

Technische Universität Wien

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

Aufbau eines quasi-resonanten Halbbrücken-Gegentaktwandlers mit Siliziumcarbid MOSFETs

Wissenschaftliche Arbeit zu Erlangung des akademischen
Grades eines Dipl.-Ing.

unter Anleitung von
Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl

von

Thomas Fuchslueger
0726377

Wien, 2. April 2015

Vorwort

Die vorliegende Arbeit wurde am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien durchgeführt.

Meinem Betreuer Herrn Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl möchte ich hier für die Möglichkeit der Durchführung dieser Arbeit und für die großartige Unterstützung bei der Erstellung der Arbeit danken.

Ein großer Dank geht auch an Helmut Votzi, MSc und Dipl.-Ing. Markus Makoschitz die mich bei den Arbeiten im Labor unterstützt haben.

Weiters möchte ich Herrn Konrad Heger einen großen Dank für die Fertigung der Leiterplatten aussprechen.

Für das Korrekturlesen möchte ich mich sehr herzlich bei Dipl. Ing. Jakob Anger und Judith Fuchslueger bedanken.

Auch meiner Familie möchte ich hier danken, die mich während meines gesamten Studiums unterstützt haben.

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt den Entwurf und die Realisierung einer Stromversorgungseinheit zur Gleichspannungs-Potentialtrennung für die Speisung von Multizellen-Schaltverstärkern bzw. -Konvertern. Mit dem entwickelten System können die den Zwischenkreis bildenden Bleibatterien der einzelnen Schaltzellen nachgeladen werden bzw. können diese Batterien überhaupt eingespart werden, sofern die Multizellenstufe keine extrem hohen Ausgangsströme zu generieren hat.

Die gebaute Stromversorgungseinheit (Potentialtrennstufe) ist für eine Eingangsspannung von 540 V DC ausgelegt (also der Ausgangsspannung eines ungesteuerten B6-Gleichrichters am 400 V Dreiphasennetz angepasst) und erzeugt vier voneinander bzw. von der Eingangsspannung isolierte Ausgangsspannungen von jeweils 24 V/10 A (Gesamtleistung ca. 1 kW). Der Konverter basiert auf einer quasi-resonanten Schaltungstopologie unter Verwendung von zwei Siliziumcarbid- (SiC-) MOSFETs in Halbbrückenstruktur. Die SiC-Transistoren erzeugen eine 540 V-Rechteckausgangsspannung mit fixer Frequenz (50 kHz) und konstantem Tastverhältnis (1:1). Diese Spannung speist – nach Abblockung ihrer DC-Komponente – die Primärwicklungen von vier Ferrit-Ringkerntransformatoren. Die Streuinduktivität dieser Trafos wird in Verbindung mit der Kapazität der Abblock-Kondensatoren als Resonanz-Schwingkreis verwendet. Die Gleichrichtung der Trafo-Sekundärspannungen erfolgt mit vier Vollbrücken-Gleichrichtern bestehend aus Schottky-Dioden, welche direkt die Ausgangs-Glättungskondensatoren speisen. Die Stromversorgungseinheit ist durch einen hohen Wirkungsgrad von über 90 % im Laststrombereich 15...100 % gekennzeichnet, mit Maximalwerten von bis zu 93 %. Die Arbeit startet mit einer Übersicht über die Vorteile von SiC-Halbleitern, besonders von SiC-MOSFETs und beinhaltet eine Herleitung der analytischen Beschreibung zur Dimensionierung des Konverters unter Verwendung des uZi-Diagramms. Diese Berechnungen werden anschließend mittels numerischer Simulation (LTspice) verifiziert.

Im Anschluss daran werden zwei Versionen einer Realisierung ausgearbeitet und beschrieben: Zuerst eine Version mit nur einem Ausgangsspannungs-Zweig zur Überprüfung des grundsätzlichen Konzepts bzw. der Dimensionierung, nachher eine zweites Labormuster als „Endversion“ mit den geplanten vier Ausgangsspannungen. Für beide Varianten erfolgt ein detaillierter Labortest, basierend auf Messungen der Ausgangs-/Last-Charakteristik, der Kreuzkopplung zwischen den Ausgangsspannungen, der Verluste bzw. des Wirkungsgrades. Abschließend erfolgt eine Beschreibung der bei der Realisierung beobachteten Probleme (EMV) sowie eine Diskussion der erreichten Ergebnisse bzw. auch von interessanten Möglichkeiten zur weiteren Verbesserung des Wirkungsgrades.

Abstract

The subject of this thesis is the design and implementation of a DC-to-DC power isolating unit for providing the supply of a multi-cell switch-mode amplifier/converter. The implemented system allows charging of the individual lead-acid batteries of the amplifier's switching cells or, alternatively, may replace these batteries completely in case the amplifier does not have to provide output signals of very high current rates.

The designed power isolating unit shows an input voltage of 540 V DC (being the typical output voltage of an uncontrolled diode-bridge rectifier operating on a standard 400 V three-phase mains) and provides four isolated 24 V/10 A output voltage systems (total power \approx 1 kW). The converter is based on a quasi-resonant topology using two Silicon-Carbide (SiC) MOSFETs in half-bridge arrangement. The SiC transistors generate a fixed-frequency (50 kHz) output voltage of 1:1 duty cycle feeding the individual ferrite toroid-core isolation transformers. The leakage inductance of the transformers in connection with the DC blocking capacitors is used as resonant circuit. The rectification of the transformer secondary voltage is provided by a Schottky-diode full-bridge rectifier feeding directly the output smoothing electrolytic capacitor. The unit shows efficiency rates of $> 90\%$ for a load current range of 15...100% at peak rates of up to 93%.

The work describes the properties of SiC-semiconductors, especially of SiC-MOSFETs and gives an analytical analysis of the converter based on the uZi-diagram where the calculation results are verified by digital simulation (LTspice). Subsequently, two laboratory test versions of the converter have been realized: A circuit with only a single output to check the basic operation behaviour and the dimensioning; secondly a „final“ version including the aimed four output transformers has been built. Both versions are tested by measurements concerning output/load characteristic, cross-coupling of output voltages, losses and efficiency. The results are discussed and finally appealing concepts for further efficiency enhancement are given.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Theoretische Grundlagen	3
2.1	Eigenschaften von SiC	3
2.2	Vorteile von SiC für leistungselektronische Bauteile	4
2.3	Besonderheiten von SiC-MOSFETs	4
2.3.1	Leitwiderstand	4
2.3.2	Schaltverluste	5
2.3.3	Gatetreiber	6
2.4	Quasiresonanter Gegentaktwandler	7
2.4.1	Analyse im u-Zi Diagramm	10
2.4.2	Vereinfachtes uZi-Diagramm	13
2.5	Transformator	15
2.6	Glättungskondensatoren	17
2.6.1	Eingangskondensator	19
2.6.2	Ausgangskondensator	22
2.7	Kühlung	22
3	Experimenteller Teil	24
3.1	Bauteildimensionierung	24
3.1.1	Taktgenerator	24
3.1.2	Gatetreiber	26
3.1.3	Transformator	28
3.1.4	Schwingkreiskondensatoren	32
3.1.5	Glättungskondensatoren	33
3.1.6	MOSFET	33
3.1.7	Dioden	34
3.1.8	Kühlkörper	35
3.2	Simulation	36
3.2.1	Ströme im Transformator	38
3.2.2	Eingangsstrom	40
3.2.3	Ausgangsstrom	41
3.3	Testaufbau	42
3.3.1	Inbetriebnahme	43
3.3.2	Messaufbau	44
3.4	Endversion	45
3.4.1	Inbetriebnahme	46
3.4.2	Messaufbau	47

4	Ergebnisse	49
4.1	Messungen am Testaufbau	49
4.1.1	Ausgangskennlinie	49
4.1.2	Wirkungsgrad	51
4.1.3	Verlustleistung	52
4.2	Messungen an der fertigen Schaltung	53
4.2.1	Magnetisierungsstrom	53
4.2.2	Strom in der Primärwicklung bei Vollast	54
4.2.3	Ausgangskennlinie	55
4.2.4	Wirkungsgrad	58
4.2.5	Verlustleistung	59
5	Diskussion	62
5.1	Näherung für die Verluste	62
5.2	Aufteilung der Verluste	66
5.2.1	Symmetriewiderstände	66
5.2.2	Glättungskondensatoren	66
5.2.3	Transformator	67
5.2.4	MOSFETs und Dioden	68
6	Zusammenfassung	69
A	Schaltpläne	72

Abbildungsverzeichnis

1.1	Aufbau eines Multizellen-Konverters.	2
2.1	Vergleich der Vorwärtsleitfähigkeit von verschiedenen Bauelement- technologien [14].	5
2.2	Einschaltverluste [14].	6
2.3	Ausschaltverluste [14].	6
2.4	Gateansteuerung.	7
2.5	Struktur.	8
2.6	Ersatzschaltbild ohne Transformator.	9
2.7	Ersatzschaltbild des Schwingkreises.	9
2.8	uZi-Diagramm.	11
2.9	Zeitverlauf zum uZi-Diagramm.	11
2.10	Ersatzschaltbild für den stromabhängigen Spannungsabfall.	14
2.11	Näherung und exakte Rechnung des Ausgangswiderstands.	14
2.12	Ausgangswiderstand und Spitzenwert der Wechselspannung am Schwing- kreiskondensator abhängig vom Umschaltwinkel.	15
2.13	Transformator Ersatzschaltbild.	17
2.14	Kondensatorstrom Effektivwert.	18
2.15	Kondensatorstromverlauf.	19
2.16	Wärmeleitungsmodell.	23
2.17	Verringerung des thermischen Widerstands durch erzwungene Kon- vektion [7].	23
3.1	Periodendauerabweichung abhängig von der Versorgungsspannung [12].	25
3.2	Beschaltung des CD4047	25
3.3	Bereitstellung der Gatespannung.	26
3.4	Einstellung der Totzeit und Deaktivierungsschaltkreis.	27
3.5	Gateansteuerung.	28
3.6	Hysteresekurve aus dem Datenblatt [2].	29
3.7	Verlustleistungskurve aus dem Datenblatt [2].	31
3.8	Verlustleistung in den Dioden [13].	35
3.9	Thermischer Widerstand des Kühlkörpers SK 174 abhängig von der Länge [6].	36
3.10	LTspice Simulation mit idealisierten Bauteilen.	38
3.11	Simulation des Magnetisierungsstroms.	39
3.12	Simulation des Transformatorstroms bei Vollast.	40
3.13	Simulation des maximalen nicht geglätteten Eingangsstroms.	41
3.14	Simulation des maximalen Ausgangsstroms vor der Glättung.	42
3.15	Foto des Testaufbaus.	43
3.16	Messanordnung für Eingangs-/Ausgangsspannung und Strom.	44

3.17	Foto des Endaufbaus.	46
3.18	Messanordnung für Eingangs-/Ausgangsspannung und Strom.	48
4.1	Typische Temperaturabhängigkeit der Vorwärtsspannung einer Diode vom Typ MBRF2045 [13].	50
4.2	Ausgangskennlinie des Prototyps.	51
4.3	Wirkungsgrad des Prototyps.	52
4.4	Verlustleistung des Prototyps.	53
4.5	Magnetisierungsstrom (rot) und u_{DS} (blau).	54
4.6	Strom über Primärwicklung bei Volllast.	55
4.7	Ausgangskennlinie für jeweils einen aktiven Ausgang.	56
4.8	Vergleich der Ausgangskennlinie für symmetrische Last und einer aktiven Last.	57
4.9	Wirkungsgrad über Ausgangsstrom für einen aktiven Ausgang.	58
4.10	Wirkungsgrad über Ausgangsstrom bei symmetrischer Belastung.	59
4.11	Verlustleistung über Ausgangsstrom für einen aktiven Ausgang.	60
4.12	Verlustleistung über Ausgangsstrom bei symmetrischer Last.	61
5.1	Näherung der Verlustleistung über Ausgangsstrom.	63
5.2	Näherung der Verlustleistung über Ausgangsstrom.	64
5.3	Näherung des Wirkungsgrads über Ausgangsstrom für einen aktiven Ausgang.	65
5.4	Näherung des Wirkungsgrads über Ausgangsstrom für symmetrische Belastung.	66

