

# EMV-gerechter Filterentwurf für einen GaN-Pulswechselrichter

## DIPLOMARBEIT

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines  
Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.)

unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl  
Dipl.-Ing. Franz Maislinger

eingereicht an der

Technischen Universität Wien  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

von

Laura Siplika  
Matrikelnummer 00825164

Wien, 16. Jänner 2018

# Vorwort

An dieser Stelle möchte ich all jenen danken, die mich bei der Ausführung dieser Diplomarbeit unterstützt haben.

Allen voran gilt mein Dank Herrn Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl, der die Erstellung dieser Arbeit ermöglicht hat und mir bei Fragen jederzeit fachlich zur Seite stand.

Des Weiteren möchte ich mich ganz besonders bei Herrn Dipl.-Ing. Franz Maislinger für eine großartige Betreuung und vielen wertvollen Anregungen bedanken.

Nicht zuletzt gilt mein Dank auch meiner Familie und Freunden, die mich durch das ganze Studium begleitet und mich immer unterstützt haben.

Wien, 16. Jänner 2018

# Abstract

This thesis is focussed on the design of a sine wave filter for a GaN-based PWM inverter in order to comply with the EMC requirements according to EN 55011 standard. In addition to the parasitic high-frequency properties of the filter components, also potential sources of interference or coupling mechanisms are analyzed which may impair the filter behavior in the region of higher frequencies. A passive 4th order LC low-pass filter is considered with the aim of achieving low losses while maintaining a high specific power density. For an optimal design of the filter components, toroidal core chokes of various dimensions, core combinations and materials are examined by means of a specifically created calculation software including a material and core database. Thus, feasible and optimal in terms of efficiency and power density choke combinations are generated. The optimized filter inductances are implemented as laboratory samples and tested according their actual properties in the MHz range by means of impedance analyzer measurements. Based on these results a suitable high-frequency equivalent circuit diagram (filter model) is developed and parameterized. The filter implemented actually, however, does not achieve the frequency rejection behavior predicted by filter model as a consequence of cross-coupling effects between the filter stages and also caused by additional noise due to imperfect grounding. Therefore, some modifications such as a special winding technique as well as additional shielding and positioning of specific components have been performed for improving the filter properties. For verification, a GaN half-bridge stage was designed and implemented, which demonstrates that based on the developed optimized and improved filter concept the system complies with the required EMC standard.

# Kurzzusammenfassung

Diese Arbeit befasst sich mit dem EMV-gerechten Entwurf eines Sinusfilters für einen GaN-Pulswechselrichter damit dessen Ausgangsspannung ein Störlevel gemäß Norm EN 55011 erreicht. Dabei werden neben den parasitären hochfrequenten Eigenschaften der Filterbau-Elemente auch mögliche Störquellen bzw. Kopplungsmechanismen untersucht, die das Filterverhalten im Bereich höherer Frequenzen beeinträchtigen. Es wird ein passives LC-Tiefpassfilter 4. Ordnung realisiert mit dem Ziel möglichst geringe Verluste bei gleichzeitig hoher spezifischer Leistungsdichte zu erreichen. Für eine optimale Auslegung der Filterkomponenten werden mittels einer speziell erstellten Berechnungssoftware (Material- und Kerndatenbank) Ringkerndrosseln verschiedenster Abmessungen, Kern-Kombinationen und Materialien betrachtet und realisierbare sowie hinsichtlich Wirkungsgrad bzw. Leistungsdichte optimale Drosselkombinationen generiert. Die als optimal ermittelten Filterinduktivitäten werden als Labormuster ausgeführt, anschließend mittels Impedanzanalysator-Messungen auf ihre realen Eigenschaften im MHz-Bereich getestet und damit ein HF-taugliches Ersatzschaltbild (Filtermodell) bestimmt und parametrisiert. Das reale Filter zeigt allerdings Abweichungen zum Filtermodell aufgrund von Kopplungen und leitungsgebundenen Störbeeinflussungen zwischen den einzelnen Filterstufen. Daher wurden Modifikationen im Filteraufbau wie eine spezielle Wickeltechnik sowie zusätzliche Abschirmungen spezifischer Bauelemente vorgenommen, welche die Filtereigenschaften verbessern. Zur Verifikation wurde eine GaN-Halbbrückenstufe entworfen und aufgebaut, mit welcher gezeigt wurde, dass mit dem entwickelten bzw. verbesserten Filter die geforderte Norm eingehalten wird.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	GaN-Transistoren . . . . .	2
1.1.1	Materialeigenschaften von GaN . . . . .	3
1.1.2	Aufbau und Funktionsweise eines GaN-Transistors . . . . .	4
1.1.3	Schaltverhalten von GaN und parasitäre Kapazitäten . . . . .	7
1.2	EMV-Norm EN 55011 . . . . .	8
1.3	Sinusfilter . . . . .	12
<b>2</b>	<b>Theorie und Modelle zum Filteraufbau</b>	<b>14</b>
2.1	Dimensionierung des Filters . . . . .	14
2.2	Verhalten des Filters im Zeitbereich . . . . .	17
2.3	Wahl der Drossel . . . . .	19
2.3.1	Pulverkernmaterialien . . . . .	21
2.3.2	Berechnungsmethoden und Optimierungsalgorithmus . . . . .	22
2.4	Wahl des Kondensators . . . . .	30
2.5	Parameteridentifikation . . . . .	31
2.5.1	Ersatzschaltung der Bauteile . . . . .	33
2.5.2	Modelliertes Filterverhalten . . . . .	35
<b>3</b>	<b>Messaufbau und Messungen</b>	<b>37</b>
3.1	Reales Filterverhalten . . . . .	37
3.2	Filteraufbau . . . . .	39
3.3	Messen mit Spektrumanalysator . . . . .	40
3.3.1	Dämpfungsglied . . . . .	41
3.3.2	Filtermessung . . . . .	43
<b>4</b>	<b>Filteranpassungen</b>	<b>46</b>
4.1	Störquellen und Kopplungsmechanismen . . . . .	46
4.2	Maßnahmen gegen Störquellen und Kopplungen . . . . .	47
4.2.1	Reduktion der magnetischen Streufelder . . . . .	47
4.2.2	Reduktion der parasitären Impedanzen . . . . .	51
4.2.3	Reduktion der Kopplung magnetischer Felder . . . . .	52
4.2.4	Kurzschlussring . . . . .	53
4.2.5	Auswirkungen der Maßnahmen und Messresultate . . . . .	54
4.3	Spannungsabhängigkeit von Kondensatoren . . . . .	58
4.4	Spannungsverteilung entlang der Drossel . . . . .	62
<b>5</b>	<b>GaN-Halbbrücke mit Sinusfilter</b>	<b>64</b>
5.1	Schaltplan . . . . .	64

---

5.2	EMV-gerechter Layoutentwurf . . . . .	66
5.2.1	Stromumschaltanalyse . . . . .	66
5.2.2	Layout . . . . .	67
5.3	Aufbau und Messungen . . . . .	68
5.3.1	Symmetrischer Aufbau . . . . .	69
5.3.2	Unsymmetrischer Aufbau der zweiten Filterstufe . . . . .	76
5.3.3	Einhaltung der Norm EN 55011 . . . . .	76
<b>6</b>	<b>Schlussfolgerungen</b>	<b>79</b>
<b>A</b>	<b>Schaltpläne</b>	<b>83</b>

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Pulsumrichter . . . . .	1
1.2	Gepulste und geglättete Spannung . . . . .	2
1.3	Leitwiderstand von Si, GaN, SiC . . . . .	5
1.4	Ladungsverteilung zwischen AlGaIn und GaN . . . . .	6
1.5	Grundaufbau eines d-mode HEMT . . . . .	6
1.6	Aufbau eines e-mode HEMT . . . . .	6
1.7	GaN-HEMT Schaltvorgang . . . . .	7
1.8	Trapezsignal . . . . .	9
1.9	Amplitudenspektrum zweier Trapezsignale . . . . .	9
1.10	Grenzwerte für Funkstörspannungen . . . . .	12
2.1	Filter 4. Ordnung . . . . .	14
2.2	Bodeplot eines Filters 4. Ordnung . . . . .	16
2.3	Vereinfachte Übertragungsfunktion eines Filters 4. Ordnung . . . . .	17
2.4	Zeitverläufe der Spannungen und Ströme . . . . .	19
2.5	Simulierte Zeitverläufe der Spannungen und Ströme . . . . .	20
2.6	Wechselanteil der Flussdichte . . . . .	23
2.7	Wirkungsgrade der unterschiedlichen Drosseln . . . . .	27
2.8	Ausgewählte Drosseln . . . . .	28
2.9	Impedanzgänge der Drosseln . . . . .	32
2.10	Ersatzschaltungen . . . . .	33
2.11	Impedanzgänge mit Ersatzmodellen . . . . .	34
2.12	Filter mit realen Impedanzen ersetzt . . . . .	35
2.13	Übertragungsfunktion mit realen Bauteilwerten . . . . .	36
3.1	Filteraufbau . . . . .	37
3.2	Filtermessung . . . . .	38
3.3	Filterschaltung . . . . .	39
3.4	Dämpfungsglied . . . . .	41
3.5	Bodeverlauf des Dämpfungsgliedes . . . . .	42
3.6	Übertragungsfunktion des Filters mit Spektrumanalysator . . . . .	43
3.7	Vergleich der Übertragungsfunktionen des Filters . . . . .	44
4.1	Wicklung der Drossel . . . . .	48
4.2	Spektrum der induzierten Spannung . . . . .	49
4.3	Flussdichteverlauf entlang der z-Achse der Drossel . . . . .	50
4.4	Drei Drosseln . . . . .	51
4.5	Vergleich der Impedanzen . . . . .	51
4.6	Filter mit magnetischer Abschirmung . . . . .	52

---

4.7	Kurzschlussring . . . . .	53
4.8	Übertragungsfunktion der neuen und alten Drossel . . . . .	54
4.9	Übertragungsfunktion mit der alten Drossel . . . . .	55
4.10	Übertragungsfunktion mit der neuen Drossel . . . . .	56
4.11	Übertragungsfunktion mit Sendust 358 . . . . .	57
4.12	Übertragungsfunktion für verschiedene Drosseln . . . . .	58
4.13	Strom durch Keramikkondensator . . . . .	59
4.14	Kapazität in Abhängigkeit von der Spannung . . . . .	60
4.15	Stromverlauf durch den Kondensator berechnet . . . . .	60
4.16	Symmetrischer Filteraufbau . . . . .	61
4.17	Filteraufbau mit Folienkondensatoren . . . . .	61
4.18	Filtermessung mit Folienkondensatoren . . . . .	62
4.19	Drossel mit Messpins . . . . .	63
4.20	Messergebnisse mit Messpins . . . . .	63
5.1	Schaltplan für die Ansteuerung der Gates . . . . .	65
5.2	Stromumschaltanalyse bei Halbbrücke . . . . .	67
5.3	Layoutentwurf gegen Impedanzkopplung . . . . .	68
5.4	Bilder des fertigen Aufbaues . . . . .	68
5.5	Oszilloskop-Messung des symmetrisch aufgebauten Filters . . . . .	69
5.6	Amplitudenspektrum des symmetrischen Filters . . . . .	70
5.7	Symmetrischer einstufiger Filteraufbau . . . . .	71
5.8	Kleinsignalersatzschltbild des einstufigen Filters . . . . .	71
5.9	Berechnete Stromverläufe bei symmetrischen, einstufigen Filteraufbau . .	74
5.10	Berechneter Zeitverlauf der Ausgangsspannung . . . . .	74
5.11	Vergleich der Amplitudenspektren von gemessenen und berechneten Filter	75
5.12	Oszilloskop-Messung des unsymmetrisch aufgebauten Filters . . . . .	76
5.13	Amplitudenspektrum des unsymmetrischen Filters . . . . .	77
5.14	Quasispitzenwert des Amplitudenspektrums des unsymmetrischen Filters	78
A.1	Schaltplan für Filterentwurf . . . . .	83
A.2	Schaltplan für Filterentwurf mit GaN-Halbbrücke . . . . .	84
A.3	Layout für Filterentwurf mit GaN-Halbbrücke . . . . .	85

# Tabellenverzeichnis

1.1	Vergleich Si, GaN, SiC . . . . .	3
1.2	Vergleich MOSFET und GaN-HEMT . . . . .	8
1.3	Grenzwerte für die Funkstörspannungen der Geräteklasse A . . . . .	11
1.4	Grenzwerte für die Funkstörspannungen der Geräteklasse B . . . . .	11
2.1	Tabelle einiger ausgewählter Drosseln . . . . .	29

# 1 Einleitung

Aufgrund der rasanten Entwicklung der regenerativen Energieerzeugung und der elektrischen Automobilindustrie gewinnen leistungselektronische Umrichter zunehmend an Bedeutung. Auch in der Industrie sind selbstgeführte Wechselrichter in Form von Pulsrichter heute nicht mehr wegzudenken. Unter den häufigsten Anwendungen finden sich vor allem der Antrieb von elektrischen Maschinen, wie z. B. der Synchron- oder Asynchronmaschine.

In Abbildung 1.1 ist das grundlegende Schaltbild eines dreiphasigen Pulsrichters mit Sinusfilter und Motor als Last dargestellt. Im Prinzip erzeugen die Leistungstransistoren

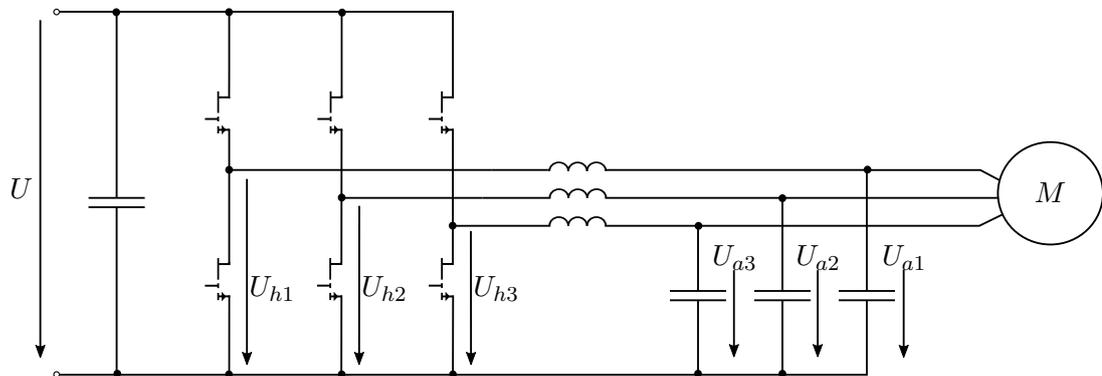


Abbildung 1.1: Grundlegendes Schaltbild eines dreiphasigen Pulsrichters mit Sinusfilter und Motor als Last.

eine rechteckförmige Ausgangsspannung, welche sich im lokalen Mittel einer sinusförmigen Spannung annähert, wie in Abbildung 1.2 dargestellt. Durch Verwendung eines Sinusfilters, hier vereinfacht als LC-Filter dargestellt, werden die schaltfrequenten Komponenten der Ausgangsspannung geglättet und es entsteht bei entsprechender Wahl des Tastverhältnisses idealerweise eine reine Sinusspannung an der Last. Dabei fällt der schaltfrequente Wechselanteil der Spannung an der Filterdrossel ab.

Bei einem realen Aufbau weist die entstehende Sinusspannung kleine Störungen auf, die bei jedem Schaltvorgang der Leistungstransistoren auftreten. Grund dafür ist einerseits, dass das Frequenzspektrum eines schnellen Schaltvorganges hochfrequente Komponenten besitzt und andererseits, dass ein Filter nicht aus idealen Bauteilen besteht und somit nicht alle Frequenzen ideal herausfiltert.

Neuartige Galliumnitrid Transistoren haben sehr viel kürzere Schaltzeiten als herkömmliche Silizium Leistungstransistoren und weisen dadurch in ihrem Frequenzspektrum sehr viel höhere Frequenzkomponenten auf. Neben den vielen Vorteilen, welche diese Transistoren bieten, stellen sie aber auch neue Herausforderungen an den Filterentwurf,

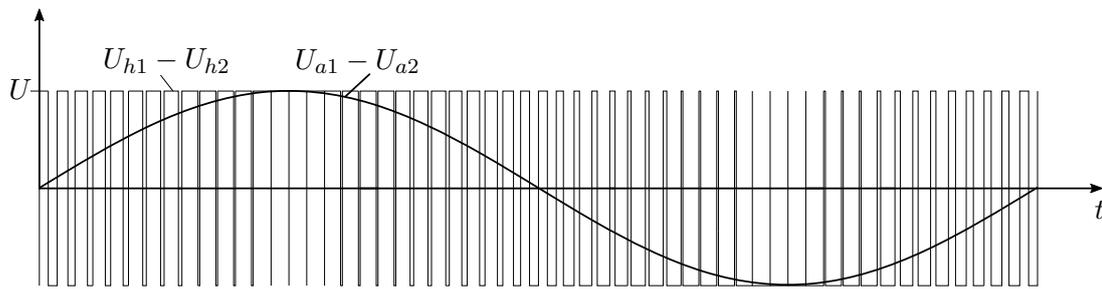


Abbildung 1.2: Idealer Spannungsverlauf am Motor und gepulste Spannung an den Leistungsschaltern.

insbesondere bezüglich deren Material- und Hochfrequenzeigenschaften.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf eines EMV-gerechten Filters für einen GaN-Pulswechselrichter die insbesondere das Ziel hat, im Frequenzbereich von 150 kHz - 30 MHz eine hohe Filterdämpfung zu erreichen, welche die EMV-Norm EN 55011 erfüllt. Im Folgenden wird zunächst der Galliumnitrid Transistor (GaN) näher betrachtet, danach die EMV-Norm EN 55011 und im Anschluss daran der Stand der Technik bei Sinusfiltern.

## 1.1 GaN-Transistoren

In konventionellen Pulswechselrichtern werden als Leistungsschalter IGBTs oder Leistungsmosfets auf Siliziumbasis verbaut. Zwar sind Mosfets prinzipiell schnelle Schalter, haben aber den erheblichen Nachteil, dass mit höher werdenden Sperrspannungen deren Leitwiderstand deutlich ansteigt. Bei einem Mosfet mit einer Sperrspannung von z. B. 500 V sind das bereits typ. um die  $0.3 \Omega$ . Damit steigen auch die Leitverluste.

Bei IGBTs kann mit steigendem Strom der Leitwiderstand, im Gegensatz zu einem Mosfet, durch eine sog. Leitfähigkeitsmodulation gesenkt werden. Beim IGBT handelt es sich um ein Minoritätsbauteil, bei dem die Minoritätsladungsträger beim Ausschalten vom Laststrom abgebaut werden müssen. Dieser sog. 'Current Tail' verursacht wiederum erhebliche Ausschaltverluste, was zu einer Begrenzung in der Schaltfrequenz führt. Daher sind bei konventionellen Wechselrichtern große Kühlkörper zur Wärmeableitung notwendig.

Die Schaltfrequenzen der gängigen Leistungshalbleiter sind auf maximal 20 kHz begrenzt. Für einen Sinusfilter bedeutet das, dass Oberschwingungen mit bereits 20 kHz stark abgeschwächt werden müssen. Daraus ergeben sich vor allem in der Bauform große und schwere LC-Filter, denn je niedriger die Grenzfrequenz des Filters ist, desto größer wird sein Volumen und sein Gewicht.

Effizientere und schneller schaltbare Leistungshalbleiter sind daher intensive Forschungsgebiete der letzten Jahre. Da Halbleiter auf Siliziumbasis an ihre physikalischen Grenzen gestoßen sind, wurden in jüngster Zeit neue Transistoren auf Basis von Galliumnitrid und Siliziumcarbid entwickelt. Diese neuen Leistungstransistoren können aufgrund ihrer kleinen Ein- und Ausgangskapazitäten mit geringen Verlusten und bei hohen Schaltfrequenzen von bis zu typ. 200 kHz betrieben werden.

Seit den 1960er Jahren dominieren Silizium Halbleiter die Industrie. Nicht nur sind sie anderen früheren Materialien wie Germanium und Selenium weit überlegen, sie sind auch zuverlässig und günstig zu produzieren [1]. Seit dieser Zeit haben sich die Halbleiterbauteile stetig verbessert, ab den 70er Jahren gibt es auch Leistungs-MOSFETs als Alternative zu Bipolartransistoren. Während die Durchbruchspannungen gestiegen sind, haben sich die Leitwiderstände Jahr für Jahr verringert. Auch Innovationen wie IGBTs oder Superjunction-MOSFETs haben die Entwicklungen vorangetrieben und sind immer noch Hoffnungsträger der Industrie. Allerdings hat der Entwicklungsfortschritt ab den 2000er Jahren abgenommen. Grund dafür sind die theoretischen Limits von Silizium, welchen man sich nach 30-jähriger Entwicklung angenähert hat.

### 1.1.1 Materialeigenschaften von GaN

Wie Tabelle 1.1 zu entnehmen ist, bieten Galliumnitrid (GaN) Halbleiter verglichen mit Silizium einen deutlich größeren Bandabstand und eine über 10-fache kritische Feldstärke.

		Silizium	Galliumnitrid	Siliziumcarbid
Bandlücke $E_g$	eV	1.12	3.39	3.26
Kritische Feldstärke $E_{krit}$	MV/cm	0.23	3.3	2.2
Elektronenbeweglichkeit $\mu_n$	cm <sup>2</sup> /(Vs)	1400	1500	950
Permittivität $\epsilon_r$		11.8	9	9.7
Thermische Leitfähigkeit $\lambda$	W/(cmK)	1.5	1.3	3.8

Tabelle 1.1: Vergleich der Parameter von Si, GaN und SiC [1].

Galliumnitrid sowie Siliziumcarbid sind sog. Wide Bandgap Halbleiter, da ihr Bandabstand zwischen Valenzband und Leitungsband über 3 eV liegt. Je größer der Bandabstand, desto schwieriger wird es für ein Elektron ins Leitungsband zu gelangen. Konsequenzen daraus sind, dass bei höheren Betriebstemperaturen geringere Leckströme auftreten.

Die Eigenschaft der großen kritischen Feldstärke bewirkt die eigentlichen Vorteile von GaN. Betrachtet man die Durchbruchspannung

$$U_D = 1/2 \cdot w_{drift} \cdot E_{krit} \quad (1.1)$$

welche proportional zur kritischen Feldstärke  $E_{krit}$  sowie zur Eindringtiefe der Raumladungszone  $w_{drift}$  eines pn-Übergangs ist, so kann bei einer 10 mal größeren kritischen Feldstärke von GaN gegenüber Si unter der Annahme einer gleich breiten Driftzone, eine 10 mal höhere Durchbruchspannung erreicht werden. Anders ausgedrückt, die Raumladungszone von GaN beträgt bei gleicher Durchbruchspannung nur ein Zehntel der Raumladungszone von Si.

Des Weiteren kann die Anzahl der freien Elektronen  $N_D$  aus der Beziehung (1.2) ermittelt werden. Hierbei entspricht  $\epsilon_0$  und  $\epsilon_r$  den Permittivitäten und  $q$  der Einheitsladung eines freien Elektrons von  $1.602 \cdot 10^{-19}$ C. Wird der Zusammenhang (1.2) herangezogen, so

wird deutlich, dass die Breite der Raumladungszone quadratisch auf die Anzahl der freien Elektronen wirkt und somit ungefähr 100 mal mehr freie Elektronen im GaN als Ladungsträger zur Verfügung stehen.

$$N_D = \frac{2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot U_D}{w_{drift}^2 \cdot q} \quad (1.2)$$

Das bedeutet, dass GaN-Bauteile nicht nur höher dotiert werden können, sondern auch einen viel kleineren Leitwiderstand zur Folge haben werden. Gleichung (1.3) beschreibt den Zusammenhang zwischen Driftzone, Elektronenmobilität, Anzahl der freien Ladungen und dem Leitwiderstand.

$$R_{DS,ON} = \frac{w_{drift}}{q \cdot \mu_n \cdot N_D} \quad (1.3)$$

Setzt man (1.1), (1.2) in (1.3) ein, so kann  $R_{DS,ON}$  in Abhängigkeit von  $U_D$  in der Form

$$R_{DS,ON} = \frac{4 \cdot U_D^2}{\mu_n \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot E_{krit}^3} \quad (1.4)$$

ausgedrückt werden. Die sich anhand von (1.4) ergebenden theoretischen Limits von Si, GaN und SiC sind in Abbildung 1.3 dargestellt. Daraus ist ersichtlich, dass die beiden Wide Bandgap Materialien Silizium bezüglich des Leitwiderstandes deutlich überlegen sind [1, 2].

### 1.1.2 Aufbau und Funktionsweise eines GaN-Transistors

GaN kristallisiert in einer hexagonalen Wurtzit-Struktur und ist dadurch besonders stabil und temperaturbeständig. Aufgrund der Kristallstruktur weist GaN bei Zugspannungen eine Verschiebung der Ladungen im Kristallgitter auf und ist daher piezoelektrisch. Wird, wie in Abbildung 1.4 dargestellt, auf GaN eine Schicht AlGaIn aufgebracht, so steht GaN unter einer mechanischen Spannung und es baut sich ein elektrisches Feld auf. Dieses Feld wird in AlGaIn durch Verschiebungen der Ladungsträger wieder kompensiert. An der Grenzschicht häufen sich extrem viele Elektronen an und es entsteht ein sog. zweidimensionales Elektronengas (2DEG), welches besonders gut leitfähig ist und die Elektronenbeweglichkeit von  $1000 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$  auf ungefähr  $1500 - 2000 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$  erhöht [1]. Die Kombination aus der hohen Anzahl der freien Elektronen mit dem zweidimensionalen Elektronengas bildet die Grundlage für den High Electron Mobility Transistor, abgekürzt HEMT.

Direkt am GaN wird eine Source- und eine Drain-Elektrode und an AlGaIn eine Gate-Elektrode angebracht. Dieser Aufbau ist zunächst leitend. Erst wenn eine negative Spannung zwischen Gate und Source anliegt, sperrt der Transistor, weil die Elektronen im 2DEG verarmen. In Abbildung 1.5 sind beide Fälle dargestellt. Dieser Transistor wird d-mode HEMT bezeichnet, wobei d für 'depletion', also Verarmung, steht. Das d-mode Gate kann als Schottky Kontakt oder als Elektrode mit dazwischen liegendem Isolator ausgeführt werden.

Für praktische Anwendungen in der Leistungselektronik ist der d-mode HEMT oft ungeeignet, da zuerst eine negative Spannung an den Gateanschluss angelegt werden muss, um

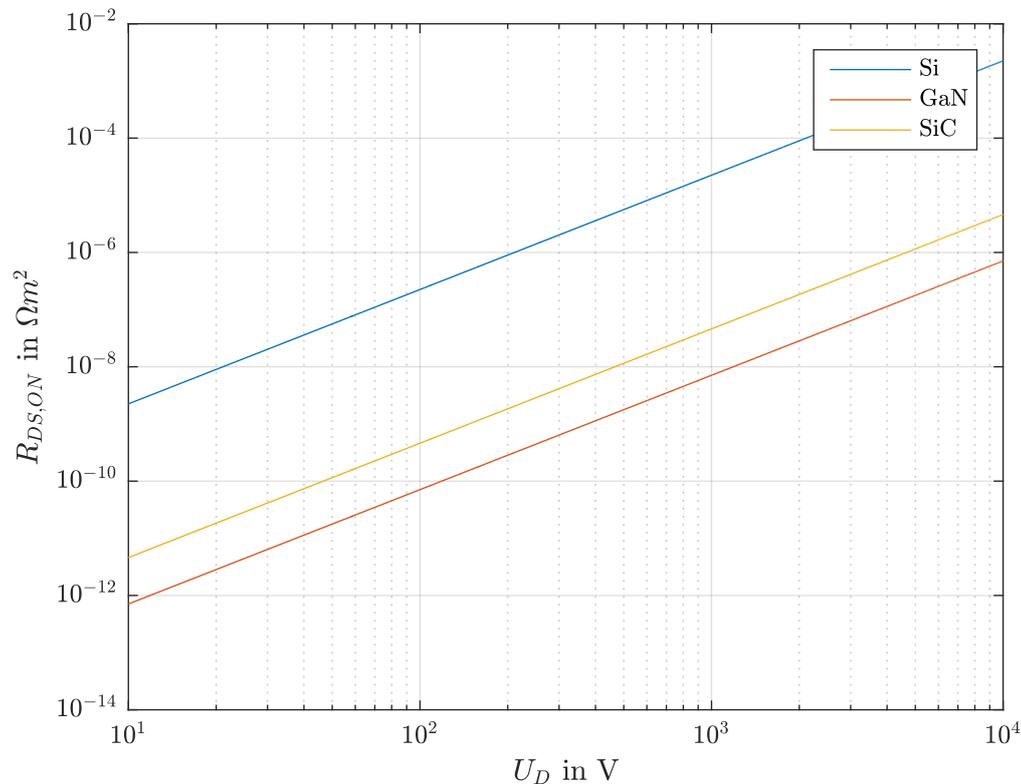


Abbildung 1.3: Leitwiderstand von Si, SiC und GaN als Funktion der Durchbruchspannung.

beispielsweise einen Brückenkurzschluss bei einem Pulsrichter zu verhindern. Um auch bestehende MOSFET Treiber für GaN-Transistoren verwenden zu können, besteht großes Interesse selbstsperrende GaN-HEMTs zu bauen. Diese werden e-mode HEMTs genannt, wobei e für 'enhancement', also Anreicherungstyp, steht. Dazu gibt es 4 grundlegende Möglichkeiten.

Wird die Gate-Elektrode in das AlGaN-Gebiet versenkt, so wird an dieser Stelle die AlGaN Schicht sehr dünn. Die piezoelektrische Spannung an GaN sinkt proportional zu der Schichtdicke. Die Gate-Elektrode bildet einen Schottky-Kontakt. Sobald die Spannung am Schottky-Kontakt größer ist als die piezoelektrische Spannung, verarmt diese GaN Zone und leitet nicht mehr. Erst wenn eine positive Gate Spannung anliegt, wird der HEMT leitend.

Eine andere Möglichkeit einen e-mode HEMT zu bauen ist es, Fluor Atome ins AlGaN einzubringen. Diese binden die negativen Ladungen in AlGaN und verdrängen die Elektronen aus dem 2DEG. Somit ist der HEMT selbstsperrend.

Des Weiteren besteht die Möglichkeit auf die vorhandene AlGaN-Schicht eine zusätzliche p-dotierte GaN-Schicht aufzutragen. Die positive Ladung dieser GaN-Schicht muss

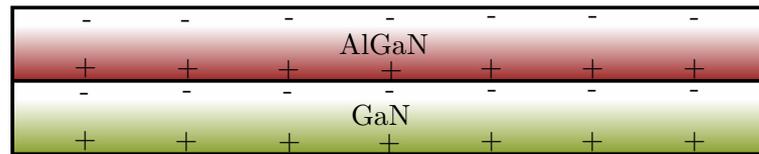


Abbildung 1.4: Ladungsverteilung zwischen AlGaN und GaN.

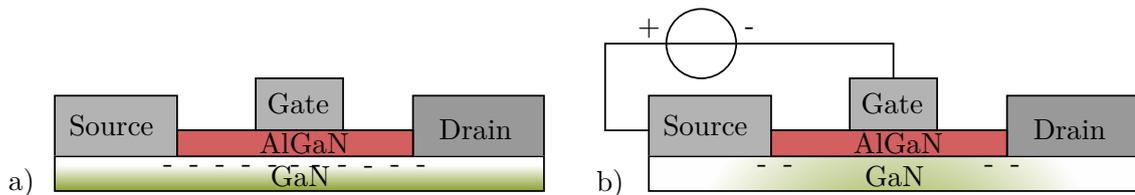


Abbildung 1.5: Grundaufbau eines d-mode HEMT a) Es liegt keine Gate Spannung an, der Transtor ist leitend. b) Am Gate liegt eine negative Spannung an, der Transistor sperrt. Nach [1].

größer sein als die piezoelektrische Spannung bei dem 2DEG. Erst dann wird der HEMT selbstsperrend.

Wird einem d-mode HEMT ein e-mode Si-MOSFET für niedrige Spannungen in Serie geschaltet, verhält sich die Schaltung ebenfalls selbstsperrend. Das entsprechende Schaltbild ist in Abbildung 1.6 dargestellt. Wird am Gate-Eingang des MOSFET eine positive Spannung angelegt, beginnt dieser zu leiten und die MOSFET Drain-Source Spannung wird zu Null. Die Gate-Spannung des HEMT wird zu Null und dieser leitet. Wird die Gate-Spannung des MOSFETs abgeschaltet, so fällt am MOSFET Drain-Source eine negative Spannung ab und sperrt den HEMT.

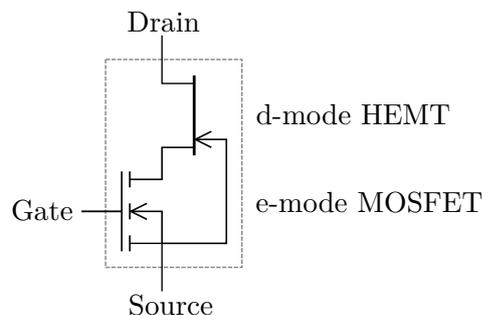


Abbildung 1.6: Aufbau eines e-mode HEMT mit einem Serien MOSFET. Nach [1].

Diese Lösung ist samt MOSFET deshalb effizient, weil der MOSFET nicht für hohe Spannungen ausgelegt sein muss, sondern nur für hohe Ströme. Üblich sind MOSFETs bis 30 V sehr niederohmig. Je höher die Spannung des HEMT, desto effizienter ist deshalb so eine Kaskadenschaltung. Bei einem HEMT von 600 V erhöht sich der gesamte Leitwiderstand aufgrund des MOSFET um nur 3%. Bei einer Spannung von 100 V sind das bereits 30%. Deshalb ist diese Form des e-mode HEMT erst ab Spannungen größer

als 200 V sinnvoll. Der besondere Vorteil dieser Hybrid-Lösung ist, dass herkömmliche MOSFET Treiber verwendet werden können und auch die bereits optimierten d-mode HEMTs. Allerdings ist es wichtig, dass die Kaskadenschaltung in einem einzigen Gehäuse verbaut ist um parasitäre Induktivitäten möglichst gering zu halten [1, 3].

### 1.1.3 Schaltverhalten von GaN und parasitäre Kapazitäten

Neben den geringen Leitverlusten zeichnen sich GaN-HEMTs vor allem durch ihre geringen Verluste bei hohen Schaltfrequenzen aus. Bei jedem Schaltvorgang müssen Ladungen an- und abtransportiert werden und bilden so Schaltverluste, die bei hohen Schaltfrequenzen nicht vernachlässigbar sind.

Um Transistoren sinnvoll miteinander vergleichen zu können, wird der Figure of Merit (FOM) betrachtet. Die einfachste Form den FOM zu berechnen, ist das Produkt aus Leitwiderstand  $R_{DS,ON}$  und Gate Ladung  $Q_G$  zu bilden. Im Grunde sind die beiden Größen entgegengesetzt proportional zueinander, denn je größer der Leitwiderstand, desto kleiner die Gate Ladung. Die Multiplikation bleibt annähernd konstant [4]. Wird der FOM eines 200 V MOSFETs mit dem eines gleichwertigen GaN-HEMTs verglichen, so zeigt sich, dass der GaN-HEMT bis zu 6.5 mal besser ist [1]. Das ist darauf zurück zu führen, dass nicht nur der  $R_{DS,ON}$  der GaN-HEMTs geringer ist, sondern auch die parasitären Kapazitäten, die für die Gate Ladung verantwortlich sind. Je kleiner die Kapazitäten, desto schneller ist der Schaltvorgang des Transistors und desto kürzer sind die Schaltflanken. Der Ein- und Ausschaltvorgang ist in Abbildung 1.7 veranschaulicht.

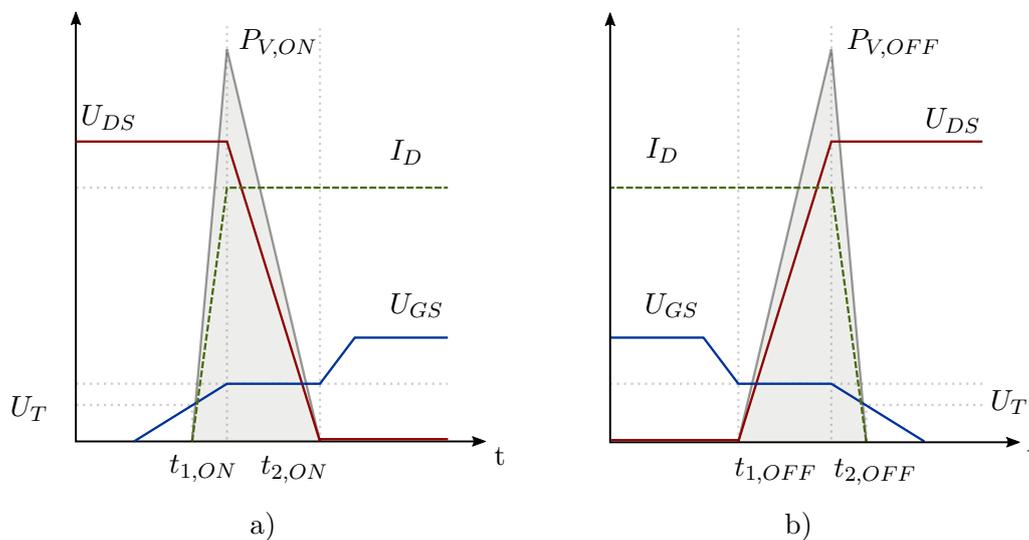


Abbildung 1.7: a) Vereinfachter Einschaltvorgang eines GaN-HEMT.  $P_{V,ON}$  sind die Einschaltverluste. b) Vereinfachter Ausschaltvorgang eines GaN-HEMT.  $P_{V,OFF}$  sind die Ausschaltverluste. Nach [1].

Die wesentlichen Kapazitäten eines HEMT sind die Gate-Source Kapazität  $C_{GS}$ , die Gate-Drain Kapazität  $C_{GD}$  und die Drain-Source Kapazität  $C_{DS}$ . Beim Einschalten wird eine positive Steuerspannung an das Gate gelegt. Dabei wird  $C_{GS}$  und  $C_{GD}$  geladen, bis

die Schwellspannung  $U_T$  erreicht ist. Ab dieser Spannung beginnt der Transistor zu leiten, befindet sich im linearen Betrieb und  $I_D$  steigt mit steigender Gatespannung an. Sobald der Laststrom erreicht ist, beginnt die Spannung  $U_{DS}$  am Transistor zu sinken. Dabei entlädt sich  $C_{GD}$ , die Spannung am Gate bleibt konstant bis  $U_{DS}$  ihren Stationärwert erreicht. Die Steigung von  $U_{DS}$  hängt von  $C_{GD}$  und vom Gate-Widerstand ab. Je kleiner diese beiden Werte sind, desto schneller kann der Transistor schalten. Schließlich lädt die Kapazität  $C_{GS}$ , bis die angelegte Gatespannung erreicht ist.

Die Verluste für die beiden Schaltvorgänge, welche direkt von den Schaltzeiten abhängen, können in grober Näherung über

$$P_{V,ON} = \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot I_D \cdot (t_{1,ON} + t_{2,ON}) \quad (1.5a)$$

$$P_{V,OFF} = \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot I_D \cdot (t_{1,OFF} + t_{2,OFF}) \quad (1.5b)$$

berechnet werden. Die kurzen Schaltzeiten und die niedrigen Schaltverluste werden vor allem durch die niedrige Gate-Drain Kapazität verursacht. Ein GaN-HEMT ist in der Lage in typ. unter 10 ns zu schalten.

