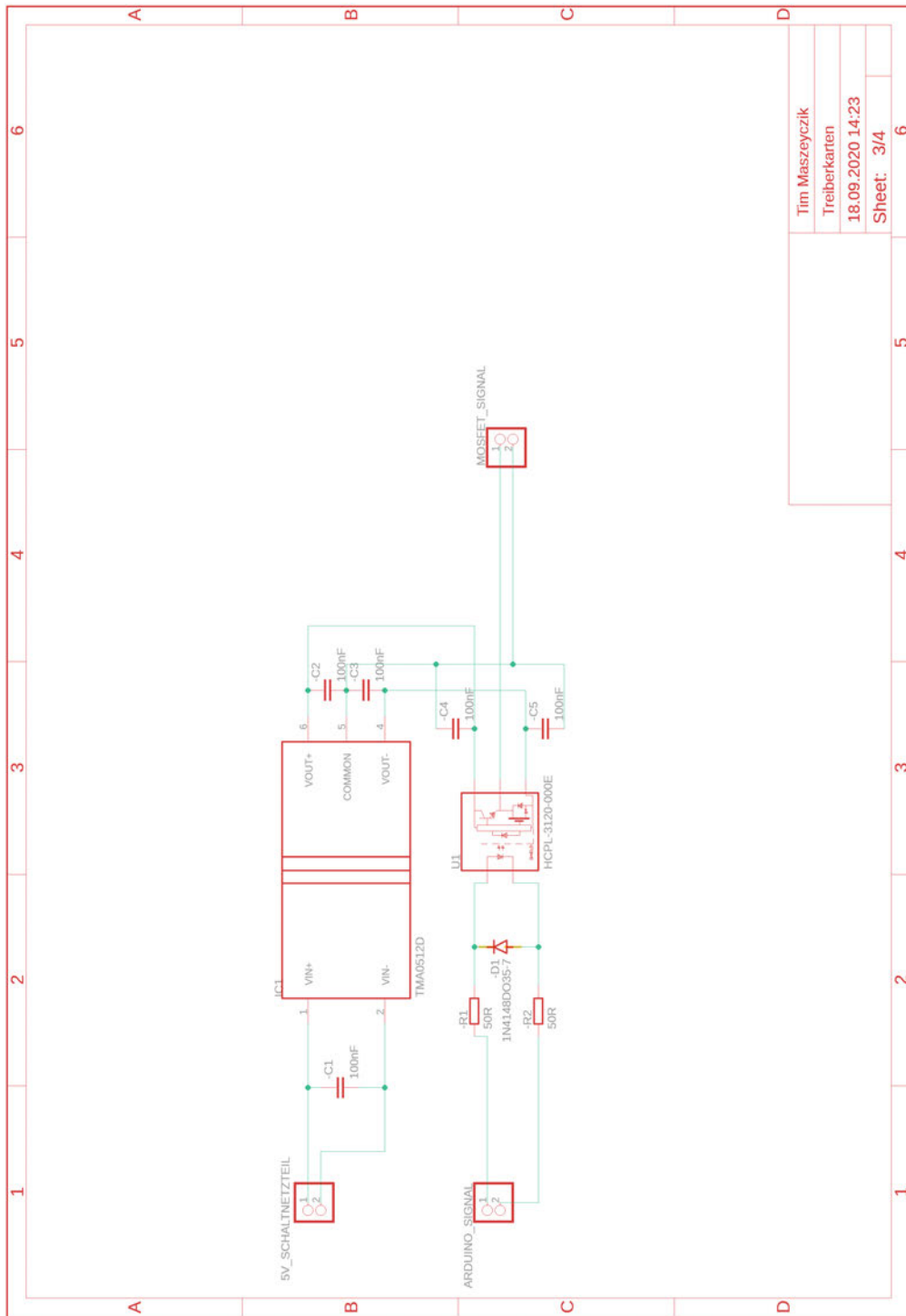
Abbildung A.1: Laststromkreis



18.09.2020 14:23

Sheet: 2/4

Abbildung A.2: Steuerstromkreis



Tim Maszyczyk	6
Treiberkarten	6
18.09.2020 14:23	6
Sheet: 3/4	6

Abbildung A.3: Treiberkarte

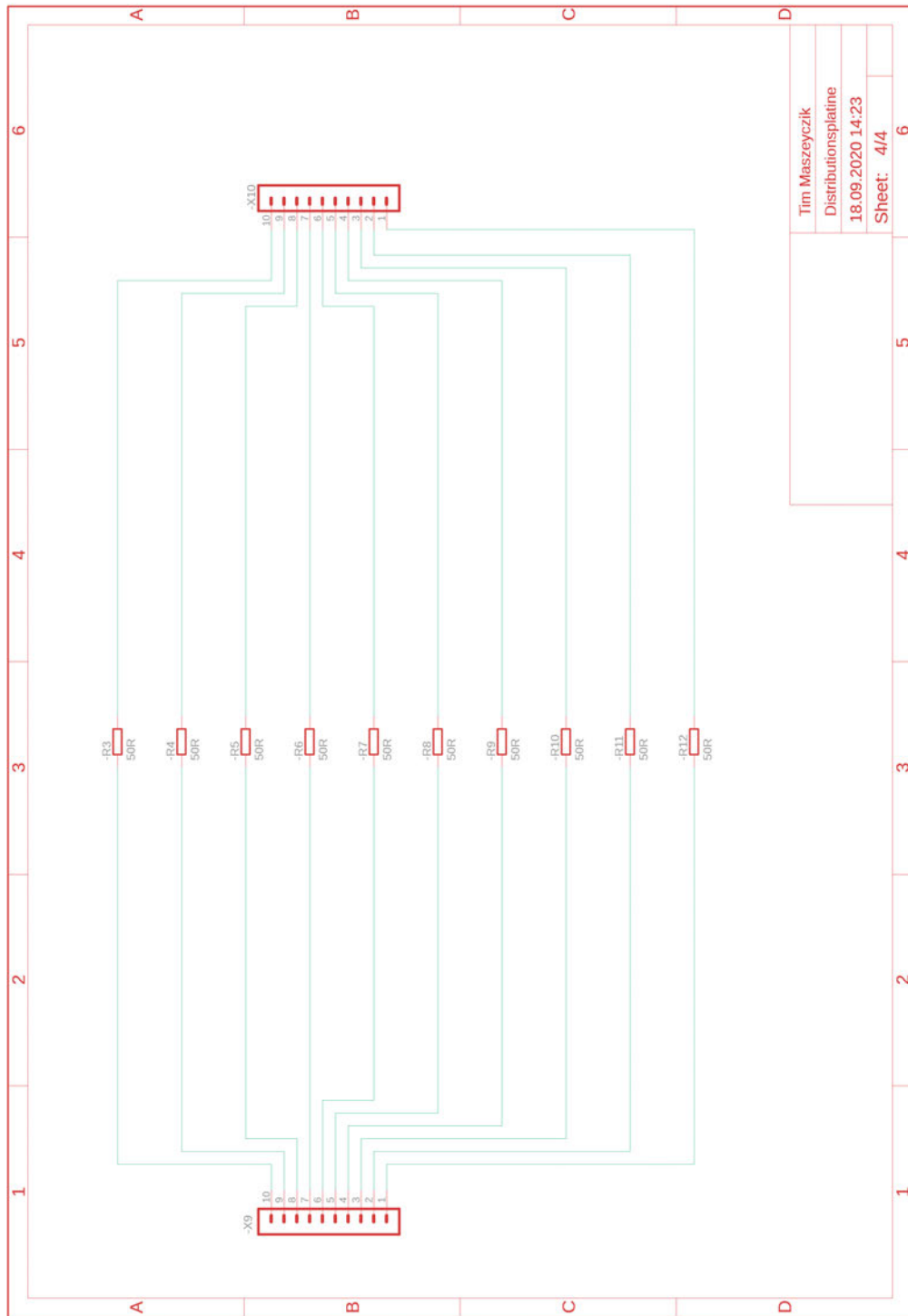


Abbildung A.4: Distributionsplatine

Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung einer Abschlussarbeit Gemäß der Allgemeinen Prüfungs- und Studienordnung ist zusammen mit der Abschlussarbeit eine schriftliche Erklärung abzugeben, in der der Studierende bestätigt, dass die Abschlussarbeit „— bei einer Gruppenarbeit die entsprechend gekennzeichneten Teile der Arbeit [(§ 18 Abs. 1 APSO-TI-BM bzw. § 21 Abs. 1 APSO-INGI)] — ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt wurden. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich zu machen.“

Quelle: § 16 Abs. 5 APSO-TI-BM bzw. § 15 Abs. 6 APSO-INGI

Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung der Arbeit

Hiermit versichere ich,

Name: _____

Vorname: _____

dass ich die vorliegende Bachelorarbeit – bzw. bei einer Gruppenarbeit die entsprechend gekennzeichneten Teile der Arbeit – mit dem Thema:

Planung, Erstellung und Test eines Impulseinschubes zum magnetischen Einstellen von Beschleunigermagneten

ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

_____ 

Ort

Datum

Unterschrift im Original