1 Einleitung

Im Zuge der Arbeit soll eine Schaltung erstellt werden, die vier potentialgetrennte Spannungsquellen bereitstellt. Diese dienen einem Multizellen-Konverters als Versorgungsspannung und sollen jeweils einen Strom von 10 A liefern können bei einer Ausgangsspannung von 24 V. Bisher wurden bei diesem Konverter alle Zellen mit jeweils zwei in Serie geschalteten Bleibatterien versorgt, welche mit Hilfe der entwickelten Schaltung im Betrieb geladen bzw., wenn möglich, durch diese sogar ersetzt werden. In Abbildung 1.1 wird die Struktur eines Multizellen-Konverters mit vier aus Vollbrücken aufgebauten Zellen gezeigt. Dabei wird jede Zelle mit dem selben Tastverhältnis, jedoch jeweils um eine Viertelperiode versetzt getaktet, betrieben. Dadurch erreicht man die im Vergleich zu einer Zelle vierfache Schaltfrequenz in der Ausgangsspannung, wodurch ein kleineres Ausgangsfilter eingesetzt werden kann. Durch die Aufteilung der Ausgangsspannung können als Schalter MOSFETs mit kleinen Sperrspannungen verwendet werden, diese sind billiger und erreichen einen höheren Wirkungsgrad. Die vier 24 V-Spannungsquellen sollen mit der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Schaltung aus einer Gleichspannung von 540 V (=Ausgangsspannung einer ungesteuerten B6-Brücke am 400 V-Dreiphasennetz) betrieben werden. Die geforderten Werte können mit einem unregelmäßigen, quasi-resonanten Halbbrücken-Gegentaktdurchflusswandler mit vier baugleichen Transformatoren erreicht werden, als Schalter werden hierfür SiC-MOSFETs eingesetzt. SiC (Siliziumcarbid) MOSFETs stellen eine sehr interessante Alternative zu Si (Silizium) basierten MOSFETs oder IGBTs dar. Zurzeit sind sie für Sperrspannungen bis 1700 V (z.B.: Cree C2M1000170D) bzw. für Ströme bis 90 A (z.B.: Cree C2M0025120D) in diskreter Form kommerziell verfügbar. Vor allem für Spannungen ab 600 V haben SiC-MOSFETs gegenüber Si-MOSFETs Eigenschaften, die Sie für den Einsatz für viele leistungselektronische Anwendungen sehr interessant machen. Der geringere Leitwiderstand, welcher zusätzlich bei Erhöhung der Junction-Temperatur nur geringfügig wächst, die schnelle Body Diode - deren Einfluss auf das Schaltverhalten wegen ihrer relativ hohen Flussspannung durch Parallelschalten einer zusätzlichen externen SiC-Schottky-Diode weiter verbessert werden könnte, sowie die geringen Ein- bzw. Ausschaltverluste sind die größten Vorteile gegenüber ihren Silizium Gegenstücken. Im Vergleich mit Silizium-IGBTs überzeugen SiC-MOSFETs durch den Wegfall der Knickspannung, was geringe Leitverluste über einen großen Strombereich gewährt (ohmsches Bauelement). Der für IGBTs charakteristische Stromschweif, welcher durch die für die Leitfähigkeitsmodulation eingesetzten Minoritätsladungsträger verursacht wird, entfällt bei einem MOSFET. Aus diesem Grund kann die Schaltfrequenz deutlich erhöht werden, was wiederum kleinere passive Bauelemente und Kühlungssysteme zur Folge hat. In dieser Arbeit wird zunächst allgemein auf die Eigenschaften von Siliziumcarbid eingegangen, danach werden die Charakteristiken eines SiC-MOSFETs erör-

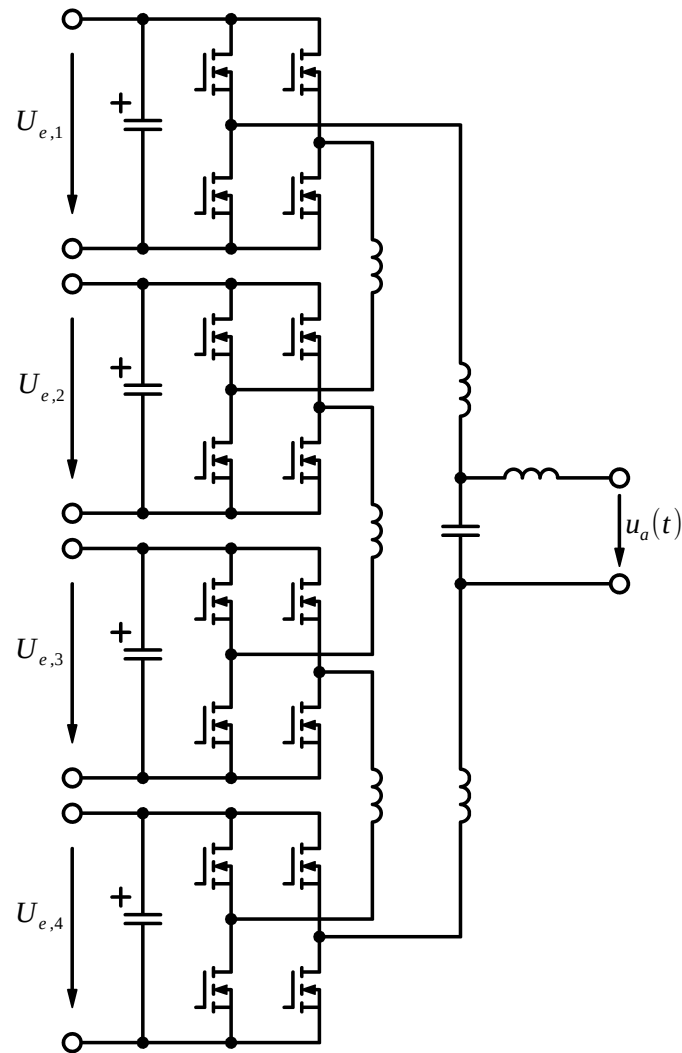


Abbildung 1.1: Aufbau eines Multizellen-Konverters.

tert. Im Anschluss werden der Aufbau und die Eigenschaften eines symmetrischen Halbbrücken-Gegentaktdurchflusswandlers im quasiresonanten Betrieb theoretisch betrachtet und simuliert. Die gewonnenen Erkenntnisse werden danach in einem Testaufbau mit einem Ausgang und einem Endaufbau mit vier potentialgetrennten Ausgängen eingesetzt. Beide Versionen werden mit SiC-MOSFETs vom Typ SCT2080KE der Firma Rohm aufgebaut. Zum Abschluss werden die Wirkungsgrade, die Ausgangskennlinien und das Schaltverhalten beider Schaltungen gemessen und verglichen. Eine Aufteilung der Verluste auf die einzelnen Bauelemente schließt die Arbeit ab.

2 Theoretische Grundlagen

2.1 Eigenschaften von SiC

Si (Silizium) war Jahrzehnte lang das Material für Leistungselektronische Bauelemente, nun stößt man jedoch immer mehr an die, physikalisch bedingte, Leistungsgrenze. Aus diesem Grund wird die Entwicklung von Bauelementen aus anderen Werkstoffen, wie SiC (Siliciumcarbid) und GaN (Galliumnitrid) verstärkt vorangetrieben. SiC ist ein Verbindungshalbleiter bestehend aus Silizium (Si) und Kohlenstoff (C) und ist wie GaN (Galliumnitrid) eine aufstrebende Technologie für leistungselektronische Bauelemente. Im Vergleich zu Si hat SiC eine um den Faktor Zehn mal höhere dielektrische Durchbruchfeldstärke, eine dreimal so große Bandlücke und die dreifache thermische Leitfähigkeit. Sowohl p-Typ als auch n-Typ Regionen, welche nötig sind um die Bauelementstruktur in einem Halbleitermaterial zu gestalten, können in SiC realisiert werden. Diese Eigenschaften machen SiC attraktiv um leistungselektronische Bauelemente herzustellen, welche die Performance ihrer Si Gegenstücke weit übertreffen. SiC Bauelemente können höhere Durchbruchspannungen erreichen, haben einen kleineren Widerstand und arbeiten auch bei höheren Temperaturen.

Es gibt eine Vielfalt von polymorphen kristallinen Strukturen von SiC, z. B.: 3C-SiC, 6H-SiC, 4H-SiC. Zurzeit wird 4H-SiC bevorzugt für leistungselektronische Bauteile eingesetzt, es ist als 3inch oder 6inch Wafer kommerziell erhältlich.

In Tabelle 2.1 sind einige Eigenschaften von verschiedenen Halbleitermaterialien angeführt.

Eigenschaften	Si	4H-SiC	GaN
Kristallstruktur	diamant	hexagonal	hexagonal
Bandlücke [E_G] = 1 eV	1.12	3.26	3.5
Elektronenbeweglichkeit [μ_n] = 1 cm ² /(Vs)	1400	900	1250
Löcherbeweglichkeit [μ_p] = 1 cm ² /(Vs)	600	100	200
Durchbruchfeldstärke [E_B] = 1 MV cm ⁻¹	0.3	3	3
Thermische Leitfähigkeit [λ] = 1 W/(cmK)	1.5	4.9	1.3
Sättigungsdriftgeschwindigkeit [v_s] = 10 ⁷ cm s ⁻¹	1	2.7	2.7
Relative dielektrische Zahl [ϵ_r] = 1	11.8	9.7	9.5

Tabelle 2.1: Eigenschaften von Halbleitermaterialien [14].

2.2 Vorteile von SiC für leistungselektronische Bauteile

Durch die zehnmal höhere Durchbruchfeldstärke gegenüber Si können Bauelemente aus SiC mit einer dünneren Driftschicht und/oder einer höheren Dotierungskonzentration hergestellt werden, was bedeutet, dass trotz einer hohen Durchbruchspannung ein sehr kleiner On-Widerstand erreicht werden kann. Der Widerstand von Hochspannungsbauteilen wird überwiegend von der Breite der Drift Region bestimmt. Theoretisch kann mit SiC der auf die Fläche bezogene Widerstand der Driftschicht im Vergleich zu Si um den Faktor 300 verringert werden - bei gleich bleibender Durchbruchspannung. [14]

Die größere Bandlücke bedeutet auch, dass SiC-Bauteile bei höheren Temperaturen eingesetzt werden können. Für SiC-Bauteile sind Betriebstemperaturen von mehr als 200 °C möglich, wenn sie ordentlich im Gehäuse verpackt sind. Meist wird derzeit eine maximale Betriebstemperatur von 150 °C-175 °C garantiert.

2.3 Besonderheiten von SiC-MOSFETs

2.3.1 Leitwiderstand

Bei Spannungen von 600 V und darüber und großen Strömen wurden bisher hauptsächlich Si-IGBTs eingesetzt. Diese erreichen durch die Injektion von Minoritätsladungsträgern in die Drift-Region, die sogenannte Leitfähigkeitsmodulation, einen geringeren Leitwiderstand als Si-MOSFETs. Allerdings besitzen IGBTs eine Knickspannung in Durchlassrichtung, was sie für kleine Spannungen uninteressant macht. SiC-MOSFETs hingegen haben trotz hoher Sperrspannung einen geringen Leitwiderstand, sowie eine ohmsche Durchlass-Charakteristik (keine Knickspannung). In Abbildung 2.1 werden die Leitwiderstände eines Silizium Super Junction MOSFETs (Si-SJMOS) mit einer Sperrspannung von 900 V, eines Si-IGBT und eines SiC-MOSFET von Rohm mit Sperrspannungen von jeweils 1200 V verglichen, die ähnliche Leistungsdaten besitzen. Der Spannungsabfall am SiC-MOSFET ist, wie man erkennen kann, linear und kleiner als jener des Si-MOSFETs und ist zudem weit weniger abhängig von der Temperatur. Beim IGBT ist der Zusammenhang zwischen Spannung und Strom nicht linear und es ergibt sich ein Schnittpunkt bei 30 A bei 25 °C bzw. bei 18 A für 150 °C. Unter diesem Schnittpunkt sind die Leitverluste beim SiC-MOSFET kleiner, darüber jene des IGBTs.

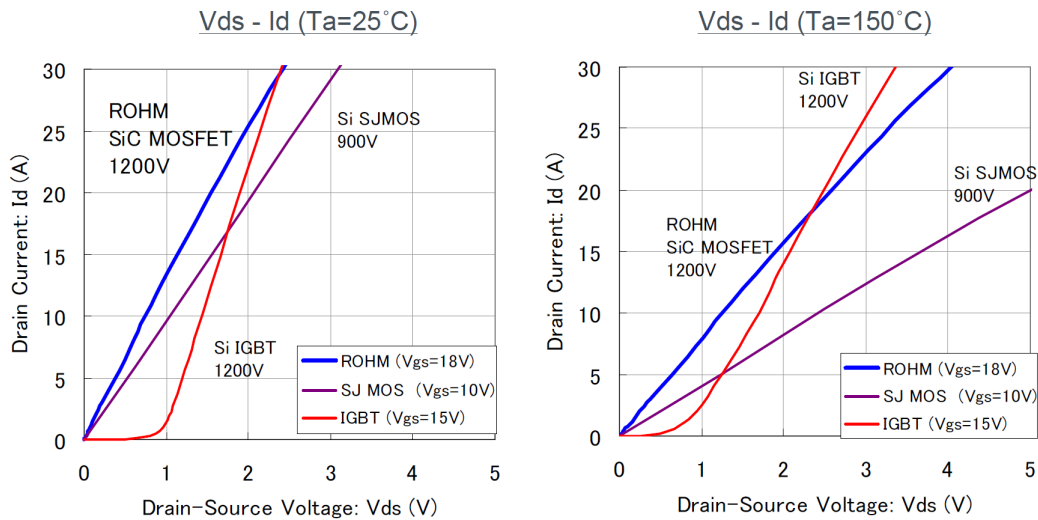


Abbildung 2.1: Vergleich der Vorwärtsleitfähigkeit von verschiedenen Bauelement-technologien [14].