Ein direkter Vergleich der Datenblätter eines Leistungs-MOSFETs mit einem ähnlichen GaN-HEMT zeigt die Unterschiede der Kenngrößen. In Tabelle 1.2 sind einige Werte als Vergleich angeführt.

	POWER MOSFET	E-MODE GAN TRANSISTOR
$V_{DS}$	500 V	650 V
$I_D$	24 A	30 A
$R_{DS(ON)}$	0.23 $\Omega$	0.05 $\Omega$
$C_{ISS} = C_{GD} + C_{GS}$	3900 pF	260 pF
$C_{OSS} = C_{GD} + C_{DS}$	500 pF	65 pF
$C_{RSS} = C_{GD}$	130 pF	2 pF

Tabelle 1.2: Vergleich einiger Werte des Leistungs-MOSFET IXFH 24N50Q [5] mit dem GaN GS66508T [6].

## 1.2 EMV-Norm EN 55011

Wird der Transistor mit einem Rechtecksignal angesteuert, so stellt die Drain-Source Spannung am Transistor keinen idealen rechteckförmigen Verlauf dar, sondern hat eine endliche Steigung wie in Abbildung 1.7 dargestellt. Wird stellvertretend ein periodisches Trapezsignal wie in Abbildung 1.8 betrachtet, so kann dessen Amplitudenspektrum mit

$$C_f = 2 \cdot A \cdot \delta \cdot \frac{\sin(n\pi f_0 \cdot T_P)}{n\pi f_0 \cdot T_P} \cdot \frac{\sin(n\pi f_0 \cdot T_R)}{n\pi f_0 \cdot T_R} \quad (1.6)$$

berechnet werden [7, 8].

Wenn ein Galliumnitrid Transistor die Spannung schaltet, so wird von einer Schaltfrequenz von etwa  $f_0 = 1/T_0 = 100$  kHz ausgegangen und von einer Ein- und Ausschaltzeit

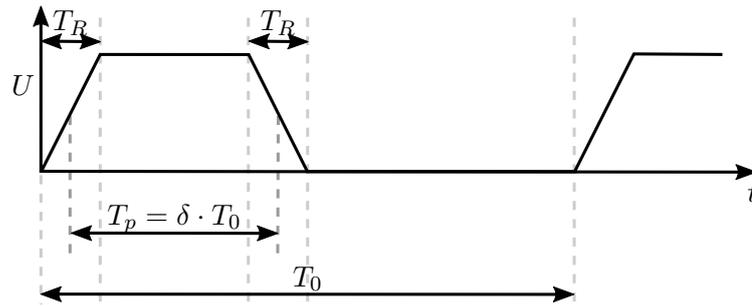


Abbildung 1.8: Trapezsignal.

von  $T_R = 10 \text{ ns}$ .  $T_P = \delta \cdot T_0$  bezeichnet den Zeitraum, bei dem die Ausgangsspannung größer als die halbe maximale Spannung ist, wobei  $\delta$  das Tastverhältnis beschreibt. Ein periodisches Signal besitzt ein diskretes Spektrum und so finden sich auf der Frequenzachse  $f$  jene Frequenzen wieder, welche ganzzahlige Vielfache der Schaltfrequenz mit  $f_n = n \cdot f_0$  ergeben. Bei einem Tastverhältnis von  $\delta = 0.5$  und einer Spannungsamplitude von  $A = 400 \text{ V}$  ergibt sich ein Amplitudenspektrum, welches in Abbildung 1.9 blau dargestellt ist.

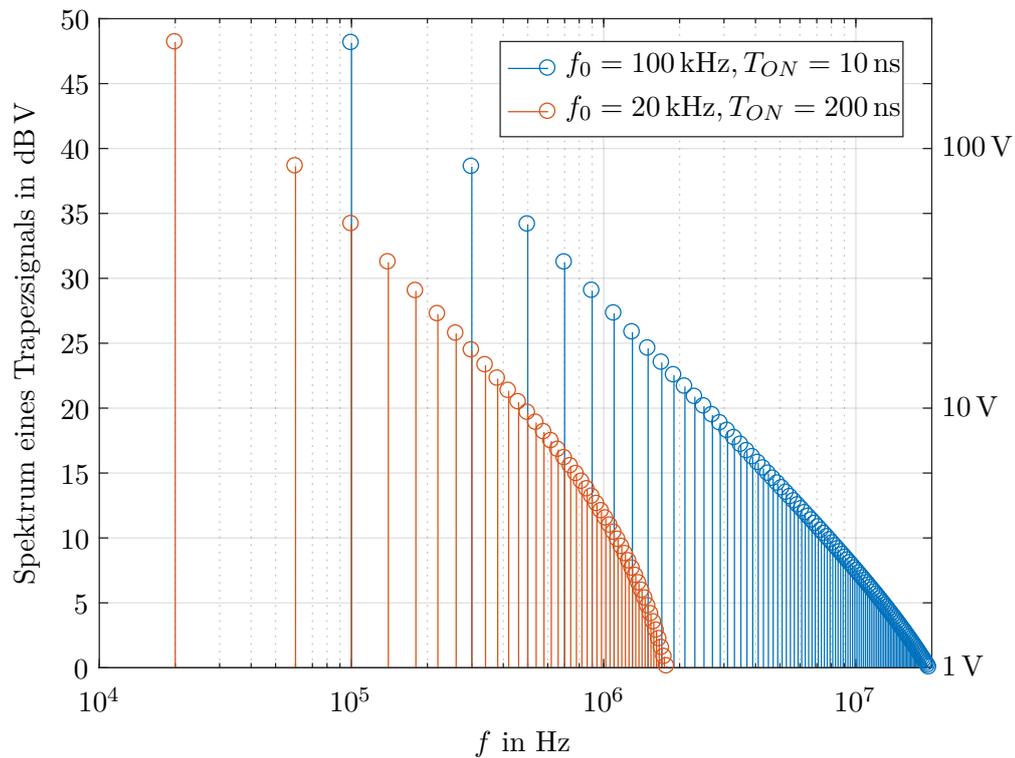


Abbildung 1.9: Vergleich des Amplitudenspektrums zweier unterschiedlicher idealer, periodischer Trapezsignale.

Das orange Spektrum stellt erneut ein Trapezsignal dar, das von einem Leistungsmosfet geschaltet sein könnte. Eine Schaltfrequenz von  $f_0 = 20 \text{ kHz}$  ist realistisch bei einer Ein- und Ausschaltzeit von  $T_R = 200 \text{ ns}$ . Vergleicht man die beiden Spektren miteinander, so ist einerseits ersichtlich, dass ein periodisches Signal Oberschwingungen mit Vielfachen der Grundfrequenz aufweist. Bei dem Trapezsignal sind dies vor allem die 1., 3., 5., 7. usw. So hat ein Signal mit einer Grundfrequenz von  $100 \text{ kHz}$  die erste Harmonische bei  $100 \text{ kHz}$ , während ein  $20 \text{ kHz}$  Signal bei  $100 \text{ kHz}$  bereits die 5. Harmonische mit entsprechend höherer Abschwächung aufweist. Andererseits kommt der Effekt einer besonders kurzen Schaltflanke zum Tragen. Je länger  $T_r$  dauert, bei desto niedrigeren Frequenzen findet ein Knick der einhüllenden Kurve mit einem Abfall von  $20 \text{ dB}$  pro Dekade auf  $40 \text{ dB}$  pro Dekade statt. Das ist auch im Spektrum sichtbar. Während die blaue Kurve einen Abfall von  $20 \text{ dB}$  pro Dekade bis in den  $10 \text{ MHz}$ -Bereich darstellt und erst danach einen weiteren Knick vermuten lässt, zeigt die orange Kurve bereits eine Frequenzdekade früher einen deutlichen Knick. Somit zeigt sich besonders im hohen Frequenzbereich, welchen Herausforderungen ein Filter in einem GaN-Umrichter im Vergleich zu einem herkömmlichen Mosfet-Umrichter ausgesetzt ist.

Beim Schalten hoher Spannungen entsteht in Leistungshalbleitern auch eine nach Abbildung 1.7 hohe Stromänderung mit den entsprechenden Stromüberschwingungen. Jede dieser hohen Strom Frequenzkomponenten erzeugt ein magnetisches Feld um den Leiter und induziert nach dem Induktionsgesetz eine Spannung in einer geschlossenen Leiterschleife. Sind die induzierten Spannungen zu hoch, können sie Beschädigungen an umliegenden Geräten verursachen. Wenn bei Wechselrichtern Oberschwingungen nicht herausgefiltert werden, strahlen lange Motorzuleitungen elektromagnetische Felder ab und beeinflussen damit ihre Umgebung.

Ebenso führen hohe zeitliche Änderungsraten in der Spannung, die für GaN-Transistoren oftmals über  $50 \text{ kV}/\mu\text{s}$  liegen, aufgrund des Motorkabels zu Überspannungen an den Motorklemmen, welche die Isolation der Maschine beschädigen oder die Lebenszeit der Maschinen drastisch reduzieren können.

Die maximal erlaubten Grenzwerte werden durch EMV-Normen festgelegt, wobei EMV für elektromagnetische Verträglichkeit steht. Um frühere nationale Richtlinien innerhalb der EU zu vereinheitlichen hat die EU Harmonisierungsrichtlinien herausgegeben. Unter einer Vielzahl von Richtlinien besteht die EMV-Richtlinie, die seit 1996 gültig ist. Sie umfasst viele Normen, die in vier Gruppen eingeteilt werden. Dazu zählen die Grundnormen, die Fachgrundnormen, die Produktfamiliennormen und die Produktnormen. Die Grundnormen legen prinzipielle Messverfahren sowie Grenzwerte fest und behandeln grundlegende Störmechanismen. Die Fachgrundnormen geben die minimalen Anforderungen an elektromagnetische Störungen an. Produktfamiliennormen und Produktnormen schreiben genaue Grenzwerte und Prüfmethode für jeweilige Produktfamilien und Produkte vor und sind, sofern die Produkte eindeutig zuordenbar sind, den Fachgrundnormen vorrangig [9].

Zu den Produkt- und Produktfamiliennormen zur Störaussendung zählt die EN 55011, welche die Grenzwerte von HF-Funkstörungen für ISM Geräte definiert. ISM steht für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Hochfrequenzgeräte.

EN 55011 behandelt die leitungsgebundenen und die strahlungsgebundenen Emissionen. Dabei werden die Geräte in zwei Gruppen und in zwei Klassen aufgeteilt. Gruppe 1 beinhaltet ISM Geräte mit internen Hochfrequenzen während Gruppe 2 ISM Geräte erfasst, welche Hochfrequenzen absichtlich nach außen führen. Klasse A Geräte sind für den Industriebereich und Klasse B Geräte für den Wohnbereich vorgesehen. Tabelle 1.3 gibt Grenzwerte für die Funkstörspannungen am Netzanschluss von Geräten der Klasse A beider Gruppen an und Tabelle 1.4 gibt Grenzwerte für die Funkstörspannungen am Netzanschluss von Geräten der Klasse B beider Gruppen an. Abbildung 1.10 verdeutlicht die Quasispitzenwerte aus Tabelle 1.3 und 1.4 noch einmal graphisch.

	QP 1	Mittelwert 2	QP 2	Mittelwert 2
150 kHz – 500 kHz	79 dB $\mu$ V	66 dB $\mu$ V	100 dB $\mu$ V	90 dB $\mu$ V
500 kHz – 5 MHz	73 dB $\mu$ V	60 dB $\mu$ V	86 dB $\mu$ V	76 dB $\mu$ V
5 MHz – 30 MHz	73 dB $\mu$ V	60 dB $\mu$ V	90 dB $\mu$ V – 70 dB $\mu$ V	80 dB $\mu$ V – 60 dB $\mu$ V

Tabelle 1.3: Grenzwerte für die Funkstörspannungen der Geräteklasse A (Industriebereich) für jeweils Gruppe 1 und 2. Dabei wird zwischen Quasispitzenwert und Mittelwert unterschieden [9, 10].

	QP 1 und 2	Mittelwert 1 und 2
150 kHz – 500 kHz	66 dB $\mu$ V – 56 dB $\mu$ V	56 dB $\mu$ V – 46 dB $\mu$ V
500 kHz – 5 MHz	56 dB $\mu$ V	46 dB $\mu$ V
5 MHz – 30 MHz	60 dB $\mu$ V	50 dB $\mu$ V

Tabelle 1.4: Grenzwerte für die Funkstörspannungen der Geräteklasse B (Wohnbereich) für Gruppe 1 und 2. Dabei wird zwischen Quasispitzenwert und Mittelwert unterschieden [9, 10].

Gemessen werden die leitungsgebundenen Störungen auf einem speziellen Messplatz mit Hilfe einer Netznachbildung, welche die Aufgabe hat etwaige Störungen aus dem Versorgungsnetz zu unterdrücken sowie für den Prüfling eine definierte HF-Abschlussimpedanz zu bilden. Die Norm schreibt eine definierte Hochfrequenzimpedanz der Netznachbildung von  $(50 \mu\text{H} + 5 \Omega) || 50 \Omega$  vor. Die eigentliche Messung macht ein Funkstörmessempefänger [10].

Die Norm EN 55011 definiert neben den leitungsgebundenen auch die strahlungsgebundenen Emissionen zwischen 30 MHz und 1 GHz. Die elektromagnetischen Felder, sowie quasistationäre elektrische und magnetische Felder werden mit Antennen gemessen. Die Norm schreibt vor, dass die Messungen im Freien in einem Abstand vom Prüfling von bis zu 30 m durchgeführt werden und dabei andere Störungen stark gedämpft sind (6 dB unter dem Grenzwert liegen). Da solche Voraussetzungen im Freien nicht verfügbar sind, werden spezielle Absorberhallen, mit einem Messabstand von bis zu 10 m, verwendet. Daher sind diese Messungen besonders aufwendig und teuer [9].

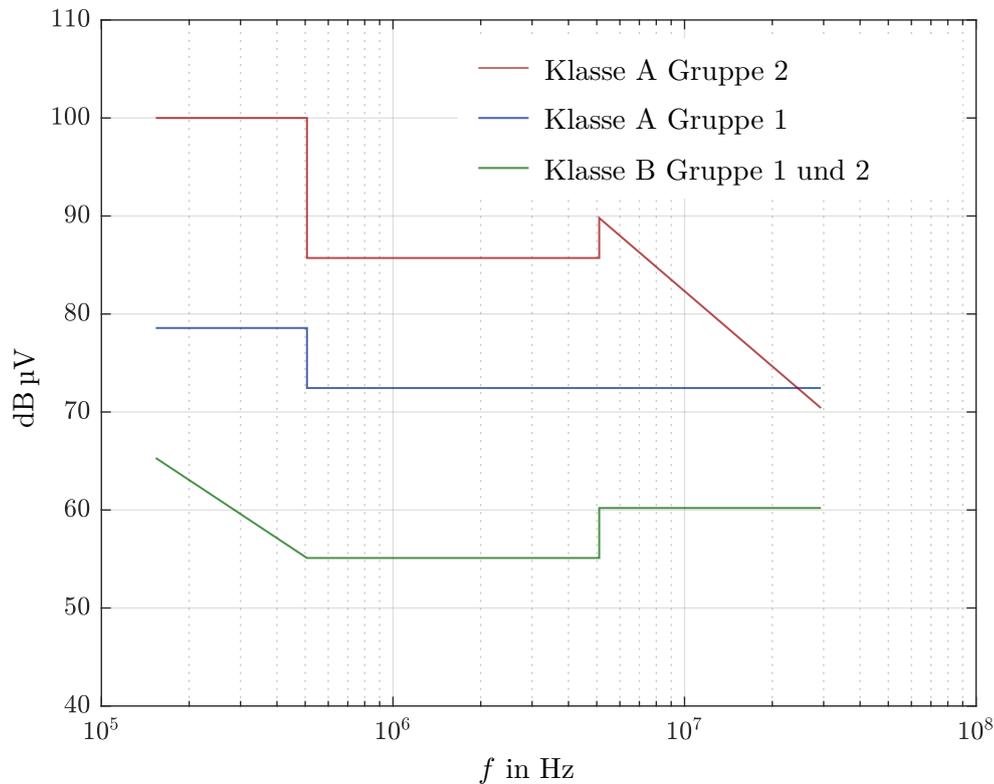


Abbildung 1.10: Grenzwerte für Funkstörspannungen.

### 1.3 Sinusfilter

Im Grunde handelt es sich bei einem Sinusfilter um ein Tiefpassfilter. Dieser soll ab einer bestimmten Grenzfrequenz ideal dämpfen.

Real wird ein passives, verlustfreies Tiefpassfilter über ein LC-Glied realisiert, wie in Abbildung 1.1 bereits angedeutet ist. So ein Filter 2. Ordnung lässt bis zu seiner Grenzfrequenz jedes Signal ungehindert durch und weist darüber eine Abschwächung von 40 dB pro Dekade auf. Um eine stärkere Filterwirkung zu erzielen, können mehrere Filterstufen aneinander gereiht werden. Durch den Einsatz einer zweiten Filterstufe erhält man ein Filter 4. Ordnung und dieses weist bereits eine Abschwächung von 80 dB pro Dekade auf. Ist das Filter ungedämpft, so entstehen Resonanzen bei den Knickfrequenzen.

In der Industrie werden Umrichter oft mit Sinusfiltern nachgerüstet, wenn besonders lange Motorkabel verlegt, oder schaltfrequente Motorgeräusche störend sind. Lange Motorzuleitungen können durch parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten Resonanzen erzeugen, die zu zusätzlichen Oberschwingungen führen. Oberschwingungen an den Motorklemmen führen meist auch zu sog. Lagerströmen, welche durch parasitäre Kapazitäten zwischen der Wicklung, dem Rotor, dem Stator und den Lagern fließen. Diese Verschiebungsströme führen zum vorzeitigen Verschleiß der Motorlager und der Motorisolation. Mit Einsatz

eines Sinusfilters kann dies sehr effektiv unterdrückt werden [8].

Bei einem gut ausgelegten Filter kann unter Umständen sogar auf die sonst sehr teure Abschirmung der Motorzuleitung verzichtet werden. Dabei ist es vorteilhaft das Filter möglichst direkt in den Umrichter zu integrieren.

Aktuelle Sinusfilter sind sehr groß und schwer. Das liegt vor allem an den niedrigen Taktfrequenzen und an den Induktivitäten und Kapazitäten, die für hohe Ströme und Spannungen ausgelegt sein müssen. Je niedriger die Taktfrequenz des Umrichters, desto niedriger hat die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters zu sein und desto größer wird das Produkt aus Induktivität und Kapazität.

Handelsübliche Pulsrichter werden unter 20 kHz getaktet und müssen bei der Taktfrequenz bereits eine signifikante Abschwächung durch das Sinusfilter aufweisen. Dabei sind viel höhere Frequenzkomponenten, im Bereich von 150 kHz – 30 MHz, wie es etwa die EMV-Norm EN 55011 vorsieht, ohnehin wenig vertreten und stellen für die Filterauslegung kaum Probleme dar, wie bereits in Abschnitt 1.2 gezeigt wurde.

Für GaN-Wechselrichter, die mit 100 kHz getaktet werden, eignen sich handelsübliche Sinusfilter nicht. Das große Problem bei realen Induktivitäten und Kapazitäten ist, dass sich diese, wie später noch genauer untersucht wird, nicht ideal verhalten. Daher lässt bei hohen Frequenzen im MHz-Bereich die Filter-Wirkung deutlich nach. Dieser Effekt in Kombination mit den ohnehin schon hohen Frequenzkomponenten der GaN-Wechselrichter bewirkt, dass die Norm EN 55011 ohne weitere Maßnahmen nicht eingehalten werden kann.

Im Gegensatz zu den Halbleiterbauteilen haben sich die Magnetkernmaterialien für Induktivitäten in den letzten Jahren kaum weiterentwickelt. Sie weisen bei hohen Frequenzen und Aussteuergraden teilweise noch immer hohe Kernverluste sowie eine aussteuerungsabhängige Permeabilität auf und sättigen bereits bei kleinen Flussdichten. Die niedrigen Verluste der GaN-Transistoren machen hohe Leistungsdichten möglich, weil die Kühlkörper wesentlich kleiner dimensioniert werden können. Jetzt sind es vor allem die Filterdrosseln, die das Umrichter-Bauvolumen dominieren. Daher spielen beim Filterentwurf vermehrt Gewicht und Größe eine Rolle. Auch bei Kondensatoren ist auf das Frequenzverhalten zu achten. Kleine Keramikkondensatoren für hohe Spannungen sind in den letzten Jahren auf den Markt gekommen, doch eignen sich diese aufgrund starker Spannungsabhängigkeiten nur bedingt als Filterkondensatoren. All diese Aspekte erschweren den optimalen Filterentwurf.

Das nächste Kapitel beschäftigt sich mit der genauen Filterdimensionierung, um eine entsprechend den festgelegten Kriterien optimale Wahl der Drosseln und der Kondensatoren treffen zu können.

## 2 Theorie und Modelle zum Filteraufbau

Das zu entwerfende Filter ist für einen GaN-Pulswechselrichter bestimmt, welcher für eine Zwischenkreisspannung von 400 V, einer Schaltfrequenz von 100 kHz und einem Nennstrom von 7 A ausgelegt ist. Im Folgenden wird die Dimensionierung und genaue Auslegung des Filters behandelt.

### 2.1 Dimensionierung des Filters

Entworfen wird ein passives Filter 4. Ordnung, welches in Abbildung 2.1 dargestellt ist.

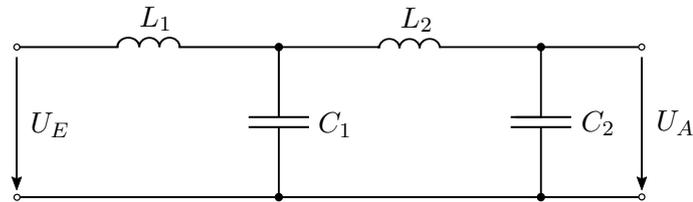


Abbildung 2.1: Passives LC-Filter 4. Ordnung.

Es stellt sich die Frage, welche Werte Induktivitäten und Kapazitäten annehmen sollen um einerseits eine normkonforme Abschwächung bei der Schaltfrequenz und andererseits eine möglichst geringe Beeinträchtigung des Nutzsignals zu gewährleisten. Des Weiteren spielt das Filtervolumen eine entscheidende Rolle bei der Auslegung des Filters.

Wird das Filter bei Leerlauf betrachtet, so kann die Übertragungsfunktion der Ausgangsspannung  $U_A$  zur Eingangsspannung  $U_E$  unter Verwendung der Laplace-Transformation mit  $Z_C = \frac{1}{sC}$  und  $Z_L = sL$  anhand von

$$U_A = U_{C1} \cdot \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_{L2}} \quad (2.1a)$$

$$U_{C1} = U_E \cdot \frac{Z_{C1} \parallel (Z_{L2} + Z_{C2})}{Z_{L1} + Z_{C1} \parallel (Z_{L2} + Z_{C2})} = U_E \cdot \frac{\frac{Z_{C1} \cdot (Z_{L2} + Z_{C2})}{Z_{C1} + Z_{L2} + Z_{C2}}}{Z_{L1} + \frac{Z_{C1} \cdot (Z_{L2} + Z_{C2})}{Z_{C1} + Z_{L2} + Z_{C2}}} \quad (2.1b)$$

berechnet werden. Setzt man (2.1b) in (2.1a) ein, so ergibt sich

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{\frac{Z_{C1} \cdot (Z_{L2} + Z_{C2})}{Z_{C1} + Z_{L2} + Z_{C2}}}{Z_{L1} + \frac{Z_{C1} \cdot (Z_{L2} + Z_{C2})}{Z_{C1} + Z_{L2} + Z_{C2}}} \cdot \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_{L2}} \quad (2.2)$$

und liefert schließlich nach Vereinfachung die Übertragungsfunktion

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^2 L_1 C_1 + s^2 L_1 C_2 + s^2 L_2 C_2 + 1}. \quad (2.3)$$

Da die Werte von  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$  und  $C_2$  noch unbekannt sind, wird zunächst eine allgemeine Übertragungsfunktion 4. Ordnung mit den gewünschten Polstellen aufgestellt. Sollen nur zwei Resonanzen auftreten, so wird die Übertragungsfunktion in der Form

$$G = \frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2) \cdot \frac{1}{\omega_1^2 \omega_2^2}} \quad (2.4)$$

angesetzt. Die Resonanzkreisfrequenzen des Filters ergeben sich aus den Polstellen der Übertragungsfunktion. In (2.4) sind das jeweils  $\pm\omega_1$  und  $\pm\omega_2$ .

Um eine ausreichende Unterdrückung von schaltfrequenten Harmonischen sicherzustellen, soll die höchste Resonanzfrequenz möglichst weit unter der Taktfrequenz des Umrichters liegen. Im Folgenden wird für die Taktfrequenz von 100 kHz eine Resonanzfrequenz von  $f_2 = 28$  kHz festgelegt, womit sich  $\omega_2 = 28000 \cdot 2\pi$  rad/s ergibt.

Als weitere Bedingung wird eine Unterdrückung von  $-100$  dB bei 200 kHz gewählt. Die Unterdrückung in dB wird über  $20 \log \left( \frac{U_A}{U_E} \right)$  berechnet. Somit kann  $\omega_1$  aus (2.4) über den Zusammenhang

$$-100 \text{ dB} = 20 \cdot \log \left| \frac{\omega_1^2 \cdot (28000 \cdot 2\pi)^2}{((j \cdot 200000 \cdot 2\pi)^2 + \omega_1^2)((j \cdot 200000 \cdot 2\pi)^2 + (28000 \cdot 2\pi)^2)} \right| \quad (2.5)$$

eindeutig berechnet werden. Dabei resultiert  $\omega_1 = 4599 \cdot 2\pi$  rad/s und somit  $f_1 = 4.599$  kHz.

Über einen Koeffizientenvergleich der Ausdrücke (2.3) und (2.4) können nun Werte für die Filterdrosseln und Kondensatoren bestimmt werden. Daraus ergeben sich die Bedingungen

$$L_1 L_2 C_1 C_2 = \frac{1}{\omega_1^2 \omega_2^2} \quad (2.6a)$$

$$L_1 C_1 + L_1 C_2 + L_2 C_2 = \frac{1}{\omega_1^2} + \frac{1}{\omega_2^2}. \quad (2.6b)$$

Da nur zwei Bedingungen bestehen und vier Unbekannte gesucht sind, bleiben Freiheiten bei der Dimensionierung von  $L$  und  $C$ . Nach (2.6a) bleibt das Produkt aller Induktivitäten und Kapazitäten konstant. Dabei ist nun abzuwägen ob die Drossel oder der Kondensator größer gewählt werden soll. Eine große Filterdrossel und ein kleiner Kondensator verursachen bei großen Spannungsänderungen am Eingang nur geringe Stromänderungen an der Last. Eine kleine Filterdrossel und ein großer Kondensator dagegen verursachen bei großen Stromänderungen am Eingang geringe Spannungsänderungen an der Last. Da bei der GaN-Halbbrücke vor allem Spannungen bei sich langsam ändernden Lasten geschaltet werden, ist eine hohe Induktivität  $L_1$  im Vergleich zur Kapazität  $C_1$  sinnvoll. Wird weiter angenommen, dass  $C_1$  und  $C_2$  gleich groß sind, können zusätzliche Bedingungen, wie

$$L_1 = C_1 \cdot 80 \Omega^2 \quad (2.7a)$$

$$C_1 = C_2 \quad (2.7b)$$

gefordert werden.

Die Lösungen des Gleichungssystems aus (2.6) und (2.7) lauten:  $L_1 = 216 \mu\text{H}$ ,  $C_1 = 2.7 \mu\text{F}$ ,  $C_2 = 2.7 \mu\text{F}$  und  $L_2 = 25 \mu\text{H}$ . Das entsprechende Bodediagramm ist in Abbildung 2.2 zu sehen. Die Resonanzfrequenzen kommen bei  $f_1 = 4.599 \text{ kHz}$  und bei  $f_2 = 28 \text{ kHz}$  zu liegen. Die Abschwächung beträgt bei  $200 \text{ kHz}$  genau  $-100 \text{ dB}$ .

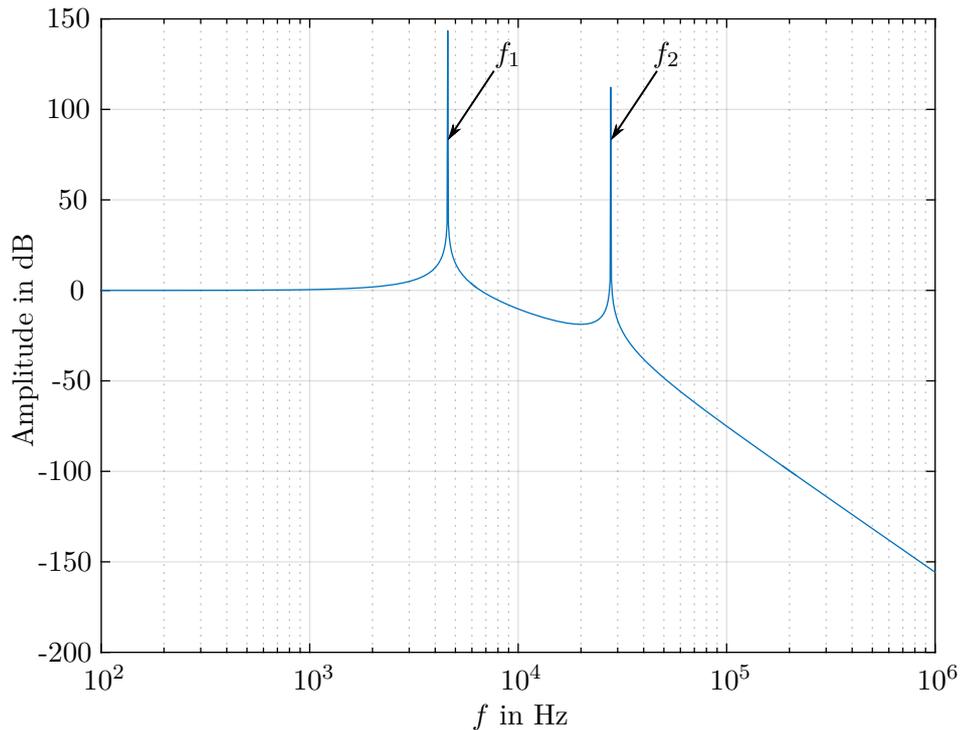


Abbildung 2.2: Bodeplot eines Filters 4. Ordnung mit  $L_1 = 216 \mu\text{H}$ ,  $C_1 = 2.7 \mu\text{F}$ ,  $C_2 = 2.7 \mu\text{F}$  und  $L_2 = 25 \mu\text{H}$ . Die Resonanzfrequenzen liegen bei  $f_1 = 4.599 \text{ kHz}$  und bei  $f_2 = 28 \text{ kHz}$ . Die Abschwächung beträgt bei  $200 \text{ kHz}$  genau  $-100 \text{ dB}$ .

Die Ergebnisse der Dimensionierung der Induktivitäten und Kondensatoren zeigen, dass  $L_2$  um ein Vielfaches geringer ist als  $L_1$ . Ein kleines  $L_2$  hat nicht nur den Vorteil eines geringeren Bauvolumen, sondern auch, dass bei Änderungen des Laststromes die Ausgangsspannung nicht zu stark schwankt [9, 11].

Da das zuvor entworfene Filter 4. Ordnung die Serienschaltung zweier LC-Tiefpassfilter darstellt, sei an dieser Stelle erwähnt, dass sich die Übertragungsfunktion des Filters aus Abbildung 2.1 nicht einfach durch die Multiplikation der Übertragungsfunktionen der beiden LC-Tiefpassfilter ergibt. Der Grund dafür liegt darin, dass es sich hier um ein nicht rückwirkungsfreies System handelt. Die beiden Filter 2. Ordnung besitzen jeweils

die Übertragungsfunktionen

$$G_1 = \frac{U_{C1}}{U_E} = \frac{1}{s^2 L_1 C_1 + 1} \quad G_2 = \frac{U_A}{U_{C1}} = \frac{1}{s^2 L_2 C_2 + 1} \quad (2.8)$$

mit Hinblick auf Abbildung 2.1. Das Produkt aus  $G_1$  und  $G_2$  liefert

$$G_1 \cdot G_2 = \frac{1}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^2 (L_1 C_1 + L_2 C_2) + 1} \quad (2.9)$$

und entspricht somit nicht (2.3). Vergleicht man die beiden Ausdrücke miteinander so erkennt man, dass sie sich nur durch den Term  $s^2 L_1 C_2$  im Nenner voneinander unterscheiden. Daraus kann der Schluss gefasst werden, dass die wesentlich einfachere Filterdimensionierung von zwei getrennten Übertragungsfunktionen, die nachträglich zusammengefügt werden, nur dann eine hinreichend gute Näherung liefert, wenn  $L_1 C_2 \ll L_2 C_1$  gilt. Die zuvor errechnete Dimensionierung erfüllt diese Bedingung nicht. Abbildung 2.3 macht den Unterschied der beiden Übertragungsfunktionen noch einmal deutlich.

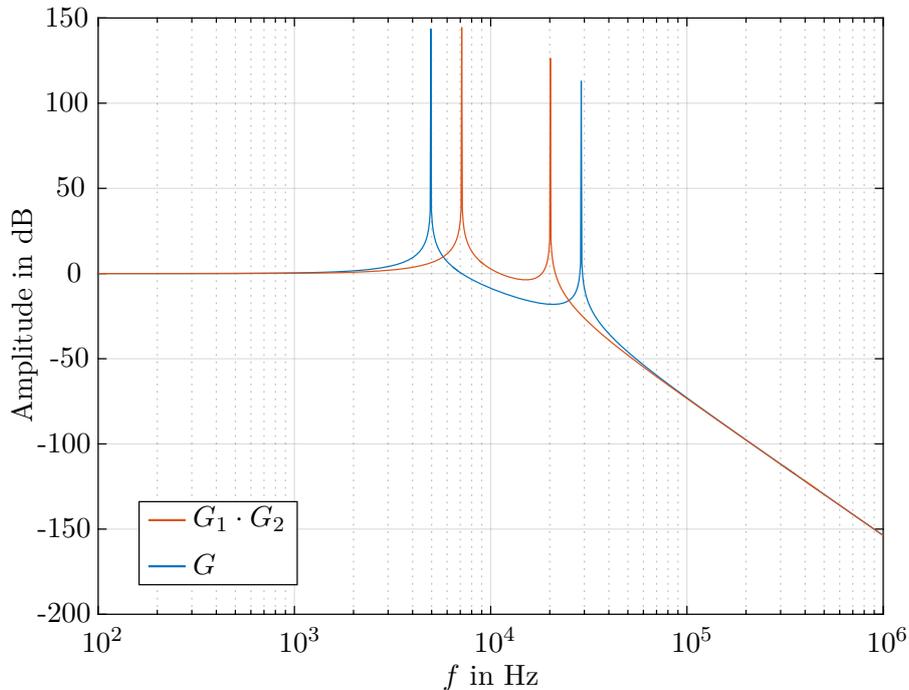


Abbildung 2.3: Die orange Funktion stellt  $G_1 \cdot G_2$  dar, während die blaue Funktion den tatsächlichen Frequenzverlauf aus Abbildung 2.2 nochmals wiedergibt.

## 2.2 Verhalten des Filters im Zeitbereich

Nun soll das Verhalten des Filters aus Abbildung 2.1 im Zeitbereich näher untersucht werden. Dazu wird von einer rechteckförmigen Eingangsspannung mit einer Amplitude  $U_{MAX}$

und einer Taktfrequenz von 100 kHz ausgegangen. Der Mittelwert der Ausgangsspannung  $\bar{U}$  stellt sich in Abhängigkeit des gewählten Tastverhältnisses  $\delta$  ein. Obwohl, wie im vorherigen Abschnitt gezeigt wurde, das Filtersystem 4. Ordnung nicht rückwirkungsfrei ist, geht aus Abbildung 2.3 hervor, dass sich die Systemeigenschaften bei 100 kHz nur mehr sehr geringfügig voneinander unterscheiden. Deshalb kann in weiterer Folge der Kopplungsterm für diese Betrachtung vernachlässigt werden.

Aus den Überlegungen folgt, dass der Wechselanteil der Rechteckspannung fast zur Gänze an  $L_1$  abfällt und sich die Spannung über der Induktivität somit zu

$$u_{L_1} = \begin{cases} U_{MAX} \cdot (1 - \delta) & \text{für } 0 \leq t \leq \delta T \\ -U_{MAX} \cdot \delta & \text{für } \delta T \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.10)$$

ergibt. Aus dem Induktionsgesetz kann nun direkt über die Beziehung  $i_{L_1} = \frac{1}{L_1} \int u_{L_1} dt$  auf den Strom durch die Induktivität  $L_1$  geschlossen werden, und man erhält die Beziehung

$$i_{L_1} = \begin{cases} \frac{U_{MAX} \cdot (1 - \delta) \cdot \delta T}{L_1} \left( \frac{t}{\delta T} - \frac{1}{2} \right) & \text{für } 0 \leq t \leq \delta T \\ \frac{U_{MAX} \cdot (1 - \delta) \cdot \delta T}{L_1} \left( -\frac{t - \delta T}{(1 - \delta)T} + \frac{1}{2} \right) & \text{für } \delta T \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.11)$$

Die Amplitude des erhaltenen dreieckförmigen Stromverlaufs variiert dabei nun in Abhängigkeit von  $\delta$ . Um das 'Worst-Case-Szenario' zu bestimmen, stellt sich die Frage, bei welchem Tastverhältnis die Amplitude des Stromes maximal wird. Es gilt für den Zeitpunkt  $t = \delta T$ , dass der Strom auf seinen jeweiligen Maximalwert angestiegen ist. Wird für  $i_{L_1}$  aus (2.11)  $t = \delta T$  eingesetzt, dieser Ausdruck nach  $\delta$  abgeleitet und Null gesetzt, so ergibt sich der maximale Strom bei einem Tastverhältnis von genau  $\delta = \frac{1}{2}$ .

Betrachtet man im Weiteren die Serienimpedanz von  $L_2$  und  $C_2$  bei 100 kHz im Vergleich zur Impedanz des Kondensators  $C_1$  so kann aus der Tatsache  $\frac{1}{\omega C_1} \ll \omega L_2 + \frac{1}{\omega C_2}$  angenommen werden, dass der Großteil des dreieckförmigen Rippelstromes über den Kondensator  $C_1$  fließt und damit  $i_{L_1} \approx i_{C_1}$  gilt. Aufgrund des endlichen Wertes des Filterkondensators, liegt im Folgenden keine perfekte Glättung der Ausgangsspannung vor. Folglich überlagert sich der Gleichspannung am Kondensator  $\bar{U}$  eine Wechselspannung, die sich in guter Näherung über die Beziehung  $u_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int i_{C_1} dt$  bestimmen lässt.

Betrachtet man nun die zweite Filterstufe, so fällt ein Großteil der Wechselspannung von  $u_{C_1}$  an der Induktivität  $L_2$  ab und es gilt daher  $u_{C_1} \approx u_{L_2}$ , sodass sich somit

$$u_{L_2} = \begin{cases} \frac{U_{MAX}}{12L_1C_1} (6t(1 - \delta)(t - \delta T) + \delta T^2(3\delta - 2\delta^2 - 1)) & \text{für } 0 \leq t \leq \delta T \\ \frac{U_{MAX}\delta}{12L_1C_1} (6t(T(\delta + 1) - t) - T^2(3\delta + 2\delta^2 + 1)) & \text{für } \delta T \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.12)$$

ergibt. Es gilt wieder, dass der Strom über  $L_2$  mit  $i_{L_2} = \frac{1}{L_2} \int u_{L_2} dt$  berechnet werden kann. Gleichzeitig gilt  $i_{L_2} \approx i_{C_2}$  und es kann

$$i_{C_2} = \begin{cases} \frac{U_{MAX}}{24L_1C_1L_2} (2t^2(1 - \delta)(2t - 3\delta T) + 2t\delta T^2(3\delta - 2\delta^2 - 1) + \dots & \text{für } 0 \leq t \leq \delta T \\ \dots + T^3\delta^2(\delta - 1)^2) & \\ \frac{U_{MAX}\delta}{24L_1C_1L_2} (-4t^3 + 6t^2T(\delta + 1) - 2tT^2(2\delta^2 + 3\delta + 1) + \dots & \text{für } \delta T \leq t \leq T \\ \dots + T^3\delta(\delta^2 + 2\delta + 1)) & \end{cases} \quad (2.13)$$

ausgedrückt werden.

In Abbildung 2.4 sind die schematischen Spannungsverläufe an beiden Induktivitäten und die Stromverläufe durch beide Kapazitäten für unterschiedliche Tastverhältnisse abgebildet. Der überlagerte Ausgangsspannungsrippel nimmt nun mit jeder weiteren Filterstufe

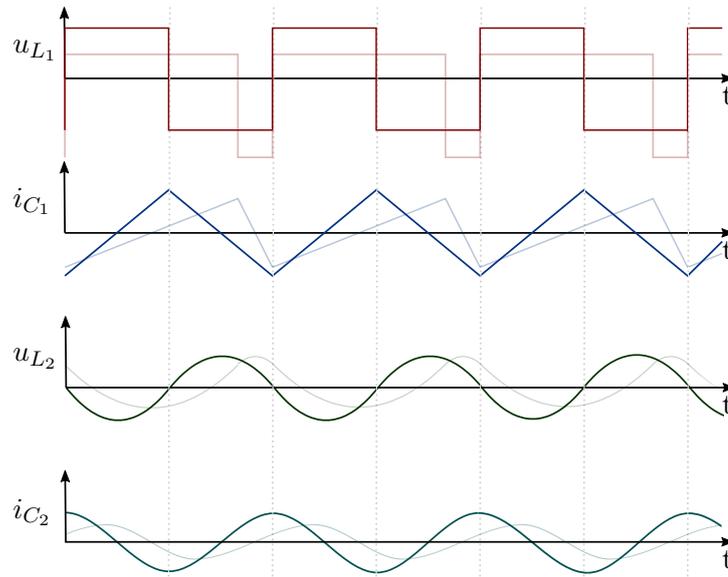


Abbildung 2.4: Schematische Zeitverläufe der Spannungen an den Induktivitäten und Ströme durch die Kapazitäten, jeweils einmal mit dem Tastverhältnis  $\delta = \frac{1}{2}$  in dunkler Farbe und einmal mit einem größeren Tastverhältnis in heller Farbe.

weiter ab und nähert sich einem sinusförmigen Verlauf an. Allerdings verschwindet die Welligkeit nie zur Gänze. Dennoch ist es fraglich, ob es Sinn macht weitere Filterstufen aneinander zu reihen, weil gerade im höheren Frequenzbereich diese, wie noch später gezeigt wird, ihre Wirkung zunehmend verlieren.

Vergleicht man die erhaltenen Spannungs- und Stromverläufe mit einer Simulation der Schaltung in LTspice, so liefert diese, wie in Abbildung 2.5 zu sehen, sehr ähnliche Ergebnisse und zeigt somit die Zweckmäßigkeit der getroffenen Annahmen. Die Resonanzfrequenzen, die zu zusätzlichen Schwingungen im Zeitbereich führen sind außer Acht gelassen. Dies kann damit begründet werden, dass eine Last am Ausgang diese Resonanzfrequenzen ohnehin ausreichend dämpft.

## 2.3 Wahl der Drossel

Nachdem das Filter hinsichtlich auf Induktivitäts- und Kapazitätswerte dimensioniert worden ist, stellt sich die Frage welche Kernmaterialien und dessen Dimensionen für die

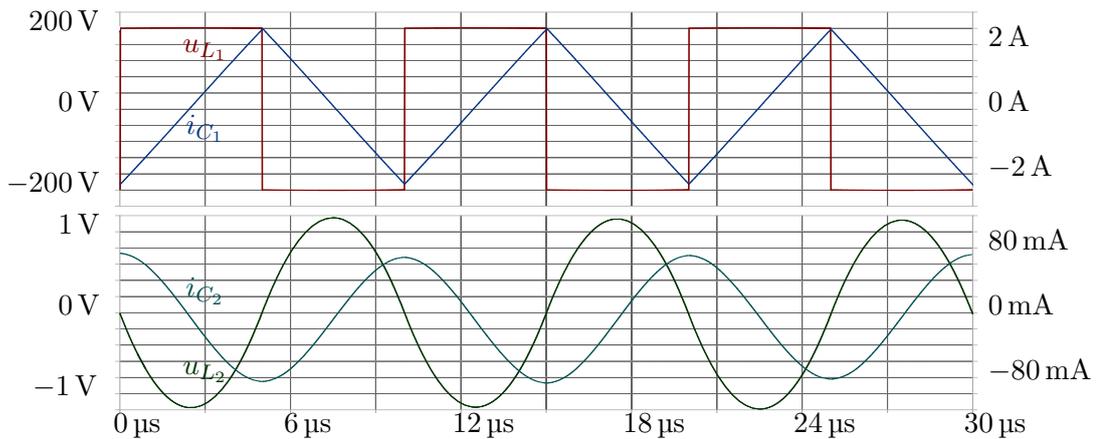


Abbildung 2.5: Simulierte Zeitverläufe der Spannungen an den Induktivitäten und Ströme durch den Kapazitäten mit LTspice.

Realisierung der Induktivität in Betracht kommen. Dabei sind unter anderem nicht nur Größe und Gewicht von Bedeutung, sondern auch die anfallenden Verluste der Drossel.

Kernmaterialien lassen sich zunächst grob in vier Gruppen kategorisieren. Einerseits gibt es das klassische 'Eisen', welches in Form von Dynamoblech vor allem für 50 Hz-Drosseln oder Transformatoren zur Anwendung kommt, sich über hohe erreichbare Flussdichten von 1 – 2 T auszeichnet, günstig ist, aber gleichzeitig auch hohe Verluste bei höheren Frequenzen aufweist.

Andererseits gibt es Ferritkerne, welche aus Metalloxiden, wie Mangan-Zink oder Nickel-Zink bestehen können. Diese Materialien haben eine schlechte elektrische Leitfähigkeit und weisen dadurch geringe Wirbelstromverluste auf. Sie eignen sich besonders gut für Hochfrequenzanwendungen, jedoch sättigen sie bei relativ geringen Flussdichten von bereits etwa 0.3 T. Ferrite haben aber auch den Vorteil, relativ preisgünstig zu sein. Durch ihre hohen Permeabilitäten sind sie für Filteranwendungen vor allem mit Luftspalt eine mögliche Option.

Eine andere Alternative bieten amorphe, kristalline und nanokristalline Legierungen in Form von Ring bzw. Schnittbandkernen. Diese erreichen sehr hohe magnetische Flussdichten von 0.5 – 2 T und haben relativ geringe Kernverluste bei noch höheren Permeabilitäten als Ferritkerne. Neben hohen Anschaffungskosten ist ein weiterer Nachteil, dass sie sich nur für Frequenzbereiche von bis ungefähr 100 kHz eignen, weil für höhere Frequenzen die Permeabilität stark abnimmt [9, 12].

Pulverkerne sind aus Eisenpulver oder verschiedenen Legierungen bestehende weichmagnetische Materialien die in ein Pulver gemahlen und zusammen mit Kunststoffen gepresst und ausgehärtet werden. Neben hohen Sättigungsflussdichten von bis zu 2 T haben sie bei geringer Aussteuerung relativ geringe Kernverluste und verlieren erst im MHz-Bereich von ihrer Permeabilität. Diese sind zwar niedrig, verhindern aber gerade für hohe Gleichströme Sättigungseffekte des Kerns. Somit bieten sie vermutlich die beste Lösung für das in dieser Arbeit zu entwerfende EMV-gerechte Sinusfilter.

Daher fällt primär die Wahl der Induktivität auf eine Drossel mit einem Pulverkern. Allerdings gibt es auch in diesem Bereich eine relativ große Auswahl an verschiedenen Pulverkern-Materialien mit zudem unterschiedlichen Permeabilitäts-Werten, unterschiedlichen Sättigungsflussdichten und Frequenzverhalten sowie vor allem unterschiedlichen Verlusten und Dimensionen.

Aus diesem Grund wurde im Laufe dieser Arbeit anhand vorliegender Datenblätter ein Matlab-Skript erstellt, welches die verschiedenen Kernmaterialien nicht nur vergleicht, sondern die effizientesten Kerne mit den geringsten Volumen und größten Wirkungsgraden anhand der Anforderungen ermittelt.

### 2.3.1 Pulverkernmaterialien

Grundsätzlich bestehen Pulverkerne aus ferromagnetischen Pulverteilchen vermischt mit einem isolierenden Bindemittel. Diese Pulverteile können aus unterschiedlichsten Legierungspulvern aus hochpermeablen Ni-Fe-Legierungen, Fe-Si-Legierungen oder Ferritpulvern bestehen. Die typischen Korngrößen des Pulvers befinden sich im 20 – 200  $\mu\text{m}$  Bereich, werden bei der Herstellung zunächst mit einer Isolierschicht überzogen, mit Bindemitteln wie z. B. aushärtbaren Polymeren vermischt und in jeweilige Formen (oft als Ringkern) gepresst. Vor allem die Wahl des Bindemittels hat einen großen Einfluss auf das Verhalten des Kerns im oberen Frequenzbereich und auf das Temperaturverhalten [13].

Für das Sinusfilter werden drei Hersteller in Betracht gezogen und mit einem Optimierungsalgorithmus miteinander verglichen, die verschiedene Pulverkerne in vielen verschiedenen Größen und Permeabilitäten anbieten. Darunter finden sich Materialien wie Sendust, einem Fe-Si-Al-Legierungspulver, MPP, einem Ni-Fe-Mo-Legierungspulver und weitere sehr ähnliche Legierungen mit unterschiedlichen Herstellerbezeichnungen. Dazu zählen z. B. High Flux, Mega Flux, Flux San, Hi-Flux, Optilloy sowie Materialmix 14, und 30. Zwar werden von den Herstellern teilweise verwendete Materialien angegeben, jedoch sind die genauen Zusammensetzungen in den Datenblättern nicht angeführt [14–16].

Anhand der Datenblätter lassen sich generelle Schlüsse ziehen:

- Je kleiner die Permeabilität des verwendeten Materials, desto länger bleibt diese linear bei höheren Frequenzen.
- Je kleiner die Permeabilität des verwendeten Materials, desto höher ist die erlaubte Strombelastung und desto langsamer sättigt der Kern.
- Je kleiner die Permeabilität des verwendeten Materials, desto geringer ist die Permeabilitätsänderung bei hohen Temperaturen.
- Je kleiner die Permeabilität des verwendeten Materials, desto kleiner sind die Eisenverluste.
- Je höher die Frequenz und die magnetische Aussteuerung, desto höher werden die Eisenverluste.

Die in den Datenblättern angeführten Permeabilitäten reichen von  $\mu_r = 14$  bis  $\mu_r = 200$  und kommen anhand obiger Feststellungen nur bis  $\mu_r = 60$  in Frage um in den weiteren

Berechnungen näherungsweise von konstanten Permeabilitäten ausgehen zu können, da hierbei ein Nennstrom von 7 A betrachtet wird.

### 2.3.2 Berechnungsmethoden und Optimierungsalgorithmus

Wie vorhin festgestellt wurde, werden anhand der Datenblätter Pulverkerne gewählt, dessen Permeabilitäten nicht über  $\mu_r = 60$  liegen. Eine niedrige Permeabilität bedeutet aber gleichzeitig auch mehr Windungen um auf den geforderten Induktivitätswert zu kommen, während eine hohe Permeabilität eine Wicklung mit weniger Windungen bedingt. Sowohl weniger als auch mehr Windungen haben ihre Vor- und Nachteile, wie folgende Überlegungen zeigen:

- Je mehr Windungen, desto höher sind die Kupferverluste.
- Je mehr Windungen bei gleichem Nennstrom, desto höher ist der Gleichanteil der Flussdichte im Kern.
- Je weniger Windungen, desto höher ist der Wechselanteil der Flussdichte im Kern.
- Je höher der Wechselanteil der Flussdichte, desto höher sind die Eisenverluste im Kern.
- Je höher die Summe aus dem Gleichanteil der Flussdichte und dem Wechselanteil der Flussdichte im Kern, desto früher ist die Sättigungsflussdichte erreicht.
- Je kleiner der Kern, desto wärmer wird dieser.
- Je kleiner die Summe aus den Eisenverlusten, den Kupferverlusten und den Schalt- bzw. Leitverlusten der Transistoren, desto größer der Wirkungsgrad des Gesamtsystems.
- Je kleiner der Kern, desto weniger Windungen haben Platz.

Anhand dieser Überlegungen ist die Wahl eines Kerns mit einer Induktivität von ungefähr 200  $\mu\text{H}$  bei minimalem Volumen und maximalem Wirkungsgrad nicht einfach direkt zu bestimmen.

In den Datenblättern stehen unter anderem die geometrischen Abmessungen der üblicherweise ringförmigen Kerne zur Verfügung. Dazu zählen der Außendurchmesser  $d_{OD}$ , der Innendurchmesser  $d_{ID}$ , die Höhe der Drossel  $h_{HT}$ , die effektive Eisenquerschnittfläche  $A_{Fe}$ , die effektive Eisenweglänge  $l_{Fe}$  und das effektive Volumen des Kerns  $V$ . Des Weiteren ist die Permeabilität  $\mu_r$  und die Sättigungsflussdichte  $B_{sat}$  angegeben. Zusätzlich gehen aus den Datenblättern die Koeffizienten zur Berechnung der Eisenverluste hervor.

Als Randbedingung wird die Zwischenkreisspannung  $U_{ZK} = 400 \text{ V}$ , der Nennstrom  $I_N = 7 \text{ A}$ , die Schaltfrequenz  $f_s = 100 \text{ kHz}$ , der maximale Spitze-Spitze-Wert des Stromrippels  $\Delta I_{MAX} = 10 \text{ A}$  bei Tastverhältnis  $\delta = \frac{1}{2}$  gefordert. Laut Randbedingungen ist die Induktivität zunächst noch nicht festgelegt und mit dem Berechnungsalgorithmus ergeben

sich vorerst alle erlaubten Induktivitäten mit maximalem Wirkungsgrad.

Die magnetische Flussdichte  $B$  besteht aus einem Gleichanteil  $B_{gl}$  und einem Wechselanteil mit der Amplitude von  $\frac{\Delta B}{2}$ . Der Gleichanteil  $B_{gl}$  kann über

$$B_{gl} = \frac{\mu_0 \mu_r I_N N}{l_{Fe}} \quad (2.14)$$

angegeben werden und ist dem Nennstrom proportional. Der Wechselanteil der magnetischen Flussdichte laut Abbildung 2.6 kann über das Induktionsgesetz mit  $U_L = N \dot{\Phi} = N A_{Fe} \frac{dB}{dt}$  über  $\Delta B = \frac{1}{N A_{Fe}} \int U_L dt = \frac{1}{N A_{Fe}} \cdot U_{ZK} (1 - \delta) \Delta t$  mit  $\Delta t = \frac{\delta}{f_s}$  zu

$$\Delta B = \frac{U_{ZK} (1 - \delta) \cdot \delta}{N A_{Fe} f_s} \quad (2.15)$$

berechnet werden, wobei die maximale Flussdichte bei  $\delta = \frac{1}{2}$  auftritt und mit  $\Delta B_{max}$  bezeichnet wird.

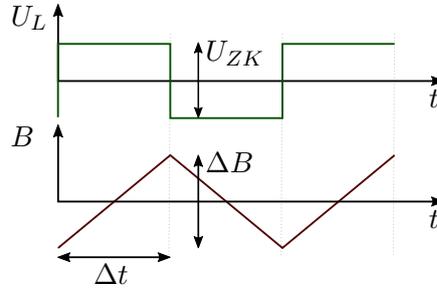


Abbildung 2.6: Wechselanteil der Flussdichte in der Drossel.

Zunächst gilt, dass die gesamte Flussdichte  $B$  niemals die maximal erlaubte Sättigungsflussdichte überschreiten darf. Wenn gefordert wird, dass auch bei dreifachem Nennstrom der Kern immer noch nicht sättigt, gilt

$$B_{max} = 3 \cdot B_{gl} + \frac{\Delta B_{max}}{2} < B_{sat}. \quad (2.16)$$

Wird  $B_{max}$  in Abhängigkeit von der Windungszahl angeschrieben so erhält man

$$B_{max}(N) = 3 \cdot \frac{\mu_0 \mu_r I_N N}{l_{Fe}} + \frac{U_{ZK}}{8 \cdot N A_{Fe} f_s} \quad (2.17)$$

und es ist erkennbar, dass sowohl zu wenige, als auch zu viele Windungen den Kern sättigen können. Wird nun für  $B_{max}(N) = B_{sat}$  eingesetzt, so ergeben sich Ausdrücke für die minimal und maximal erlaubten Windungszahlen

$$N_{min} = \frac{B_{sat} l_{Fe} A_{Fe} f - \sqrt{B_{sat}^2 l_{Fe}^2 A_{Fe}^2 f_s^2 - \frac{3}{2} \cdot I_N \mu_0 \mu_r A_{Fe} f_s U_{ZK} l_{Fe}}}{6 \cdot I_N \mu_0 \mu_r A_{Fe} f_s} \quad (2.18a)$$

$$N_{max} = \frac{B_{sat} l_{Fe} A_{Fe} f + \sqrt{B_{sat}^2 l_{Fe}^2 A_{Fe}^2 f_s^2 - \frac{3}{2} \cdot I_N \mu_0 \mu_r A_{Fe} f_s U_{ZK} l_{Fe}}}{6 \cdot I_N \mu_0 \mu_r A_{Fe} f_s} \quad (2.18b)$$

und daraus folgt für alle weiteren Berechnungen, dass nur Windungszahlen zwischen  $N_{min}$  und  $N_{max}$  erlaubt sind.

Da der Wirkungsgrad für den jeweiligen Kern von der Windungszahl abhängt, werden alle Wirkungsgrade zwischen  $N_{min}$  und  $N_{max}$  berechnet und die Windungszahl mit dem maximalen Wirkungsgrad gewählt. Der Wirkungsgrad  $\eta$  berechnet sich über

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_v} \cdot 100\%, \quad (2.19)$$

wobei  $P_{out} = \delta U_{ZK} I_N$  die Ausgangsleistung und  $P_v$  die Verlustleistung beschreibt. Im Folgenden wird angenommen, dass sich die Verluste in der Drossel aus den Kupferverlusten, verursacht durch Gleich- und Wechselströme,  $P_{cu,dc}$  und  $P_{cu,ac}$  und den Eisenverlusten  $P_{Fe}$  zusammensetzen. Um die Auswirkung der Drossel auf den Wirkungsgrad des Wechselrichters nach Abbildung 1.1 zu bestimmen ist es notwendig, neben den Verlusten der Drossel auch die Verluste der Leistungsschalter der Halbbrücke zu berücksichtigen, welche sich aus den Leitverlusten  $P_{leit}$  und den Schaltverlusten  $P_{schalt}$  zusammensetzen.

$$P_v = P_{Fe} + P_{cu,dc} + P_{cu,ac} + P_{leit} + P_{schalt} \quad (2.20)$$

Zunächst werden die Transistorverluste betrachtet. Der Effektivwert des Stromes ist je nach Stromrippel unterschiedlich und hat somit indirekten Einfluss auf die Leitverluste in dem Transistor. Die Leitverluste berechnen sich über

$$P_{leit} = I_{T1}^2 \cdot R_{ds,on,T1} + I_{T2}^2 \cdot R_{ds,on,T2}. \quad (2.21)$$

Dabei bezeichnen  $R_{ds,on,T1}$  und  $R_{ds,on,T2}$  die Leitwiderstände und  $I_{T1}$  und  $I_{T2}$  die Effektivwerte der Ströme in den Transistoren. Wie bereits in Abschnitt 2.2 behandelt, fließt in der Drossel der Nennstrom überlagert mit einem Wechselanteil, welcher dreieckförmig ist. Der Spitze-Spitze-Wert des Wechselanteils ist proportional zu  $\Delta B$  und wird über  $\Delta I = \frac{N A_{Fe}}{L} \Delta B$  berechnet. Die Effektivwerte der Ströme in den Transistoren ergeben sich somit zu

$$I_{T1} = \sqrt{\delta \cdot \left( I_N^2 + \frac{\Delta I^2}{12} \right)} \quad (2.22a)$$

$$I_{T2} = \sqrt{(1 - \delta) \cdot \left( I_N^2 + \frac{\Delta I^2}{12} \right)} \quad (2.22b)$$

Die Schaltverluste beziehen sich auf die Verluste des Transistors beim Ein- und Ausschalten nach (1.5) und sind proportional zur Schaltfrequenz und zum fließenden Strom  $I_D$  im Schaltzeitpunkt, welcher in weiterer Form wieder vom Stromrippel abhängt. Sie können näherungsweise über die Beziehung

$$P_{schalt} = f \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot I_D \cdot (t_{1,ON} + t_{2,ON} + t_{1,OFF} + t_{2,OFF}) \right) \quad (2.23)$$

bestimmt werden.

Die Kupferverluste verursacht durch den Kupferwiderstand der Drosselwicklung werden über

$$P_{cu,dc} = I_N^2 \cdot R_{dc} \quad (2.24)$$

berechnet.  $R_{dc}$  ergibt sich in Abhängigkeit des spezifischen Leitwertes von Kupfer  $\gamma_{cu}$ , der gesamten Drahtlänge  $l_w$  und des Drahtdurchmessers  $d_{AWG}$  zu

$$R_{dc} = \frac{l_w}{\gamma_{cu} \cdot \left(\frac{d_{AWG}}{2}\right)^2 \pi} \quad (2.25)$$

Die Drahtlänge ist dabei abhängig von der Windungszahl und wird anhand geometrischer Überlegungen mit

$$l_w = N \cdot (4d_{AWG} + d_{OD} - d_{ID} + 2h_{HT}) \quad (2.26)$$

ausgedrückt.

Die Kupferverluste verursacht durch den Wechselanteil des Stromes berechnen sich über

$$P_{cu,ac} = I_{ac}^2 \cdot R_{ac}, \quad (2.27)$$

wobei  $I_{ac}$  den Effektivwert des dreieckförmigen Wechselstromes beschreibt und sich aus

$$I_{ac} = \frac{\Delta I}{\sqrt{12}} \quad (2.28)$$

berechnet.

Mit  $R_{ac}$  wird der Kupferwiderstand verstanden, der bei hohen Frequenzen wegen dem Skineffekt zu einem verminderten Kupferquerschnitt führt. Es gilt

$$R_{ac} = \frac{l_w}{\gamma_{cu}(d_{AWG} - \zeta) \cdot \zeta \cdot \pi} \quad (2.29)$$

wobei mit  $\zeta$  die Eindringtiefe gemeint ist und über

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu_0 \cdot \gamma_{cu} \cdot f}} \quad (2.30)$$

berechnet wird.

Die Eisenverluste im Kern bestehen hauptsächlich aus den Hystereseverlusten beim Ummagnetisieren, welche proportional zu der Frequenz sind und den Wirbelstromverlusten. Einen kleinen Teil machen die Nachwirkungsverluste aus, welche bei höheren Frequenzen auftreten und mit einer Phasenverschiebung zwischen der Flussdichte und der magnetischen Feldstärke zu begründen sind [9]. Die gesamten Verluste des Eisenkerns werden mithilfe der Steinmetzgleichung der Form

$$P_{Fe} = k \cdot \left(\frac{f_s}{f_{ref}}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B_{max}}{B_{ref}}\right)^\beta \quad (2.31)$$

für sinusförmige Flussdichten beschrieben. Dabei sind  $k$ ,  $\alpha$  und  $\beta$  für das Material vom Hersteller angegebene Größen bzw. können aus den in den Datenblättern angegebenen Kurven

der Kernverlustleistungen ausgedrückt werden.  $B_{ref}$  und  $f_{ref}$  dienen als Referenzgrößen. Da der Flussdichteverlauf in diesem Anwendungsfall einer Dreiecksspannung entspricht, liefert die Steinmetzgleichung nur eine Näherung für die Eisenverluste. Nun könnte man auf die Idee kommen den dreieckförmigen Flussdichteverlauf anhand einer Fourierreihe anzunähern und anschließend die Eisenverluste separat auszuwerten um diese schließlich zu überlagern. Diese Vorgehensweise ist nicht zulässig, da das Superpositionsprinzip nur für lineare Systeme gilt. Um die Eisenverluste auch für andere Flussdichteverläufe zu bestimmen, gibt es verschiedene Ansätze, die entweder die Steinmetzgleichung modifizieren, oder anhand Messungen tabellarisiert sind, oder Ansätze welche die Verluste in Hystereseverluste, Wirbelstromverluste und weitere Verluste aufteilen, oder Ansätze die anhand von Hysterese Modellen arbeiten [17].

Die Hersteller geben auch den Zusammenhang der Temperaturänderung der Drosseln für natürliche Konvektion in empirischer Form an:

$$\Delta T = \left( \frac{P_{Fe} + P_{cu,dc} + P_{cu,ac}}{A_O} \right)^{0.833}, \quad (2.32)$$

wobei die Verlustleistungen in mW und  $A_O$  in  $\text{cm}^2$  einzusetzen sind und mit  $A_O$  die Oberfläche der gesamten Drossel gemeint ist, welche aus geometrischen Betrachtungen zu

$$A_O = \pi (d_{OD} + d_{ID}) \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot (d_{OD} - d_{ID}) + h_{HT} \right) \quad (2.33)$$

resultiert.

Werden nun alle Gleichungen in (2.20) und (2.19) eingesetzt, so kann der maximale Wirkungsgrad für eine Windungszahl zwischen  $N_{min}$  und  $N_{max}$  aus (2.18) ermittelt werden. Erst wenn weitere Nebenbedingungen erfüllt sind, handelt es sich um einen gültigen Kern. Dazu soll die maximal erlaubte Temperatur von  $T = 95^\circ\text{C}$  (bzw.  $\Delta T = 70^\circ\text{C}$ ) nicht überschritten werden. Außerdem soll die Drossel nur einlagig gewickelt sein, um den Proximity Effekt und vor allem auch parasitäre Kapazitäten möglichst gering zu halten. Die Anzahl der Windungen die sich einlagig auf der Drossel ausgehen wird über

$$N_{einlagig} \approx \frac{(d_{ID} - d_{AWG}) \cdot \pi - 10}{d_{AWG}} \quad (2.34)$$

angenähert, weil in der Praxis Windungen nicht perfekt anliegen.

Der Algorithmus liefert so bereits optimale Kerne, welche sich mit den Anforderungen decken, allerdings ohne einen gewünschten Induktivitätswert zu erhalten. Um ganz bestimmte Induktivitäten zu fordern, werden diese als weitere Nebenbedingung angegeben. Wird eine Nebenbedingung nicht eingehalten, wird der nächsthöchste Wirkungsgrad überprüft. Dies geschieht solange, bis ein gültiger Kern gefunden ist. Wenn es keinen gibt, wird der jeweilige Kern ausgeschlossen.

In den erstellten Algorithmus werden 200 verschiedene Kerne und deren entsprechende Abmessungen und Eigenschaften in einer Datenbank hinterlegt, welche in der Größenordnung von ungefähr 3 cm bis 7.5 cm liegen. Dabei wird jeder mögliche Kern einzeln oder alternativ als Stapelung zweier Kerne übereinander in Betracht gezogen. Für jeden Kern werden 7 verschiedene Kupferdrahtdurchmesser von 1.09 mm bis 2.13 mm betrachtet und so ergeben sich 1400 verschiedene Möglichkeiten für eine Drossel.

Wird, wie nach Kapitel 2.1 eine Induktivität im Bereich von  $200 \mu\text{H} \pm 5\%$  gewünscht, liefert das Matlab-Skript immerhin 821 mögliche Drosseln mit Wirkungsgraden von bis zu über 98.9%. In Abbildung 2.7 sind die verschiedenen Drosseln mit den jeweiligen Wirkungsgraden und Leistungsdichten dargestellt. Die Leistungsdichte beschreibt die

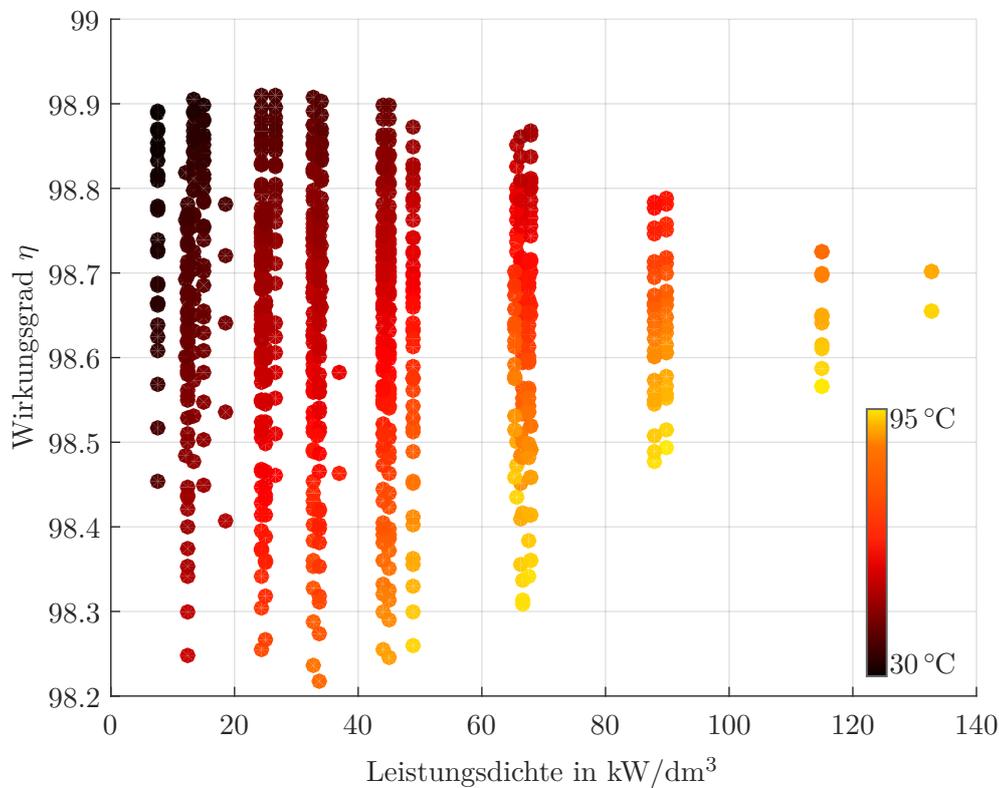


Abbildung 2.7: Wirkungsgrade der unterschiedlichen Drosseln. Auf der x-Achse ist die Leistungsdichte der Drosseln aufgetragen, während auf der y-Achse der Wirkungsgrad dargestellt ist.

Ausgangsleistung  $P_{out}$  durch das Volumen der Drossel. Je dunkler die Punkte desto kühler wird die jeweilige Drossel und je gelblicher, desto näher liegt die Temperatur der Drossel bei 95 °C. Es zeigt sich deutlich, dass je höher die Leistungsdichte bzw. je kleiner der Kern, desto höher ist die Erwärmung. Andererseits zeigt sich auch, dass mit kleiner werdenden Kernen auch die maximal möglichen Wirkungsgrade abnehmen.

In Abbildung 2.8 sind einige ausgewählte Drosseln markiert, deren Eigenschaften in Tabelle 2.1 notiert sind. Für den Filterentwurf werden Drossel 4 und 6 aus Tabelle

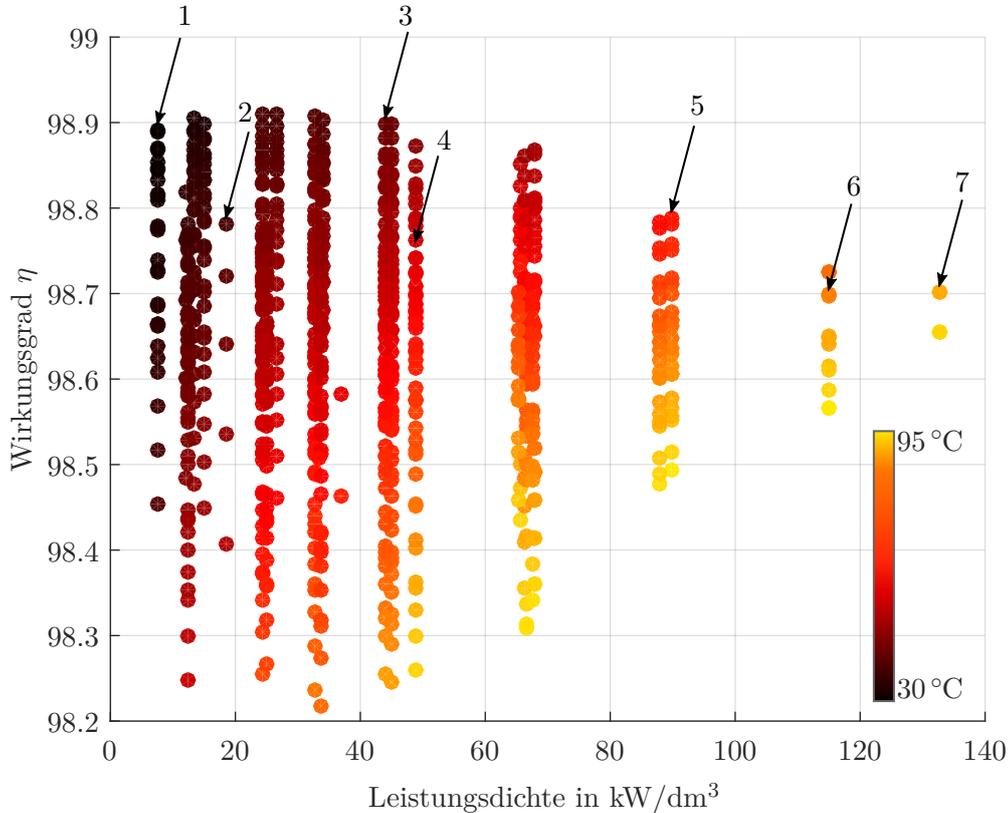


Abbildung 2.8: Ausgewählte Drosseln zum Vergleich für Tabelle 2.1.

2.1 genauer untersucht. Diese Drosseln sind gerade deshalb interessant, weil sie nicht zu groß sind. Drossel 6 hat eine große Leistungsdichte und ist deshalb platzsparend, erwärmt sich aber deutlich mehr als Drossel 4. Neben diesen Überlegungen ist auch interessant, wie sich die Größenordnungen der Drosseln sonst auf das Filterverhalten auswirken.

Der Drossel-Entwurf für die zweite Induktivität aus Abbildung 2.1 wurde in Kapitel 2.1 zu  $L_2 = 25 \mu\text{H}$  bestimmt. Um auch für diese Drossel einen sinnvollen Kern zu ermitteln, kann das selbe Matlab-Skript angewandt werden wie für die erste Drossel. Dabei ist zu beachten, dass an der zweiten Drossel nicht mehr die ganze angelegte schaltfrequente Spannung abfällt, sondern wie in Abbildung 2.4 nur noch ein Bruchteil davon. Der Maximalwert dieser Spannung kann mit Hilfe von Gleichung (2.12) im Zeitpunkt  $t = \frac{\delta T}{2}$  unter Voraussetzung von  $L_1 = 200 \mu\text{H}$  und  $C_1 = 2.7 \mu\text{F}$  mit  $U_{L_2} = \frac{U_{max} \cdot T^2}{64 L_1 C_1}$  zu  $U_{L_2} = 1.16 \text{ V}$  bestimmt werden. Wird dem Algorithmus nun vorgegeben, dass  $U_{ZK} = 2 \cdot U_{L_2} = 2.32 \text{ V}$ , so kann auch für die zweite Filterstufe eine Drossel mit oben genannten Formeln berechnet werden. Allerdings ist zu beachten, dass die Berechnung von einer rechteckförmigen Eingangsspannung ausgeht. Wie in Abbildung 2.4 ist diese einem sinusförmigen Verlauf

	1	2	3	4	5	6	7
Name	MPP	14	MPP	Sen- dust	High Flux	Sen dust	High Flux
	Double	Double	Double	Single	Single	Double	Single
Hersteller	CS	MI	CS	CS	CS	CS	CS
$\mu_r$	60	14	60	60	60	60	60
$d_{OD}$ [mm]	74.1	57.2	50.8	57.15	46.74	35.81	39.88
$d_{ID}$ [mm]	45.3	35.7	31.75	26.39	28.7	22.35	24.13
$h_{HT}$ [mm]	70	50.8	26.92	15.24	15.24	20.92	14.48
$A_{Fe}$ [mm <sup>2</sup> ]	1008	518	250	229	134	135.6	107.2
$l_{Fe}$ [mm]	183.8	146	127.3	125	116.3	89.9	98.4
$V$ [cm <sup>3</sup> ]	185.28	75.6	31.858	28.6	15.5840	12.18	10.5485
$B_{sat}$ [T]	0.7	2.8	0.7	1	1.5	1	1.5
$d_{AWG}$ [mm]	2.13	1.71	2.13	1.22	1.53	1.22	1.22
$N$	22	57	37	38	49	42	50
$N_{einlagig}$	59	57	39	57	49	46	51
$L$ [ $\mu$ H]	200.13	202.8	202.71	199.46	208.58	206.1	205.35
$B_{gl}$ [T]	0.0632	0.0481	0.1543	0.1604	0.2224	0.2466	0.2682
$\Delta B$ [T]	0.0451	0.0339	0.1081	0.1149	0.1523	0.1756	0.1866
$B_{max}$ [T]	0.2121	0.1612	0.5143	0.5388	0.7433	0.8275	0.8978
$\Delta I$ [A]	4.9966	4.931	4.9331	5.0136	4.7943	4.9847	4.8697
$P_{Fe}$ [W]	2.3252	1.4627	2.4644	3.512	3.2609	3.5658	3.5201
$R_{dc}$ [ $\Omega$ ]	0.0226	0.0689	0.0183	0.0496	0.0341	0.053	0.0528
$R_{ac}$ [ $\Omega$ ]	0.0598	0.1506	0.0485	0.082	0.068	0.088	0.0877
$P_{cu,dc}$ [W]	1.1072	3.3743	0.8986	2.4174	1.6718	2.5949	2.5863
$P_{cu,ac}$ [W]	0.1244	0.3052	0.0984	0.1717	0.1302	0.1822	0.1733
$I_T$ [A]	5.0537	5.0511	5.0511	5.0544	5.0456	5.0532	5.0486
$R_{ds,on}$ [ $\Omega$ ]	0.0537	0.0537	0.0537	0.0537	0.0537	0.0537	0.0537
$T$ [°C]	32.501	41.3486	45.0726	61.0308	66.6850	81.0167	86.2244
$P_{leit}$ [W]	2.7424	2.739	2.7391	2.7433	2.7321	2.7418	2.7395
$P_{schalt}$ [W]	9.39	9.39	9.39	9.39	9.39	9.39	9.39
$P_v$ [W]	15.6892	17.2713	15.5906	18.0736	17.185	18.4747	18.4056
$P_{out}$ [W]	1400	1400	1400	1400	1400	1400	1400
$P_{den}$ [kW/dm <sup>3</sup> ]	7.5561	18.5185	43.945	48.951	89.8357	114.9425	132.7203
$\eta$ [%]	98.8918	98.7814	98.8987	98.7255	98.7874	98.6976	98.7024

Tabelle 2.1: Tabelle einiger ausgewählter Drosseln bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz. 'Double' steht für übereinander gestapelte Kerne und 'Single' steht für einen einfachen Kern. CS steht für 'Magnetic Powder Cores Changsung', MI steht für 'Micromemtals Iron Powder Cores'.

allerdings ähnlicher. Auch der Stromrippel an der Drossel ist nicht dreieckförmig. Diese Näherungen liefern demnach keine genauen Abschätzungen zu den Verlusten in der zweiten Drossel, sondern obere Grenzwerte, die in der Realität unterschritten werden.