2.3.2 Schaltverluste

Wie schon erwähnt erreichen IGBTs den niedrigeren Leitwiderstand durch Injektion von Minoritätsladungsträgern in die Drift-Region. Das Ausräumen der Minoritätsladungsträger aus der Drift-Region beim Abschalten verursacht einen Stromschweif, welcher die Ausschaltverluste erhöht. Sowohl die Ein-, als auch die Ausschaltverluste von SiC-MOSFETs sind geringer als jene von Si-IGBTs und dazu weit weniger abhängig von der Temperatur.

In Abbildung 2.2 sind links der Kollektorstromverlauf und die Kollektor-Emitter-Spannung eines IGBTs, rechts der Drain-Strom und die Drain-Source-Spannung eines SiC-MOSFETs (vom Typ SCH2080KE) beim Einschaltvorgang einer induktiven Last ("hartes Schalten") dargestellt. Beim IGBT wird als Freilaufdiode eine Si-FRD (Fast Recovery Diode) verwendet und beim SiC-MOSFET eine SiC-SBD (Schottky Barrier Diode). Der Reverse-Recovery-Strom der Si-FRD verursacht deutlich größere Einschaltverluste, als jene der SiC-SBD, welche in der Grafik mit einer strichlierten Linie eingekreist sind.

In Abbildung 2.3 ist der Ausschaltvorgang der induktiven Last mit denselben Bauteilen dargestellt. Der, durch die Leitfähigkeitsmodulation bedingte, Stromschweif des IGBTs verlängert die Ausschaltzeit deutlich, wodurch auch die Ausschaltverluste um ein vielfaches größer sind, als jene des SiC-MOSFETs. Der Stromschweif ist in Abbildung 2.3 auch hier mit einer strichlierten Linie eingekreist.

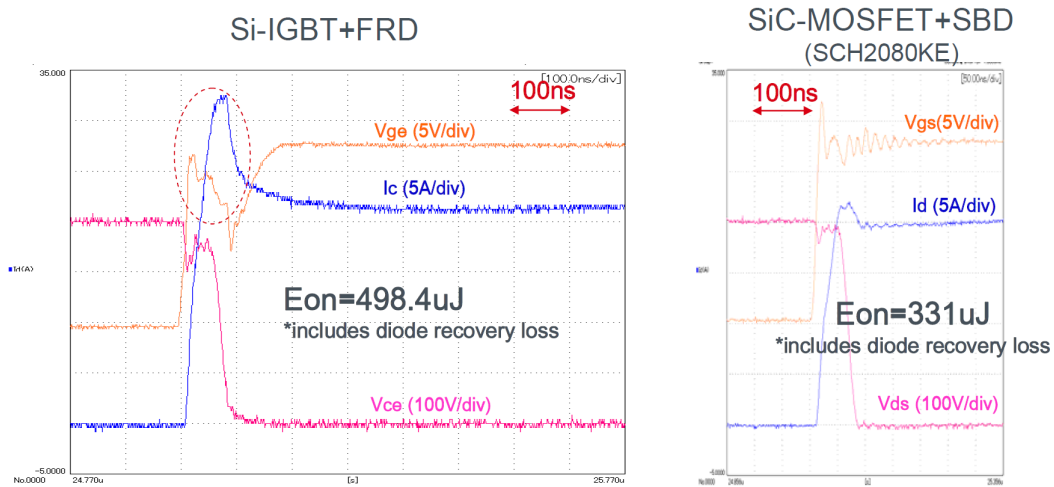


Abbildung 2.2: Einschaltverluste [14].

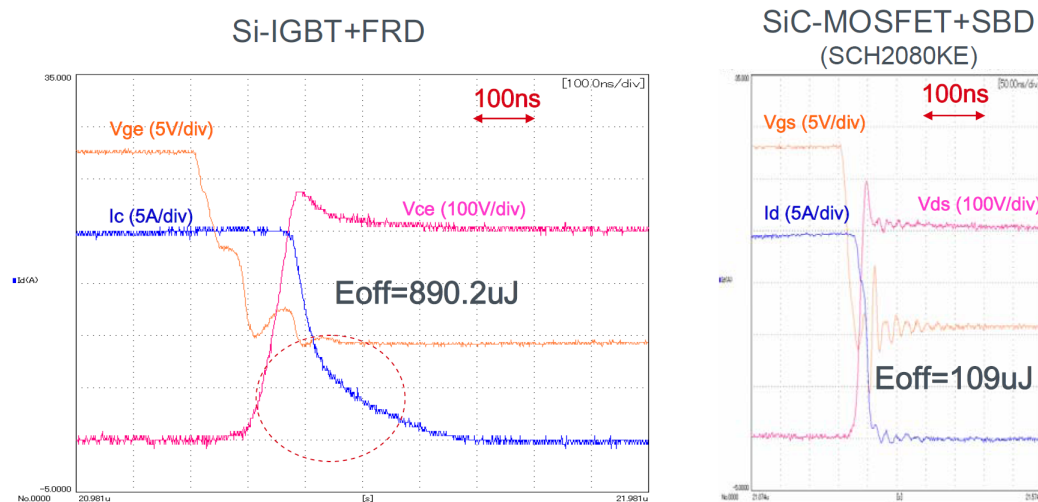


Abbildung 2.3: Ausschaltverluste [14].

2.3.3 Gatetreiber

SiC-MOSFETs haben eine geringere Steilheit als vergleichbare Si-MOSFETs bzw. IGBTs, deshalb wird ein größerer Gate-Source-Spannungshub benötigt. Es ist zwar prinzipiell nicht notwendig, es wird aber empfohlen eine negative Spannung $u_{GS} = U_{aus}$ von ungefähr -3 V bis -5 V für den sperrenden Zustand zu verwenden, damit erreicht man eine höhere $\frac{du}{dt}$ -Unempfindlichkeit (wichtig bei Brückenschaltungen) und beschleunigt weiters den Abschaltvorgang. Um in den leitenden Zustand überzugehen soll eine Spannung $u_{GS} = U_{ein}$ von mindestens 18 V ange-

legt werden. Wegen der geringen Steilheit soll der Übergang so rasch wie möglich erfolgen, da sonst größere Schaltverluste verursacht werden. In Abbildung 2.4 ist die Beschaltung des Gates gezeigt.

Dem internen Gatewiderstand R_G des MOSFETs, welcher wenige Ohm beträgt, kann ein kleiner Widerstand R_1 in Serie geschaltet werden, dieser bestimmt den maximalen Gatestrom

$$i_{G,max} = \frac{U_{ein} + U_{aus}}{R_1 + R_G} \quad (2.1)$$

und somit auch die Dauer des Ein- bzw. Ausschaltvorgangs.

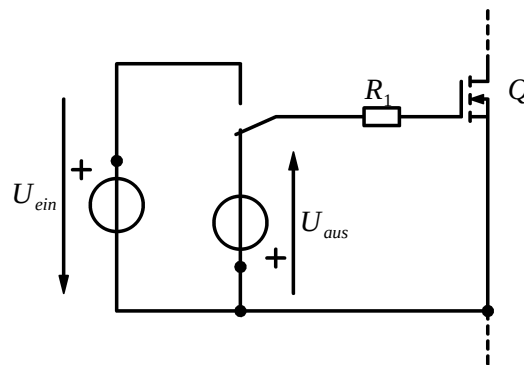


Abbildung 2.4: Gateansteuerung.

2.4 Quasiresonanter Gegentaktwandler

Abbildung 2.5 zeigt die Struktur des symmetrischen Halbbrücken-Gegentaktwandlers im quasiresonanten Betrieb. Man spricht hier von einem Gegentaktwandler, weil beide Magnetisierungsrichtungen des Transformators ausgenutzt werden. Die Halbbrücke wird durch die beiden MOSFETs Q_1 und Q_2 gebildet. Symmetrisch wird er bezeichnet, da die Spannung am Transformator symmetrisch um Null ist (Tastverhältnis 1:1).

Der Kondensator C_e dient als Eingangskondensator (Stützkondensator), die Streuinduktivität L_S des Transformators bildet zusammen mit den Kondensatoren C_1 und C_2 ($C_1 = C_2 = \frac{C}{2}$) einen Resonanzkreis mit der natürlichen Kreisfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C}}, \quad (2.2)$$

welche so gewählt wird, dass sich die Schaltung bei der Schaltfrequenz f im quasiresonanten Betrieb befindet. Die Dioden D_1 bis D_4 bilden einen Vollweggleichrichter

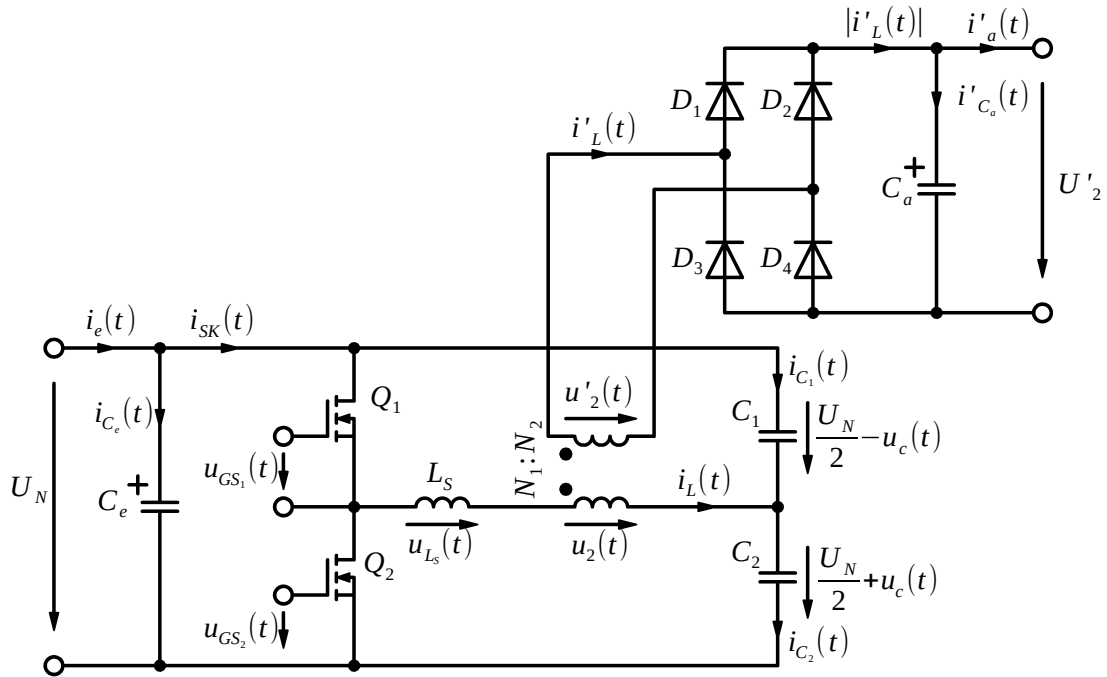


Abbildung 2.5: Struktur.

und C_a dient zur Glättung der Ausgangsspannung. Zur Analyse der Schaltung wird in Abbildung 2.6 und 2.7 ein Ersatzschaltbild hergeleitet. In Abbildung 2.6 wird zunächst der bis auf seine Streuung als ideal betrachtete Transformator entfernt, indem alle Größen auf die Primärseite transformiert werden.