Das Matlab-Skript wurde aus diesem Zweck mit weiteren Drosseln der Größenordnung ab 1 cm erweitert und liefert nun als Ergebnis über 1000 mögliche Drosseln für die zweite Filterstufe. Werden als Filterdrossel zwei Sendust Kerne mit  $\mu_r = 60$  und mit den Abmessungen  $d_{ID} = 22.86$  mm,  $d_{ID} = 13.97$  mm und  $h_{HT} = 15.24$  mm übereinander gestapelt, so ergeben sich für eine Induktivität von 25  $\mu$ H genau 17 Windungen bei einem Drahtdurchmesser von 1.22 mm. Die Verlustleistung wird unter  $P_v = 0.6772$  W bleiben und maximal eine Temperatur von  $T = 41.8739$  °C annehmen.

## 2.4 Wahl des Kondensators

Grundsätzlich wird bei Kondensatoren zwischen Elektrolytkondensatoren, Kunststoffolienkondensatoren und Keramikkondensatoren unterschieden. Sie sind nicht nur im Aufbau, sondern auch in vielen Eigenschaften, wie der Größe, der Kapazität, dem Frequenzverhalten usw. voneinander grundlegend verschieden und eignen sich für unterschiedliche Anwendungsbereiche.

Für das Sinusfilter müssen Kondensatoren folgende Bedingungen erfüllen:

- Der Kondensator muss eine hohe Spannungsfestigkeit aufweisen, denn an ihm liegt im Extremfall die gesamte Ausgangsspannung von 400 V an.
- Der Kondensator wird in Hinblick auf den Umrichter, der eine sinusförmige Wechselspannung variabler Frequenz ausgibt, einer Wechselspannung ausgesetzt und muss somit ständig voll umgeladen werden können.
- Der Kondensator muss den anfallenden Wechselstrom führen können.
- Der Kondensator soll sich bis zu einem sehr hohen Frequenzbereich möglichst ideal verhalten. Das ist damit gleichbedeutend, dass der parasitäre Serienwiderstand und die parasitäre Serieninduktivität sehr klein sein sollen.
- Der Kondensator soll geringe Verluste aufweisen.
- Der Kondensator soll möglichst klein und platzsparend sein.
- Der Kondensator soll eine relativ hohe Kapazität von ungefähr 2.7  $\mu$ F haben.
- Der Kondensator soll eine konstante Kapazität unabhängig von der Spannung aufweisen.

Elektrolytkondensatoren kommen nicht in Frage da diese üblicherweise nicht für Wechselspannungen gebaut sind. Obwohl diese Kondensatoren relativ hohe Kapazitäten aufweisen, haben sie einen hohen Serienwiderstand, welcher sich auf die Verluste auswirkt. Durch ihren gewickelten Aufbau weisen schon vom Prinzip her eine hohe Ersatzserieninduktivität auf, welche die Kondensatoreigenschaften im hohen Frequenzbereich verschlechtert.

Besonders attraktiv erscheinen dagegen Keramikkondensatoren. Durch ihre kompakte Bauform sind sie besonders klein und haben geringe Ersatzserieninduktivitäten und Ersatzserienwiderstände und wirken somit auch bei hohen Frequenzen noch als Kondensatoren. Zwar reichen ihre Kapazitäten trotz Vielschicht-Bauweise bei hohen Durchbruchspannungen von 500 V maximal bis in den mehrere hundert nF-Bereich, jedoch können sie für höhere Kapazitäten auch einfach parallel geschaltet werden. Generell ist eine Parallelschaltung der Kondensatoren zu bevorzugen, denn je höher die Kapazität, desto höher auch die parasitären Widerstände und Induktivitäten. Für klassische Filteranwendungen sind Keramikkondensatoren aber nur bedingt sinnvoll. Einerseits weisen sie ferroelektrische Eigenschaften auf. Das bedeutet, dass in der Kristallstruktur des Dielektrikums eine Dipolorientierung vorherrscht, die bei wechselnder Spannung umgepolt wird [18]. Dieses Umpolen bewirkt mechanische Spannungen im Kondensator und kann bei Betrieb zu einer Geräuschentwicklung oder sogar zum Bruch der Kondensator-Lötstelle führen. Da beim Wechselrichter an den Filterkondensatoren nur sich langsam veränderliche Spannungen (bis 500 Hz) anliegen und der hochfrequente Wechselanteil (Schaltfrequenz von 100 kHz) nur sehr kleine Spannungsamplituden aufweist, stellt dieser Effekt für ein passend gedämpftes Filter keine große Einschränkung dar. Eine weitere Eigenschaft von Keramikkondensatoren ist eine auftretende Nichtlinearität der Kapazität in Abhängigkeit von der anliegenden Spannung. Dieser Effekt wird in Kapitel 4.3 näher untersucht.

Als Filterkondensatoren mit hoher Linearität werden vor allem Folienkondensatoren verwendet. Diese sind zwar wesentlich größer als Keramikkondensatoren und auch teurer, haben jedoch die genannten Nachteile der Keramikkondensatoren nicht. Durch ihre Bauform weisen sie vor allem höhere Ersatzserieninduktivitäten und Ersatzserienwiderstände, als Keramikkondensatoren auf, was sich einerseits negativ auf deren Frequenzeigenschaften im MHz-Bereich und andererseits auf den zu führenden maximalen Stromrippel auswirkt.

Daher werden als Kapazität für das Filter einerseits Keramikkondensatoren und andererseits Folienkondensatoren getestet. Die Keramikkondensatoren haben jeweils eine Kapazität von 330 nF (ArcShield Kondensatoren von KEMET) und werden zu acht parallel geschaltet. Somit ergibt sich eine Kapazität von insgesamt 2.64  $\mu$ F für jeweils eine Filterstufe. Als andere Option werden Folienkondensatoren mit einem Dielektrikum aus Polypropylen (MKP) gewählt mit den Kapazitäten von jeweils  $2 \cdot 680$  nF und  $2 \cdot 470$  nF parallel geschaltet. Sie ergeben somit eine Gesamtkapazität von 2.3  $\mu$ F.

## 2.5 Parameteridentifikation

Die ausgewählten Drosseln und Kondensatoren werden im Folgenden auf ihre realen und hochfrequenten Eigenschaften untersucht. Jede reale Drossel und Kondensator besitzt aufgrund der Bauform parasitäre Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände, die sich bei hohen Frequenzen auf das Filterverhalten auswirken. Dabei ist von besonderem Interesse, wie groß diese Effekte tatsächlich ausfallen und welche Rolle sie dabei für EMV-Betrachtungen spielen.

Um diese Messungen durchzuführen wird der Vektor Netzwerkanalysator Bode 100 von der Firma Omicron verwendet. Dieser ist in der Lage den Frequenzgang, den Phasengang und den Impedanzgang des Prüflings von 1 Hz – 40 MHz zu bestimmen. Er erzeugt ein

sinusförmiges Testsignal welches alle Frequenzen im zu messenden Frequenzbereich ausgibt, am Eingang des Prüflings angeschlossen ist und den Ausgang des Prüflings misst. Dabei wird die Amplitude und die Phasenlage des Signals mit dem Testsignal verglichen und in Relation zueinander gestellt.

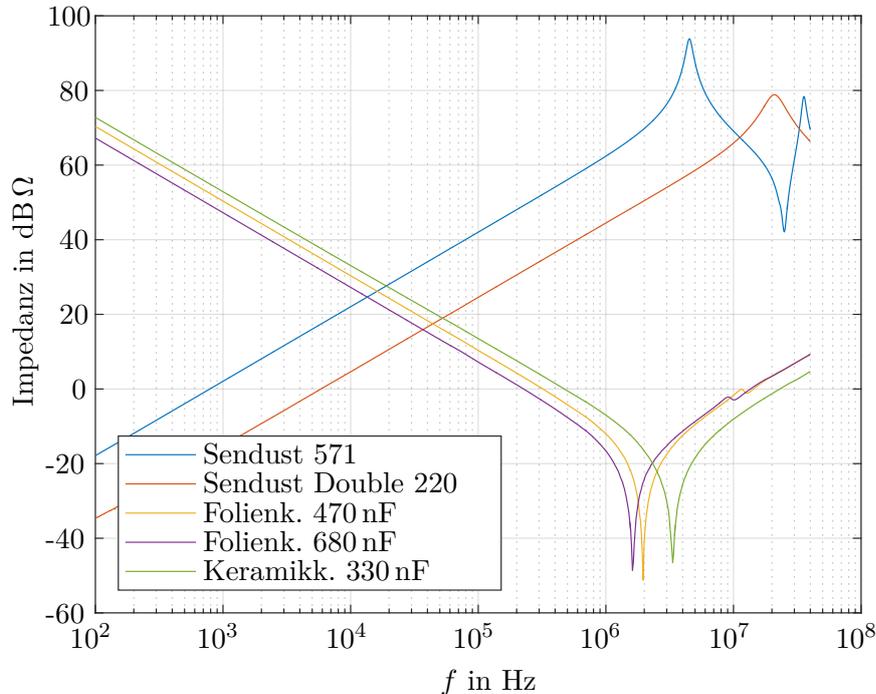


Abbildung 2.9: Impedanzgang der Drossel Sendust 571, der Drossel für die zweite Filterstufe Sendust Double 220, der Folienkondensatoren mit 470 nF und 680 nF und der Keramikkondensator mit 330 nF.

Abbildung 2.9 zeigt Messresultate der Impedanzgänge für alle Filterbausteine. Darunter findet sich die Drossel der ersten Filterstufe also  $L_1 = 200 \mu\text{H}$  mit einem Sendustkern, welche der Drossel aus Tabelle 2.1 Nr. 4 entspricht und im Weiteren Sendust 571 genannt wird. Weiters ist die Drossel der zweiten Filterstufe aus Kapitel 2.3.2 dargestellt, welche Sendust Double 220 genannt wird und eine Induktivität von  $L_2 = 26.7 \mu\text{H}$  aufweist. Auch die Impedanzgänge der zwei Folienkondensatoren mit 470 nF und 680 nF und des Keramikkondensators mit 330 nF sind in Abbildung 2.9 dargestellt. Anhand der Messungen ist deutlich erkennbar, dass sich weder die Drosseln noch die Kondensatoren ideal verhalten. Ab dem MHz-Bereich ergeben sich Resonanzen, welche bei den Drosseln mit einer Parallelkapazität und bei den Kondensatoren mit einer Serieninduktivität mit jeweiligen Dämpfungswiderständen modelliert werden können. Bei sehr großen Parallelkapazitäten können diese wiederum Serieninduktivitäten besitzen, welche zusammen eine zweite Resonanz noch unterhalb der 40 MHz bilden. Genau dieser Effekt ist auch in Abbildung 2.9 bei der Sendust 571 Induktivität zu beobachten und wird in der Ersatzschaltung berücksichtigt.

### 2.5.1 Ersatzschaltung der Bauteile

Der Wert der parasitären Größen kann anhand der Resonanzfrequenzen aus Abbildung 2.9 berechnet werden. Bei dem Kondensator ergibt sich die Ersatzserieninduktivität aus der Nullstelle der Gesamtimpedanz der Reihenschaltung aus einer Kapazität und einer Induktivität zu  $L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C}$ . Bei der Induktivität ergibt sich die Ersatzparallelkapazität aus der Polstelle der Gesamtimpedanz der Parallelschaltung aus einer Kapazität und einer Induktivität zu  $C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L}$ . Dabei wirken Widerstände jeweils dämpfend. Abbildung 2.10 zeigt Ersatzschaltungen welche die realen Messungen gut annähern. Daraus kann das

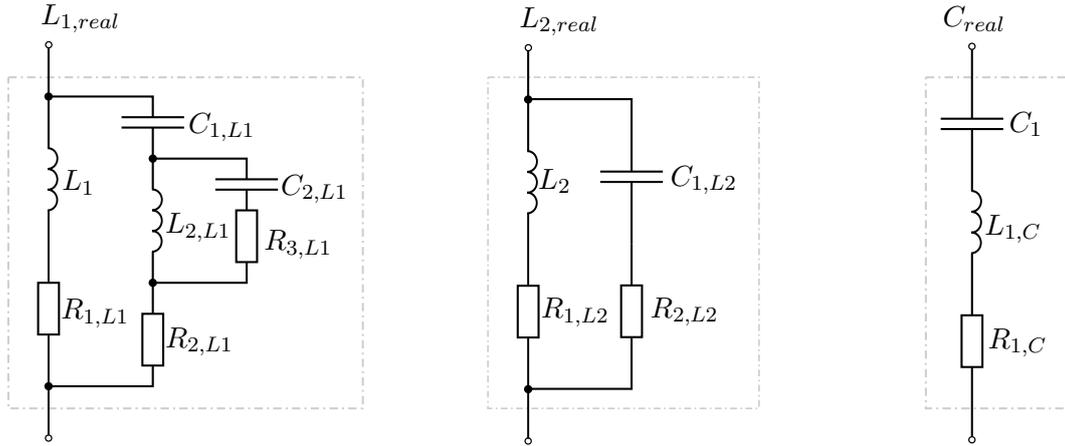


Abbildung 2.10: Ersatzschaltungen der Drosseln und der Kondensatoren.

Modell der Impedanz der realen Induktivität mit

$$Z_{L1,r} = \frac{(sL_1 + R_{1,L1}) \left( \frac{1}{sC_{1,L1}} + \frac{sL_{2,L1} \left( \frac{1}{sC_{2,L1}} + R_{3,L1} \right)}{sL_{2,L1} + \frac{1}{sC_{2,L1}} + R_{3,L1}} + R_{2,L1} \right)}{sL_1 + R_{1,L1} + \frac{1}{sC_{1,L1}} + \frac{sL_{2,L1} \left( \frac{1}{sC_{2,L1}} + R_{3,L1} \right)}{sL_{2,L1} + \frac{1}{sC_{2,L1}} + R_{3,L1}} + R_{2,L1}} \quad (2.35)$$

angeschrieben werden.

Um die Werte der Ersatzbauteile zu bestimmen, kann aus Abbildung 2.9 abgelesen, bzw. aus den Daten ermittelt werden, dass die erste Resonanz der Sendust 571 Drossel bei 4.5678 MHz auftritt. Daraus folgt eine Näherung der Ersatzparallelkapazität zu  $C_{1,L1} = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} = 6.07 \text{ pF}$ . Die Berechnung weiterer Ersatzbauteilwerte, welche die höheren Resonanzfrequenzen bilden, erfolgt durch die Gesamtimpedanz. Werden die Dämpfungswiderstände zunächst Null gesetzt, so muss die Impedanz nach der Messung bei 25 MHz eine Nullstelle und bei 35.4 MHz eine Polstelle aufweisen. Daraus kann ein Gleichungssystem aufgestellt werden, aus welchem man  $L_{2,L1}$  und  $C_{2,L1}$  bestimmen kann. Die Werte der Widerstände werden durch das Anpassen der Dämpfungen angenähert. Für  $Z_{L1,r}$  aus Abbildung 2.10 werden somit die Werte  $L_1 = 200 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $R_{1,L1} = 0.05 \text{ }\Omega$ ,  $R_{2,L1} = 300 \text{ }\Omega$ ,  $C_{1,L1} = 6.07 \text{ pF}$ ,  $L_{2,L1} = 3.41 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_{2,L1} = 5.815 \text{ pF}$  und  $R_{3,L1} = 50 \text{ }\Omega$  ermittelt.

Das Modell der Impedanz der kleinen Induktivität vereinfacht sich im Vergleich zu der Großen zu

$$Z_{L2,r} = \frac{(sL_2 + R_{1,L2}) \left( \frac{1}{sC_{1,L2}} + R_{2,L2} \right)}{sL_2 + R_{1,L2} + \frac{1}{sC_{1,L2}} + R_{2,L2}}, \quad (2.36)$$

wobei sich die Werte mit den selben Überlegungen wie oben zu  $L_2 = 26.7 \mu\text{H}$ ,  $R_{1,L2} = 0.001 \Omega$ ,  $C_{1,L2} = 2.086 \text{ pF}$ ,  $R_{2,L2} = 1500 \Omega$  ergeben.

Das Ersatzmodell für den Keramik Kondensator hat die Impedanz

$$Z_{C,r} = \frac{1}{sC} + sL_{1,C} + R_{1,C}, \quad (2.37)$$

mit den Werten  $C = 330 \text{ nF}$ ,  $L_{1,C} = 6.8 \text{ nH}$ ,  $R_{1,C} = 0.005 \Omega$ .

Abbildung 2.11 zeigt die Modelle im Vergleich zu den tatsächlichen Messungen. Sie weisen relativ gute Übereinstimmungen mit den Messwerten auf und sind somit für die Verwendung von weiteren Berechnungen gerechtfertigt.

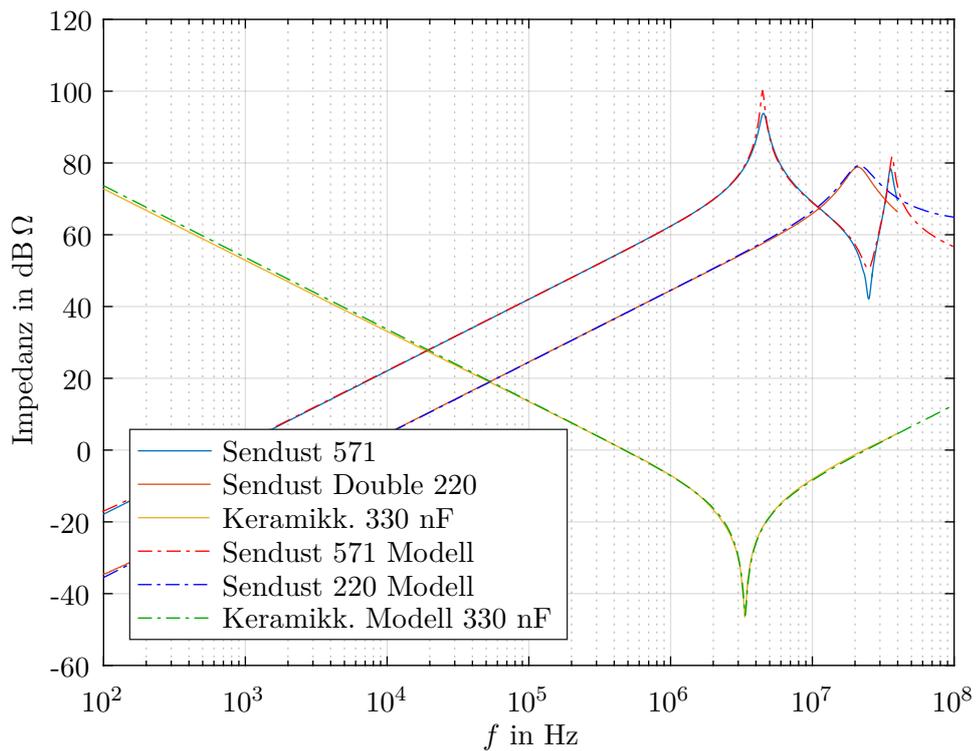


Abbildung 2.11: Impedanzgänge mit Ersatzmodellen.

### 2.5.2 Modelliertes Filterverhalten

Anhand der Modelle kann das Filterverhalten mit realistischen Bauteilwerten berechnet werden. Dazu werden die Induktivitäten und Kapazitäten des Filters mit den zuvor bestimmten Impedanzen wie in Abbildung 2.12 zu sehen, ersetzt.

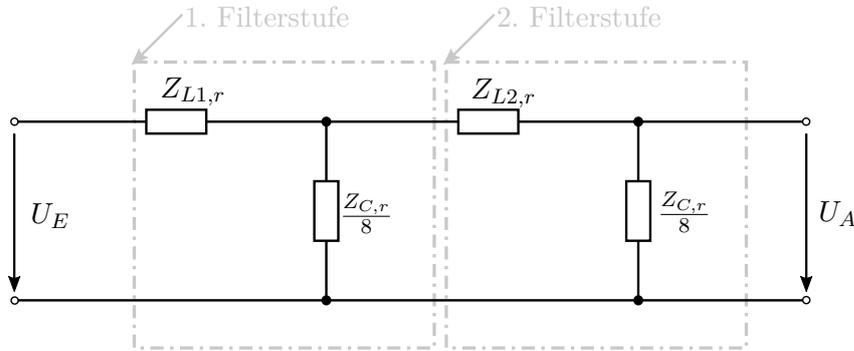


Abbildung 2.12: Filter mit realen Impedanzen ersetzt.

Da bei der Kapazität ein einzelner Kondensator vermessen wird, in der Schaltung jedoch 8 Stück parallel verbaut sind, muss die gesamte Impedanz des Kondensators hochgerechnet werden. Bei der Parallelschaltung von 8 gleichen Impedanzen wird diese insgesamt also geachtelt. Deshalb ist auch in der Abbildung 2.12 die Impedanz der Kapazität mit  $Z_{C,r,ges} = \frac{Z_{C,r}}{8}$  dargestellt.

Unter Berücksichtigung der gewählten Impedanzmodelle von (2.35) und (2.37) ergibt sich die Übertragungsfunktion der ersten Filterstufe, sofern die zweite Stufe nicht berücksichtigt wird, zu

$$G_{1.Stufe} = \frac{Z_{C,r,ges}}{Z_{C,r,ges} + Z_{L1,r}} = \frac{Z_{C,r}}{Z_{C,r} + 8 \cdot Z_{L1,r}} \quad (2.38)$$

und die der zweiten Filterstufe kann anhand der gewählten Impedanzmodelle von (2.36) und (2.37) zu

$$G_{2.Stufe} = \frac{Z_{C,r,ges}}{Z_{C,r,ges} + Z_{L2,r}} = \frac{Z_{C,r}}{Z_{C,r} + 8 \cdot Z_{L2,r}} \quad (2.39)$$

berechnet werden.

Das gesamte Filter wird anhand der Übertragungsfunktion aus (2.3), mit dem Unterschied, dass die jeweiligen Impedanzmodelle eingesetzt sind, zu

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{64}{s^4 Z_{L1,r} Z_{L2,r} Z_{C,r}^2 + 8 \cdot s^2 Z_{L1,r} Z_{C,r} + 8 \cdot s^2 Z_{L1,r} Z_{C,r} + 8 \cdot s^2 Z_{L2,r} Z_{C,r} + 64} \quad (2.40)$$

berechnet.

Mithilfe von Maple und Matlab können die Übertragungsfunktionen mitsamt der Zahlenwerte ausgewertet und dargestellt werden. Abbildung 2.13 zeigt das Filterverhalten, welches mit den realistischen Bauteilen zu erwarten ist. Der rote Verlauf, welcher die gesamte Filterübertragungsfunktion darstellt, zeigt deutlich, dass ab dem MHz-Bereich

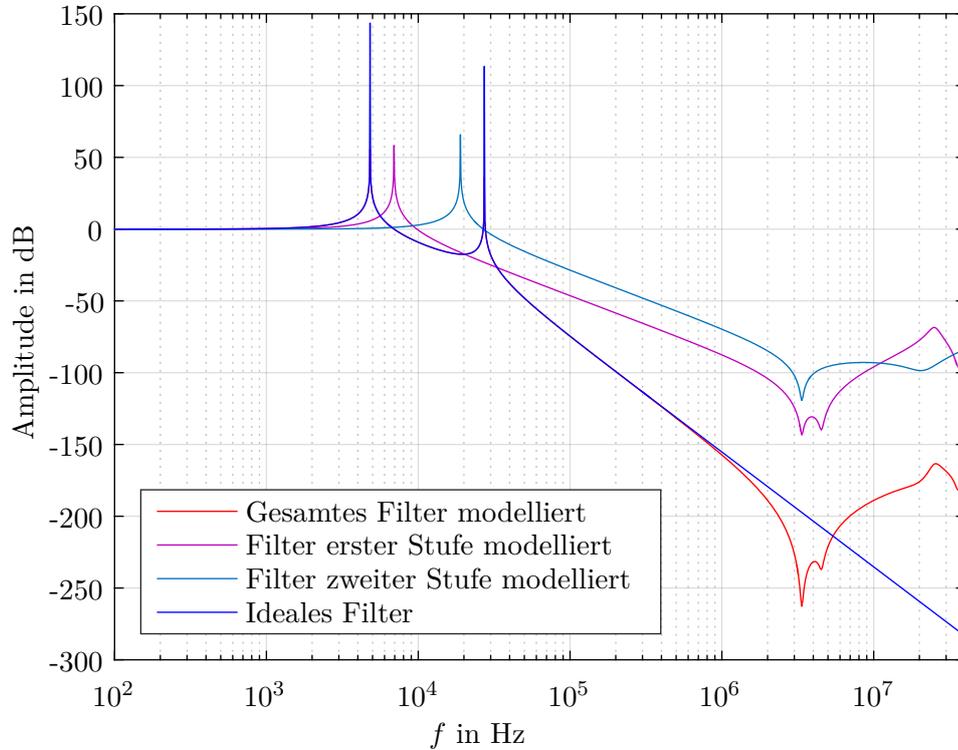


Abbildung 2.13: Übertragungsfunktion mit realen Bauteilwerten modelliert und im Vergleich dazu das Filter mit idealen Bauteilen.

ein erneuter Anstieg der Übertragungsfunktion stattfindet. Das ist der Bereich, bei dem die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten zum Tragen kommen.

Wird in der Grafik die Filterübertragungsfunktion erster Stufe im Vergleich zu der zweiten Stufe betrachtet zeigt sich auch, dass sich das Filter erster Stufe bei sehr hohen Frequenzen deutlich schlechter verhält, als das Filter zweiter Stufe. Dieses unterschiedliche Verhalten ist vor allem auf die relativ hohe parasitäre Wicklungskapazität der großen Sendust 571 Drossel zurückzuführen.

Des Weiteren ist anzumerken, dass die Übertragungsfunktion von einem absolut idealen Filteraufbau ohne jegliche weitere Störgrößen ausgeht. So werden etwa Zuleitungswiderstände, Induktivitäten, Kopplungen und Kapazitäten nicht mitberücksichtigt.

## 3 Messaufbau und Messungen

Nun soll das im vorigen Kapitel modellierte Filter mit realen Messungen verglichen und gegenübergestellt werden. Dazu wird einerseits der Filteraufbau behandelt, andererseits die Messgeräte und Messmethoden genauer erklärt. Diese beziehen sich auch allgemein auf alle weiteren noch folgenden Versuchsaufbauten.

### 3.1 Reales Filterverhalten

Um einen Vergleich des tatsächlichen Filters mit dem Filtermodell zu machen wird dieses zunächst aufgebaut. Für den Filteraufbau ist wesentlich, dass die Übertragungsfunktion gut mit dem Bode 100 Analyzer gemessen werden kann. Dazu ist sowohl ein Filtereingang nötig, an welchem das jeweilige Testsignal angeschlossen werden kann, als auch ein Filterausgang. Diese sind mit BNC-Buchsen ausgeführt.

Abbildung 3.1 zeigt den realen Filteraufbau. Gut sichtbar ist die große Sendust 571 Drossel, die kleine Sendust Double 220 Drossel und die jeweils 8 parallelen Keramikkondensatoren für jede Filterstufe. Außerdem befindet sich auf dem Print eine zusätzliche Schaltung zur Erzeugung eines 12 V, 100 kHz Rechtecksignals. Damit soll es möglich sein, das Filterverhalten in Kombination mit einem Rechteckeingangssignal mit Hilfe eines Spektrumanalysators zu untersuchen. Dieser Teil des Schaltungsaufbaus ist für die Übertragungsfunktion vorerst nicht relevant und wird daher erst in Abschnitt 3.2 näher behandelt.

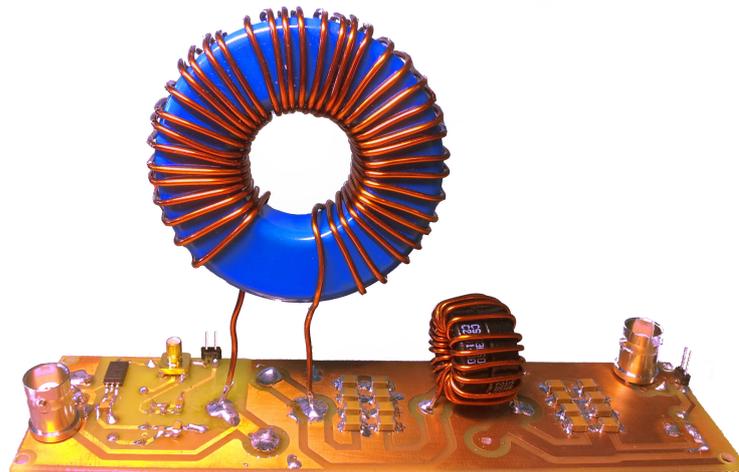


Abbildung 3.1: Filteraufbau mit der Sendust 571 Drossel, der Sendust Double 220 Drossel und mit Keramikkondensatoren mit jeweils 330 nF.

Die Messergebnisse des aufgebauten Filters und des modellierten Filters sind in Abbildung 3.2 gegenübergestellt. Die orange Kurve zeigt das Messergebnis der ersten Filterstufe. Die hellblaue Kurve zeigt die Messung des gesamten Filters.

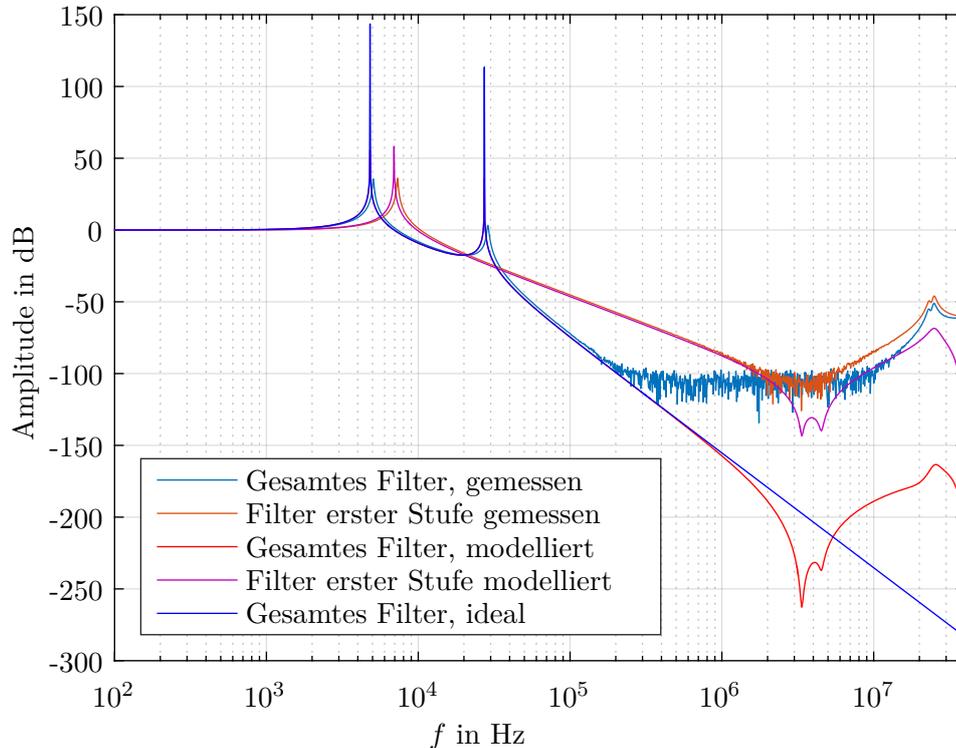


Abbildung 3.2: Filtermessung des Filteraufbaus aus Abbildung 3.1.

Während die prognostizierten Kurvenverläufe bis 200 kHz trotz kleiner Abweichungen mit dem gemessenen Verlauf gut übereinstimmen, zeigen sich besonders im hohen Frequenzbereich bedeutende Unterschiede. Zum einen sind die Unterschiede auf die Messauflösung des Bode 100 zurückzuführen. Diese endet ziemlich genau bei  $-100$  dB. Das ist deshalb nicht verwunderlich, weil  $-100$  dB einer Abschwächung von bereits  $10^{-5}$  entspricht. Bei einem Testsignal von maximal 1 V handelt es sich demnach um ein Ausgangssignal im  $\mu\text{V}$ -Bereich. Bei darunter liegenden Spannungen überwiegt das Messrauschen. Allerdings zeigt sich ab etwa 10 MHz ein erneuter Anstieg der Übertragungsfunktion. Bei der ersten Filterstufe ist diese auch laut dem Modell zu erwarten, fällt in Realität aber tatsächlich noch ein wenig höher aus.

Das Ergebnis der Messung der gesamten Übertragungsfunktion zeigt den gleichen Anstieg im hohen Frequenzbereich, wie der der ersten Filterstufe. Dabei sollte gerade diese wesentlich stärker gedämpft sein.

Die Gründe für dieses Messergebnis können sehr vielfältig sein. Bereits minimal höhere Werte der parasitären Induktivitäten und Kapazitäten beeinflussen die Übertragungsfunk-

tion gerade im hohen Frequenzbereich wesentlich. Diese können sich z. B. schon durch kleine Verbiegungen des Drosseldrahtes drastisch ändern. Aber es spielen nicht nur die einzelnen Bauteile eine wesentliche Rolle im Filterdesign, sondern auch die Anordnung auf der Leiterplatte. Die Lage der Bauteile entscheidet hierbei über die gegenseitige Einkopplung magnetischer und elektrischer Felder, welche das Übertragungsverhalten des Filters beeinflussen [19]. Da das Messresultat des Gesamtfilters im MHz-Bereich dem des Filters erster Stufe besonders ähnlich ist, lässt sich vermuten, dass das Signal der ersten Filterstufe in den Ausgang direkt einkoppelt. Dabei kann die Drossel aufgrund der langen Drahtwicklung im MHz-Bereich bereits als Antenne wirken und so das Messergebnis beeinflussen. Mögliche Kopplungsmechanismen und Lösungsansätze werden im nächsten Kapitel genauer betrachtet.

Nun soll auf die gesamte Filterschaltung eingegangen werden, welche vor allem als Versuchsaufbau für die Messung mit einem Spektrumanalysator bestimmt ist. Der Spektrumanalysator dient zur Messung der absoluten Ausgangsspannung im höheren Frequenzbereich, zur Messung der Übertragungsfunktion sowie zur Abschätzung magnetischer Felder in der Umgebung.

### 3.2 Filteraufbau

Abbildung 3.1 zeigt bereits den fertigen Filteraufbau. Das Filter hat einen BNC-Eingang, an dem jede beliebige Eingangsspannung angelegt werden kann. Wird diese Funktionalität nicht gewünscht, so kann das Filter auch mit einer rechteckförmigen Spannung von 100 kHz, 12 V am Eingang getestet werden, welche direkt auf der Platine erzeugt wird.

Der zusätzliche Aufbau soll das Verhalten des Filters bei rechteckförmigen Eingangsspannungen wiedergeben, so wie es für den Ausgang eines Umrichters üblich ist. Außerdem bietet der Spektrumanalysator mittels Nahfeldsonden die Möglichkeit magnetische Felder in der Umgebung der Drossel zu beurteilen. Für viele Messungen ist ein experimenteller Aufbau daher mit niedriger Spannung vorteilhaft. In Abbildung 3.3 ist das entsprechende Blockschaltbild des Aufbaus dargestellt.

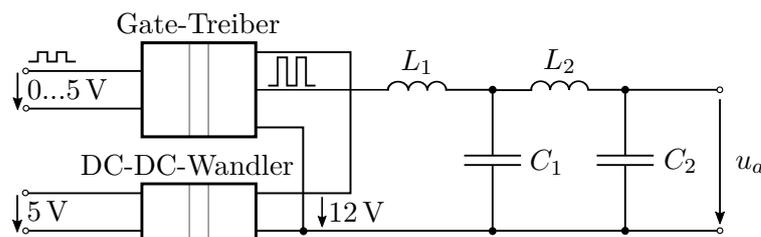


Abbildung 3.3: Blockschaltbild der Filterschaltung, wenn eine rechteckförmige Spannung gewünscht wird.

Einem potentialgetrennten Gate-Treiber des Typs SI8261 BCD-C-IS von Silicon Labs wird als Eingang ein PWM-Signal, erzeugt mit einem Signalgenerator zwischen 0 V und 5 V, angelegt. Die Versorgungsspannung des Gate-Treibers von 12 V wird von einem ebenfalls potentialgetrennten DC-DC-Wandler, vom Typ TMA 0512S von Traco, bereitgestellt. Der

Ausgang des Gate-Treibers liefert die geschaltete Spannung mit 12 V entsprechend dem PWM-Signal.

Diese Schaltung stellt sicher, dass die gemessene Ausgangsspannung vom Eingangsnetzteil galvanisch getrennt ist und somit für weitere Messungen ein Massekurzschluss über eine gemeinsame Erde verhindert wird.

Im Anhang in Abbildung A.1 ist der Schaltplan, welcher mit Hilfe von Eagle erstellt worden ist, abgebildet. Dort, wie auch am Foto des Aufbaus, ist erkennbar, dass sowohl die erste als auch die zweite Filterdrossel in zwei um  $90^\circ$  versetzten Positionen am Print angebracht werden können (dies wird im Schaltplan durch jeweils zwei parallele Drosseln dargestellt), um im Weiteren die Auswirkungen der Lage der Drosseln zufolge elektrischer und magnetischer Felder auf das Filterverhalten zu untersuchen.

### 3.3 Messen mit Spektrumanalysator

Zur Messung wird neben dem Bode 100 auch ein Spektrumanalysator vom Typ Rigol DSA815-TG verwendet, welcher einen Messbereich von 9 kHz-1.5 GHz aufweist. Das TG im Namen steht für einen Tracking Generator, womit der Spektrumanalysator ebenfalls in der Lage ist Übertragungsfunktionen zu messen.

Das Messprinzip des Spektrumanalysators ist grob folgendes: Mit einer Sägezahnspannung wird die Frequenz eines lokalen Oszillators  $f_{LO}$  eingestellt. Dieses Signal wird mit dem zu messenden Eingangssignal gemischt. Daraus ergeben sich die Frequenzen  $f_{LO} + f_{DUT}$  und  $f_{LO} - f_{DUT}$ . Nach einem Verstärker folgt ein anschließendes Bandpassfilter, das sog. IF-Filter (Intermediate Frequency Filter), welches nur den Frequenzbereich  $f_{IF}$  durchlässt. Daraus kann die Amplitude von  $f_{DUT}$  gefolgert werden und wird auf der y-Achse am Display dargestellt. Für die x-Achse steht die jeweilige Frequenz  $f_{DUT}$  folgend aus  $f_{LO}$  und  $f_{IF}$  zur Verfügung.

Wird eine Übertragungsfunktion mit Hilfe des Tracking Generators gemessen, so gibt der TG Ausgang genau die Frequenz  $f_{DUT}$  aus. Diese kann über die Frequenz  $f_{LO}$ , welche zur Messung verwendet wurde, erzeugt werden. Um nun  $f_{DUT}$  zu erhalten wird  $f_{LO}$  mit der Frequenz  $f_{IF}$  gemischt. Beim Anlegen des TG Ausgangs an den Eingang des Spektrumanalysators, wird das Signal idealer Weise eins zu eins durchgelassen und die Übertragungsfunktion bildet eine Linie bei 0 dB. In der Realität ist die Übertragungsfunktion eines Koaxialkabels nicht ideal und kann mit Hilfe einer Funktion im Rigol Gerät normiert werden, sodass eine Messung tatsächlich nur das Verhalten des jeweils gemessenen Objektes berücksichtigt.

Die Breite des IF-Filters kann für eine Messung durch Verändern des RBW (Resolution Bandwidth) eingestellt werden. Je größer der Wert, desto weniger Frequenzen werden aufgelöst, aber desto schneller ist auch der Messvorgang. Für das Modell DSA815-TG liegt die höchste Auflösung bei 10 Hz und die niedrigste bei 1 MHz. Je höher die RBW ist, desto höher ist auch das angezeigte thermische Rauschen. So kann allein durch Reduzieren der RBW auch eine Reduktion des DANL (Displayed Average Noise Level), also des Rauschsignals, erreicht werden.

Der Eingang des Spektrumanalysators ist sehr empfindlich und lässt nur kleine Leistungen zu. Laut Datenblatt darf die Eingangsleistung nicht mehr als 1 mW betragen.

Durch den eingebauten Abschwächer kann dieser maximal 30 dB dämpfen und kann somit die maximal erlaubte Eingangsleistung des Messgerätes auf 1 W bzw. 30 dBm erhöhen. Um das Gerät jedoch im sicheren Bereich zu betreiben, ist vom Hersteller eine Eingangsleistung von maximal 20 dBm bzw. 100 mW angegeben. Es verträgt eine Gleichspannung von höchstens 50 V und besitzt einen Eingangswiderstand von 50  $\Omega$ .

So stellen zu hohe Eingangsspannungen des Filters eine Gefahr für das Messgerät dar. Wird davon ausgegangen, dass die Eingangsleistung 100 mW beträgt, folgt für die Spannung  $U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{100 \text{ mW} \cdot 50 \Omega} = 2.23 \text{ V}$ . Das bedeutet, dass die Spannung am Spektrumanalysator 2.23 V nicht überschreiten darf.

Als Beispiel betrachte man das Filter bei einer rechteckförmigen Eingangsspannung von 400 V und einem gewählten Tastverhältnis von 50 %. Unter diesen Voraussetzungen liegt eine Gleichspannung von 200 V überlagert mit einem kleinen Wechselanteil wie bereits in Kapitel 2.2 behandelt wurde, am Filterausgang an. In diesem Fall ist die Gleichspannung am Spektrumanalysator zu hoch, denn wie bereits erwähnt ist eine Spannung von maximal 50 V zulässig. Daher ist es notwendig ein Hochpassfilter vor dem Messeingang zu schalten, welches die Gleichspannung abblockt. Außerdem soll sichergestellt werden, dass die maximal zulässige Eingangsspannung nicht überschritten wird. Aus diesem Grund wird ein kleines Dämpfungsglied gebaut, das im Folgenden erklärt wird.

### 3.3.1 Dämpfungsglied

Das Dämpfungsglied wird als Hochpassfilter ausgeführt mit einem Kondensator von  $C = 47 \text{ nF}$  zur Blockung des Gleichanteils. Seriell dazu befindet sich ein Widerstand  $R_1 = 470 \Omega$  mit einer maximalen Leistung von 1 W. Am Ausgang der Schaltung befindet sich ein Widerstand mit  $R_2 = 75 \Omega$ , welcher mit  $R_1$  einen Spannungsteiler bildet. Da der Spektrumanalysator einen Eingangswiderstand von  $R_3 = 50 \Omega$  aufweist, wird dieser parallel zu dem Widerstand  $R_2$  gerechnet. Die Übertragungsfunktion berechnet sich über  $\frac{R_2 \parallel R_3}{\frac{1}{sC} + R_1 + R_2 \parallel R_3}$ . Zusätzlich dienen vier Dioden als Beschränkung der Messgeräteingangsspannung, welche bei einer Spannung über  $\pm 1.4 \text{ V}$  den Messeingang kurzschließen.

Mit diesem relativ einfachen Aufbau wird eine Dämpfung von 24.4 dB ab einer Frequenz von 10 kHz erreicht. In Abbildung 3.4 ist der Schaltplan und das aufgebaute Dämpfungsglied abgebildet.

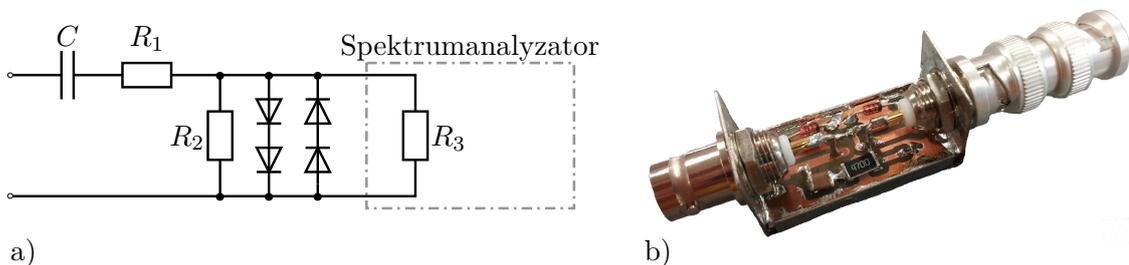


Abbildung 3.4: a) Schaltung des Dämpfungsgliedes. b) Realer Aufbau.

Betrachtet man erneut das Beispiel von vorhin, so kann bei einem geschalteten Filterein-

gang von 400 V die effektive Ausgangsspannung des Filters angenähert werden. Dazu wird die in Kapitel 2.2 berechnete Formel für den Strom  $i_{C_2}$  aus (2.13) herangezogen. Werden alle Werte für Induktivitäten und Kapazitäten wie bereits dimensioniert eingesetzt, für  $\delta = \frac{1}{2}$ ,  $U_{MAX} = 400 \text{ V}$ ,  $T = 10 \text{ } \mu\text{s}$  und  $t = \delta T$  so kann der Spitzenwert von  $\hat{I}_{C_2}$  berechnet werden. Um auf den Wechselanteil der Ausgangsspannung bzw. auf die Wechselspannung am Kondensator schließen zu können, gilt  $u_{C_2} = \frac{1}{C_2} \int i_{C_2}(t) dt$ . Da der Stromverlauf von  $i_{C_2}$  einem Kosinus ähnlich ist, wird dieser mit der Funktion  $i_{C_2}(t) = \hat{I}_{C_2} \cdot \cos(\omega t)$  angenähert, wobei  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ . Somit ergibt sich für  $u_{C_2} = \frac{\hat{I}_{C_2}}{C_2 \omega} \sin(\omega t)$  und für  $U_{C_2, EFF} = \frac{\hat{I}_{C_2}}{C_2 \omega \sqrt{2}} \approx 0.04 \text{ V}$ . Dieses Ergebnis liefert zwar nur eine grobe Abschätzung der effektiven Spannung, stimmt aber auch mit der Abschätzung überein, wenn nur eine Frequenzkomponente, nämlich die 100 kHz Komponente im Frequenzbereich betrachtet wird. Diese liefert unter der Voraussetzung einer Amplitude von 47 dB V und einer Filterdämpfung von  $-75 \text{ dB}$ , welche aus der Übertragungsfunktion abgelesen werden kann, eine effektive Spannung von  $U_{EFF} \approx 0.03 \text{ V}$ . Würden alle Frequenzkomponenten mitsamt der Phaseninformationen überlagert werden, so würde wohl die Spannung von 0.04 V nicht überschritten werden und die Leistung an  $R_1$  bleibt im  $\mu\text{W}$ -Bereich. Unter der Annahme, dass das Filter nicht ideal ist, vergrößert sich die Ausgangsspannung ein wenig, dennoch kann davon ausgegangen werden, dass der Eingang des Spektrumanalysators die Wechselspannung am Ausgang des Filters bei einem 400 V Rechteckeingang vertragen würde.

Trotzdem ist der Spannungsteiler am Eingang sinnvoll und wichtig. Wird die Kapazität nämlich im ersten Moment auf 200 V geladen, so fließt kurzzeitig ein Ladestrom, welcher den Eingang des Spektrumanalysators gefährdet. Durch den Spannungsteiler wird sichergestellt, dass die 200 V Spannung im Einschaltmoment größtenteils an  $R_1$  anliegt.

Abbildung 3.5 zeigt den gemessenen Frequenzgang des Dämpfungsgliedes mit dem Bode 100.

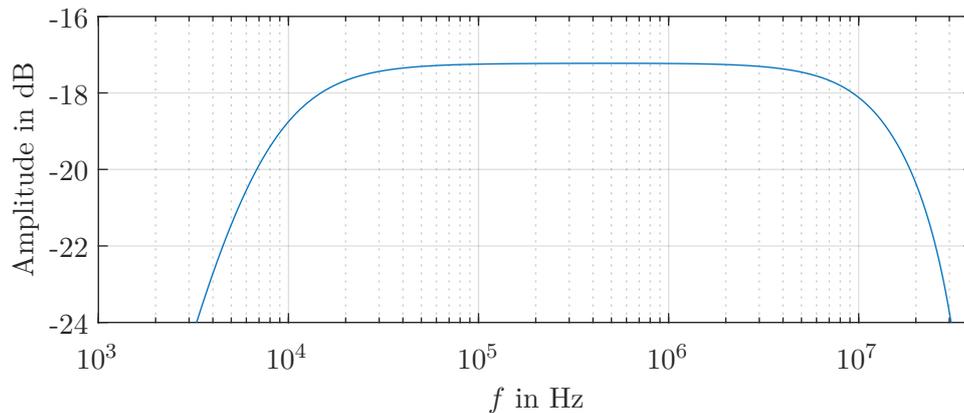


Abbildung 3.5: Bodeverlauf des Dämpfungsgliedes.

Da der  $50 \text{ } \Omega$  Eingangswiderstand nicht im Dämpfungsglied verbaut ist, ergibt sich ein leicht veränderter Frequenzgang, der jedoch deutlich zeigt, dass das Dämpfungsglied als Hochpass arbeitet. Leider ist aufgrund nicht idealer Bauteile ab dem 10 MHz-Bereich wieder

eine Tiefpass-Charakteristik festzustellen. Das wirkt sich insofern auf die Übertragungsfunktion des Filters aus, dass bei der oberen Grenze des interessierenden Frequenzbereichs von 30 MHz mit einer Filterverstärkung von zusätzlichen 7 dB gerechnet werden muss.

### 3.3.2 Filtermessung

Wird die Übertragungsfunktion des aufgebauten Filters mit dem Spektrumanalysator unter zu Hilfenahme des Tracking Generators gemessen, ergibt sich der in Abbildung 3.6 dargestellte Verlauf. Da das Filter im unteren Frequenzbereich wie gewünscht arbeitet, wird diese Messung ab einer Frequenz von 100 kHz – 100 MHz durchgeführt.

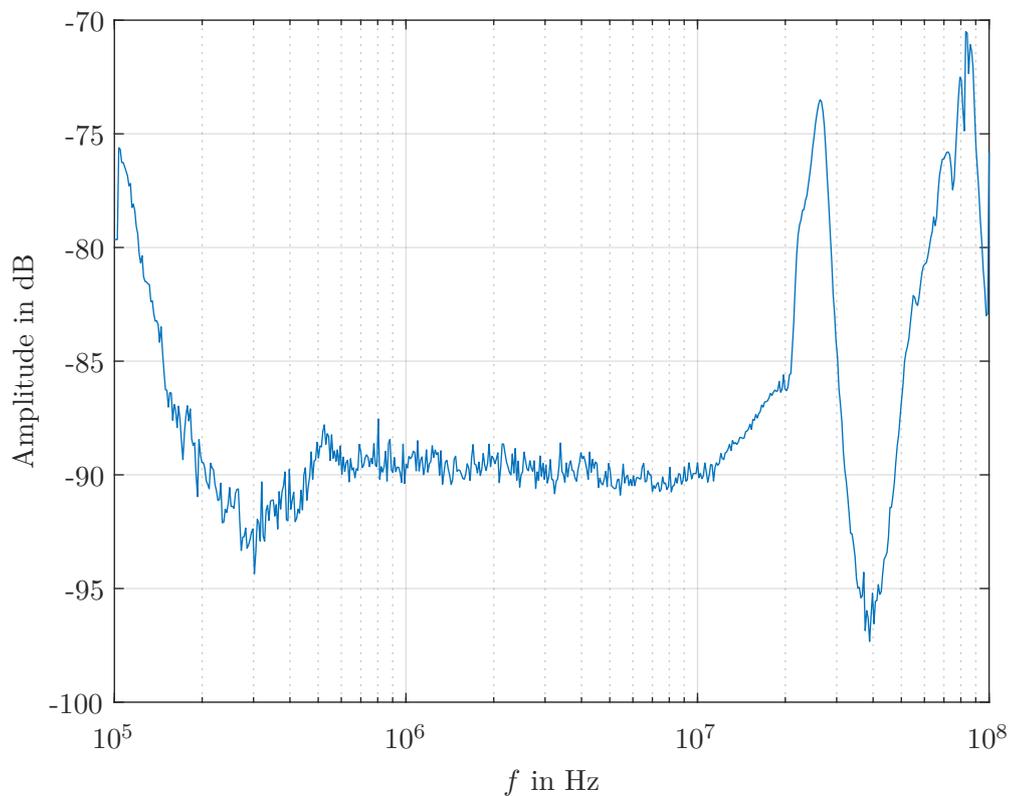


Abbildung 3.6: Übertragungsfunktion des Filters gemessen mit dem Spektrumanalysator Rigol DSA815-TG.

Als Vergleich ist die Übertragungsfunktion des modellierten Filters, des mit dem Bode 100 gemessenen und dem mit dem Spektrumanalysator Rigol DSA815-TG gemessenen in Abbildung 3.7 dargestellt.

Die beiden Messgeräte liefern leicht verschiedene Messergebnisse. Bei 100 kHz stimmen sie noch überein, doch ab 200 kHz zeigt sich ein Offset der Ergebnisse. Während sich mit dem Spektrumanalysator eine Abschwächung von durchschnittlich  $-90$  dB einstellt, zeigt das Bode 100 in etwa  $-100$  dB an. Im hohen Frequenzbereich, also ab 10 MHz zeigt das

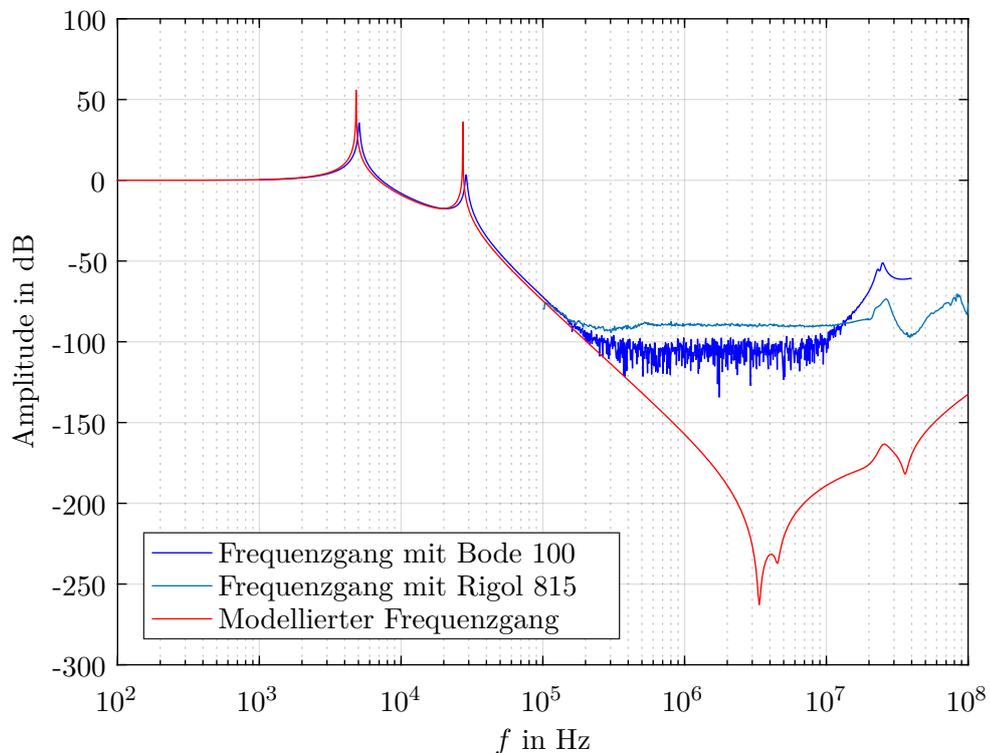


Abbildung 3.7: Vergleich der Übertragungsfunktion des Filters gemessen mit dem Spektrumanalysator Rigol DSA815-TG und dem gemessen mit dem Bode 100, sowie der modellierte Frequenzgang.

Rigol ein deutlich besseres Filterverhalten mit einer höheren Abschwächung als das Bode 100 an. Die für die Messung eingestellte RBW des Rigol liegt bei 1 kHz. Das bedeutet, dass mit einem höheren Rauschpegel zu rechnen ist, als im Vergleich zu einer kleineren RBW. Andererseits ist bei der Messung eine Input Attenuation von 10 dB eingestellt, welche bereits aus den Abbildungen herausgerechnet ist. Diese Abschwächung des Messsignals verursacht ein zusätzlich schlechteres Signal-Rausch-Verhältnis. Durch Reduzieren der Input Attenuation am Eingang senkt sich auch automatisch der Rauschpegel mit. Das bedeutet, dass vor allem bei sehr hohen Dämpfungen um die  $-90$  dB nicht exakt auf den Wert geachtet werden darf, weil in diesem Bereich der Einfluss des Messgerätes eine wichtige Rolle spielt.

Über den 10 MHz liefert, wie bereits erwähnt, das Bode 100 besonders schlechte Messergebnisse. In diesem Messbereich arbeitet es nicht verlässlich, was auch mit folgendem Versuch nachgewiesen wurde. Dem Messgerät wurde beim Messen der Übertragungsfunktion der Messeingang bzw. der Filterausgang jeweils einmal nicht angeschlossen bzw. einmal mit  $50\ \Omega$  terminiert. Beide male wäre ein durchgehendes Rauschsignal bei  $-100$  dB zu erwarten gewesen. Dennoch zeigte das Messgerät ab 10 MHz ein Ansteigen der Verstär-

kung an. Dieses Ergebnis deutet auf eine interne Kopplung des Bode 100 mit seinem eigenen Ausgangssignal hin, welches gerade bei hohen Frequenzen durchaus im Bereich des möglichen liegt. Nicht zu vergessen ist der hohe Dynamikumfang des Bode 100, welcher bei über 100 dB liegt und diesen Messfehler einigermaßen entschuldet.

Aus diesem Grund ist dem Spektrumanalysator mehr zu vertrauen, dessen Stärken vor allem in hohen Frequenzbereichen liegen. Somit ist die scheinbare Diskrepanz der Messungen vor allem mit den Messgeräteeinstellungen und der physikalischen Möglichkeiten der Messgeräte zu begründen.

Im nächsten Kapitel wird nicht nur das Filter genauer untersucht, sondern auch, wie es weiter optimiert werden kann, sodass es bei hohen Frequenzen höhere Abschwächungen aufweist. Außerdem werden die Störquellen und Kopplungsmechanismen näher behandelt, welche einen wesentlichen Einfluss auf das Filter darstellen.

## 4 Filteranpassungen

Wie im vorigen Kapitel gezeigt wurde, stimmt die mit realen Bauteilen berechnete Übertragungsfunktion des Filters ab einigen MHz nicht mehr mit der real gemessenen Übertragungsfunktion überein. Dies ist nicht nur auf Messungenauigkeiten zurückzuführen, sondern vor allem auf Störquellen und parasitäre Kopplungen. In diesem Kapitel werden daher Störquellen und Kopplungsmechanismen betrachtet sowie anhand dieser Erkenntnisse weitere Filteranpassungen vorgenommen, um ein möglichst gutes Filterverhalten im hohen Frequenzbereich zu erreichen. Außerdem wird die Auswirkung der Nichtlinearität der Kondensatoren gemessen und Abhilfe dagegen geschaffen.

### 4.1 Störquellen und Kopplungsmechanismen

Es gibt verschiedene Arten von Störquellen, die sich durch Kopplungsmechanismen verbreiten. Zu den Störquellen zählen elektrische-, magnetische- und elektromagnetische Felder. Diese werden vor allem durch Streufelder von Kapazitäten, Induktivitäten und Antennen erzeugt. Koppeln die Felder in naheliegende Schaltungen ein, so rufen sie in diesen Störungen hervor. Gegenseitige Beeinflussungen können dabei durch ein unpassend gewählten Schaltungsaufbau begünstigt werden.

Grundsätzlich wird zwischen vier Kopplungsmechanismen unterschieden. Es gibt die kapazitive Kopplung, die induktive Kopplung, die Impedanzkopplung und die Kopplung durch elektromagnetische Felder [20].

Bei der kapazitiven Kopplung besteht eine parasitäre Koppelkapazität zwischen zwei Leitern. Liegen beispielsweise zwei Leiter mit unterschiedlichen Potentialen nebeneinander, so besteht zwischen ihnen ein elektrisches Feld. Ein sich zeitlich änderndes elektrisches Feld ruft Verschiebungsströme hervor, welche mit steigender Frequenz größer werden.

Den größten negativen Einfluss auf das Filter hat die induktive Kopplung, welche vor allem durch große Streufelder der Drossel Sendust 571 hervorgerufen wird. Bei der induktiven Kopplung induziert ein sich zeitlich änderndes magnetisches Feld Störspannungen. Diese Art von Kopplung spielt besonders bei dem in dieser Arbeit ausgelegten Filter eine wesentliche Rolle, denn bei der Filterdimensionierung ist gerade die Induktivität sehr groß gewählt und verursacht dementsprechend auch große magnetische Streufelder. Bei hohen magnetischen Feldstärken und relativ kleiner Dimension der Leiterplatte wird, aufgrund nah beieinander liegender Bauteile eine induktive Kopplung sogar begünstigt, denn das magnetische Feld nimmt quadratisch mit kleiner werdenden Abstand zu. Da das Filter zwei Induktivitäten verwendet, spielen vor allem die gegenseitigen Induktivitäten zwischen den zwei Filterdrosseln eine große Rolle. Da aber auch die Kapazitäten parasitäre Induktivitäten aufweisen, ermöglichen auch diese eine erhöhte Kopplung. Dabei ist die

Bauform der Kapazität nicht unwesentlich, denn je größer diese ist, desto größer wird auch ihre Induktivität.

Bei der Impedanzkopplung, oder auch galvanische Kopplung genannt, fließen Ströme aus mehreren Maschen beispielsweise entlang einer gemeinsamen Masseleitung. Da eine Masseleitung nie ideal ist, hat diese einen Impedanzbelag an welcher nun zusätzlich eine Spannung abfällt. Diese Störspannung wird durch die durchfließenden Ströme erzeugt und wirkt sich somit auf den Signalkreis aus. Neben dem Widerstandsbelag  $R_K$  hat besonders der Induktivitätsbelag  $L_K$  einen großen Einfluss auf die Störspannung, welche sich somit zu  $u_{stör} = R_K \cdot i_{stör} + L_K \cdot \frac{di_{stör}}{dt}$  ergibt. Bei hohen Änderungsraten eines Störstromes, erhöht sich demnach die Störspannung bei hohem Induktivitätsbelag  $L_K$ . Jene Maschen, an denen die Stromänderung groß ist, beispielsweise, an denen leistungselektronische Schalter liegen, sind daher der Impedanzkopplung besonders ausgesetzt. Abhilfe dagegen schaffen getrennte Masseleitungen, die sich in einem Sternpunkt treffen.

Die Kopplung bzw. Störung durch elektromagnetische Felder erfolgt durch Ab- bzw. Einstrahlung. Gebilde in der Größenordnung von einem Viertel der Wellenlänge  $\lambda$  können bereits als Antenne wirken und somit elektromagnetische Wellen abstrahlen oder empfangen. Im Falle des Filters hat z. B. die Drossel Sendust 571 eine Drahtlänge von ungefähr 2.5 m. Damit kann eine Welle mit der Wellenlänge von 10 m ausgesendet werden, die einer Frequenz von  $f = 30$  MHz entspricht und somit für EMV Betrachtung gerade noch relevant sein kann.

## 4.2 Maßnahmen gegen Störquellen und Kopplungen

Im Folgenden werden Maßnahmen gegen Störquellen und Kopplungsmechanismen vorgestellt. Im Anschluss daran folgen die damit erzielten Messresultate und deren Vergleiche.

### 4.2.1 Reduktion der magnetischen Streufelder

Wie zuvor erwähnt hat die induktive Kopplung den größten negativen Einfluss auf das bestehende Filtersystem. Somit soll nun in erster Linie diesem Mechanismus entgegen gewirkt werden. Die induktiven Kopplungen entstehen, wenn entsprechend hohe magnetische Wechselfelder in der Umgebung bestehen. Daher ist es sinnvoll magnetische Streufelder auf ein Minimum zu reduzieren. Dazu hilft es, in einem ersten Schritt vorhandene Streufelder zu untersuchen.

Betrachtet man eine herkömmlich gewickelte Ringkerndrossel, so wie sie auch in Abbildung 3.1 bereits zu sehen war, fließt der magnetische Fluss  $\Phi$  hauptsächlich im permeablen Kern der Drossel. Dennoch ist auch außerhalb der Drossel ein magnetisches Streufeld vorhanden. Dieses kommt zustande, weil ein Strom nicht nur um den Kern herum fließt, sondern effektiv auch kreisförmig entlang dem Ringkern. Betrachtet man daher ersatzweise nur diesen Strom, so kann ein Streufeld außerhalb des Kerns ausgemacht werden, welches sich nicht gegenseitig aufhebt. Abbildung 4.1a zeigt schematisch so eine herkömmlich gewickelte Ringkerndrossel, wobei das magnetische Streufeld in rot angedeutet ist.

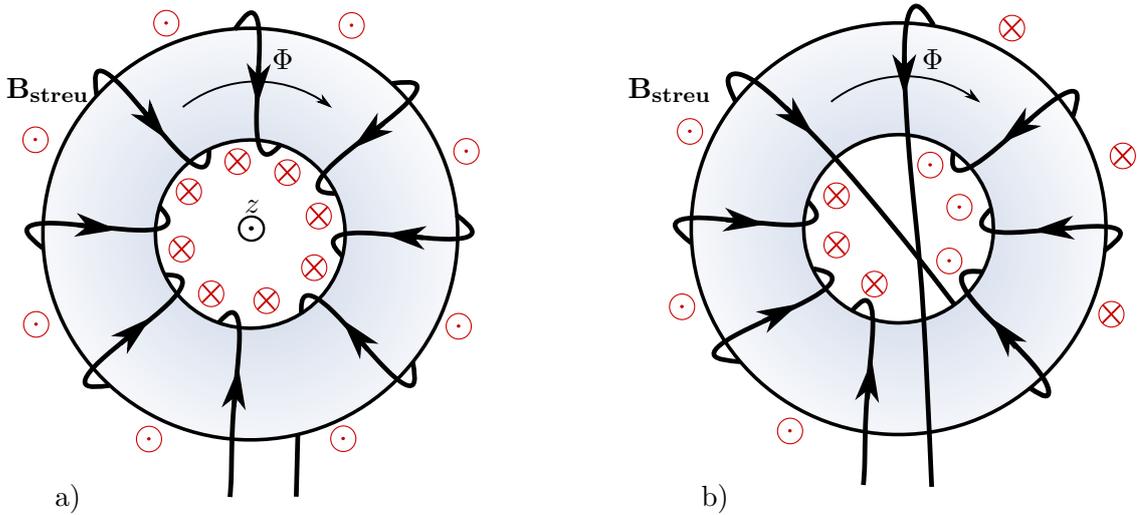


Abbildung 4.1: Wicklung der Drossel. a) Herkömmliche Drosselwicklung b) Drosselwicklung mit vermindertem Streufluss.

In Abbildung 4.1b ist eine andere Wicklungstechnik vorgestellt. Mit dieser ist es möglich das erzeugte Streufeld erheblich zu reduzieren. Dabei wird die Drossel auf herkömmliche Weise bis zur Hälfte gewickelt. Im Anschluss daran verläuft der Leiterdraht mitten durch die Drossel und wird von der anderen Seite aus erneut, wie auch am Anfang, aufwärts gewickelt. Wichtig dabei ist es, dass sich der erzeugte Hauptfluss im Ringkern nicht aufhebt. Mit dieser Technik fließt im Prinzip jener Stromanteil, der den Streufluss erzeugt, diesmal nicht in eine Richtung entlang der Drossel, sondern wird bei der halben Wicklung unterbrochen und fließt in der anderen Hälfte grundsätzlich in die entgegengesetzte Richtung. Wie in der rechten Zeichnung dargestellt, stellen sich magnetische Streuflüsse ein, die in der Lage sind sich gegenseitig zu kompensieren, bzw. einander zumindest abzuschwächen.

Das entstehende magnetische Streufeld bezüglich des Stromanteils entlang des Umfangs der Ringkerndrossel, kann nun durch die Formel für das magnetische Feld einer kreisförmigen Stromschleife angenähert werden. Ausgehend aus der Biot-Savart-Formel gilt für das magnetische Feld entlang der  $z$ -Achse durch den Kreismittelpunkt

$$\mathbf{B}_{\text{streu}}(z) = \frac{\mu_0 I}{2a} \frac{\mathbf{e}_z}{\left(1 + \left(\frac{z}{a}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}}} \quad (4.1)$$

und dient somit der Abschätzung des Streufeldes [21]. So bezeichnet  $z$  den Abstand von der Drossel entlang der  $z$ -Achse und  $a$  den Radius der Stromschleife.  $I$  bezeichnet den Strom welcher für die Erzeugung des Streufeldes verantwortlich ist.

Es werden nun zwei Drosseln mit gleichem Kernmaterial (Sendust 571) und annähernd gleicher Induktivität aber unterschiedlichen Drosselwicklungen mit Hilfe des Spektrumanalysators vermessen und miteinander verglichen. Letztgenannter ermöglicht eine qualitative Beurteilung der Streufelder und somit kann eine Abschätzung über die Wirksamkeit der

neuen Wickeltechnik gemacht werden. Dazu gibt es Nahfeldsonden für magnetische Felder in unterschiedlichen Größen. Bei diesen handelt es sich um Spulen, in der je nach Feld eine Spannung induziert und am Spektrumanalysator angezeigt werden kann. Somit misst dieser eine Spannungsverteilung über alle Frequenzen.

Die Messung des Streufeldes der Drossel wird unter folgenden Bedingungen durchgeführt. An das Filter mit der eingebauten Drossel wird am Eingang die 12 V Rechteckspannung, erzeugt durch den Filteraufbau aus Kapitel 3.2, angelegt. Bei der Messung wird nun die Nahfeldsonde schrittweise von der Drossel entlang der z-Achse bewegt. Daraus ergeben sich Spektren, welche in den Abbildungen 4.2 zu sehen sind und die induzierten Spannungen der Sonde darstellen.

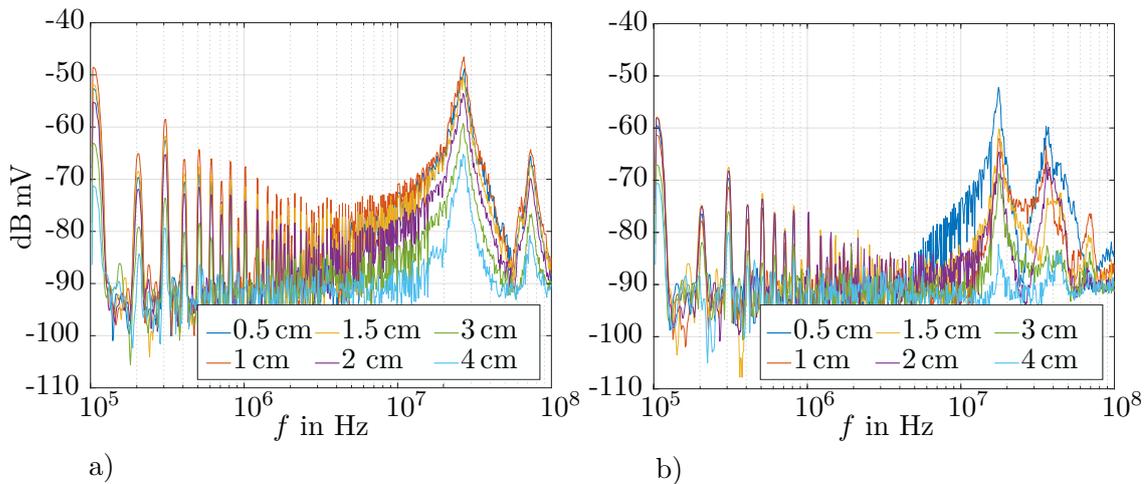


Abbildung 4.2: Spektrum der induzierten Spannung in der Sonde entlang der z-Achse der a) herkömmlich gewickelten Drossel und b) der neu gewickelten Drossel.

Wie zu erwarten, sinkt die gemessene Spannung mit größer werdendem Abstand. Außerdem ist aus der Abbildung ersichtlich, dass die detektierten Spannungen bei der herkömmlich gewickelten Drossel deutlich höher ausfallen, als bei der neu gewickelten Drossel. Im Gegensatz zur herkömmlich gewickelten Drossel fällt bei der neu gewickelten Drossel die gemessene Spannung mit größer werdendem Abstand nicht gleichmäßig über alle Frequenzen ab. Das kann zum Teil zwei Gründe haben. Zum Einen verkompliziert sich die Streuflussverteilung der neuen Wicklungstechnik erheblich und zum Anderen ist diese Form der Messung eine sehr fehleranfällige, weil schon bei kleinen Änderungen der Sondenposition erhebliche Messunterschiede resultieren können. Daher sind diese Messungen mit Vorsicht zu werten und sollen vor allem die Unterschiede in den Größenordnungen verdeutlichen.

Unter der Annahme, dass das magnetische Feld durch die Sonde annähernd homogen verteilt ist und die Sonde senkrecht durchsetzt, gilt für die Spannung der Zusammenhang  $U = -\frac{dB_{streu}}{dt} \cdot A$ , wobei  $A$  die aufgespannte Fläche der Sonde beschreibt. Da die Spannung in Form eines Spektrums vorliegt, kann  $U(\omega)$  in Abhängigkeit von jeder Frequenz separat in der Form  $U(\omega) = \hat{U} \sin(\omega t)$  angegeben werden. Daraus resultiert unmittelbar  $B_{streu}(\omega) = \frac{\hat{U}(\omega)}{\omega A} \cos(\omega t)$  und somit  $\hat{B}_{streu}(\omega) = \frac{\hat{U}(\omega)}{\omega A}$ . Ausgehend aus den vorliegenden Daten und mit der Annäherung  $A \approx 2 \text{ cm}^2$  kann  $\hat{B}_{streu}(\omega)$  beispielsweise bei jeder beliebigen Frequenz

ausgewertet werden. Wird die magnetische Flussdichtekomponente z. B. bei 300 kHz betrachtet, so kann aus den gemessenen Daten die Flussdichte in Abhängigkeit der Entfernung über der z-Achse im Verhältnis zu dem Drosselradius dargestellt werden. Es ergeben sich die in Abbildung 4.3 gezeigten Messkreuze einmal für die klassisch gewickelte Drossel und einmal für die neue Drossel. Des Weiteren kann auch eine Approximation der Flussdichteverteilung anhand (4.1) berechnet und dargestellt werden. Dazu werden die Funktionen  $B_{alt}(\frac{z}{a}) = \frac{2.9 \cdot 10^{-9} \text{T}}{(1+(\frac{z}{a})^2)^{\frac{3}{2}}}$  für die alte Drossel und  $B_{neu}(\frac{z}{a}) = \frac{1.4 \cdot 10^{-9} \text{T}}{(1+(\frac{z}{a})^2)^{\frac{3}{2}}}$  für die neue Drossel aufgestellt. Dabei gibt  $a$  den Radius der kreisförmigen Stromschleife, bzw. gleichbedeutend den mittleren Drosselradius mit  $a = 2.32 \text{ cm}$  an.

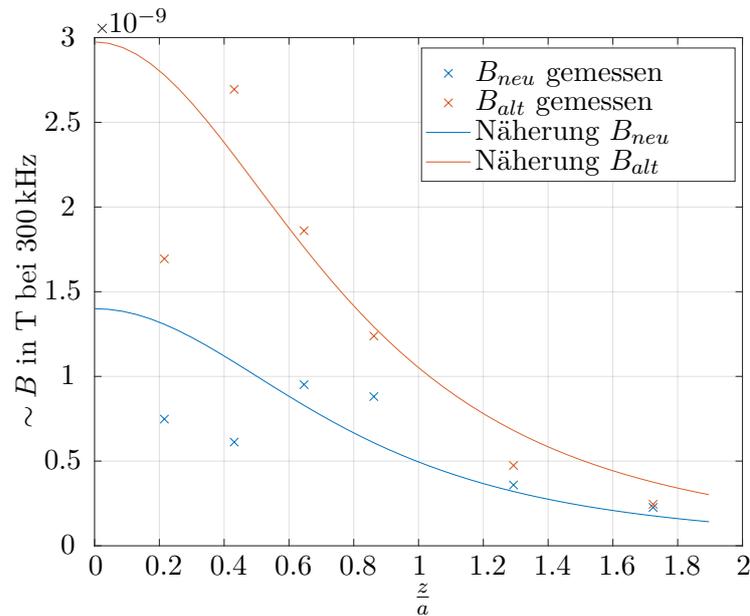


Abbildung 4.3: Flussdichteverlauf entlang der z-Achse der Drossel mit  $z$  = Messabstand von der Drossel und  $a$  = Mittlerer Radius der Drossel.

Wird die Näherung mit den tatsächlich gemessenen Werten verglichen, zeigt sich, dass diese vor allem für die alte Drossel gerechtfertigt erscheint. Die Abweichung des ersten Messpunkts der alten Drossel deutet entweder auf eine Messungenauigkeit hin oder zeigt, dass bei sehr kleinen Abständen von der Drossel die Approximation nicht gültig ist.

Bei der neu gewickelten Drossel scheint die Näherung schlechter auszufallen. Dies ist nicht verwunderlich, da das Modell von der kreisförmigen Stromschleife in diesem Fall gar nicht mehr passt, sondern eigentlich in zwei entgegengesetzt fließende Ströme entlang der Schleife aufgeteilt ist. Betrachtet man nicht nur die 300 kHz Komponente, so ergibt sich auch bei allen anderen Frequenzen ein sehr ähnliches Bild.

Was sich aus der Abbildung vor allem herauskristallisiert ist, dass der Flussdichteverlauf der neuen Wicklungstechnik um ungefähr den Faktor 2 geringer ausfällt und sich somit vorteilhaft gegen induktive Kopplungen auswirkt.

### 4.2.2 Reduktion der parasitären Impedanzen

Um die Auswirkungen der neu gewickelten Drossel mit vermindertem Streufluss auf den Impedanzverlauf zu untersuchen, wird dieser gemessen. Dazu wird eine weitere Drossel untersucht, welche ebenfalls auf dem gleichen Sendust 571 Kern gewickelt ist, wie die beiden anderen Drosseln, mit dem Unterschied, dass sie zweilagig ausgeführt ist. Von dieser Drossel ist ein besonders schlechter Impedanzgang zu erwarten, weil sich aufgrund der zweilagigen Wicklung die parasitäre Kapazität erhöhen müsste. In Abbildung 4.4 sind die drei aufgebauten Drosseln abgebildet.

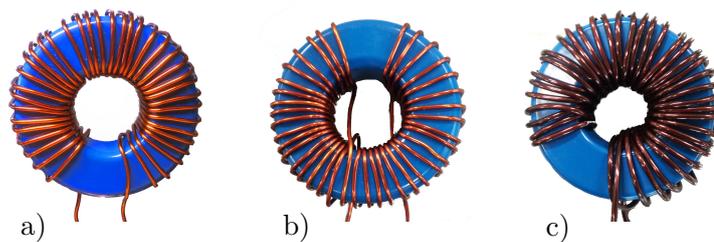


Abbildung 4.4: Drei unterschiedlich gewickelte Drosseln mit dem selben Kern (Sendust 571) aber verschiedenen Wicklungstechniken. a) Herkömmlich gewickelte Drossel b) Drossel mit der neuen Wicklungstechnik und c) Zweilagig gewickelte Drossel.