Die Spannung an der Streuinduktivität L_S für den Fall, dass Q_1 leitet und Q_2 sperrt, beträgt:

$$u_{L_S}(t) = \frac{U_N}{2} - u_C(t) - u_2(t) \quad (2.3)$$

bzw. wenn Q_1 sperrt und Q_2 leitet:

$$u_{L_S}(t) = -\frac{U_N}{2} - u_C(t) - u_2(t) \quad (2.4)$$

Die Spannung $\frac{U_N}{2}$ wird also abwechselnd positiv und negativ an den Schwingkreis gelegt (siehe Abbildung 2.6). Für eine ideal geglättete Ausgangsspannung kann unter Vernachlässigung der Vorwärtsspannung der Dioden D_1 bis D_4 die Spannung $U'_2 = |u'_2(t)|$ angeschrieben werden. Für einen positiven Strom i_L muss also

$$u_2(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot u'_2(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot U'_2 = U_2 \quad (2.5)$$

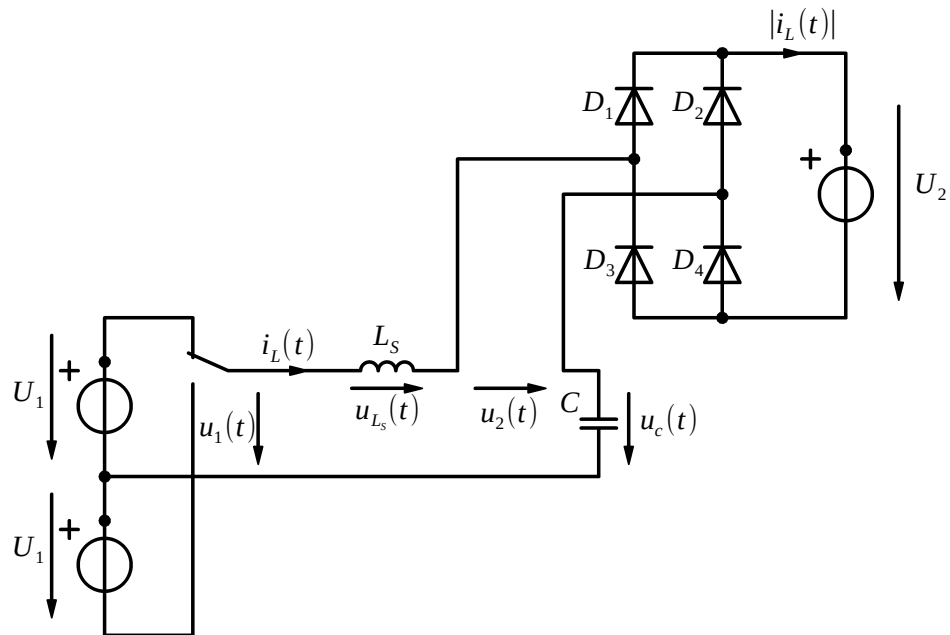


Abbildung 2.6: Ersatzschaltbild ohne Transformator.

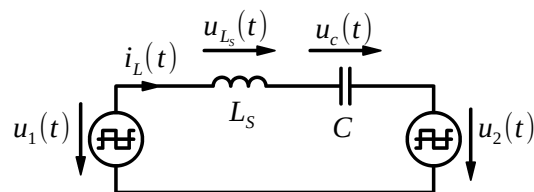


Abbildung 2.7: Ersatzschaltbild des Schwingkreises.

sein bzw. für $i_L < 0$ folgt:

$$u_2(t) = -U_2 \quad (2.6)$$

Die Schaltung kann somit als Serienschwingkreis mit zwei um Null symmetrischen Rechteckspannungsquellen gesehen werden. In Abbildung 2.7 ist dies schematisch dargestellt.

2.4.1 Analyse im u-Zi Diagramm

Für die Analyse im uZi -Diagramm werden folgende Variablen eingeführt:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_S}{C}} \quad (2.7)$$

$$\alpha = \omega_0 t \quad (2.8)$$

$$\alpha_1 = \omega_0 \frac{T}{2} \quad (2.9)$$

$$U_1 = \frac{U_N}{2} \quad (2.10)$$

$$\Delta U = U_1 - U_2 \quad (2.11)$$

Z_0 ist die charakteristische Impedanz des Schwingkreises, ΔU entspricht der Differenz zwischen der auf den Schwingkreis wirkenden Eingangsspannung und der auf die Primärseite transformierten Ausgangsspannung. α ist der Winkel im u-Zi Diagramm zum Zeitpunkt t für $0 \leq t < t_1$ und α_1 der Winkel zum Umschaltzeitpunkt t_1 . $\bar{\alpha}$ ist der Winkel für $t_1 < t < t_2$.

Laut Gleichung (2.3) bis Gleichung (2.6) können folgende vier Fälle für die Spannung am Schwingkreis auftreten:

$$u_{L_S}(t) + u_C(t) = \begin{cases} U_1 - U_2 & \text{für } i_L > 0, U_1 > 0 \hat{=} A = [t_0, t_1] \\ -(U_1 + U_2) & \text{für } i_L > 0, U_1 < 0 \hat{=} B = [t_1, t_2] \\ -(U_1 - U_2) & \text{für } i_L < 0, U_1 < 0 \hat{=} C = [t_2, t_3] \\ U_1 + U_2 & \text{für } i_L < 0, U_1 > 0 \hat{=} D = [t_3, t_0] \end{cases} \quad (2.12)$$

Die Werte von $i_{L,A}(\alpha_1)$, also der Funktion des Spulenstroms im Intervall A beim Winkel α_1 und von $i_{L,B}(\bar{\alpha}_1)$, dem Spulenstrom im Intervall B beim Winkel $\bar{\alpha}_1$ müssen gleich sein, da der Strom in der Spule stetig ist.

$$i_{L,A}(\alpha_1) = i_{L,B}(\bar{\alpha}_1) \quad (2.13)$$

mit:

$$i_{L,A}(\alpha) = \frac{\Delta U + \hat{u}_C}{Z_0} \sin(\alpha) \quad \text{für } 0 \leq \alpha \leq \alpha_1 \quad (2.14)$$

$$i_{L,B}(\bar{\alpha}) = \frac{U_1 + U_2}{Z_0} \sin(\bar{\alpha}) = \frac{2U_1 - \Delta U}{Z_0} \sin(\bar{\alpha}) \quad \text{für } \bar{\alpha}_1 \leq \bar{\alpha} \leq \pi \quad (2.15)$$

Da der Arkussinus nur Werte zwischen $-\frac{\pi}{2}$ und $+\frac{\pi}{2}$ annehmen kann wird in Gleichung (2.15) nun die Eigenschaft des Sinus $\sin(x) = -\sin(x - \pi) = \sin(\pi - x)$ angewandt, um den korrekten Wert von $\bar{\alpha}_1$ zu erhalten und ergibt sich:

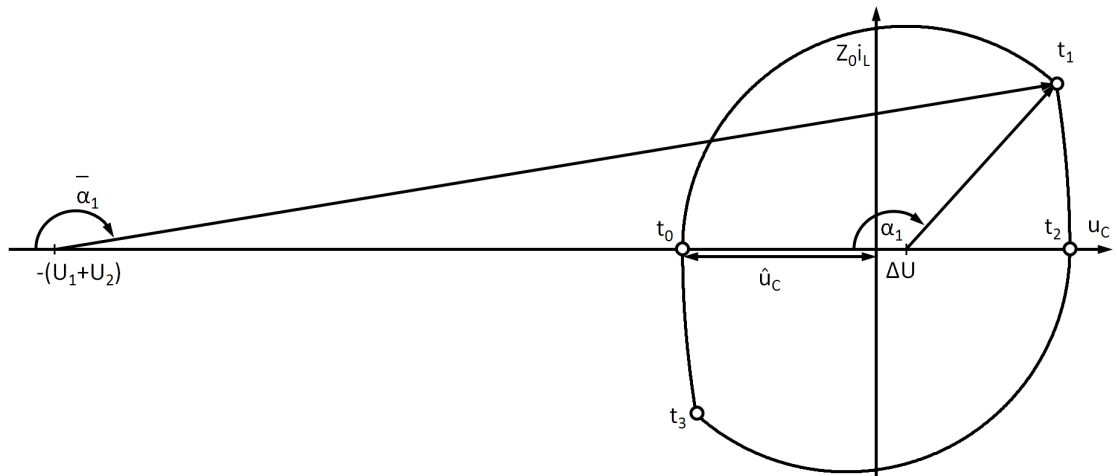


Abbildung 2.8: uZi-Diagramm.

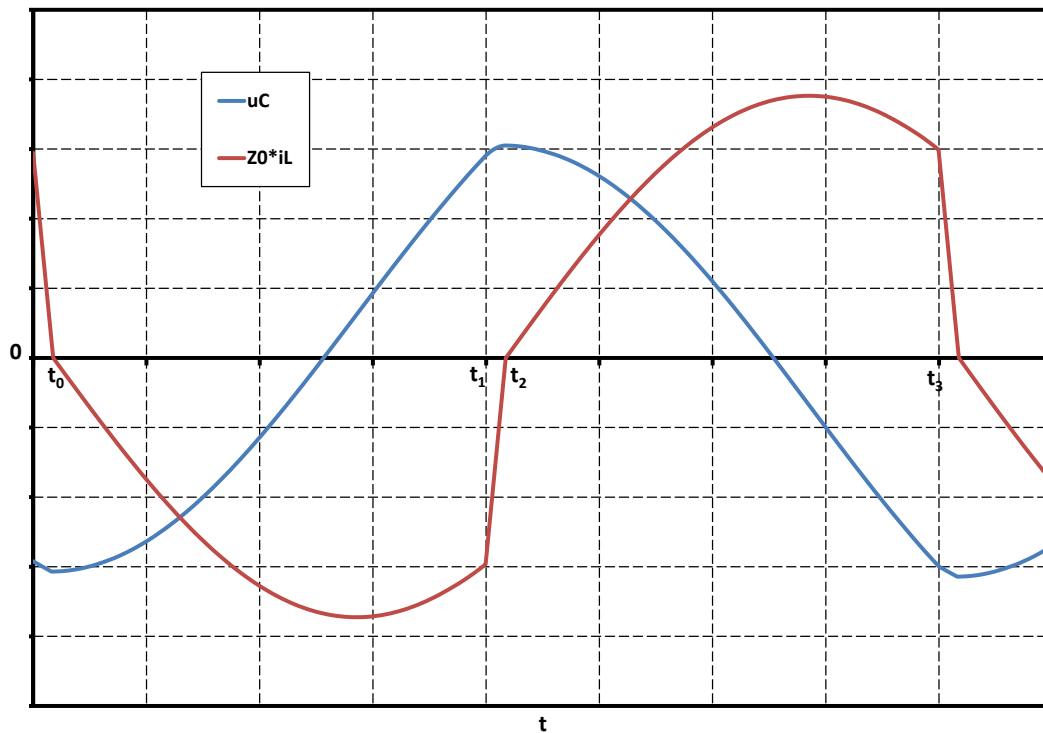


Abbildung 2.9: Zeitverlauf zum uZi-Diagramm.

$$\frac{\Delta U + \hat{u}_C}{Z_0} \sin(\alpha_1) = \frac{2U_1 - \Delta U}{Z_0} \sin(\pi - \bar{\alpha}_1) \quad (2.16)$$

Dies führt zum Ergebnis für $\bar{\alpha}_1$:

$$\bar{\alpha}_1 = \pi - \arcsin \left(\frac{(\Delta U + \hat{u}_C) \sin(\alpha_1)}{2U_1 - \Delta U} \right) \quad (2.17)$$

Womit die Dauer vom Ausschalten des Transistors bis zum Nulldurchgang des Spulenstroms $t_2 - t_1$ zu

$$t_2 - t_1 = \frac{\pi - \bar{\alpha}_1(\Delta U, \hat{u}_C)}{\omega_0} \quad (2.18)$$

berechnen lässt, da $\omega_0 t_1 = \bar{\alpha}_1$ und $\omega_0 t_2 = \pi$ ist. Wobei $\bar{\alpha}_1$ eine von ΔU und somit, wie später noch in Gleichung (2.25) gezeigt wird, vom Ausgangsstrom abhängige Größe ist und \hat{u}_C durch ΔU ausgedrückt werden kann (siehe Gleichung (2.22)). Wie man in Abbildung 2.8 bzw. im dazugehörigen Zeitverlauf Abbildung 2.9 (das Intervall $[t_1, t_2]$ ist hier übertrieben groß dargestellt) erkennen kann muss die Spannung am Kondensator zum Zeitpunkt t_1 folgender Gleichung genügen:

$$u_{C,A}(\alpha_1) = u_{C,B}(\bar{\alpha}_1) \quad (2.19)$$

mit:

$$u_{C,A}(\alpha_1) = \Delta U + (\hat{u}_C + \Delta U) \cos(\pi - \alpha_1) \quad (2.20)$$

$$u_{C,B}(\bar{\alpha}_1) = -2U_1 + \Delta U + \hat{u}_C + (\hat{u}_C + 2U_1 - \Delta U) \cos(\pi - \bar{\alpha}_1) \quad (2.21)$$

$$\hat{u}_C = \frac{\Delta U U_1 (\cos(\alpha_1) - 1)}{\Delta U - U_1 (\cos(\alpha_1) + 1)} \quad (2.22)$$

Im Kreisausschnitt $0 \leq \alpha \leq \alpha_1$ berechnet sich der Durchschnitt des Stroms zu:

$$I_{L,A} = \frac{1}{\alpha_1} \int_0^{\alpha_1} i_{L,A}(\alpha) d\alpha = \frac{\Delta U + \hat{u}_C}{Z_0 \alpha_1} (1 - \cos(\alpha_1)) \quad (2.23)$$

und für $\bar{\alpha}_1 \leq \bar{\alpha} \leq \pi$

$$I_{L,B} = \frac{1}{\pi - \bar{\alpha}_1} \int_{\bar{\alpha}_1}^{\pi} i_{L,B}(\bar{\alpha}) d\bar{\alpha} = \frac{2U_1 - \Delta U}{Z_0 (\pi - \bar{\alpha}_1)} (1 + \cos(\bar{\alpha}_1)) \quad (2.24)$$

Damit ergibt sich folgender Zusammenhang zwischen dem Ausgangsstrom $I'_a = I_{L,AVG}$ und dem Spannungsabfall am Ausgang ΔU :

$$I_L = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + (\pi - \bar{\alpha}_1)} \cdot I_{L,A} + \frac{(\pi - \bar{\alpha}_1)}{\alpha_1 + (\pi - \bar{\alpha}_1)} \cdot I_{L,B} = f(\Delta U) \quad (2.25)$$

Im Leerlauf also bei $I_L = 0$ ist auch die Spannung $\Delta U = 0$, das bedeutet:

$$U'_{a,0} = U'_{2,0} = \frac{U_N N_2}{2N_1} \quad (2.26)$$

Im nächsten Abschnitt wird nun ein vereinfachter Zusammenhang zwischen dem Ausgangsstrom I_a und dem Spannungsabfall am Ausgang ΔU hergeleitet.

2.4.2 Vereinfachtes uZi-Diagramm

Da Gleichung (2.25) nicht explizit nach ΔU gelöst werden kann, wird in Gleichung (2.22) folgende Annahme getroffen:

$$\Delta U \ll U_1 \quad (2.27)$$

und man erhält näherungsweise den Ausdruck für \hat{u}_C :

$$\hat{u}_{C,appr} = \Delta U \cdot \frac{1 - \cos(\alpha_1)}{1 + \cos(\alpha_1)} \quad (2.28)$$

Außerdem kann der Beitrag zum Strom zwischen t_1 und t_2 vernachlässigt werden und man erhält mit Gleichung (2.23):

$$I_L \approx \frac{\hat{u}_{C,appr} + \Delta U}{\alpha_1 Z_0} \cdot (1 - \cos(\alpha_1)) \quad (2.29)$$

Nach einsetzen von Gleichung (2.28) und auflösen nach ΔU erhält man:

$$\Delta U \approx Z_0 \frac{\frac{\alpha_1}{2}}{\tan\left(\frac{\alpha_1}{2}\right)^2} \cdot I_L \quad (2.30)$$

Der Spannungsabfall am Ausgang verhält sich also wie ein ohmscher Widerstand (siehe Abbildung 2.10) und kann auf die Sekundärseite transformiert folgendermaßen angeschrieben werden:

$$R'_{a,\alpha} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot Z_0 \frac{\frac{\alpha_1}{2}}{\tan\left(\frac{\alpha_1}{2}\right)^2} \quad (2.31)$$

Abbildung 2.11 zeigt den Vergleich zwischen der Näherung (siehe Gleichung (2.30)) und der exakten Rechnung (siehe Gleichung (2.25)) für die später in Abschnitt 3 gewählten Werte für die Streuinduktivität, Kapazität, Schaltfrequenz und Eingangsspannung. Die Spannung wird dabei in Prozent der Leerlaufspannung $U'_{2,0}$ und der Strom wird in Prozent des Nennausgangsstroms $I'_{a,N} = 10$ A, wie eingangs gefordert wurde, angegeben. Man erkennt, dass die Näherung ausgezeichnet mit

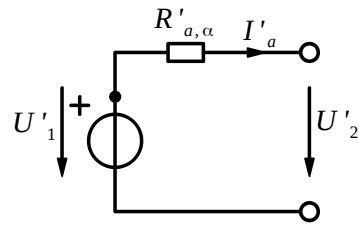


Abbildung 2.10: Ersatzschaltbild für den stromabhängigen Spannungsabfall.

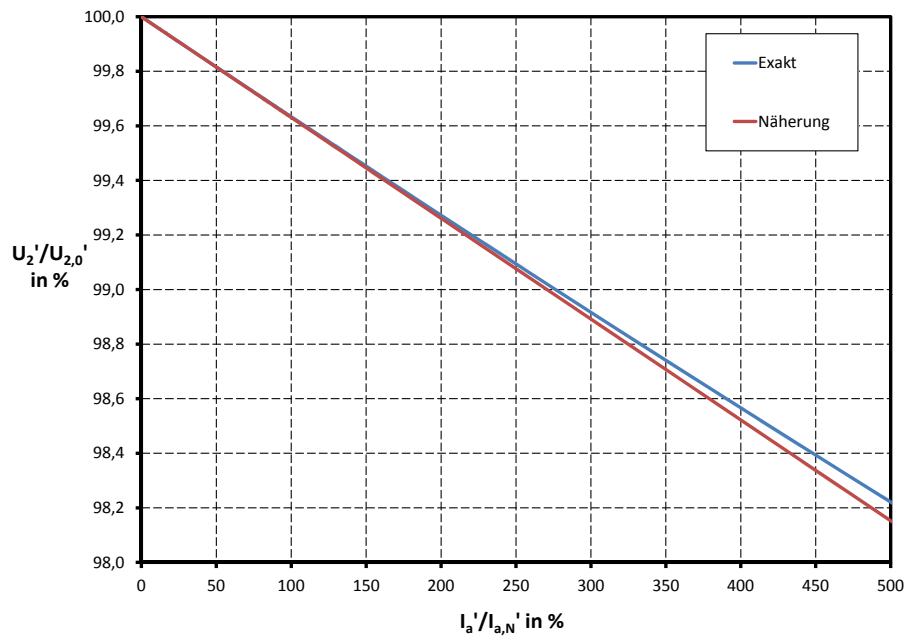


Abbildung 2.11: Näherung und exakte Rechnung des Ausgangswiderstands.

dem exakt berechneten Wert übereinstimmt, denn selbst beim fünffachen Nennausgangsstrom stimmen die Funktionswerte noch sehr gut überein.

Weiters kann nun der auf die Schwingkreisimpedanz Z_0 bezogene Ausgangswiderstand $R_{a,\alpha}$, bzw. der auf das Produkt von Ausgangsstrom und Schwingkreisimpedanz bezogene Spitzenwert des Wechselanteils der Kondensatorspannung \hat{u}_C in Abhängigkeit des Umschaltwinkels α_1 betrachtet werden (siehe Abbildung 2.12). Der Spitzenwert der Kondensatorspannung nimmt linear mit dem Umschaltwinkel zu, während der Ausgangswiderstand stark abnimmt und bei einem Winkel von 180° , also bei der gleichen Schaltfrequenz wie der Resonanzfrequenz des Schwingkreises, schließlich zu Null wird.

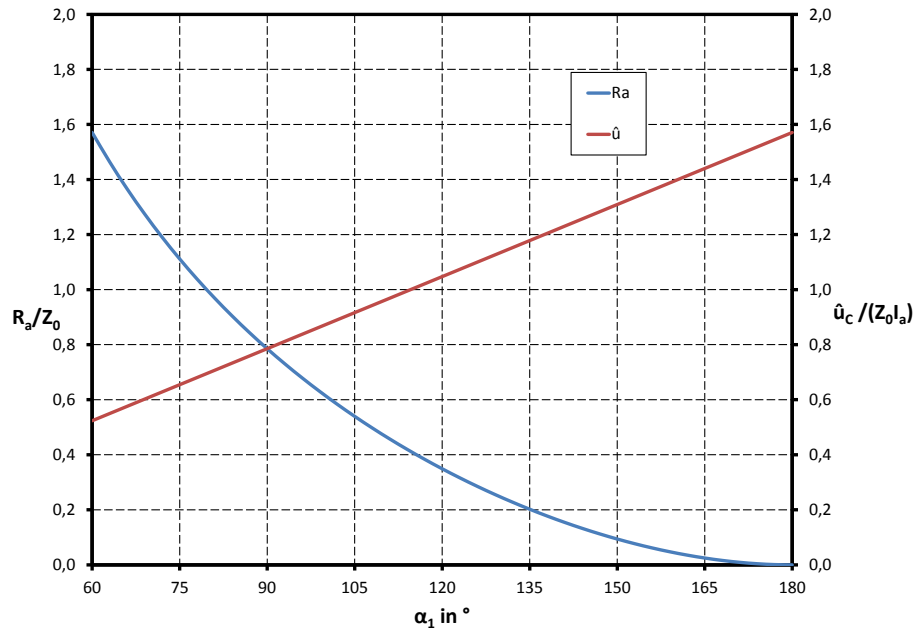


Abbildung 2.12: Ausgangswiderstand und Spitzenwert der Wechselspannung am Schwingkreiskondensator abhängig vom Umschaltwinkel.

2.5 Transformator

Das Verhalten eines realen Transformators kann mit dem in Abbildung 2.13 gezeigten Ersatzschaltbild beschrieben werden.

Der Magnetisierungsstrom wird durch die Hauptinduktivität L_H des Transformators bestimmt. Diese berechnet sich für einen Ringkerntransformator folgendermaßen:

$$L_H = \mu_0 \mu_r N_1^2 \frac{h}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (2.32)$$

h ist dabei die Höhe des Kerns, D der Außen- und d der Innendurchmesser. $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs}/(\text{Am})$ ist die Permeabilität im leeren Raum und μ_r die relative Permeabilität, N_1 ist die Primärwindungszahl.

Sie kann durch Messung der Impedanz bei offener Sekundärseite, also dem Leerlaufversuch berechnet werden, wenn $L_H \gg L_{\sigma,1}$ gilt:

$$\frac{\text{imag}(\underline{Z}_{LL})}{\omega} = L_H + L_{\sigma,1} \approx L_H \quad (2.33)$$

Wenn primärseitig eine Rechteckspannung von $\pm \frac{U_N}{2}$ eingepreßt wird, dann kann

der Verlauf der magnetischen Flussdichte mit dem Induktionsgesetz

$$u(t) = \frac{d\Phi_V(t)}{dt} = N_1 \frac{d\phi(t)}{dt} = N_1 A \frac{dB(t)}{dt} \quad (2.34)$$

berechnen, wobei $\Phi_V(t)$ den gesamten mit der Wicklung verketteten Fluss, $\phi(t)$ den Fluss und $B(t)$ die Flussdichte im Spulenkörper angibt. Im eingeschwungenen Zustand ist kein Gleichanteil des Flusses in der Spule und es ergibt sich eine um Null symmetrische dreieckförmige Flussdichte mit dem Nulldurchgang bei einem Viertel der Periodendauer und dem Maximum bei der halben Periodendauer.

$$\hat{B} = \frac{1}{N_1 A} \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{T}{2}} \frac{U_N}{2} dt = \frac{U_N T}{8 N_1 A} \quad (2.35)$$

Mit dem Spitzenwert der magnetischen Flussdichte \hat{B} aus Gleichung (2.35) kann man die maximale magnetische Feldstärke \hat{H} in der Magnetisierungskennlinie des Ferrits ablesen und kontrollieren, dass der Kern nicht sättigt. Nur wenn der Kern nicht sättigt, dann gilt die Gleichung (2.32).

Die Streuinduktivität L_S setzt sich zusammen, aus der Streuinduktivität der Primärwicklung $L_{\sigma,1}$ und der auf auf die Primärseite transformierten Streuinduktivität der Sekundärwicklung $L_{\sigma,2}$ und kann aus dem Kurzschlussversuch bestimmt werden:

$$L_S = L_{\sigma,1} + L_{\sigma,2} = \frac{\text{imag}(\underline{Z}_{KS})}{\omega} \quad (2.36)$$

Sie wird beim quasiresonanten Durchflusswandler als Schwingkreisinduktivität verwendet. Streng genommen gilt dies nur bei Vernachlässigung des Magnetisierungsstroms i_m , also den Strom über R_{Fe} und L_H , unter Last sollte dieser Einfluss jedoch klein sein.

$R_{Cu,1}$ und $R_{Cu,2}$ sind die Kupferwiderstände und können mit Hilfe der Drahtlänge l , der Querschnittsfläche des Drahtes A und des spezifischen Widerstandes von Kupfer $\rho_{Cu} = 1,7 \cdot 10^{-2} \Omega \text{ mm}^2 \text{ m}^{-1}$ berechnet werden:

$$R_{Cu,1} = \rho_{Cu} \frac{l_1}{A_1} \quad (2.37)$$

$$R'_{Cu,2} = \rho_{Cu} \frac{l_2}{A_2} \quad (2.38)$$

Die Gleichung (2.38) kann auf die Primärseite transformiert werden und man kann die beiden Kupferwiderstände zusammenfassen zu:

$$R_{Cu} = R_{Cu,1} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R'_{Cu,2} \quad (2.39)$$

Streng genommen gilt auch dies nur bei Vernachlässigung des Magnetisierungsstroms i_m , also den Strom über R_{Fe} und L_H , unter Last sollte dieser Einfluss jedoch ebenfalls klein sein.