Werden die Impedanzverläufe der neuen Drossel gemessen, so zeigen sich ganz unterschiedliche Ergebnisse, abgebildet in 4.5.

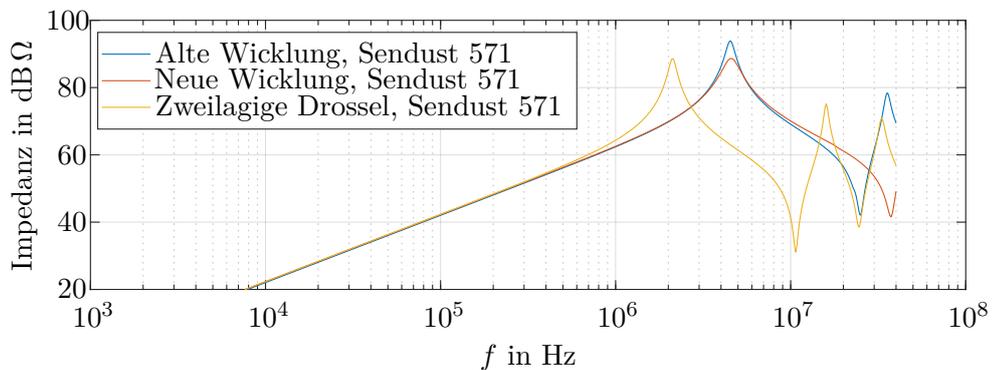


Abbildung 4.5: Vergleich der Impedanzen von drei verschiedenen Drosseln mit dem selben Kern. Zu sehen ist einerseits die alte Drossel, die Drossel mit der neuen Wicklungstechnik und eine weitere Drossel, welche zweilagig gewickelt ist.

Während die herkömmlich gewickelte Drossel im betrachteten Frequenzbereich (bis 40 MHz) drei Resonanzen aufweist, treten bei der Drossel mit neuer Wickeltechnik nur zwei Resonanzen auf, da sich diese teilweise in höhere Frequenzbereiche verschieben. Die

gleichzeitige Senkung des Streuflusses und der parasitären Impedanzen wirken sich somit auch vorteilhaft auf die Filterübertragungsfunktion aus. Dabei bleibt allerdings die erste Ersatzparallelkapazität annähernd gleich, denn die erste Resonanzfrequenz verschiebt sich nicht.

Die zweilagig gewickelte Drossel verdeutlicht, welchen starken Einfluss die Wickeltechnik auf den Impedanzverlauf und somit auf die parasitären Eigenschaften hat. Einerseits erhöht sich die Ersatzparallelkapazität gegenüber der beiden anderen Drosseln und andererseits treten unterhalb der 40 MHz Grenze zunehmend mehr Resonanzen auf.

### 4.2.3 Reduktion der Kopplung magnetischer Felder

Mit der neuen Drosselwicklung ist es möglich die Streufelder zu reduzieren. Dennoch sind diese, zwar etwa halbiert, aber doch vorhanden und können in andere Bauteile einkoppeln. Um eine magnetische Kopplung zu reduzieren hilft eine Abschirmung mit einem Material, das eine hohe Permeabilität und eine niedrige Koerzitivfeldstärke aufweist. Wenn ein magnetischer Streufluss in der Umgebung der Drossel vorhanden ist, wirkt sich ein ferromagnetisches Material in der Nähe der Drossel insofern auf die Flussverteilung aus, dass sie durch ihre hohe Permeabilität bei gleicher magnetischer Feldstärke mehr Fluss führt. Da nach dem Satz vom magnetischen Hüllenfluss durch eine geschlossene Oberfläche der gesamte ein- und austretende Fluss gleich bleiben muss, verläuft der magnetische Streufluss dann bevorzugt durch das ferromagnetische Material.

Wird im Fall des Filters die Bauteilverteilung auf der Platine beachtet, so liegen am nächsten zu der großen Drossel die Keramik Kondensatoren. Da diese, wie bereits in Kapitel 2.5 gezeigt, ebenfalls eine parasitäre Induktivität aufweisen besteht möglicherweise auch eine gegenseitige Induktivität. Die Kopplung durch diese kann mit einer geeigneten magnetischen Abschirmung wie z. B. mit Ferritplättchen, reduziert werden. Diese Lösung bietet sich deshalb besonders an, weil Keramik Kondensatoren klein sind und durch entsprechend flache Bauweise die Abschirmung mit einem Ferritplättchen eine verhältnismäßig einfache Lösung darstellt. In Abbildung 4.6 ist der entsprechende Versuchsaufbau abgebildet.

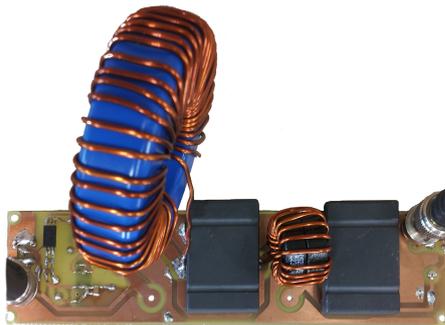


Abbildung 4.6: Filter mit magnetischer Abschirmung auf den Keramik Kondensatoren.

Die bestehende magnetische Kopplung zwischen den beiden Spulen könnte ebenfalls durch solche Abschirmmechanismen reduziert werden. Allerdings benötigen diese viel Platz und werden daher nicht weiter betrachtet. Anders als bei elektromagnetischen Feldern,

ist hier allerdings auch nur eine partielle Abschirmung möglicherweise wirksam. Des Weiteren kann die gegenseitige Induktivität auch verringert werden, wenn die Streuflüsse der jeweils anderen Drossel diese nicht durchsetzen. Somit ist es bereits vorteilhaft, die Position der zwei Drosseln im  $90^\circ$  Winkel zueinander zu verändern. Ganz allgemein kann auch eine erhöhte Kopplung stattfinden, wenn Maschen eine große Fläche aufspannen. Daher ist auch im Leiterplattenentwurf darauf zu achten räumliche Nähe zwischen Hin- und Rückleiter zu schaffen oder auch die Leitungen möglichst kurz zu machen [20]. Die erhaltenen Messergebnisse werden in Abschnitt 4.2.5 diskutiert und den anderen Versuchen gegenübergestellt.

#### 4.2.4 Kurzschlussring

Um das Streufeld der Drossel weiter zu reduzieren, besteht auch die Möglichkeit der Verwendung eines äußeren Kurzschlussringes. In Abbildung 4.7 ist der Versuchsaufbau der Drossel mit einem solchen Kurzschlussring abgebildet.



Abbildung 4.7: Kurzschlussring auf der Sendust 571 Drossel.

Ein Kurzschlussring ist eine geschlossene Leiterschleife. Wird sie von einem magnetischen Störfluss  $\Phi_S$  durchsetzt so wird eine Spannung induziert, die unter der Annahme einer reinen Selbstinduktivität  $L_K$  einen Stromfluss  $i_K = \frac{\Phi_S}{L_K}$  bewirkt. Dieser erzeugt wiederum einen Fluss  $\Phi_K$  der dem Störfluss entgegengesetzt gerichtet ist und ihn somit kompensiert. Wird dieses Prinzip auf die Drossel übertragen, so kann theoretisch ein Kurzschlussring, welche die Drossel möglichst nah umringt, den durch sie durchtretenden Streufluss, welchen die Drossel verursacht, praktisch eliminieren. So wird der Fluss im Inneren der Drossel bestimmt verringert, die Flussdichte kann jedoch außerhalb der Drossel auch stellenweise größer werden. Das hängt mit dem Umstand zusammen, dass die magnetische Feldverteilung des Kurzschlussringes nicht völlig dem Verlauf der magnetischen Streuflussdichte entspricht. Außerdem muss berücksichtigt werden, dass ein Kurzschlussring nicht ideal ist und einen realen Widerstand besitzt. Wird die im Kurzschlussring induzierte Spannung mit  $u_K = -\dot{\Phi}_S$  angenommen, so ist ersichtlich, dass wegen  $u_K = R_K \cdot i_K + L_K \cdot \frac{di_K}{dt}$  ein höherer Widerstand bei gleicher Spannung einen niedrigeren Strom  $i_K$  hervorruft und der Kompensationsfluss  $\Phi_K$  somit geringer ausfällt. Auch die Frequenz  $f$  des Streuflusses spielt eine wesentliche Rolle. Je niedriger die Frequenz des Streuflusses ist, desto größer muss die Zeitkonstante  $\tau = \frac{L_K}{R_K}$  sein, um einen

Kompensationsfluss mit eben dieser Frequenz zu erzeugen. Die Dämpfung des Flusses kann über  $a = 20 \cdot \log\left(\frac{\Phi_S}{\Phi_{rest}}\right) = 20 \cdot \log\left(\left|1 + j\frac{f}{f_g}\right|\right)$  berechnet werden, wobei mit  $\Phi_{rest}$  der Restfluss  $\Phi_S - \Phi_K$  gemeint ist und  $f_g$  die Grenzfrequenz des Kurzschlussringes mit  $f_g = \frac{1}{2\pi\tau}$  angibt [20].

#### 4.2.5 Auswirkungen der Maßnahmen und Messresultate

Nun werden die Auswirkungen der Maßnahmen für ein besseres Filterverhalten auf die Übertragungsfunktion untersucht. Dazu werden die Übertragungsfunktionen mit den verschiedenen Filteranpassungen mit dem Spektrumanalysator mit Hilfe des Tracking Generators im Frequenzbereich von 100 kHz – 100 MHz vermessen.

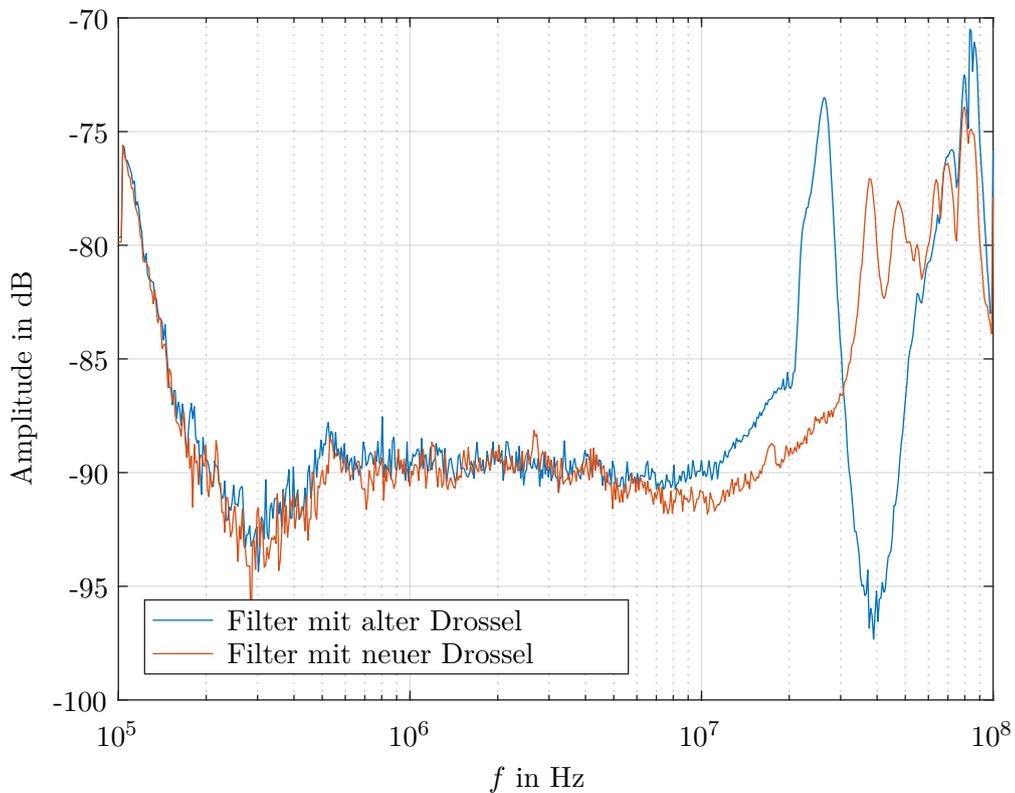


Abbildung 4.8: Die Übertragungsfunktion jeweils einmal mit der alten Wicklungstechnik und einmal mit der neuen Wicklungstechnik mit vermindertem Streufluss. Beide male mit dem Drosselkern 571.

Abbildung 4.8 zeigt die Übertragungsfunktion des Filters mit der herkömmlich gewickelten Drossel aus Abbildung 4.4a, welche im Weiteren als 'alte Drossel' bezeichnet wird, und die Übertragungsfunktion des Filters mit der neu gewickelten Drossel, mit vermindertem Streufluss aus Abbildung 4.4b, welche im Weiteren als 'neue Drossel' bezeichnet wird.

Mit der neuen Drossel zeigt sich eine deutliche Filterverbesserung. Einerseits verschwin-

det die Resonanz im 30 MHz-Bereich und andererseits erhöht sich auch die Dämpfung im 80 MHz-Bereich. Allein bei 40 – 50 MHz verschlechtert sich die Dämpfung. Allerdings ist für die herangezogene EMV-Norm die Messung nur bis zum 30 MHz-Bereich relevant und dort ist eine deutliche Verbesserung zu sehen.

Abbildung 4.9 zeigt den Effekt einer Abschirmung der Kondensatoren mit Ferritplättchen, nach dem Aufbau aus Abbildung 4.6. Im Einsatz ist bei dieser Messung ausschließlich die alte Drossel.

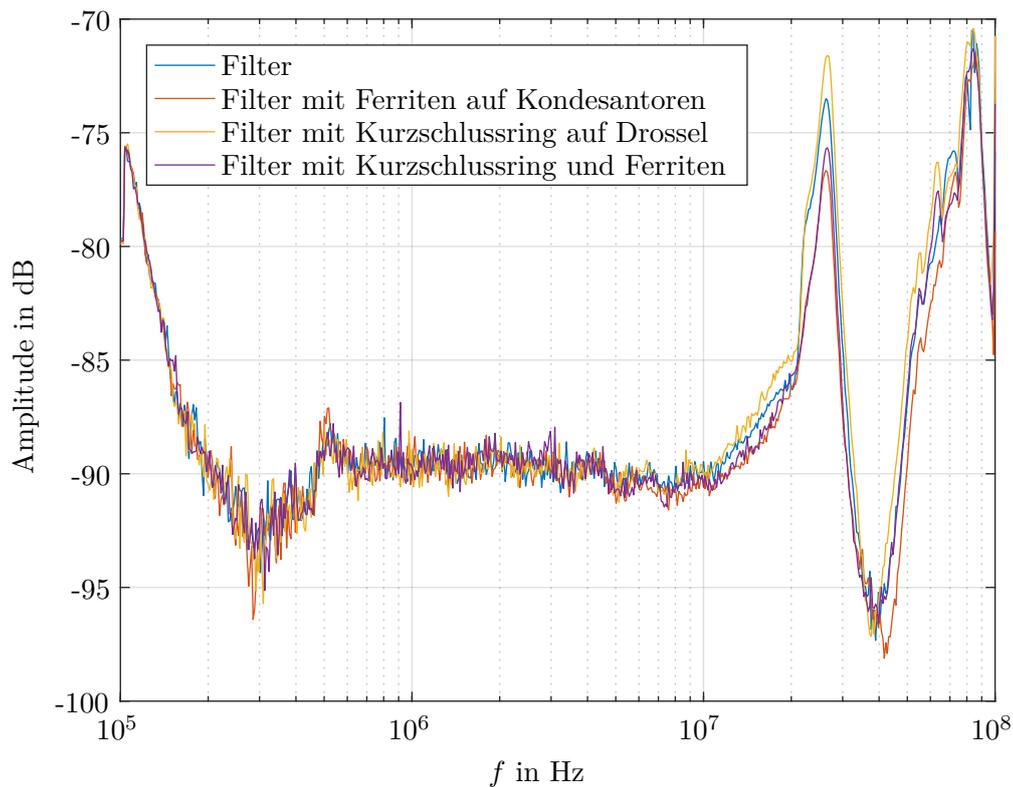


Abbildung 4.9: Die Übertragungsfunktionen des Filters mit der alten Drossel. Dabei werden die Kondensatoren einmal mit Ferritplättchen abgeschirmt, einmal kommt der Kurzschlussring zum Einsatz und einmal wird sowohl der Kurzschlussring als auch die Abschirmung an das Filter angebracht.

Es ist gut erkennbar, dass sich die Übertragungsfunktionen relativ geringfügig voneinander unterscheiden. Dennoch liefert die eindeutig beste Messung das Filter mit der Ferritabschirmung auf den Kondensatoren. Noch schlechter, als das blanke Filter erweist sich das Filter mit dem Kurzschlussring. Das kann mehrere Gründe haben. Zum einen kann so ein Kurzschlussring, wie schon in Abschnitt 4.2.4 erwähnt, stellenweise höhere magnetische Flussdichten erzeugen. Diese können sich negativ auf die Kopplung in andere Bauteile auswirken. Andererseits besteht auch die Möglichkeit, dass die Induktivität des

Kurzschlussringes zu klein und dessen Widerstand zu groß sind um eine ausreichende Dämpfung des Streuflusses zu gewährleisten. Zusätzlich können auch kapazitive Effekte zu einer Filterverschlechterung führen. Eine weitere Messung zeigt den Kurzschlussring zusammen mit den magnetischen Abschirmungen. Hier ergibt sich ein leicht verbessertes Bild im Vergleich zur Messung mit dem Kurzschlussring allein und dies ist vermutlich erneut den Abschirmungen zu verdanken. Im Vergleich dazu sind in Abbildung 4.10 die Messergebnisse der Filterübertragungsfunktion mit der neuartig gewickelten Drossel dargestellt.

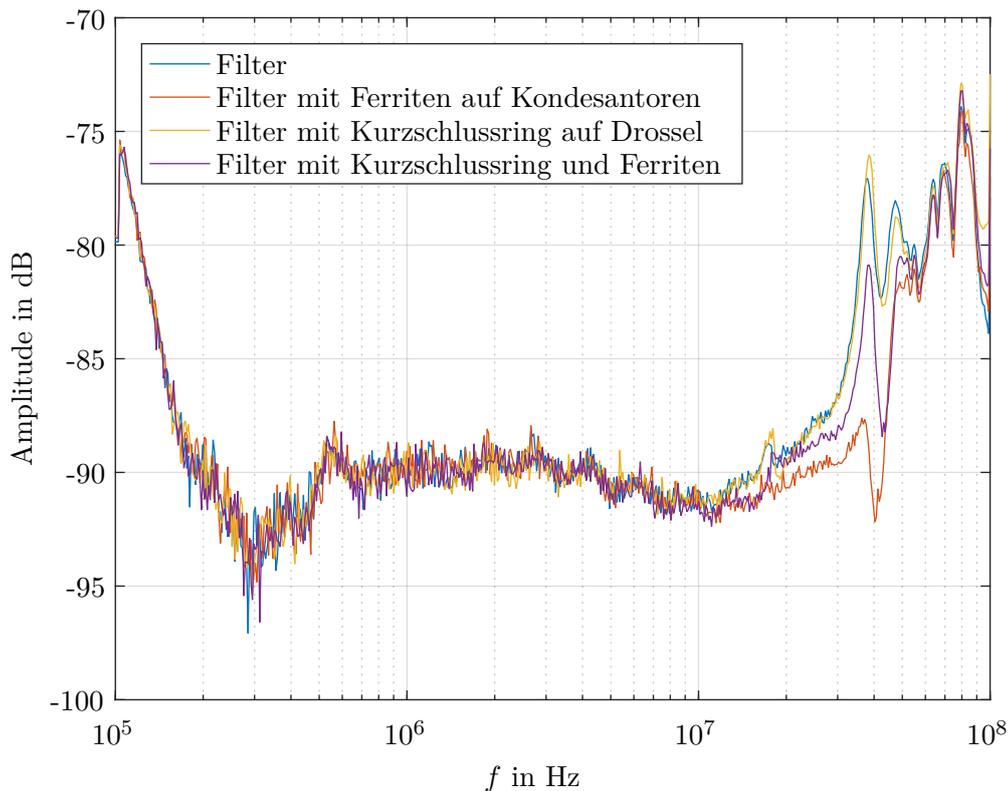


Abbildung 4.10: Die Übertragungsfunktionen des Filters mit der neuen Drossel. Dabei werden die Kondensatoren einmal mit Ferritplättchen abgeschirmt, einmal kommt der Kurzschlussring zum Einsatz und einmal wird sowohl der Kurzschlussring als auch die Abschirmung an das Filter angebracht.

Die eindeutig besten Messresultate liefert erneut der Aufbau mit den magnetischen Abschirmungen auf den Kondensatoren. Auch bei diesem Messaufbau schneidet der Kurzschlussring besonders schlecht ab. Wird das Filter allerdings nur bis 30 MHz berücksichtigt, sind alle Filtervarianten akzeptabel.

Abbildung 4.11 zeigt die Übertragungsfunktion unter Verwendung der Drossel Sendust Double 358, die ebenfalls mit der neuen Wickeltechnik aufgebaut ist (nähere Daten

der Drossel finden sich in Tabelle 2.1). Neben der Sendust 571 eignet sich auch diese Drossel zur Realisierung des Filters und hat sogar ein kleineres Volumen. Wie in den Messergebnissen ersichtlich, unterscheiden sich diese etwas von den Messungen mit der anderen Drossel aus Abbildung 4.10. So zeigt die erhaltene Übertragungsfunktion ohne weitere Zusatzmaßnahmen bei 20 MHz eine kleine neue Resonanz. Erstaunlicher Weise scheint der Kurzschlussring gerade bei dieser Resonanz einen Effekt zu zeigen. Ansonsten unterscheiden sich die Messungen nur geringfügig voneinander, wobei auch diesmal das Filter mit den Ferriten auf den Kondensatoren, relativ zu den anderen Messungen die besten Ergebnisse liefert.

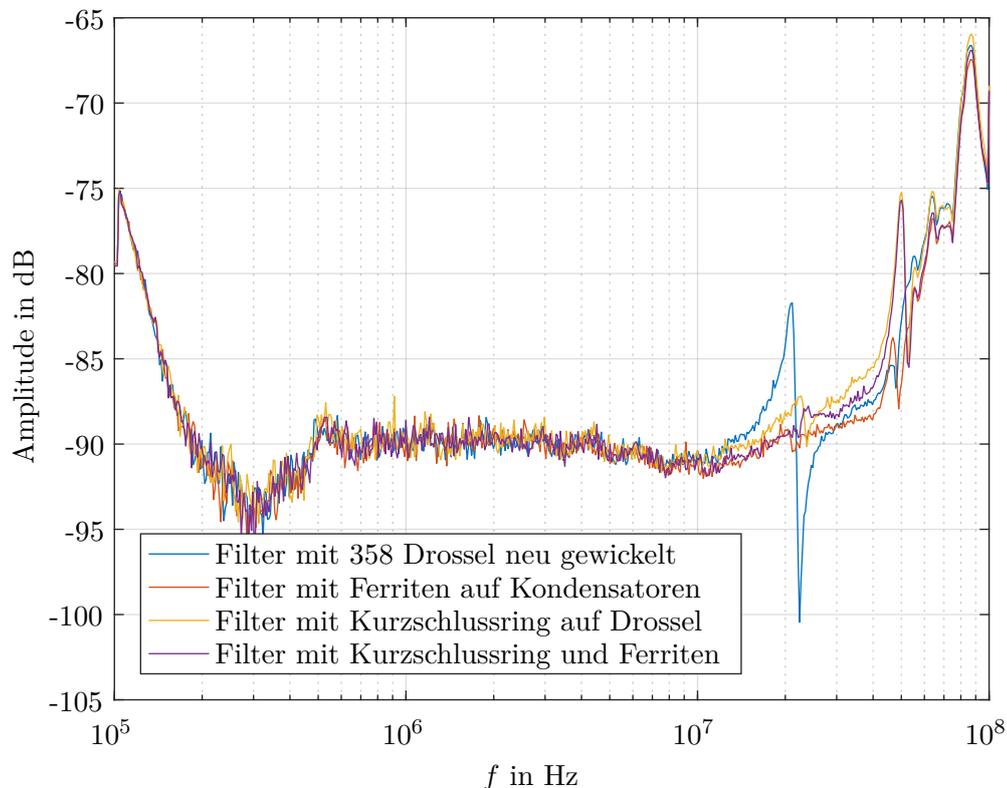


Abbildung 4.11: Übertragungsfunktionen der Drossel Sendust 358, welche mit der neuen Wickeltechnik gebaut ist. Dabei werden die Kondensatoren einmal mit Ferritplättchen abgeschirmt, einmal kommt der Kurzschlussring zum Einsatz und einmal wird sowohl der Kurzschlussring als auch die Abschirmung an das Filter angebracht.

Abbildung 4.12 zeigt den Vergleich der drei besten Messungen aus den vorherigen Versuchen. Dazu sind alle drei Drosseln, also die alte Drossel Sendust 571, die neue Drossel Sendust 571 und die Sendust Double 358 Drossel jeweils mit Ferritabschirmungen auf den Kondensatoren abgebildet. Als eindeutiger Favorit kristallisiert sich dabei die neue Sendust 571 Drossel heraus.

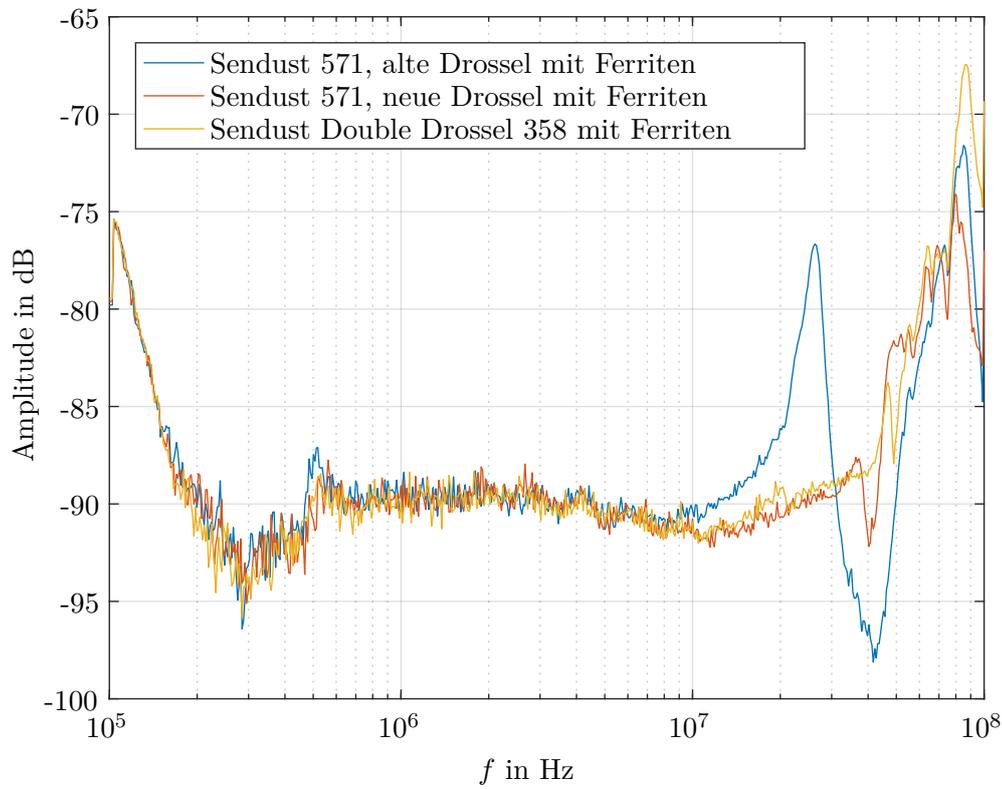


Abbildung 4.12: Vergleich der Übertragungsfunktionen für verschiedene Drosseln unter Verwendung von Ferritplättchen auf den Filterkondensatoren.

### 4.3 Spannungsabhängigkeit von Kondensatoren

Wie bereits in Kapitel 2.4 erwähnt, hat der Keramikkondensator für den Filteraufbau einen großen Nachteil, weil seine Kapazität nichtlinear von der Spannung abhängt. Die nachfolgende Messung macht diesen Sachverhalt deutlich.

Dabei wird mit einem Trenntransformator eine Spannung von 200 V bei einer Frequenz von 50 Hz an zwei verschiedene Kondensatoren angelegt und der jeweilige Stromfluss gemessen. Abbildung 4.13a zeigt den Strom durch den Keramikkondensator mit 330 nF (X7R-Material) und Abbildung 4.13b zeigt den Strom durch den Folienkondensator mit einer Kapazität von 480 nF.

Es ist deutlich erkennbar, dass der Stromverlauf durch den Keramikkondensator keinen sinusförmigen Verlauf annimmt, während der Folienkondensator diesen Anforderungen viel näher kommt. Es ist anzumerken, dass die auftretenden hochfrequenten Frequenzanteile dem ungefilterten Netz und dem verwendeten Trenntransformator geschuldet sind.

Diese Messung macht deutlich, dass die Verwendung eines Keramikkondensators bedeutende Auswirkungen auf das Filterverhalten haben kann, beispielsweise wenn das Filter in einem Pulsumrichter betrieben wird. Eine sich mit der Spannung ändernde Kapazität hat

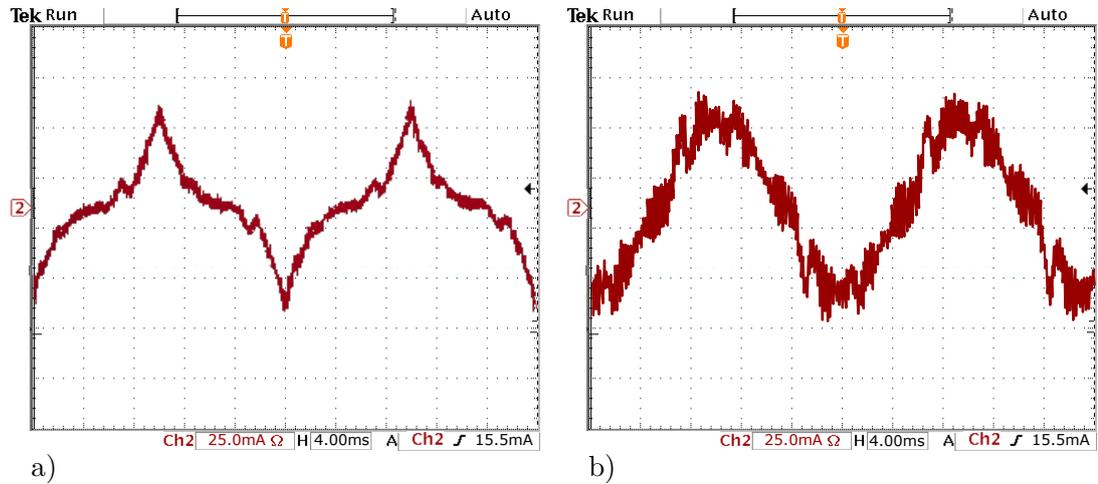


Abbildung 4.13: a) Strom durch Keramik Kondensator 330 nF bei 200 V und 50 Hz.

b) Strom durch Folienkondensator 480 nF bei 200 V und 50 Hz.

nicht nur einen Einfluss auf die Filterdämpfung sondern auch auf den Strom durch den Filterkondensator.

Der gemessene Filterstrom kann beispielsweise dazu verwendet werden, die auftretende Resonanz des Filters aktiv mit dem GaN-Umrichter zu dämpfen ohne dabei zusätzliche dissipative Dämpfungselemente zu benötigen. Hierbei kann diese Nichtlinearität der Kapazität allerdings zu entscheidenden Abweichungen eines gewünschten Dämpfungsverhaltens führen und in weiterer Folge die Regelung von Strom oder Spannungskomponenten zusätzlich erschweren. In den meisten Datenblättern der Kondensatoren wird diese Nichtlinearität nicht beschrieben. Dennoch ist gerade die Funktion der Kapazitätsänderung des Kondensators in Abhängigkeit von der Spannung interessant und wird hier nun empirisch ermittelt. Wie aus der Literatur für Keramik Kondensatoren bekannt, wird angenommen, dass die Kapazität mit höher werdenden Spannungen sinkt. Vom angegebenen Kapazitätswert des Kondensators von 330 nF ist demnach nur bei sehr kleinen Spannungen auszugehen. Des Weiteren ist davon auszugehen, dass die Kapazität nie gänzlich Null wird. Somit wird eine Funktion gesucht, welche bei 0 V 330 nF annimmt, bei hohen Spannungen gegen einen stationären Wert konvergiert, sowie für weitere Berechnungen ableitbar ist. Eine Funktion der Form  $\frac{\tanh(u)}{u} + konst$  erfüllt alle geforderten Bedingungen gut. Nach Einsetzen der Randbedingungen der Kapazitätswerte und nach einigen Simulationen in LTspice wird schließlich für die Kapazität in Abhängigkeit der Spannung die Funktion

$$C(u) = \frac{1.137931034 \cdot 10^{-5} \tanh\left(\frac{u}{50}\right)}{u} - \frac{5.68965517 \cdot 10^{-8} \tanh\left(\frac{u}{5}\right)}{u} + 1.137931034 \cdot 10^{-7} \quad (4.2)$$

angesetzt, deren Verlauf in Abbildung 4.14 gezeichnet ist. Es ist erkennbar, dass bei 0 V noch die volle Kapazität vorhanden ist, während diese bei 200 V auf nur noch 52% der Ausgangskapazität fällt, wobei anzumerken ist, dass dieser Kondensator auf eine Maximalspannung von 500 V ausgelegt ist. Um aus dem angenommenen Kapazitätsverlauf

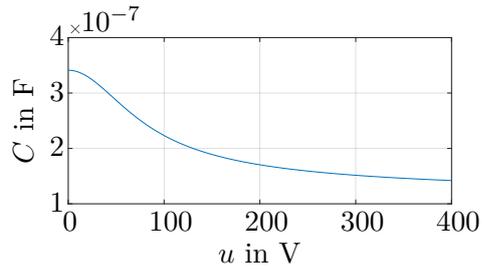
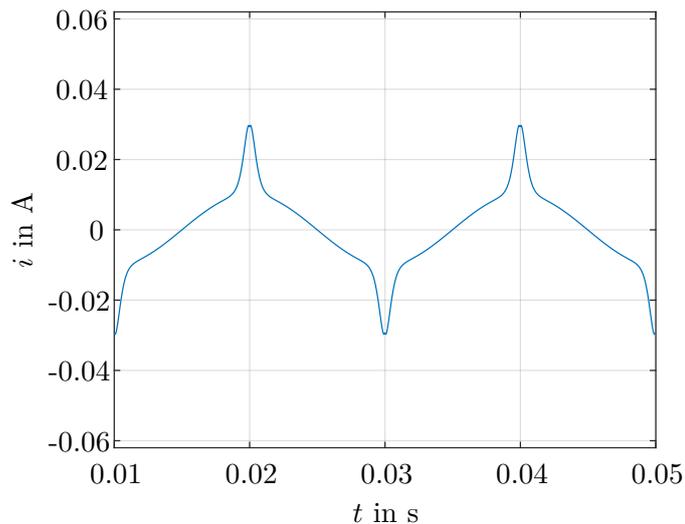


Abbildung 4.14: Kapazität in Abhängigkeit von der Spannung.

den Stromverlauf aus Abbildung 4.13a zu erhalten, wird ausgehend von einer Spannung  $u(t) = \sqrt{2} \cdot 200 \text{ V} \cdot \sin(2 \cdot 50\pi t)$  der Stromverlauf mit Hilfe von Maple über

$$i(t) = \frac{d}{dt}(C(u(t)) \cdot u(t)) = u(t) \cdot \frac{\partial C(u(t))}{\partial u} \frac{du(t)}{dt} + C(u(t)) \cdot \frac{du(t)}{dt} \quad (4.3)$$

ermittelt und in Abbildung 4.15 dargestellt.

Abbildung 4.15: Stromverlauf durch den Kondensator berechnet aus  $C(u)$ .

Werden die beiden Abbildungen 4.13a und 4.15 miteinander verglichen, sieht man eine gute Übereinstimmung und es zeigt sich, dass die gewählte Funktion  $C(u)$  eine realistische Näherung beschreibt. Auch eine Simulation in LTspice liefert das selbe Ergebnis.

Um dennoch diese nichtlinearen Kondensatoren im Filteraufbau verwenden zu können, wird eine Änderung am Filter vorgenommen: Abbildung 4.16 zeigt das neue Filter mit Leistungsschaltern. Dazu wird die halbe Kapazität einer Filterstufe jeweils einmal gegen Masse und einmal gegen die Versorgungsspannung geschaltet. Dabei teilt sich der Strom durch die Kondensatoren auf diese etwa gleich auf. Je nachdem welches Tastverhältnis an den Schaltern besteht stellen sich wiederum verschiedene Ausgangsspannungen  $u_a$  ein.

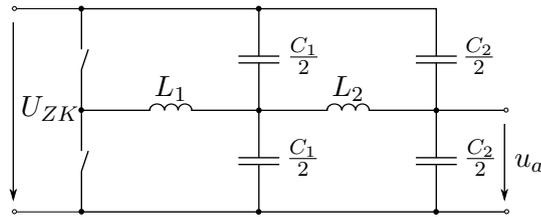


Abbildung 4.16: Symmetrischer Filteraufbau.

Somit ist der Gleichanteil der Spannung an dem oberen und dem unteren Kondensator immer entgegengesetzt groß, sodass die Summe derer Spannungen der Versorgungsspannung entspricht. Das wirkt sich auf die tatsächliche Kapazität der Kondensatoren aus. Je höher die Spannung am Kondensator, desto niedriger wird dessen Kapazität und desto weniger Strom führt dieser. Da die Kondensatoren wirken, als wären sie parallel geschaltet, können ihre Kapazitäten bekanntlich addiert werden und so erreicht man eine gewisse Kompensation der nichtlinearen Kapazität.

Das Problem der Nichtlinearität der Keramikkondensatoren kann umgangen werden, wenn man stattdessen Folienkondensatoren verwendet. Diese sind zwar voluminöser und haben eine größere parasitäre Induktivität als Keramikkondensatoren, bieten aber dennoch eine gute Alternative. Abbildung 4.17 zeigt einen Versuchsaufbau mit Folienkondensatoren, einmal mit und einmal ohne magnetischer Abschirmung, jeweils mit der neuen Drossel.

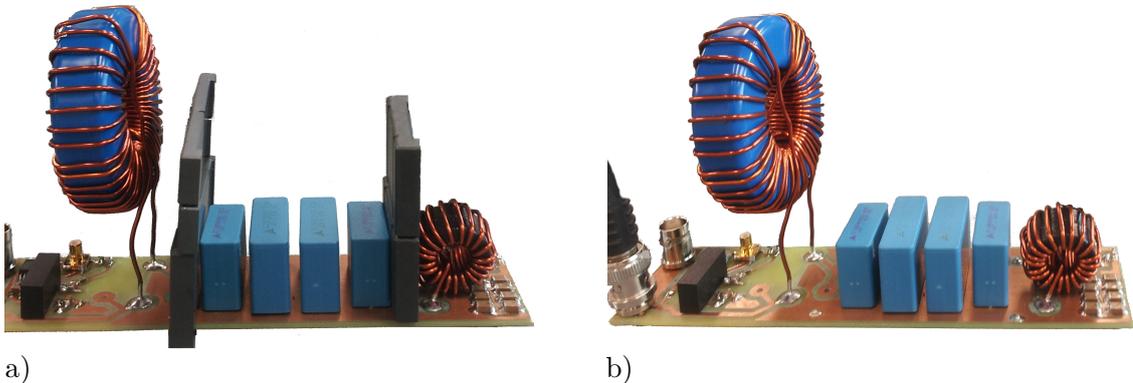


Abbildung 4.17: a) Filteraufbau mit Folienkondensatoren auf der ersten Filterstufe mit einer magnetischen Abschirmung und mit der neuen Drossel. b) Filteraufbau mit Folienkondensatoren auf der ersten Filterstufe ohne einer magnetischen Abschirmung und mit der neuen Drossel.