Der Eisenwiderstand R_{Fe} ist kein „echter“ ohmscher Widerstand, sondern ein Ersatzwiderstand der die Verluste durch die Ummagnetisierungsvorgänge im Kern beschreibt. Der Wert wird aus der aufgenommenen Leistung P_V bei Nennspannung $U_{N,LL}$ im Leerlauf berechnet:

$$R_{Fe} = \frac{U_{N,LL}^2}{P_V(U_{N,LL})} \quad (2.40)$$

Die Ummagnetisierungsverluste lassen sich auch mit dem Volumen des Kerns und den volumenbezogenen spezifischen Verlusten p_V des Kernmaterials abschätzen, falls diese im Datenblatt des Kernmaterials für die gegebene Flussdichte \hat{B} und Frequenz die f angegeben sind.

$$P_V = p_V \cdot V \quad (2.41)$$

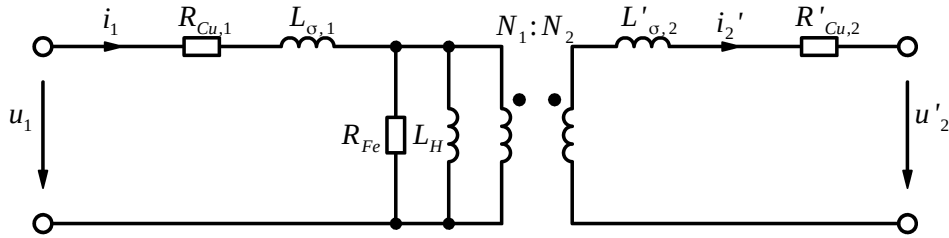


Abbildung 2.13: Transformator Ersatzschaltbild.

2.6 Glättungskondensatoren

Der Effektivwert des mit der Periodendauer T periodischen Stroms $i(t)$ wird folgendermaßen berechnet:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(\tau)^2 d\tau} \quad (2.42)$$

mit einem beliebigen Zeitpunkt t_0 . Der Mittelwert des mit der Periodendauer T periodischen Stroms $i(t)$ wird folgendermaßen berechnet:

$$I_{AVG} = \frac{1}{T} \int_0^T i(\tau) d\tau \quad (2.43)$$

Der Kondensatorstrom $i_C(t)$ in Abbildung 2.14 ist:

$$i_C(t) = i_1(t) - i_2(t) \quad (2.44)$$

Bei idealer Glättung des Stroms $i_1(t)$ gilt im stationären Zustand

$$i_1(t) = I_{1,RMS} = I_{1,AVG} = I_1, \quad (2.45)$$

da sich ansonsten wegen der Ladungserhaltung der Mittelwert der Kondensatorspannung ändern würde, was wiederum der Annahme eines stationären Zustands widerspräche. Der Effektivwert kann also angeschrieben werden als:

$$I_{C,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} (I_1 - i_2(\tau))^2 d\tau} \quad (2.46)$$

Beziehungswise nach lösen der binomischen Formel erhält man

$$I_{C,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} I_1^2 d\tau - 2\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} I_1 i_2(\tau) d\tau + \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i_2(\tau)^2 d\tau} \quad (2.47)$$

und kann nun Gleichung (2.43), sowie Gleichung (2.42) einsetzen.

$$I_{C,RMS} = \sqrt{I_1^2 - 2I_1 I_{2,AVG} + I_{2,RMS}^2} \quad (2.48)$$

Da im stationären Zustand $I_{1,AVG} = I_{2,AVG}$ ist, kann man dies weiter vereinfachen zu:

$$I_{C,RMS} = \sqrt{I_{2,RMS}^2 - I_1^2} \quad (2.49)$$

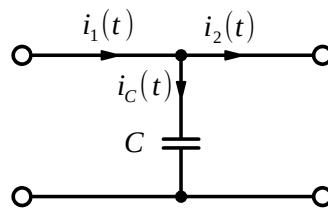


Abbildung 2.14: Kondensatorstrom Effektivwert.

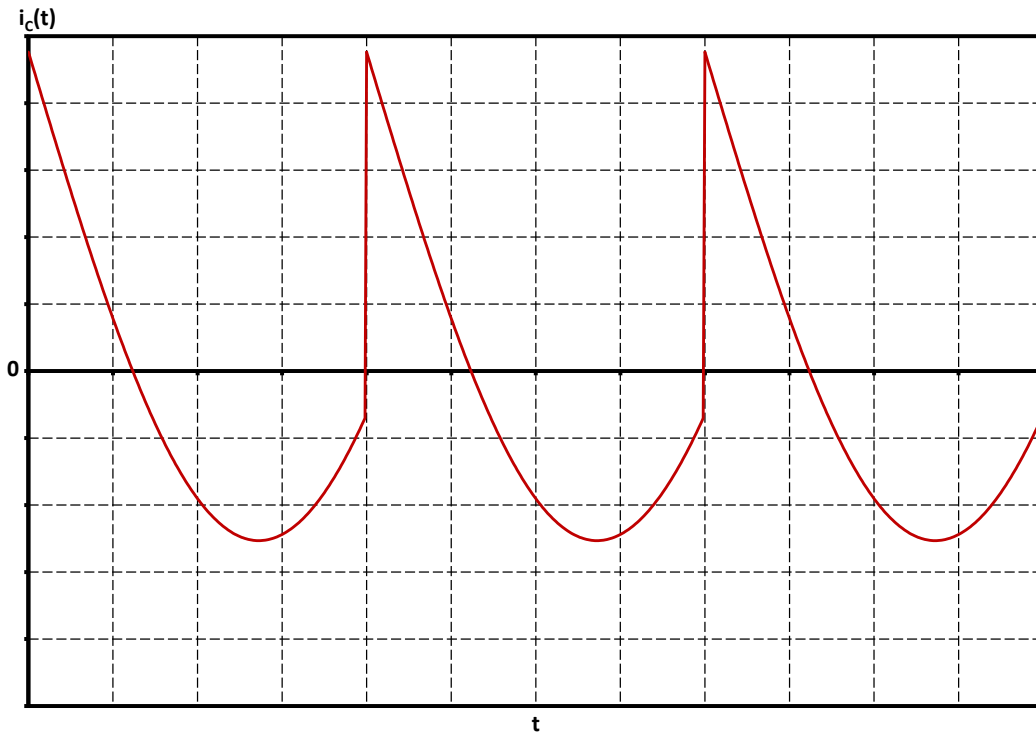


Abbildung 2.15: Kondensatorstromverlauf.

2.6.1 Eingangskondensator

Der Strom im Eingangskondensator (siehe Abbildung 2.15) berechnet sich aus dem Eingangsstrom $i_e(t)$ und dem Strom zum Schwingkreis $i_{SK}(t)$ (siehe Abbildung 2.5) folgendermaßen:

$$i_{C_e}(t) = i_e(t) - i_{SK}(t) \quad (2.50)$$

Der Effektivwert des Eingangskondensatorstroms $I_{C_e,RMS}$ ist laut Gleichung (2.49)

$$I_{C_e,RMS} = \sqrt{I_{SK,RMS}^2 - I_e^2} \quad (2.51)$$

wie in Abbildung 2.5 ersichtlich ist.

Der Mittelwert des periodischen Stroms $i_{SK}(t)$ muss im eingeschwungenem (stationären Betrieb) Zustand gleich dem Mittelwert des Eingangsstroms $i_e(t)$ sein, sonst würde der Eingangskondensator im Mittel ge- bzw. entladen.

$$I_{SK,AVG} = I_e = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i_{SK}(t) dt \quad (2.52)$$

Die folgenden Betrachtungen werden im uZi-Diagramm (Abbildung 2.8) unter Vernachlässigung der Strombeiträge der Intervalle $[t_1, t_2]$ bzw. $[t_3, t_0]$ durchgeführt. Für den Verlauf des Stroms $i_{SK}(t)$ können nun folgende zwei Fälle betrachtet werden:

- Q_1 leitet, Q_2 sperrt ($i_L \geq 0$):

$$i_{SK}(t) = i_L(t) + i_{C_1}(t) \quad \text{für } t_0 \leq t < t_1 \quad (2.53)$$

Der Strom über die Primärwicklung des Transformators teilt sich für diesen Fall gleichmäßig auf den Schwingkreiskondensatorstrom $i_{C_1}(t)$ und den Strom $i_{SK}(t)$ auf.

$$i_{SK}(t) = -i_{C_1}(t) \quad (2.54)$$

Damit ergibt sich $i_{SK}(t)$ zu:

$$i_{SK}(t) = \frac{1}{2} \cdot i_L(t) \quad (2.55)$$

- Q_1 sperrt, Q_2 leitet ($i_L \leq 0$):

$$i_{SK}(t) = -i_L(t) + i_{C_2}(t) \quad \text{für } t_3 \leq t < t_0 \quad (2.56)$$

Der Strom über die Primärwicklung des Transformators teilt sich für diesen Fall gleichmäßig auf den Schwingkreiskondensatorstrom $i_{C_2}(t)$ und den Strom $i_{SK}(t)$ auf.

$$i_{SK}(t) = -i_{C_2}(t) \quad (2.57)$$

Damit ergibt sich $i_{SK}(t)$ zu:

$$i_{SK}(t) = -\frac{1}{2} \cdot i_L(t) \quad (2.58)$$

Wobei der Strom $i_L(t)$ über die Wicklung durch die Strukturänderung im Intervall $[t_0, t_1]$ positiv und im Intervall $[t_3, t_0]$ negativ ist und deshalb $i_{SK}(t)$ folgendermaßen angeschrieben werden kann:

$$i_{SK}(t) = \frac{1}{2} |i_L(t)| \quad (2.59)$$

Der Strom über die Wicklung wird im Zeitraum $[t_0, t_1]$, wie im uZi-Diagramm (Abbildung 2.8) erkennbar, mit einem sinusförmigen Verlauf angenähert, es wird nur eine halbe Schaltperiode betrachtet, da der Strom $i_{SK}(t)$ dem Betrag des Spulenstroms entspricht und dieser symmetrisch um 0 ist. Der zeitliche Verlauf des

Spulenstroms im Intervall $[t_0, t_1]$, mit der natürlichen Kreisfrequenz des Schwingkreises (siehe Gleichung (2.2)), beträgt:

$$i_L(t) = \hat{i}_L \sin(\alpha) \quad \text{für } 0 \leq \alpha \leq \alpha_1 \quad (2.60)$$

Um den Effektivwert des Kondensatorstroms $I_{C_e,RMS}$ in Abhängigkeit des Ausgangsstroms I'_a und des Umschaltwinkels α_1 berechnen, wird zunächst ein Zusammenhang zwischen dem Spulenstrom $i_L(t)$ und dem Ausgangsstrom I'_a hergestellt:

$$I'_a = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |i'_L(t)| dt = \frac{N_1}{\alpha_1 N_2} \int_0^{\alpha_1} i_L(\alpha) d\alpha = \frac{N_1}{\alpha_1 N_2} (1 - \cos(\alpha_1)) \hat{i}_L \quad (2.61)$$

Der Spitzenwert des Spulenstroms \hat{i}_L lässt sich damit in Abhängigkeit des Ausgangsstroms I'_a ausdrücken:

$$\hat{i}_L = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha_1}{(1 - \cos(\alpha_1))} I'_a \quad (2.62)$$

Damit kann der Strom i_{SK} ebenfalls in Abhängigkeit von I'_a angeschrieben werden:

$$i_{SK}(\alpha) = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha_1}{2(1 - \cos(\alpha_1))} I'_a \sin(\alpha) \quad (2.63)$$

Der Eingangsstrom beträgt damit, mit $I_e = I_{SK,AVG}$ und mit Gleichung (2.43):

$$I_e = \frac{N_2}{2N_1} I'_a \quad (2.64)$$

Der Effektivwert des Stroms $i_{SK}(t)$ beträgt:

$$I_{SK,RMS} = \frac{N_2}{2N_1} I'_a \sqrt{\frac{\alpha_1}{2} \cdot \frac{\alpha_1 - \sin(\alpha_1) \cos(\alpha_1)}{(1 - \cos(\alpha_1))^2}} \quad (2.65)$$

Die Strombelastung für die der Eingangskondensator dimensioniert werden muss, ergibt sich nun zu:

$$I_{C_e,RMS} = \frac{N_2}{2N_1} I'_a \sqrt{\frac{\alpha_1}{2} \cdot \frac{\alpha_1 - \sin(\alpha_1) \cos(\alpha_1)}{(1 - \cos(\alpha_1))^2} - 1} \quad (2.66)$$

2.6.2 Ausgangskondensator

Der Strom am Ausgangskondensator bei idealer Glättung ist, wie in Abbildung 2.5 erkennbar:

$$i_{C_a}(t) = |i_L(t)'| - i_a(t)' \quad (2.67)$$

Zur Dimensionierung des Ausgangskondensators wird also der Effektivwert, des auf die Sekundärseite transformierten Spulenstroms herangezogen, welcher mit Gleichung (2.65) und Gleichung (2.58) zu

$$I'_{L,RMS} = 2 \frac{N_1}{N_2} I_{SK,RMS} = I'_a \sqrt{\frac{\alpha_1}{2} \cdot \frac{\alpha_1 - \sin(\alpha_1) \cos(\alpha_1)}{(1 - \cos(\alpha_1))^2}} \quad (2.68)$$

berechnet werden kann. Dies führt zu folgenden Ergebnis für die maximale Strombelastung des Ausgangskondensators:

$$I_{C_a,RMS} = I'_a \sqrt{\frac{\alpha_1}{2} \cdot \frac{\alpha_1 - \sin(\alpha_1) \cos(\alpha_1)}{(1 - \cos(\alpha_1))^2} - 1} \quad (2.69)$$

2.7 Kühlung

Die Junction-Temperatur in einem Halbleiterbauelement darf den im Datenblatt vorgeschriebenen Wert $T_{j,max}$ nicht überschreiten. In Abbildung 2.16 ist ein Wärmeleitungsmodell für Halbleiter, wie es vom Hersteller bereitgestellt werden kann, dargestellt. $R_{th,i}$ mit $i = 1 \dots n$ sind im Datenblatt angegebene thermische Widerstände, welche die Temperaturdifferenz an einem Wärmeübergang bestimmen. $R_{th,ca}$ ist der Wärmeübergang vom Gehäuse zur Umgebung, und kann mit einem Kühlkörper mit dem Wärmewiderstand $R_{th,hs}$ reduziert werden. $C_{th,i}$ $i = 1 \dots n$ sind Wärmekapazitäten und können ebenfalls dem Datenblatt entnommen werden. Sie bestimmen die dynamischen Vorgänge. Die Temperatur am Wärmeübergang i zum Zeitpunkt t kann nun mit:

$$T_i(t) = T_i(t_0) + \frac{1}{C_{th,i}} \int_{t_0}^{t_0+t} P_i(\tau) d\tau \quad i = 1, \dots, n \quad (2.70)$$

berechnet werden. Um den exakten Verlauf der Junction-Temperatur zu erhalten, muss also eine Differentialgleichung gelöst werden. Da die Verlustleistung bei einem Schaltnetzteil periodisch mit der Schaltfrequenz verläuft und die Knickfrequenz des Wärmemodells meist bedeutend geringer ist, können die Wärmekapazitäten $C_{th,i}$ im stationären Fall vernachlässigt werden.

Somit lässt sich die Junction-Temperatur in Abhängigkeit der Verlustleistung im Bauteil P_V und der Umgebungstemperatur T_{amb} im eingeschwungenen Zustand berechnen.

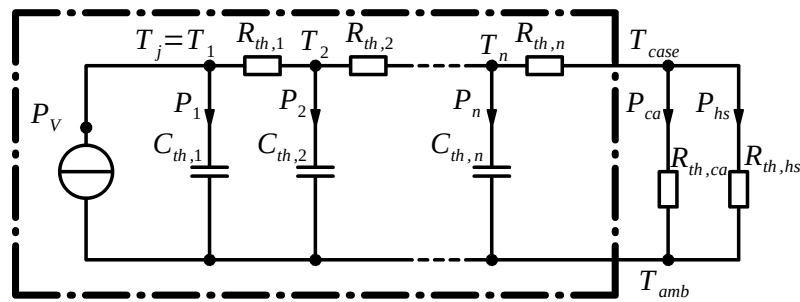


Abbildung 2.16: Wärmeleitungsmodell.

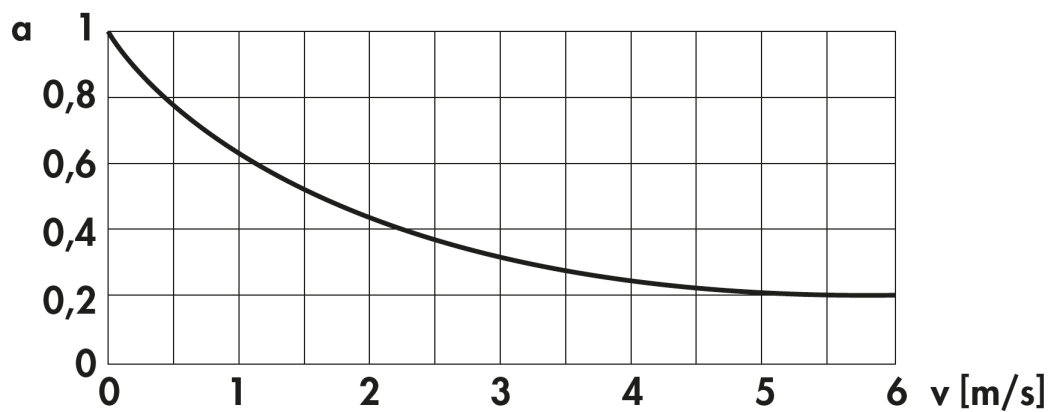


Abbildung 2.17: Verringerung des thermischen Widerstands durch erzwungene Konvektion [7].

$$T_j = T_{amb} + P_V \overbrace{\left(\frac{R_{th,ca} R_{th,hs}}{R_{th,ca} + R_{th,hs}} + \sum_{i=1}^n R_{th,i} \right)}^{R_{th,ges}} \quad (2.71)$$

Eine deutliche Verbesserung der Wärmeabfuhr kann durch einen Ventilator erreicht werden, in Abbildung 2.17 zeigt die Verringerung des thermischen Widerstands eines Kühlkörpers in Abhängigkeit der Geschwindigkeit der Luftströmung.

3 Experimenteller Teil

Der quasisonante Gegentakt-Durchflusswandler wird wie eingangs gefordert für eine Nenneingangsspannung von $U_N = 540 \text{ V} = 400 \text{ V} \cdot \frac{3\sqrt{2}}{\pi}$ ausgelegt, dies entspricht der mit einer B6-Schaltung gleichgerichteten Dreiphasenwechselspannung. Am Ausgang der Schaltung sollen zwei in Serie geschaltete 12 V-Bleibatterien geladen werden. Deshalb soll die Nennausgangsspannung 24 V betragen und die maximale Ausgangsspannung $U'_a = 27 \text{ V}$ nicht überschreiten. Der Durchflusswandler soll für einen Strom von bis zu $I'_a = 10 \text{ A}$ ausgelegt werden. Als Schaltfrequenz wird zu $f = 50 \text{ kHz}$ festgelegt, eine Erhöhung von f bringt steigende Schalt- und Ummagnetisierungsverluste.

3.1 Bauteildimensionierung

Um die gewünschten Werte zu erreichen und um geeignete Bauteile einzusetzen werden nun die Anforderungen an die Bauelemente abgeschätzt.

3.1.1 Taktgenerator

Als Taktgenerator wird der Multivibratorbaustein CD4047 (IC_1) eingesetzt und dieser wie in Abbildung 3.2 beschaltet. Die Periodendauer kann mit der Formel aus dem Datenblatt

$$T = \frac{1}{f} = 4.4R_T C_T = 20 \mu\text{s} \quad (3.1)$$

berechnet werden. Diese muss noch um einen Faktor korrigiert werden, da die Formel nur für eine Betriebsspannung von 10 V genau gilt. Für die verwendete Betriebsspannung von 5 V kann aus dem Diagramm im Datenblatt (siehe Abbildung 3.1 bzw. Tabelle 3.1) ein Korrekturfaktor von 1.15 ermittelt werden und man erhält für den ebenfalls dem Datenblatt entnommenen empfohlenen Kapazitätswert von $C_T = 100 \text{ pF}$ einen Wert für den Widerstand:

$$R_T = \frac{T}{4.4 \cdot 1.15 \cdot C_T} = 39.5 \text{ k}\Omega \quad (3.2)$$

Die beiden Dioden D_1 und D_2 dienen dem Schutz des Gatetreibers vor zu großen, bzw. negativen Taktsignalspannungen $u_T(t)$. Der Widerstand $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ ist zum Schutz vor irrtümlichen Einschalten durch statische Aufladungen und $R_{TP} = 10 \Omega$ begrenzt den Strom. Wie sich bei der Inbetriebnahme der Schaltung zeigt (siehe Abschnitt 3.4.1) ist es notwendig einen Kondensator $C_{TP} = 100 \text{ pF}$ parallel zu R_1 zu schalten, da das Taktsignal ansonsten zu empfindlich für Störungen ist. Dieser

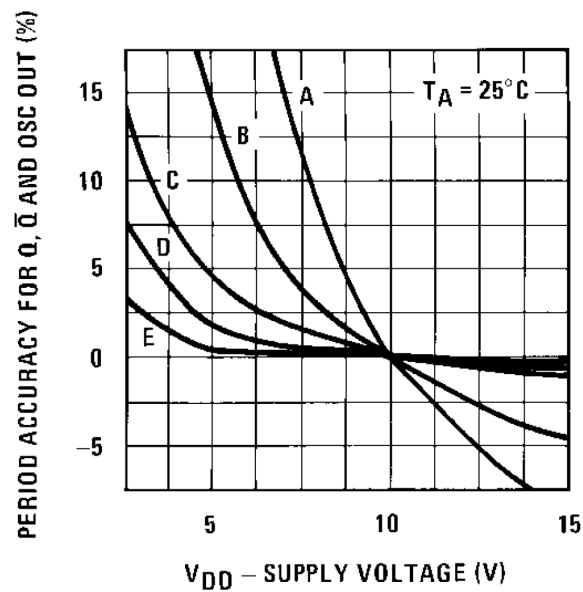


Abbildung 3.1: Periodendauerabweichung abhängig von der Versorgungsspannung [12].

Kennlinie	f	R_T	C_T
A	1000 kHz	22 k Ω	10 pF
B	100 kHz	22 k Ω	100 pF
C	10 kHz	220 k Ω	100 pF
D	1 kHz	220 k Ω	1000 pF
E	100 Hz	2.2 M Ω	1000 pF

Tabelle 3.1: Erklärung zu Abbildung 3.1. [12].

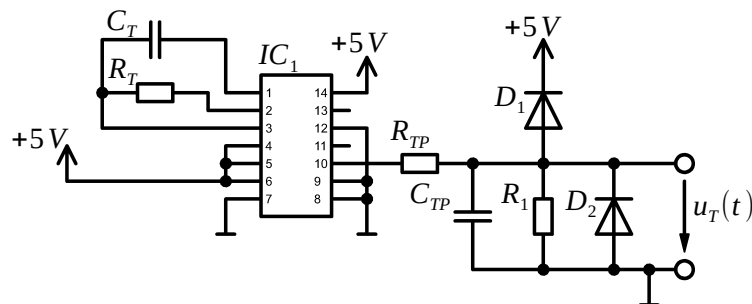


Abbildung 3.2: Beschaltung des CD4047

bildet zusammen mit R_{TP} einen Tiefpass mit einer sehr hohen Grenzfrequenz von:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_{TP} C_{TP}} = 160 \text{ MHz} \quad (3.3)$$

Der Tiefpass hat aufgrund seiner Zeitkonstante $R_{TP} \cdot C_{TP} = 10 \Omega \cdot 0.1 \text{ nF} = 1 \text{ ns}$ keine Auswirkungen auf das Rechtecksignal, filtert aber dennoch hochfrequente Störungen aus.

3.1.2 Gatetreiber

Die Versorgungsspannungen für die Gatetreiber werden durch zwei DC/DC-Konverter (IC_1) vom Typ MEV1D0512DC bereitgestellt, welche bei einer Versorgungsspannung von 5 V jeweils eine unregelte Ausgangsspannung von $\pm 12 \text{ V}$ bereitstellen. Die Ausgangsspannung des DC/DC-Konverters wird mit einem Linearregler vom Typ 79L15 (IC_2) in Kombination mit der 8.2 V Zener-Diode D_1 konstant auf 23.2 V gehalten. Im sperrenden Zustand soll die Gate-Source-Spannung der MOSFETs negativ sein, deshalb werden die 23.2 V des 79L15 anschließend mit einer 4.3 V Zener-Diode D_2 auf einen negativen Teil $U_{aus} = 4.3 \text{ V}$ und einen positiven Teil $U_{ein} = 23.2 \text{ V} - 4.3 \text{ V} = 18.9 \text{ V}$ aufgespalten.