Abbildung 4.18 zeigt Messergebnisse, wenn Folienkondensatoren verwendet werden. Dazu ist der Vergleich mit dem nicht abgeschirmten Filter mit Keramikkondensatoren gezeigt.

Es ist erkennbar, dass das Filter mit Keramikkondensatoren auch ohne magnetischer Abschirmung deutlich besser abschneidet, als das Filter mit Folienkondensatoren. Des Weiteren wird deutlich, dass eine Abschirmung mit Ferritplättchen eine eindeutige Verbes-

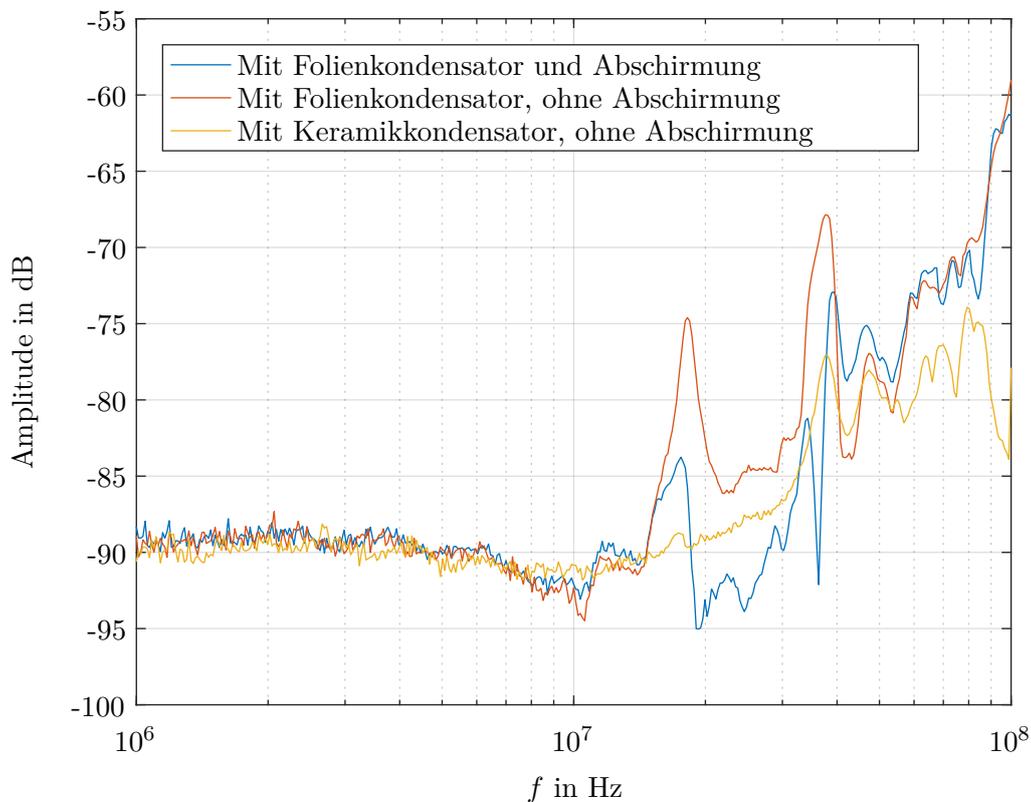


Abbildung 4.18: Filtermessungen mit Folienkondensatoren mit und ohne Abschirmung im Vergleich zu dem Filter mit Keramikkondensatoren ohne Abschirmung mit jeweils der neuen Drossel.

serung bewirkt. Dabei ist allerdings abzuwägen, ob der relativ voluminöse Aufbau mit den Ferriten tatsächlich die erreichte Filterverbesserung rechtfertigt.

#### 4.4 Spannungsverteilung entlang der Drossel

Gewöhnlich wird der Spannungsabfall über einer Drossel als linear bzw. homogen angenommen. Aufgrund der nun bekannten nichtidealen Bauteileigenschaften stellt sich die Frage ob diese lineare Spannungsverteilung tatsächlich gegeben ist. Betrachtet man die gewickelte Ringkern-drossel, so kann davon ausgegangen werden, dass geringe Kapazitäten zwischen den Windungen bzw. zwischen den Windungen und dem Kern bestehen. Je nach dem wie ausgeprägt diese sind, kann es dabei zu Verschiebungsströmen kommen, welche einen Teil des hochfrequenten Stromes abführen. Das würde bedeuten, dass auf den ersten Windungen der Drossel mehr Strom fließt, als auf den letzten Windungen. Damit würde zwischen den ersten Windungen eine höhere Spannung und auf den letzten Windungen eine niedrigere Spannung abfallen.

Um diesen Umstand zu prüfen, werden die Spannungsabfälle zwischen jeweils zwei Win-

dungen der Drossel gemessen. Dabei sind an jeder dritten Windung Messpins angelötet. In Abbildung 4.19 ist die modifizierte Drossel abgebildet. Zwei Messreihen werden durch-

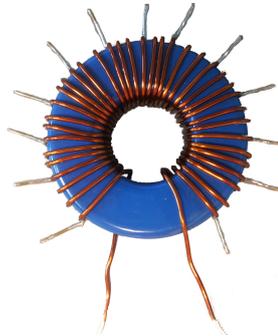


Abbildung 4.19: Drossel mit angebrachten Pins an den Windungen.

geführt. Einerseits wird die Drossel mit dem Filteraufbau vermessen, welcher 12 V mit 100 kHz schaltet. Andererseits wird die Drossel mit einer bereits bestehenden Halbbrücke mit Leistungsschaltern mit einer Spannung von 300 V bei 100 kHz gemessen. Beide male werden die Spannungen an jedem Pin gegen Masse, bestimmt. Die Differenz zwischen zwei Pins liefert die Spannung zwischen eben diesen. Da die Messungen mit dem Oszilloskop leider ein Rauschen aufweisen und somit das Ablesen eines genauen Wertes erschweren, wird deren Betrag gemittelt. Erschwerend kommt hinzu, dass aufgrund großer Spannungsunterschiede zwischen den ersten und den letzten beiden Pins, sich die Auflösung des Oszilloskops ändert und somit Messungenauigkeiten nicht vermeidbar sind.

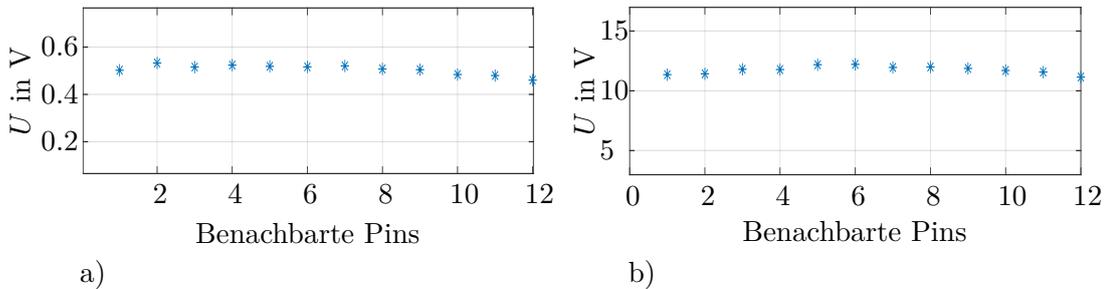


Abbildung 4.20: a) Spannung zwischen zwei benachbarten Pins, bei einer angelegten Spannung von 12 V. b) Spannung zwischen zwei benachbarten Pins, bei einer angelegten Spannung von 300 V.

In Abbildung 4.20 sind die so bestimmten Spannungen zwischen den angebrachten Drosselpins einmal für 12 V und einmal für 300 V als Rechteckeingang aufgetragen. Die Messergebnisse zeigen in beiden Fällen keine bedeutenden Inhomogenitäten der Spannungsverteilung entlang der Drosselwindungen.

## 5 GaN-Halbbrücke mit Sinusfilter

Anhand der gewonnenen Erkenntnisse aus Kapitel 4 wird nun ein möglichst gutes Filter zusammen mit einer GaN-Halbbrücke entworfen und hinsichtlich der Einhaltung der EMV-Norm EN 55011 überprüft.

Folgende Schlüsse können für den Filterentwurf gezogen werden:

- Die neue Drossel Sendust 571 liefert die besten Voraussetzungen für ein EMV-gerechtes Filter und gewährleistet Wirkungsgrade des Systems von über 98.7%.
- Folienkondensatoren sind besonders wegen ihres linearen Verhaltens für die erste Filterstufe empfehlenswert. Aufgrund der niedrigen Kondensatorströme der zweiten Filterstufe, sind für diese auch Keramikkondensatoren vor allem wegen ihrer kleinen Größe akzeptabel. Um die Nichtlinearität der Keramikkondensatoren auszugleichen, werden die Kondensatoren symmetrisch gegen Masse und Versorgung aufgeteilt.
- Um induktive Kopplungen zu reduzieren, ist je nach Filterperformance, eine Abschirmung der Kondensatoren denkbar.
- Impedanzkopplungen können durch ein geeignetes Layout minimiert werden. Dabei ist es wichtig die Maschen klein bzw. kurz zu machen und die Masseleitungen sinnvoll so zu positionieren, damit gemeinsame Koppelimpedanzen verringert werden. Um bei schaltenden Maschen Störungen durch auftretende Leitungsimpedanzen gering zu halten, wird die Stromumschaltanalyse angewandt [20]. Diese wird für den Halbbrücken-Aufbau im Weiteren erläutert.

Der gemeinsame Aufbau einer GaN-Halbbrücke mit einem Filter ist für einen Umrichter essenziell, denn nur so kann gewährleistet werden, dass die Wegstrecken zwischen dem Filter und den Leistungsschaltern kurz genug sind. Im Gegensatz zu dem Filteraufbau mit der schaltenden Spannung durch einen Gate-Treiber, ist bei dieser Schaltung auch die Einbeziehung der besonders schnell schaltenden GaN-Transistoren in den Schaltplanentwurf wichtig.

### 5.1 Schaltplan

Die Schaltung der GaN-Halbbrücke mit Filter wird unter den Voraussetzungen aufgebaut, dass zum Einen eine Steuerung ein geeignetes PWM-Signal liefert, bzw. für Testzwecke ein Signalgenerator verwendet werden kann, und zum Anderen, dass mit Hilfe von Labor-Netzteilen eine Gleichspannung von 400 V für die GaN-Leistungsstufe sowie eine Versorgungsspannung von 5 V für die Signal-Elektronik zur Verfügung stehen. Dabei gilt es

zu beachten, dass die Massen zwischen Leistungs- und Signalseite potentialgetrennt sind, um im Fehlerfall die auch räumlich getrennte Niederspannungsseite zu schützen, bzw. einen Massekurzschluss über verschiedene Messgeräte zu vermeiden. Um das zu gewährleisten, kommt für die Ansteuerung der GaN-HEMTs ein potentialgetrennter Treiber vom Typ SI82398AD-IS von Silicon Labs zum Einsatz.

Bei diesem handelt es sich um einen modernen Standard-Treiberbaustein für MOSFETs und IGBTs, allerdings lässt er sich aber genauso auch für die e-mode GaN-HEMTs, in diesem Fall des Typs GS66508T von GaN Systems, verwenden, weil in dem Gehäuse eigentlich zwei Gate-Treiber verbaut sind und mit diesem Baustein sowohl der Highside-, als auch der Lowside-HEMT ansteuerbar ist. Auf der Niederspannungsseite des Treibers befindet sich ein PWM-Eingang und sowie die 5 V Versorgung. Abbildung 5.1 zeigt den Schaltplan des Gate-Treibers mit den GaN-HEMTs.

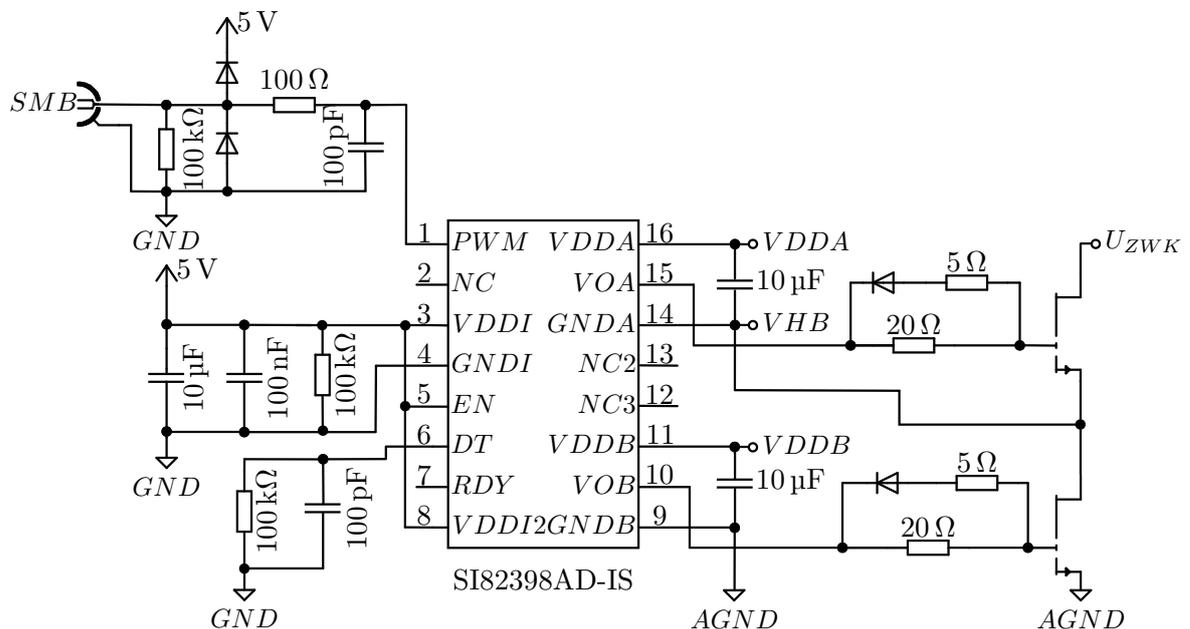


Abbildung 5.1: Schaltplan für die Ansteuerung der Gates.

Wie aus der Abbildung ersichtlich, ist ein SMB-Anschluss für das PWM-Signal vorgesehen, wobei die beiden Dioden den PWM-Eingang des Treibers vor Überspannungen schützen bzw. gleichzeitig als Verpolungsschutz dienen. Außerdem ist ein RC-Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von  $\frac{1}{2\pi RC} \approx 1.6 \text{ MHz}$  eingebaut, welches auftretende Störungen im MHz-Bereich aufgrund der schnell schaltenden Transistoren vom PWM-Eingang fern hält und somit die Halbbrücke vor ungewollten Schalthandlungen schützt. Auf der potentialgetrennten Leistungsseite des Treibers, wird eine Spannung von 6 V für die Versorgung der GaN-Gates benötigt, welche in der Abbildung mit VDDA für den oberen Transistor und mit VDDB für den unteren Transistor symbolisiert ist. Für die Erzeugung dieser beiden Spannungen dienen je zwei galvanisch getrennte DC-DC-Wandler mit Ausgangsspannungen von jeweils 10 V, welche mit Hilfe eines linearen Spannungsreglers schließlich die gewünschten Spannungen für VDDA und VDDB liefern. Dieser Schaltungsteil ist in

der Abbildung allerdings nicht näher ausgeführt, sondern dem Anhang zu entnehmen.

Mit den in der Abbildung befindlichen Gate-Vorwiderständen kann die Schaltzeit der Transistoren eingestellt werden. Je größer die Widerstände, desto langsamer schalten die Transistoren und desto größer werden die auftretenden Schaltverluste. Auf der anderen Seite führt ein größerer Gatewiderstand zu einem geringeren Überspringen beim Schaltvorgang. Je nachdem ob der HEMT ein- oder abgeschaltet wird, sind unterschiedliche Gatewiderstände aktiv. Neben der Erhöhung der Abschaltgeschwindigkeit hat der kleinere Gatewiderstand im ausgeschalteten Zustand den Vorteil eines kleineren Spannungsabfalls zufolge des Stroms über die Millerkapazität. Somit wird ein ungewolltes Einschalten des gerade nicht aktiven Transistors vermieden [22].

Die angelegte Gleichspannung von bis zu 400 V wird in der Abbildung 5.1 mit  $U_{ZWK}$  bezeichnet, wobei in einem vollständigen Umrichter die Zwischenkreisspannung verstanden wird. Dementsprechend werden, hier nicht eingezeichnet, Zwischenkreiskondensatoren, zwischen  $U_{ZWK}$  und AGND eingebaut. Erst danach folgt der symmetrische Filteraufbau, wie bereits in Abbildung 4.16 dargestellt wurde.

## 5.2 EMV-gerechter Layoutentwurf

Nachdem der Schaltplan festgelegt ist, muss ein EMV-mäßig optimiertes Layout für die GaN-Halbbrücke mit Filter gefunden werden. Dazu ist es notwendig mittels der Stromumschaltanalyse jene Maschen zu bestimmen, welche besonders anfällig auf Schwingungen sind, dadurch unnötige Resonanzen verursachen und damit EMV-Störungen begünstigen. Anhand dieser Überlegungen wird das Layout des Filters so gestaltet, dass Impedanzkopplungen minimiert werden.

### 5.2.1 Stromumschaltanalyse

Bei der Stromumschaltanalyse wird mittels einer einfachen systematischen Vorgehensweise festgestellt, welche Masche besonders hohen Stromänderungen ausgesetzt ist. Immer, wenn leistungselektronische Schalter zum Einsatz kommen, finden bei jedem Schaltvorgang stets rasche Stromänderungen statt. Je höher diese sind, desto mehr fallen dabei Leitungseinduktivitäten ins Gewicht, denn die induzierte Spannung an der Leitung hängt mit der Induktivität über  $u_{ind} = L \cdot \frac{di}{dt}$  zusammen. Um induzierte Störspannungen klein zu halten, muss daher besonders die betroffene Masche, auch kritische Masche genannt, möglichst 'kurz', d. h. mit geringer umschlossener Fläche, gemacht werden [1].

Wird nun die GaN-Halbbrücke analysiert, so können die Stromverläufe bei den beiden unterschiedlichen Schaltzuständen nachgefahren werden. In Abbildung 5.2 ist ein vereinfachtes Filter mit den Leistungsschaltern und einem Zwischenkreiskondensator dargestellt. Mit den strichlierten Linien werden die unterschiedlichen Strompfade verdeutlicht.

Wenn der obere Transistor leitet und der untere sperrt, fließt der Strom entlang der ersten Masche, welche in blau in der Abbildung eingezeichnet ist. Nach dem Umschalten fließt der Strom entlang der zweiten bzw. der grünen Masche. Die größte Stromänderung erfährt demnach Masche drei, in rot gezeichnet, weil diese die einzige Masche ist, bei welcher bei jedem Umschaltvorgang die volle Stromänderung auftritt. Diese Masche wird

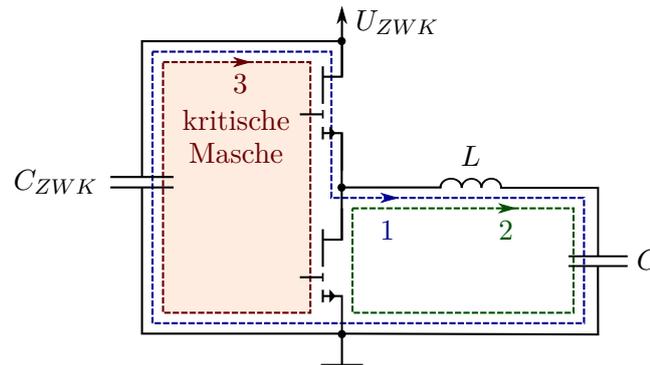


Abbildung 5.2: Stromumschaltanalyse bei Halbbrücke.

deshalb kritische Masche genannt, weil es bei dieser besonders kritisch ist, einen kurzen Strompfad und damit eine besonders niedrige Leitungsinduktivität sicherzustellen.

Als Zwischenkreiskondensatoren kommen üblicherweise Elektrolytkondensatoren (Elkos) zum Einsatz, weil diese entsprechend hohe Kapazitäten aufweisen, bei verhältnismäßig kleinem Volumen. Bei einer Gesamtkapazität von  $60 \mu\text{F}$ , in dieser Schaltung, brauchen sie aber dennoch viel Platz. Aus diesem Grund werden der GaN-Halbbrücke kleine Keramik-kondensatoren parallel geschaltet, welche kurze Strompfade und somit eine Verkleinerung der kritischen Masche sicherstellen.

### 5.2.2 Layout

Da bei der GaN-Halbbrücke die kritische Masche nun feststeht, muss sichergestellt werden, dass Störungen ausgehend von dieser nicht in das Ausgangssignal einkoppeln. Das kann z. B. über Impedanzkopplung geschehen. Wenn nämlich über zwei Maschen Ströme zum Teil entlang einer gemeinsamen Leitung fließen, sind diese über die jeweilige Impedanz der Leitung miteinander gekoppelt. Das kann z. B. dann vorkommen, wenn Massepotentiale bedenkenlos an eine große Massefläche geschlossen werden und diese diverse Ableitströme führen. In diesem Fall wirkt der Masseanschluss dann nicht mehr als einheitlicher Potentialbezug, weil aufgrund von Strömen und Leitungsimpedanzen an ihnen selber Spannungen abfallen und so Ausgangssignale verfälschen. Daher sollten Maschen mit hohen Strömen ein eigenes Leitungssystem besitzen. Somit können die Spannungen entlang dieser Leitungen keine sonstigen Störungen verursachen. Um dennoch zwei Maschen den selben Potentialbezug zu gewährleisten, sollten diese möglichst nur an einem Punkt, bzw. durch eine kurze, separate Leitung miteinander verbunden sein [20]. Im Fall der GaN-Halbbrücke macht es z. B. Sinn darauf zu achten, dass die Ströme entlang der kritischen Masche keine zusätzlichen Störspannungen am Ausgang erzeugen. In Abbildung 5.3 sind zwei Beispiele dargestellt, wie der Masseanschluss positioniert sein könnte. Im Idealfall besitzen die Leitungen keine Impedanzen, also sind in der Abbildung  $Z_1$ ,  $Z_2$  und  $Z_{ZWK}$  Null und es ist egal, wo der Masseanschluss liegt. Wenn allerdings davon ausgegangen wird, dass die Leitungsimpedanzen nicht ideal sind, muss darauf geachtet werden, dass vor allem Ableitströme anderer Maschen möglichst nicht auch entlang der Ausgangsmasche fließen.

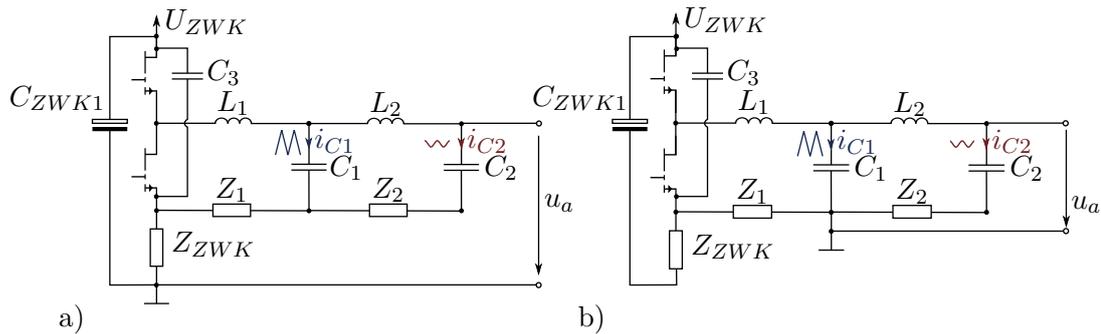


Abbildung 5.3: Layoutentwurf gegen Impedanzkopplung. a) Schlechter Aufbau, weil Ableitströme direkten Einfluss auf das Ausgangssignal haben. b) Besserer Aufbau, weil die Ableitströme nicht über die Ausgangsmasche fließen.

Abbildung 5.3a zeigt einen schlechten Aufbau, weil die Spannungen an  $Z_1$ ,  $Z_2$  und  $Z_{ZWK}$  direkt im Ausgangskreis erscheinen. Besonders kritisch wirkt sich  $Z_{ZWK}$ , aber auch  $Z_1$  aus, denn an diesen Leitungen sind die Stromänderungen relativ groß. Abbildung 5.3b zeigt ein besseres Layout. Entlang der Ausgangsmasche befindet sich nur die zweite Filterstufe, deren Ableitstrom bereits sehr gering ist. Die Ausgangsspannung bleibt weitgehend von der kritischen Masche und der ersten Filterstufe entkoppelt. Zudem zeigt die Abbildung auch die Elektrolyt-Zwischenkreiskondensatoren ( $C_{ZWK1} = 4 \times 15 \mu\text{F}$ ) sowie auch die Keramik-Zwischenkreiskondensatoren ( $C_3 = 3 \times 330 \text{ nF}$ ), wobei angedeutet wird, dass letztere eine möglichst kleine kritische Maschen bilden. Die gesamte Zwischenkreiskapazität ergibt sich aus  $C_{ZWK1} + C_3$ . Daher wurde das Layout nach Möglichkeit so entworfen, dass der Aufbau Abbildung 5.3b entspricht und ist im Anhang genau abgebildet.

### 5.3 Aufbau und Messungen

In Abbildung 5.4 ist der fertige Aufbau von oben und unten zu sehen.

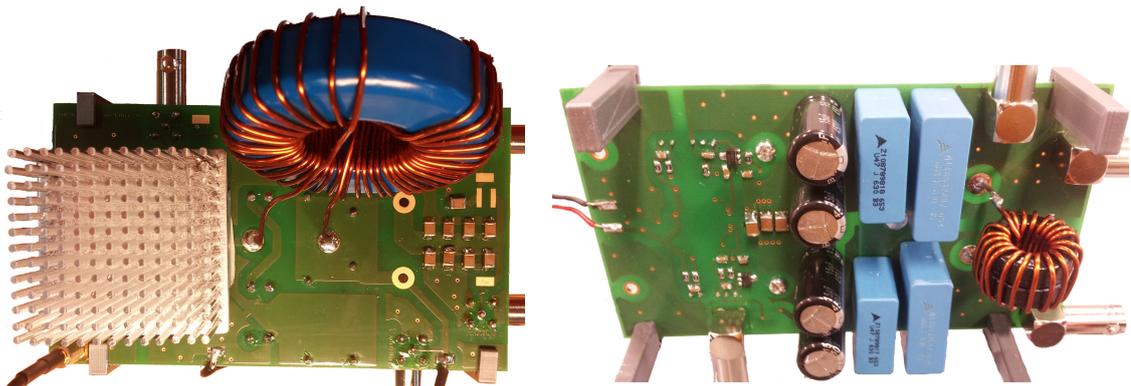


Abbildung 5.4: Bilder des fertigen Aufbaus von oben (links) und unten (rechts).

Die GaN-HEMTs selbst und die restliche Treiberschaltung werden größtenteils vom Kühl-

körper verdeckt. Sichtbar ist vor allem die neu gewickelte Sendust 571 Drossel. Auf dem rechten Bild bzw. auf der Unterseite der Platine sind die Folienkondensatoren der ersten Filterstufe, die Drossel der zweiten Filterstufe und die Zwischenkreiskondensatoren gut erkennbar. Der Vorteil dieses Aufbaus ist, dass zwischen der großen Drossel und den Folienkondensatoren ein recht großer Abstand herrscht und dadurch eine induktive Kopplung reduziert werden kann. So ist auch ein großer Abstand zwischen den beiden Drosseln von Vorteil.

Um den Effekt der Nichtlinearität von Keramikcondensatoren auszugleichen, wird, wie bereits in Kapitel 4.3 erwähnt, ein symmetrischer Filteraufbau realisiert. Ein solches symmetrisches Filter hat allerdings in Anbetracht auf Störspannungen weitreichende Folgen, welche im nächsten Abschnitt näher untersucht werden.

### 5.3.1 Symmetrischer Aufbau

Nun wird die GaN-Halbbrücke mit Sinusfilter, dessen Kapazitäten symmetrisch gegen Masse und Zwischenkreis aufgebaut sind, betrachtet. Gemessen wird das Ausgangsspektrum des Filters sowie Spannungs- und Stromverlauf unter den Voraussetzungen, dass die GaN-HEMTs eine Spannung von 400 V bei 100 kHz schalten und somit am Filtereingang eine rechteckförmige, periodische Spannung anliegt.

Das am Oszilloskop gemessene Ausgangssignal des Filters und der Strom durch die große Induktivität sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Die rote Kurve zeigt den Strom-

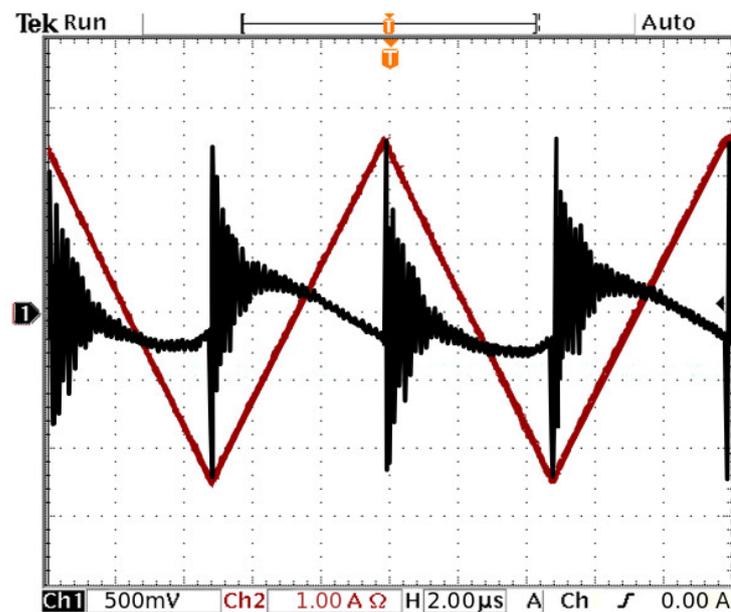


Abbildung 5.5: Oszilloskop-Messung von  $u_a$  und  $i_{L_1}$  des symmetrisch aufgebauten, zwei-stufigen Filters.

verlauf, während die schwarze Kurve die Wechselspannungskomponente des Ausganges abbildet. Hier zeigt sich deutlich, wie hochfrequente Störkomponenten wirken. Neben der

erkennbaren 100 kHz Komponente ist deutlich eine Ausgangsspannung mit hochfrequenten Störkomponenten sichtbar.

Zur Messung des Spektrums kommt das in Kapitel 3.3.1 beschriebene Dämpfungsglied mit einer Dämpfung von 24.4 dB zum Einsatz. Das Messergebnis ist in Abbildung 5.6 ersichtlich, wobei die zusätzliche Abschwächung des Dämpfungsglieds bereits zurückgerechnet worden ist.

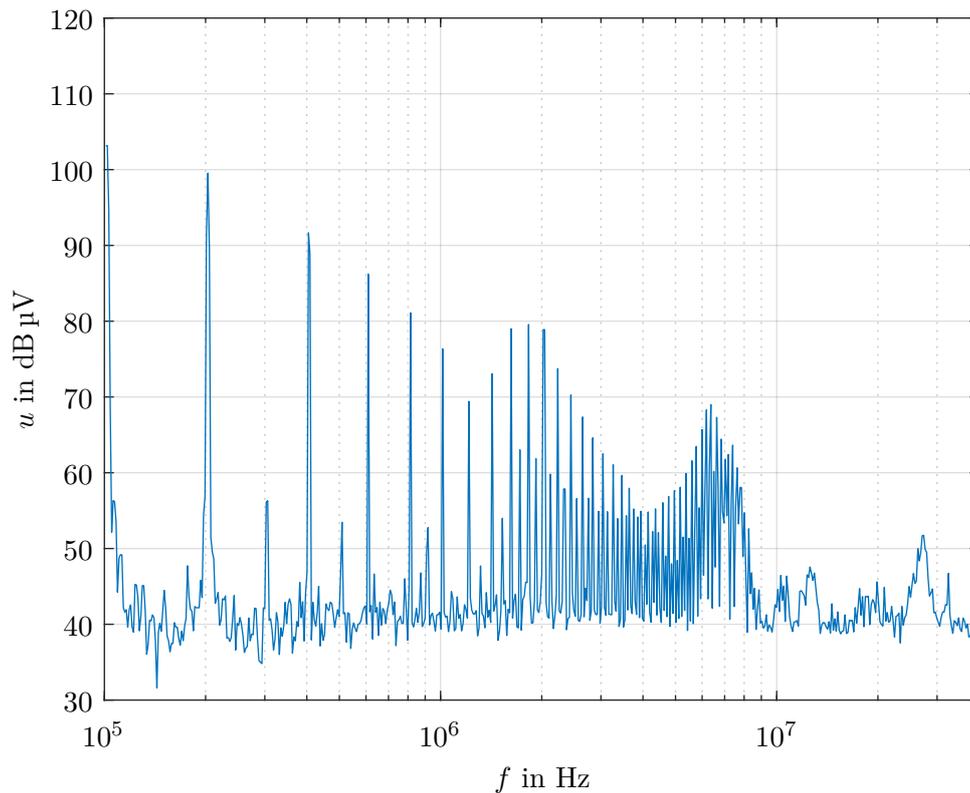


Abbildung 5.6: Amplitudenspektrum von  $u_a$  des zweistufigen, symmetrischen Filters gemessen bei 400 V.

Es ist am Spektrum gut erkennbar, dass die Norm EN 55011, welche in Kapitel 1.2 beschrieben ist, deutlich überschritten wird. Diese schreibt ab 150 kHz einen Quasispitzenwert von 79 dB  $\mu\text{V}$  und ab 500 kHz einen Quasispitzenwert von 73 dB  $\mu\text{V}$  vor.

Bei genauerer Betrachtung des niedrigeren Frequenzbereiches fällt auf, dass genau die geradzahigen Harmonischen der Grundschwingung die Norm überschreiten. Dazu zählen z. B. die 200 kHz, 400 kHz und 600 kHz Komponente. Eigentlich sind das jene Komponenten, welche gar nicht Teil eines Rechtecksignals sind, denn wie bereits in Kapitel 1.2 gezeigt wurde, besteht das Rechtecksignal nur aus den ungeradzahigen Harmonischen der Grundschwingung. Somit würde man auch nur diese Komponenten abgeschwächt am Filterausgang erwarten.

Die Herkunft der geradzahigen Frequenzkomponenten sind in der Topologie der Schaltung begründet und auf den symmetrischen Filteraufbau sowie auf nichtideale Bauteile zurückzuführen. Zur besseren Verständlichkeit wird ein symmetrisches Filter mit nur einer Filterstufe, wie in Abbildung 5.7 betrachtet.

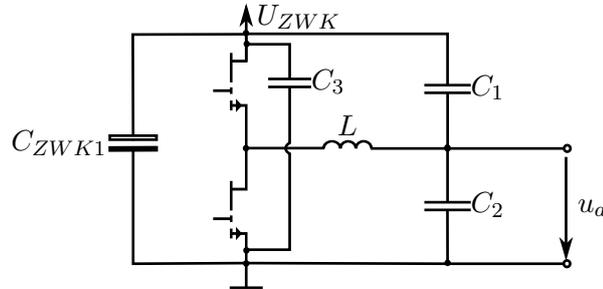


Abbildung 5.7: Symmetrischer einstufiger Filteraufbau.

Im Idealfall ist zu erwarten, dass sich der Stromrippel durch die Induktivität an beiden Filterkondensatoren gleichmäßig aufteilt, unter der Voraussetzung, dass beide Kapazitäten gleich groß sind. Das bedeutet, dass sowohl der untere ( $C_2$ ) als auch der obere Filterkondensator ( $C_1$ ) den gleichen Stromverlauf aufweisen, welcher dreieckförmig ist. Nun liegt aber die Vermutung nahe, dass sich die Ströme nicht gleich aufteilen, da an der Ausgangsspannung geradzahige Frequenzkomponenten auftreten. Diese können nur entstehen, wenn auch der Strom geradzahige Frequenzkomponenten besitzt, was bei einem dreieckförmigen Stromverlauf nicht der Fall wäre. Um diesen Umstand zu untersuchen wird die Schaltung näher analysiert.

Aufgrund der schaltenden Transistoren können zwei Schaltzustände unterschieden werden. In einem Fall leitet der obere Transistor und der untere sperrt und im anderen Fall leitet der untere Transistor und der obere sperrt. Wie in Abbildung 5.8 können daraus zwei separate Ersatzschaltbilder der Halbbrücke mit einem einstufigen Filter gezeichnet werden.

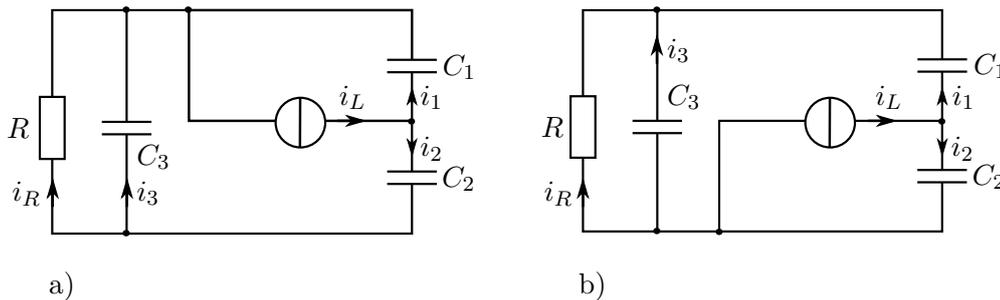


Abbildung 5.8: Kleinsignalersatzschaltbild des einstufigen Filters. a) Fall 1: Der obere Transistor ist leitend. b) Fall 2: Der untere Transistor ist leitend.

In den Ersatzschaltbildern wird jeweils eine Stromquelle statt der Filter-Induktivität angenommen, weil der Strom durch diese im jeweils entsprechendem Schaltzustand bekannt

ist. Immer wenn der obere Transistor einschaltet steigt der Strom linear an und immer wenn der untere Transistor einschaltet fällt der Strom linear ab. Für den betrachteten Frequenzbereich der Ersatzschaltung von 100 kHz bis 1 MHz können die parasitären Effekte der Filterkomponenten großteils vernachlässigt werden. Eine Ausnahme bilden aber die Elektrolytkondensatoren  $C_{ZWK1}$ , welche sich bereits ab etwa 10 kHz wie ein rein ohmscher Widerstand verhalten. Daher können diese jeweils mit einer konstanten Impedanz von ungefähr  $0.9\ \Omega$  angenommen werden, sodass vier Stück parallel davon im Ersatzschaltbild  $R = 0.225\ \Omega$  ergeben. Jene Kapazitäten, welche somit am Zwischenkreis übrig bleiben sind die Keramikkondensatoren von insgesamt nur  $C_3 = 0.99\ \mu\text{F}$ . Die Filterkondensatoren besitzen jeweils eine Nennkapazität von  $C_1 = C_2 = 1.25\ \mu\text{F}$ . Die Spannungsquelle kann ebenfalls vernachlässigt werden, da diese hochfrequente Ströme nicht sieht. Allein schon durch Zuleitungsinduktivitäten sind die Stromanstiegsgeschwindigkeiten begrenzt und daher übernehmen die Zwischenkreiskondensatoren den Rippelstrom, welche für schnelle Stromänderungen eine niedrige Impedanz aufweisen.

Unter diesen Voraussetzungen können die Ströme  $i_1$  bzw.  $i_2$  in dem Zeitabschnitt, in dem der entsprechende Transistor leitet, berechnet werden. Wird zunächst der Fall betrachtet, dass der obere Transistor leitet, so können folgende Maschen und Knotengleichungen angesetzt werden.

$$i_L = i_1 + i_2 \quad (5.1)$$

$$i_2 = i_R + i_3 \quad (5.2)$$

$$R \cdot \frac{di_R}{dt} = \frac{i_3}{C_3} \quad (5.3)$$

$$\frac{i_1}{C_1} = \frac{i_3}{C_3} + \frac{i_2}{C_2} \quad (5.4)$$

Anhand dieser Gleichungen ergeben sich die Ströme zu

$$i_1 = \frac{RC_1C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{di_R}{dt} + \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot i_L \quad (5.5)$$

$$i_2 = -\frac{RC_1C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{di_R}{dt} + \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot i_L \quad (5.6)$$

$$i_3 = RC_3 \cdot \frac{di_R}{dt} \quad (5.7)$$

$$i_R = \frac{-(C_3C_2R + RC_1C_2 + C_1C_3R)}{C_1 + C_2} \cdot \frac{di_R}{dt} + \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot i_L \quad (5.8)$$

Gleichung (5.8) beschreibt eine lineare Differentialgleichung erster Ordnung. Unter der Annahme, dass der dreieckförmige Rippelstrom  $i_L$  eine Amplitude von 2.5 A und eine Frequenz von 100 kHz aufweist, kann für die halbe Periode in der der obere Transistor leitet die Funktion  $i_L(t) = 10^6 \text{ A/s} \cdot t - 2.5 \text{ A}$  angesetzt werden. Die Lösung der Differentialgleichung ergibt sich mit Hilfe von Maple durch Überlagerung der homogenen und partikulären Lösung nach dem Einsetzen der Werte mit der Randbedingung  $i_R(0) = i_R(5 \cdot 10^{-6} \text{ s}) = \text{konst}$

zu

$$i_R(t) = -1.43\text{A} + 5 \cdot 10^5 \text{A/s} \cdot t + 2.5\text{A} \cdot e^{-2.75 \cdot 10^6 / \text{s} \cdot t}. \quad (5.9)$$

Durch Einsetzen von  $i_R$  in (5.6) und (5.7) erhält man die Filterströme

$$i_1(t) = 5 \cdot 10^5 \text{A/s} \cdot t - 1.18\text{A} - 0.97\text{A} \cdot e^{-0.28/\text{s} \cdot t} \quad (5.10)$$

$$i_2(t) = 5 \cdot 10^5 \text{A/s} \cdot t - 1.32\text{A} + 0.97\text{A} \cdot e^{-0.28/\text{s} \cdot t} \quad (5.11)$$

für den Fall, dass der obere Transistor leitet. Es ist bereits jetzt erkennbar, dass sich  $i_1$  und  $i_2$  voneinander unterscheiden.

Analog zu dieser Berechnung kann auch der Fall, dass der untere Transistor leitet untersucht werden. Dabei kann  $i_L$  mit der Funktion  $i_L(t) = -10^6 \text{A/s} \cdot t + 2.5\text{A}$  angenommen werden. Die Maschen- und Knotengleichungen ändern sich nur geringfügig zu

$$i_L = i_1 + i_2 \quad (5.12)$$

$$i_1 + i_R + i_3 = 0 \quad (5.13)$$

$$R \cdot \frac{di_R}{dt} = \frac{i_3}{C_3} \quad (5.14)$$

$$\frac{i_1}{C_1} = \frac{i_3}{C_3} + \frac{i_2}{C_2} \quad (5.15)$$

und liefern

$$i_1 = \frac{RC_1C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{di_R}{dt} + \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot i_L \quad (5.16)$$

$$i_2 = -\frac{RC_1C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{di_R}{dt} + \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot i_L \quad (5.17)$$

$$i_3 = RC_3 \cdot \frac{di_R}{dt} \quad (5.18)$$

$$i_R = \frac{-(C_3C_2R + RC_1C_2 + C_1C_3R)}{C_1 + C_2} \cdot \frac{di_R}{dt} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot i_L \quad (5.19)$$

Die Lösung der Differenzialgleichung (5.19) ergibt erneut Gleichung (5.9) unter der Voraussetzung, dass  $C_1$  und  $C_2$  identisch sind und nach dem Einsetzen des entsprechenden Stromes für  $i_L$  in dem Schaltzustand, können die Filterkondensatorströme

$$i_1(t) = -5 \cdot 10^5 \text{A/s} \cdot t + 1.32\text{A} - 0.97\text{A} \cdot e^{-0.28/\text{s} \cdot t} \quad (5.20)$$

$$i_2(t) = -5 \cdot 10^5 \text{A/s} \cdot t + 1.18\text{A} + 0.97\text{A} \cdot e^{-0.28/\text{s} \cdot t} \quad (5.21)$$

berechnet werden.

In Abbildung 5.9 sind die berechneten Ströme  $i_1$ ,  $i_2$ , sowie  $i_L$  und  $i_R$  über zwei Perioden abgebildet.

Es ist sehr gut erkennbar, dass sich die Ströme über beide Filterkapazitäten im selben Zeitpunkt ungleichmäßig aufteilen. Wird der Ausgang an einer der beiden Filterkapazitäten unter der Annahme, dass  $u_a = \frac{1}{C_2} \cdot \int i_2 dt$  gilt, berechnet, so ergibt sich

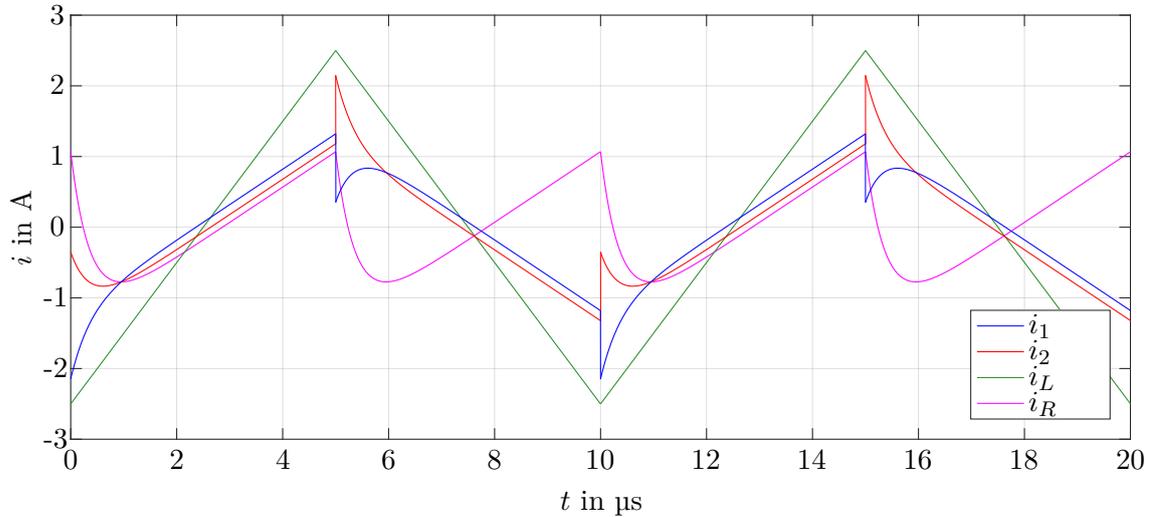


Abbildung 5.9: Berechnete Stromverläufe bei symmetrischen, einstufigen Filteraufbau. Ströme  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_L$  und  $i_R$ .

$$u_a(t) = 2 \cdot 10^{11} \text{V/s}^2 \cdot t^2 - 1.06 \cdot 10^6 \text{V/s} \cdot t - 0.28 \text{V} \cdot e^{-2.75/s \cdot t} \quad (5.22)$$

wenn der obere Transistor leitet und

$$u_a(t) = -2 \cdot 10^{11} \text{V/s}^2 \cdot t^2 + 0.94 \cdot 10^6 \text{V/s} \cdot t - 0.28 \text{V} \cdot e^{-2.75/s \cdot t} \quad (5.23)$$

wenn der untere Transistor leitet. Der vollständige Zeitverlauf ist in Abbildung 5.10 dargestellt und ist bereits mit der Gleichspannung am Ausgang zusätzlich überlagert, welche mit 200 V angenommen werden kann.

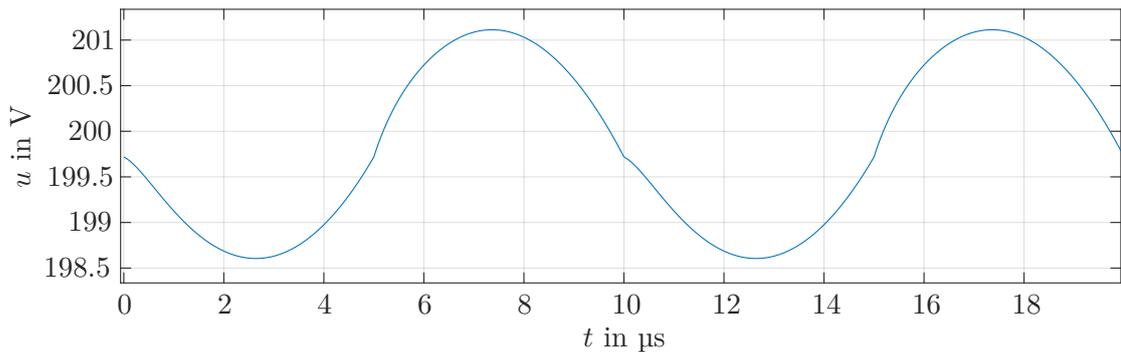


Abbildung 5.10: Berechneter Zeitverlauf der Ausgangsspannung  $u_a$  für das einstufige Filter.

Die mit Hilfe von Matlab berechnete Fourier-Transformierte der Ausgangsspannung und das tatsächlich gemessene Ausgangsspektrum des einstufigen Filters ist in Abbildung

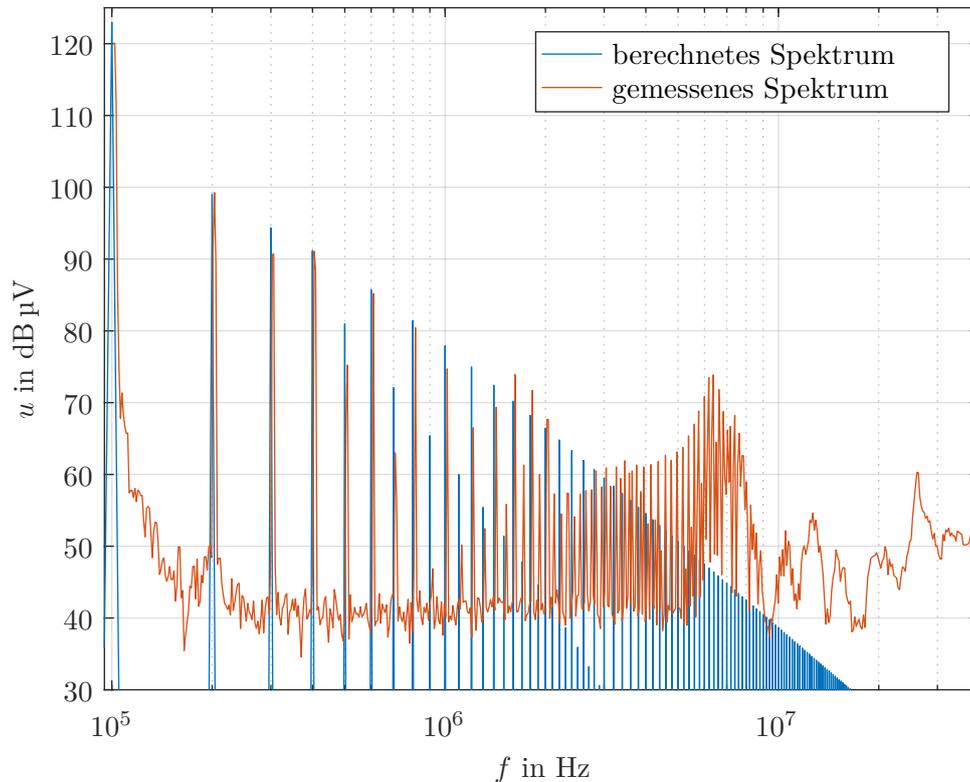


Abbildung 5.11: Vergleich der Amplitudenspektren von  $u_a$  des gemessenen, einstufigen Filters mit dem berechneten Spektrum anhand der Ersatzschaltungen.

5.11 dargestellt. Die beiden Amplitudenspektren liefern eine gute Übereinstimmung und rechtfertigen somit die getroffenen Annahmen des Ersatzschaltbildes. Die kleinen Abweichungen sind unter anderem auf Ungenauigkeiten der angenommenen Kapazitätswerte zurückzuführen, zumal bereits gezeigt wurde, dass sich diese bei hohen Spannungen drastisch ändern können. Außerdem sind hier weitere parasitäre Effekte, wie Kopplungen oder Leitungsimpedanzen in der Ersatzschaltung nicht berücksichtigt.

Die Berechnung des gesamten Filters mit der zweiten Filterstufe erfolgt analog und wird hier im Weiteren nicht angeführt. Der Vollständigkeit halber ist zu erwähnen, dass auch die gleichen Ergebnisse durch Simulationen in LTspice erhalten werden.

Um die geradzahligen Harmonischen der Ausgangsspannung zu eliminieren, stehen zwei Möglichkeiten zur Verfügung. Je größer die Zwischenkreiskapazitäten im Verhältnis zu den Filterkapazitäten gemacht werden, desto ähnlicher werden auch die Ströme durch die symmetrisch aufgebauten Filterkondensatoren und desto vernachlässigbarer wird der berechnete Effekt. Um diesen Effekt völlig zu eliminieren kann auf ein unsymmetrisches Filter zurückgegriffen werden, denn in diesem Fall ist der Ripplestrom  $i_L$  gezwungen zur Gänze durch einen einzigen Filterkondensator zu fließen.

### 5.3.2 Unsymmetrischer Aufbau der zweiten Filterstufe

Für die entworfene Schaltung genügt es, nur die zweite Filterstufe unsymmetrisch aufzubauen um den auftretenden Effekt der geradzahigen Harmonischen ausreichend zu vermindern. Somit kann gleichzeitig die durch die Spannungsabhängigkeit der Keramik Kondensatoren geforderte Symmetrie der ersten Filterstufe aufrecht erhalten werden. Durch ein einfaches Umlöten der Keramik Kondensatoren der zweiten Filterstufe der entworfenen GaN-Halbbrücke wird der Aufbau in ein unsymmetrisches Filter umgestaltet. Die Oszilloskop-Messungen dieses veränderten Filters sind in Abbildung 5.12 gezeigt. Im Gegensatz zu Abbildung 5.5 ist bereits ein deutlich verbessertes Verhalten der Ausgangsspannung erkennbar. Auch das nun gemessene Spektrum zeigt eine deutliche Änderung

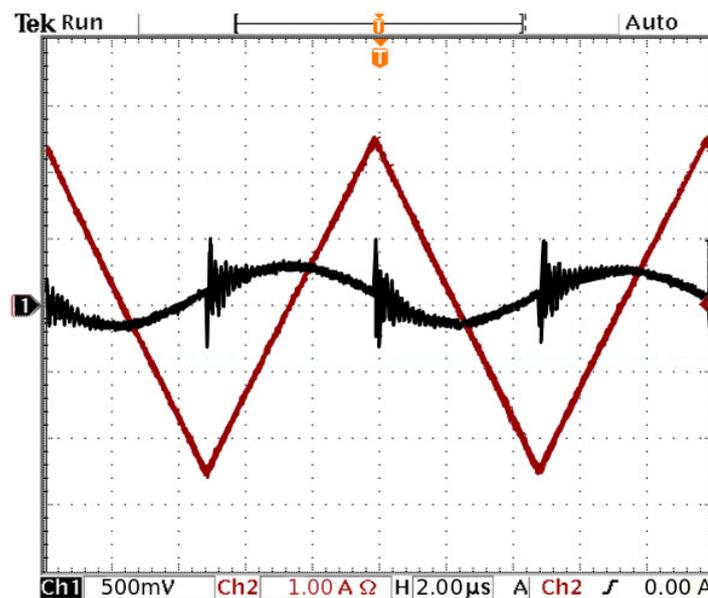


Abbildung 5.12: Oszilloskop-Messung von  $u_a$  und  $i_{L_1}$  des unsymmetrisch aufgebauten, zweistufigen Filters.

und ist in Abbildung 5.13 gezeigt.

### 5.3.3 Einhaltung der Norm EN 55011

Mit dem Spektrumanalysator ist es möglich, den Quasispitzenwert mit einer RBW von 9 kHz zu messen, so wie es die EMV-Norm EN 55011 vorsieht. Das Messresultat ist in Abbildung 5.14 dargestellt. Zusätzlich ist der von der Norm geforderte Grenzwert eingezeichnet und es zeigt sich, dass die EN 55011 nun tatsächlich eingehalten wird.

Die Einhaltung der Norm ist letztlich darauf zurückzuführen, dass die zweite Filterstufe nur Kapazitäten gegen Masse besitzt und somit ein unsymmetrischer Filteraufbau am Ausgang gewährleistet ist, welcher die geradzahigen Harmonischen der Grundschwingung entscheidend abschwächt. Dennoch lässt dieser Aufbau zu, dass zumindest die erste Filterstufe symmetrisch bleiben kann und verringert dadurch Auswirkungen der Nicht-

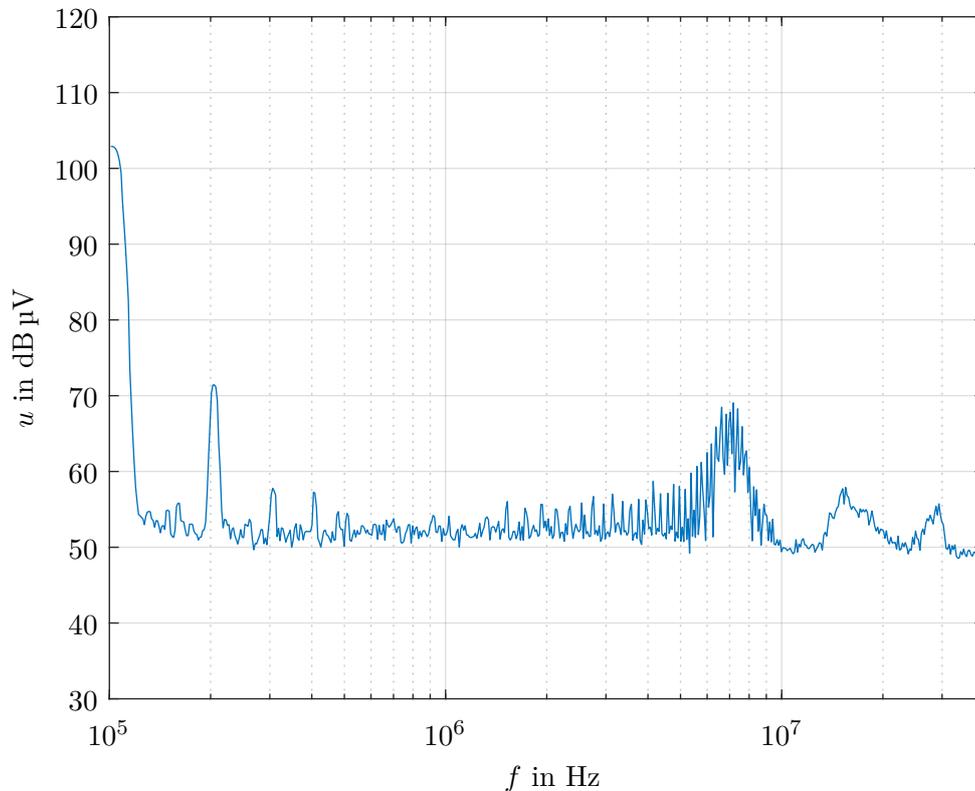


Abbildung 5.13: Amplitudenspektrum von  $u_a$  des zweistufigen, unsymmetrischen Filters gemessen bei 400 V.

linearitäten von Kapazitäten. Diese Option ist vor allem für den Fall interessant, wenn statt Folienkondensatoren Keramikcondensatoren für die erste Filterstufe in Verwendung kommen, wovon allerdings eher abzuraten ist.

Mit diesem Filter hat das System vor allem im hohen Frequenzbereich kaum mehr Störkomponenten. Das ist vor allem auf den günstigen Aufbau zurückzuführen, welcher nicht nur Impedanzkopplungen weitestgehend minimiert, sondern auch genügend räumliche Entfernungen zwischen den Bauteilen sicherstellt. Die neuartig gewickelte Ringkerndrossel trägt dazu bei, dass die von ihr erzeugten Streufelder wesentlich reduziert werden können. Das führt dazu, dass vor allem induktive Kopplungen minimiert werden und die Norm sogar bei Verzicht auf Ferritabschirmungen eingehalten werden kann.

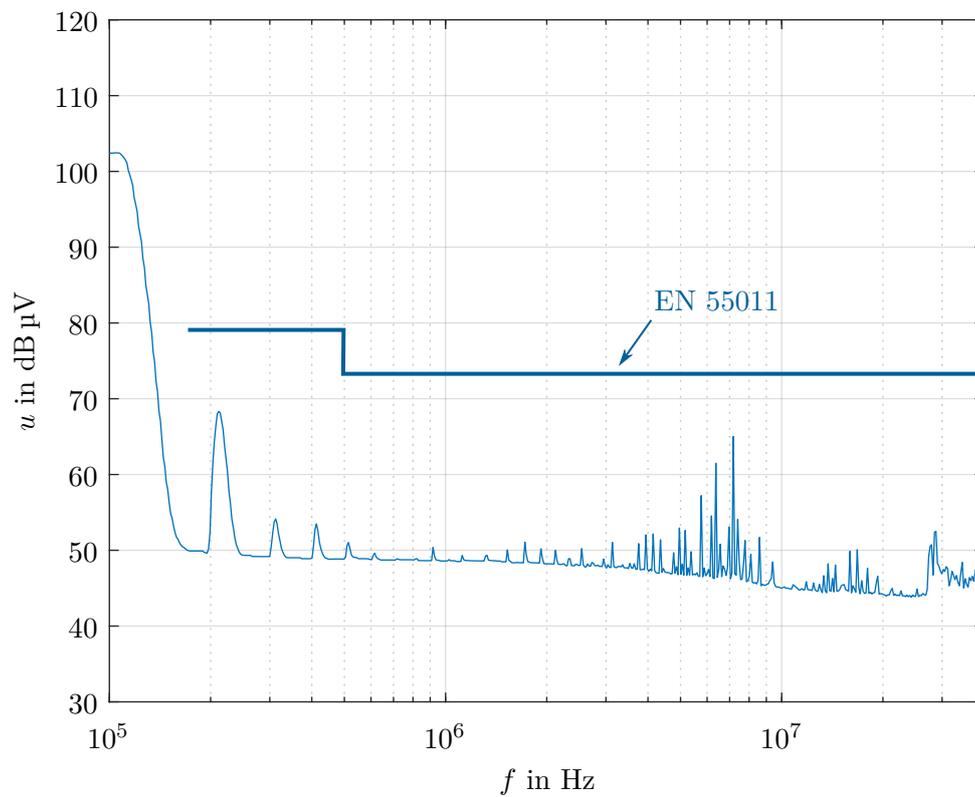


Abbildung 5.14: Messung des Quasispitzenwertes des Amplitudenspektrums von  $u_a$  des zweistufigen, unsymmetrischen Filters bei 400 V.

## 6 Schlussfolgerungen

In dieser Arbeit wird ein Sinusfilter für einen GaN-Pulswechselrichter unter der Bedingung, dass die EMV-Norm EN 55011 am Ausgang zur Last eingehalten wird, dimensioniert, entworfen, auf Filtereigenschaften sowie Störquellen und Kopplungsmechanismen untersucht und schließlich optimiert.

Dazu wird zunächst ein Tiefpassfilter 4. Ordnung entworfen, welches aus zwei Ringkern-drosseln und Keramikkondensatoren, sowie später alternativ auch aus Folienkondensatoren besteht. Ziel ist neben der Einhaltung der besagten Norm, ein Filter für eine GaN-Halbbrücke so zu entwerfen, dass es einerseits möglichst geringe Verluste und andererseits eine hohe Leistungsdichte aufweist. Um das sicherzustellen wird für die Auslegung der Drossel ein Algorithmus durchlaufen, welcher Drosseln mit gewünschter Induktivität, unter Abwägung der Erwärmung, dem Wirkungsgrad und der Leistungsdichte dieser bestimmt.

Nachdem die verwendeten Bauteile gewählt sind, werden diese auf ihre realen Eigenschaften untersucht und es zeigt sich, dass die herkömmlichen Modelle einer Induktivität und einer Kapazität ab dem MHz-Bereich ihre Gültigkeit verlieren und diese mit Ersatzschaltungen angenähert werden müssen. Anhand dieser Ersatzschaltungen kann ein Filtermodell berechnet werden. Aufgrund parasitärer, im Modell nicht berücksichtigter Größen und aufgrund verschiedener Kopplungsmechanismen sowie einer beschränkten Messgenauigkeit sind vor allem im MHz-Bereich Abweichungen des Modells mit den Messwerten des Filters erkennbar. Daher wird nach Filterverbesserungen gesucht, wobei gezeigt werden kann, welche Effekte vor allem induktive Kopplungen verursachen. Durch verschiedene Wickeltechniken der Drossel können Streuflüsse erheblich gemindert und das Filter somit deutlich verbessert werden. Außerdem wird in dieser Arbeit auf die Nichtlinearität der verwendeten Keramikkondensatoren eingegangen und Alternativen dafür aufgezeigt.

Anhand der gewonnenen Erkenntnisse ist es möglich einen EMV-gerechten Filteraufbau mitsamt einer GaN-Halbbrücke zu entwerfen. Des Weiteren wird besonderes Augenmerk auf eine passende Layoutgestaltung gelegt um weitere Störquellen am Ausgang auf ein Minimum zu reduzieren. Dabei wird erkannt und hergeleitet welche Auswirkungen symmetrisch aufgebaute Filterkapazitäten verursachen und dass dieser Aufbau am Ausgang Frequenzkomponenten hervorruft, welche die Norm verletzen. Schließlich wird gezeigt, dass mittels eines unsymmetrischen Aufbaus des Filters die GaN-Halbbrücke die geforderte EMV-Norm erfüllt.

Die wesentlichen Erkenntnisse für einen EMV-gerechten Filteraufbau sind Folgende:

- Die Streufelder einer Drossel sind nicht vernachlässigbar und verursachen Kopplungen nicht nur mit anderen Drosseln, sondern auch in anderen Teilen der Schaltung wie beispielsweise den Kondensatoren.

- Für Filteranwendungen eignen sich Folienkondensatoren aufgrund ihrer Linearität besser, allerdings bieten Keramikkondensatoren die besseren Hochfrequenzeigenschaften.
- Um die Spannungsabhängigkeit zu kompensieren ist es nicht empfehlenswert auf einen symmetrischen Filteraufbau auszuweichen, außer die Zwischenkreiskondensatoren weisen im Vergleich zu den Filterkondensatoren im Kleinsignalersatzschaltbild eine Größenordnungen geringere Impedanz auf. Allerdings bleibt es in diesem Fall noch zu untersuchen, ob die Norm dann tatsächlich immer noch eingehalten werden kann.
- Ab dem MHz-Bereich kommen zunehmend Effekte elektromagnetischer Abstrahlung zum Vorschein und auch die kleinsten Zuleitungsimpedanzen können bereits das Filterverhalten stark beeinflussen. Daher ist in diesem Frequenzbereich das Filterverhalten nur schwer vorhersagbar. Um solche Effekte zu reduzieren sind kurze Leitungen und ein kompakter Aufbau von Halbbrücke und Filter wesentlich.

# Literatur

- [1] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij und D. Reusch, *GaN transistors for efficient power conversion*. Wiley, 2015.
- [2] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungselemente Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006.
- [3] S. Chowdhury, „Gallium nitride based power switches for next generation of power conversion“, *Phys. Status Solidi A* 212, No 5, 1066-1074, 2015.
- [4] J. Ejury, *How to Compare the Figure Of Merit (FOM) of MOSFETs*, 2003.
- [5] *HiPerFETTM, Power MOSFETs, IXFH/IXFT 24N50Q*.
- [6] *GS66508T, Top-side cooled 650 V E-mode GaN transistor, Preliminary Datasheet*.
- [7] H. Ertl, *Leistungselektronik und Stromrichtertechnik*. 2012, Skript.
- [8] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik*, W. Vieweg+Teubner Verlag | Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, Hrsg. Springer Vieweg, 2013.
- [9] F. Zach, *Leistungselektronik Ein Handbuch*, 4. Auflage. Springer-Verlag/Wien, 2010.
- [10] H. Ertl, *EMV-gerechter Schaltungsentwurf*. 2005, Skript.
- [11] F. Maislinger, H. Ertl, G. Stojcic und F. Holzner, „Control Loop Design for Closed-Loop Class-D Amplifiers with 4th Order Output Filter“, *VDE Conference Publications*, 2017.
- [12] R. Wengerter, „Nanocrystalline soft magnetic cores - an interesting alternative not only for high demanding applications“, Sekels GmbH, Techn. Ber.
- [13] W. Schatt und K.-P. Wieters, *Pulvermetallurige*, B. Kieback, Hrsg. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2007, 2007.
- [14] *MICROMETALS Iron Powder Cores*.
- [15] *MAGNETIC POWDER CORES, Chang Sung Corporation*.
- [16] *MICROMETALS Arnold Powder Cores*.
- [17] J. Mühlethaler, J. Biela, J. W. Kolar und A. Ecklebe, „Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters“, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 2*, 2012.
- [18] G. Fasching, *Werkstoffe für die Elektrotechnik*. SpringerWienNewYork, 2005.
- [19] S. Wang, F. Lee, D. Chen und W. Odendaal, „Effects of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance“, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS VOL.19. NO 3.*, 2004.

- 
- [20] J. Franz, *EMV Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*. Springer Vieweg, 2013.
  - [21] A. Prechtel, *Vorlesungen über Grundlagen der Elektrotechnik*. SpringerWienNewYork, 2008.
  - [22] *GaN Systems, Application Guide, Design with GaN Enhancement mode HEMT*, 2016.

# A Schaltpläne

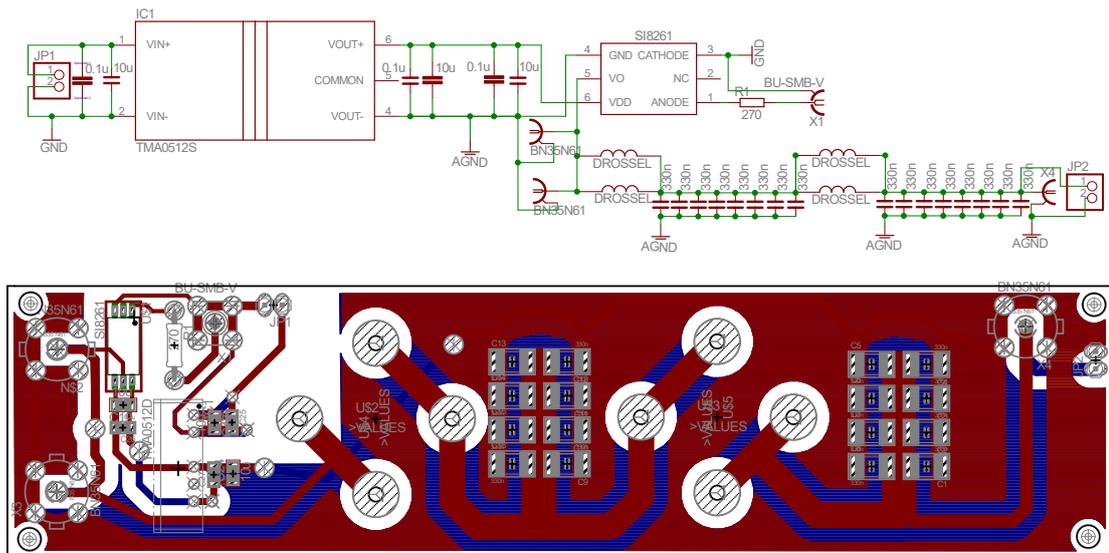


Abbildung A.1: Schaltplan für Filterentwurf mit Keramikcondensatoren.

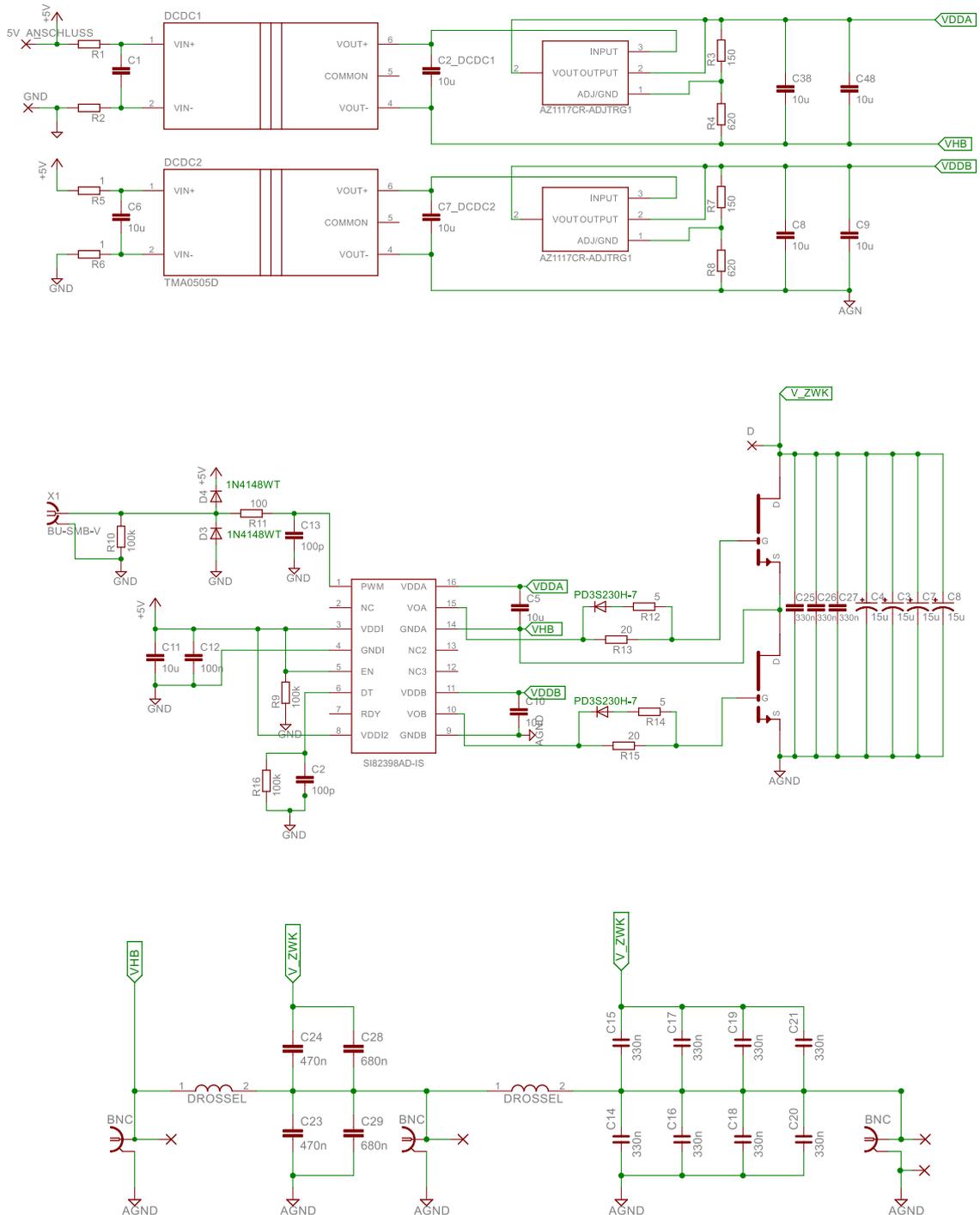


Abbildung A.2: Schaltplan für Filterentwurf mit GaN-Halbbrücke.

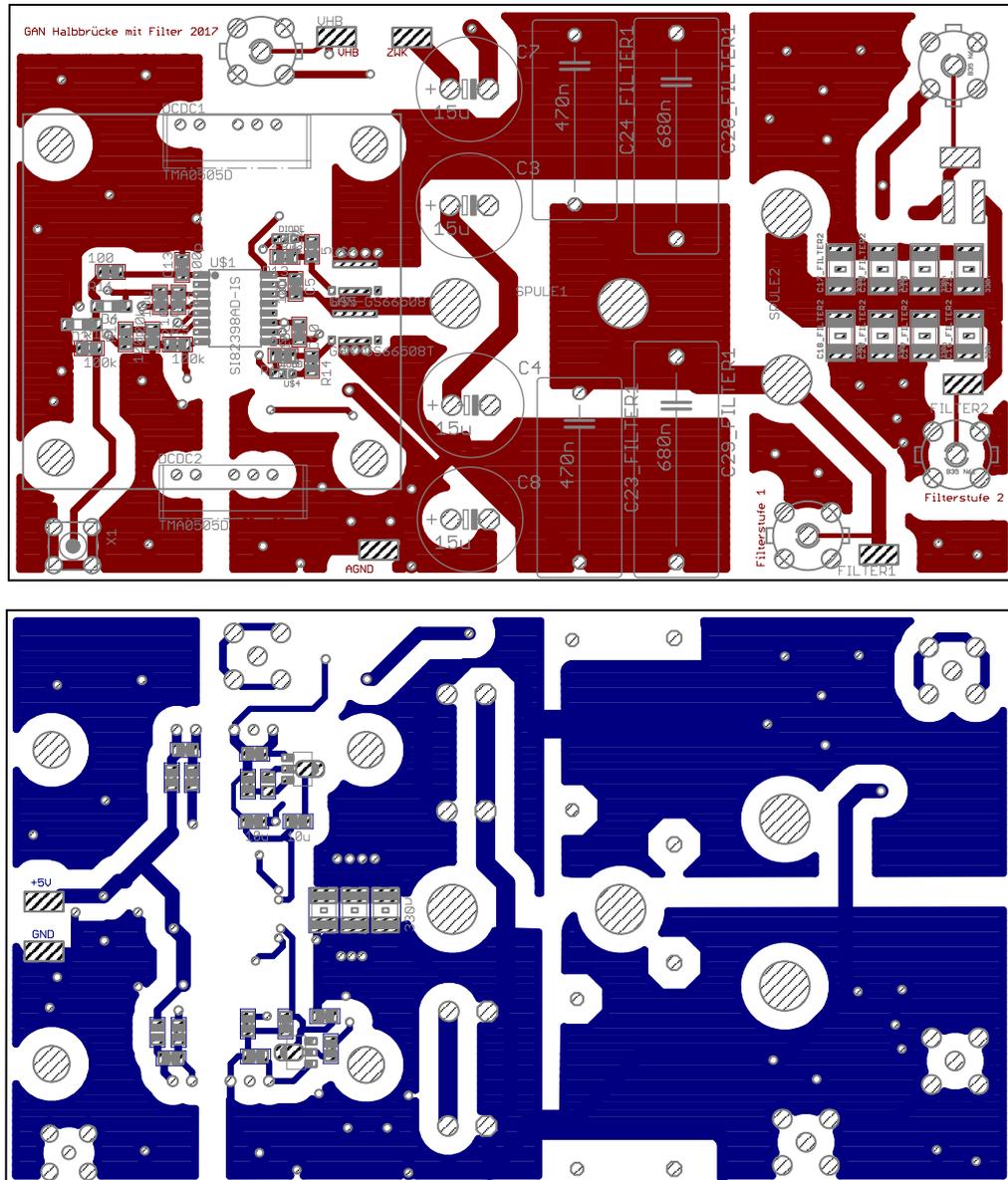


Abbildung A.3: Layout für Filterentwurf mit GaN-Halbbrücke. Oberes Bild zeigt die Oberseite und unteres Bild die Unterseite des Layouts.

# Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct – Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis (in der aktuellen Fassung des jeweiligen Mitteilungsblattes der TU Wien), insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, 16. Jänner 2018

---

Laura Siplika