Der „Ruhestrom“ über die Zener Diode D_2 wird durch den Widerstand $R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$ bestimmt und beträgt:

$$I_{D_2} = \frac{18.9 \text{ V}}{4.7 \text{ k}\Omega} = 4.02 \text{ mA} \quad (3.4)$$

Der Kondensator $C_1 = 100 \text{ nF}$ glättet Spannungsschwankungen am Eingang, $C_2 = 100 \text{ nF}$ glättet den Stromrippel, $C_3 = 10 \mu\text{F}$ stabilisiert die 23.2 V und $C_4 = 10 \mu\text{F}$ die negativen 4.3 V.

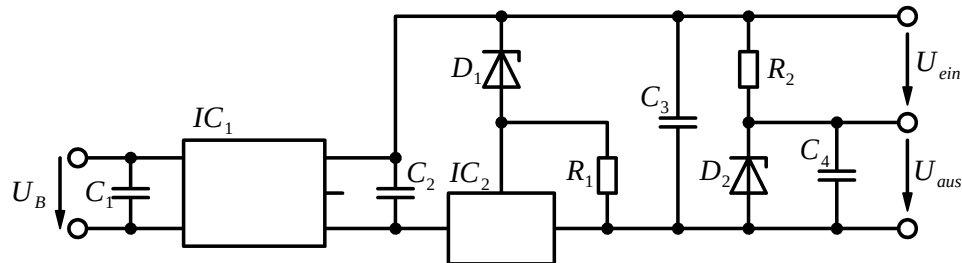


Abbildung 3.3: Bereitstellung der Gatespannung.

Theoretisch beträgt die Zeit zwischen Ausschalten eines MOSFETs (t_1 bzw. t_3 in Abbildung 2.8) und dem Nulldurchgang (t_2 bzw. t_0) des Spulenstroms laut Gleichung (2.18)

$$t_2 - t_1 = 37.3 \text{ ns}. \quad (3.5)$$

$\bar{\alpha}_1(\Delta U, \hat{u}_C)$ wurde dabei mit Gleichung (2.22) für $\hat{u}_C(\Delta U)$ und ΔU mit der numerischen Lösung von Gleichung (2.25) für einen Ausgangsstrom von $I'_a = 10 \text{ A}$ berechnet.

Die Totzeit der zwischen den beiden Gate-Source Signalen kann mit einem einzigen Widerstand am DT-Pin (=Pin6) des verwendeten Treiberbausteins SI8234 gegen GND eingestellt werden. Um sicherzustellen, dass niemals beide MOSFETs gleichzeitig leitend sind, was einen Kurzschluss am Eingang zur Folge hätte, wird eine Totzeit von 300 ns gewählt. Mit dem Zusammenhang

$$t_{DT} = R_{DT} \cdot 10 \text{ ns/k}\Omega \quad (3.6)$$

aus dem Datenblatt lässt sich der Widerstand zu 30 k Ω bestimmen.

Der IC Si8234 kann deaktiviert werden indem der DISABLE Eingang (Pin5) auf high gesetzt wird. Damit dies möglich ist wird ein Schalter S_1 mit den Widerständen R_1 und R_2 nach Abbildung 3.4 vorgesehen.

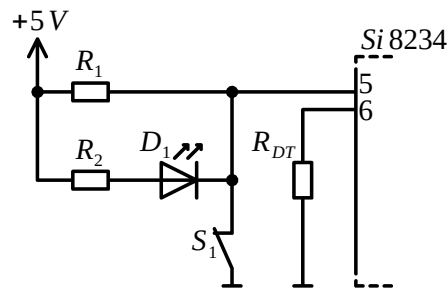


Abbildung 3.4: Einstellung der Totzeit und Deaktivierungsschaltkreis.

Abbildung 3.5 zeigt die Realisierung der Gateansteuerung mit den Versorgungsspannungen aus Abbildung 3.3. $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ dient dabei als Schutz vor unbeabsichtigtem Einschalten des MOSFETs, durch statische Aufladung, wenn der Gate-treiber abgeschaltet ist. Die 20 V Zener-Diode D_2 schützt vor zu hoher positiver (maximal 22 V), die 5.6 V Zener-Diode D_3 vor zu hoher negativer (minimal -6 V) Gate-Source-Spannung. Die Parallelschaltung der Diode D_1 und des Widerstands R_3 zum Widerstand $R_2 = 10 \Omega$ kann zur Beschleunigung des Ausschaltvorgangs verwendet werden.

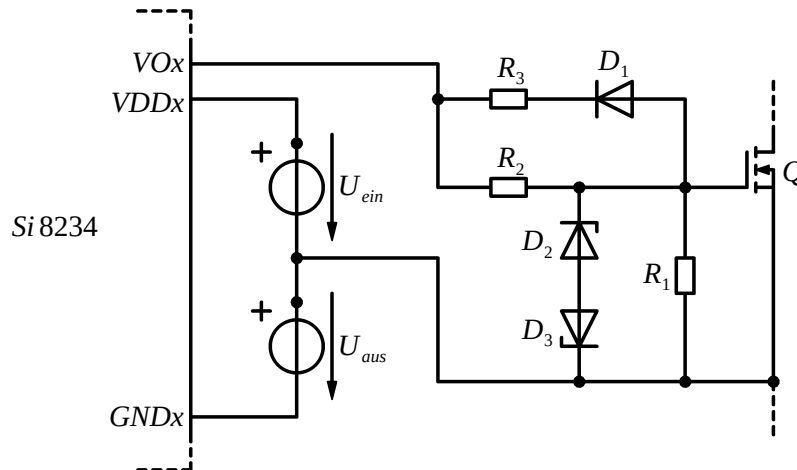


Abbildung 3.5: Gateansteuerung.

3.1.3 Transformator

Als Kern für die Transformatoren T_1 bis T_4 werden Ringkerne der Firma Kaschke aus dem Ferritmaterial Mangan-Zink K2006 eingesetzt. Die Tabelle 3.2 enthält ausgewählte Werte aus dem Datenblatt des Herstellers.

Eigenschaft	Wert
Anfangspermeabilität μ_i	2100
Flussdichte B_{max}	$\geq 490 \text{ mT}$
bei Feldstärke H_{max}	800 A m^{-1}
Verlustleistungsdichte p_V ,	180 mW cm^{-3}
bei f	50 kHz
und \hat{B}	200 mT
Koerzitivfeldstärke H_C	$\leq 25 \text{ A m}^{-1}$
Remanenzflussdichte B_R	$\geq 200 \text{ V s m}^{-2}$

Tabelle 3.2: Eigenschaften des Ferritmaterials Mangan-Zink K2006 [2].

Die Transformatoren bestehen aus jeweils einer Primärwicklung und vier parallel geschalteten Sekundärwicklungen. Mit den Abmessungen der Transformatoren ($\mu_i = 2100$, $N_1 = 63$, $h = 24 \text{ mm}$, $D = 31.5 \text{ mm}$, $d = 19 \text{ mm}$) in Tabelle 3.2 und Tabelle 3.4 kann die primärseitig betrachtete Hauptinduktivität L_H mit Gleichung (2.32) berechnet werden:

$$L_H = \mu_0 \mu_i N_1^2 \frac{h}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right) = 20.2 \text{ mH} \quad (3.7)$$

Der Spitzenwert der Flussdichte \hat{B} lässt sich mit Gleichung (2.35) bestimmen:

$$\hat{B} = \frac{U_N T}{8N_1 A} = 142.9 \text{ mT} \quad (3.8)$$

In der Hysteresekurve aus dem Datenblatt des Kernmaterials K2006 (siehe Abbildung 3.6) kann man erkennen, dass der Kern bei $\hat{B} = 143 \text{ mT}$ nicht sättigt und die Gleichung für L_H gültig ist.

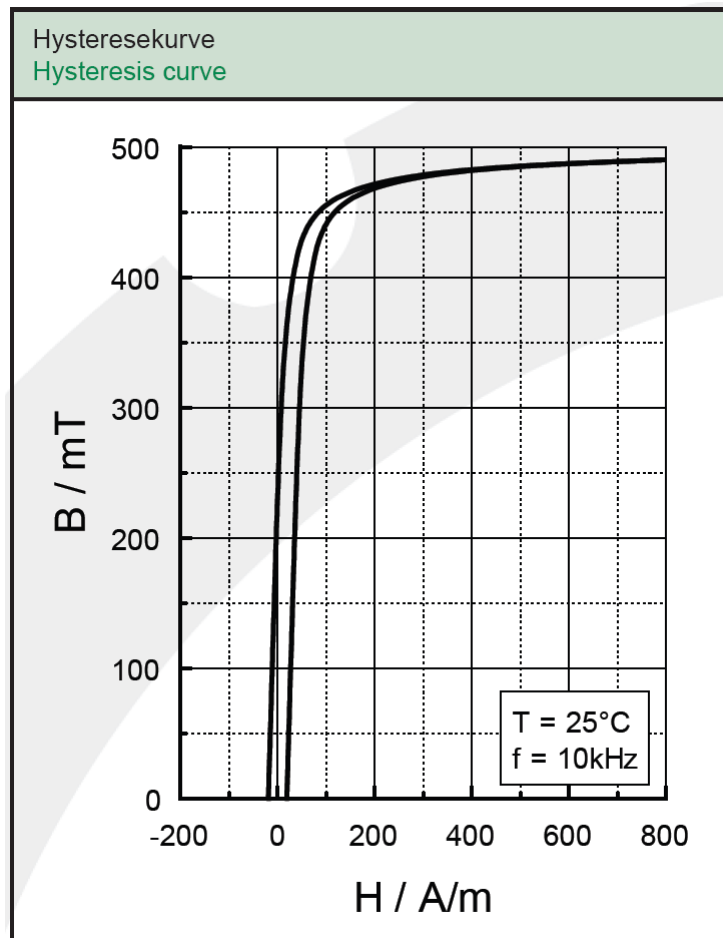


Abbildung 3.6: Hysteresekurve aus dem Datenblatt [2].

Der Zusammenhang zwischen der Stromänderungsrate und der Spannung an der Hauptinduktivität ist:

$$u_1(t) = L_H \frac{di_m(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Da die Spannung an der Spule rechteckförmig $\pm \frac{U_N}{2}$ ist und keinen Gleichanteil hat, ist der Strom dreieckförmig und symmetrisch um Null. D. h. der Magneti-

sierungsstrom steigt in einer Viertelperiode $\Delta t = \frac{T}{4}$ von Null bis zum maximalen Wert.

$$\hat{i}_m = \frac{U_N \Delta t}{2L_H} = 67.5 \text{ mA} \quad (3.10)$$

In Tabelle 3.3 sind die Bauteilwerte für diese und für die folgenden Rechnungen zusammengefasst, die Streuinduktivität L_S wird an den Transformatoren gemessen und damit der Wert für die Kapazität C bestimmt, wie in Abschnitt 3.1.4 erläutert wird.

Variable	Wert
N_1	63
N_2	6
L_S	20 μH
C	0.94 μF
T	20 μs

Tabelle 3.3: Bauteilwerte für die Rechnung

Außerdem kann man für \hat{B} aus Gleichung (3.8) und $f = 50 \text{ kHz}$ den Wert für die Verlustleistungsdichte aus Tabelle 3.2 bzw. aus Abbildung 3.7 entnehmen $p_V \approx 150 \text{ mW cm}^{-3}$. Damit und mit dem Volumen V aus Tabelle 3.4 ergeben sich die Verluste zu:

$$P_{V,Fe} = p_V V = 150 \text{ mW cm}^{-3} \cdot 11.899 \text{ cm}^3 = 1.785 \text{ W} \quad (3.11)$$

Mit U_N ist der Eisenwiderstand R_{Fe} deshalb:

$$R_{Fe} = \frac{\left(\frac{U_N}{2}\right)^2}{P_V} = \frac{\left(\frac{540 \text{ V}}{2}\right)^2}{1.785 \text{ W}} = 40.84 \text{ k}\Omega \quad (3.12)$$

Der auf die Primärseite transformierte Kupferwiderstand beträgt:

$$R_{Cu} = R_{Cu,1} + \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R'_{Cu,2} = \frac{\rho_{Cu} l_1}{A_1} + \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \frac{\rho_{Cu} l_2}{A_2} = 395.3 \text{ m}\Omega \quad (3.13)$$

Da auf der Sekundärseite vier Wicklungen parallel geschaltet werden, wird dabei nur ein viertel des Widerstands $R_{Cu,2}$ einer Sekundärwicklung eingesetzt. Der RMS-Wert des Stroms im Transformator beträgt laut Gleichung (2.68) für den Nennausgangsstrom

$$I_{L,RMS} = 1.025 \text{ A} \quad (3.14)$$

und die Kupferverluste sind damit

$$P_{V,Cu} = I_{L,RMS}^2 R_{Cu} = 415.2 \text{ mW}. \quad (3.15)$$

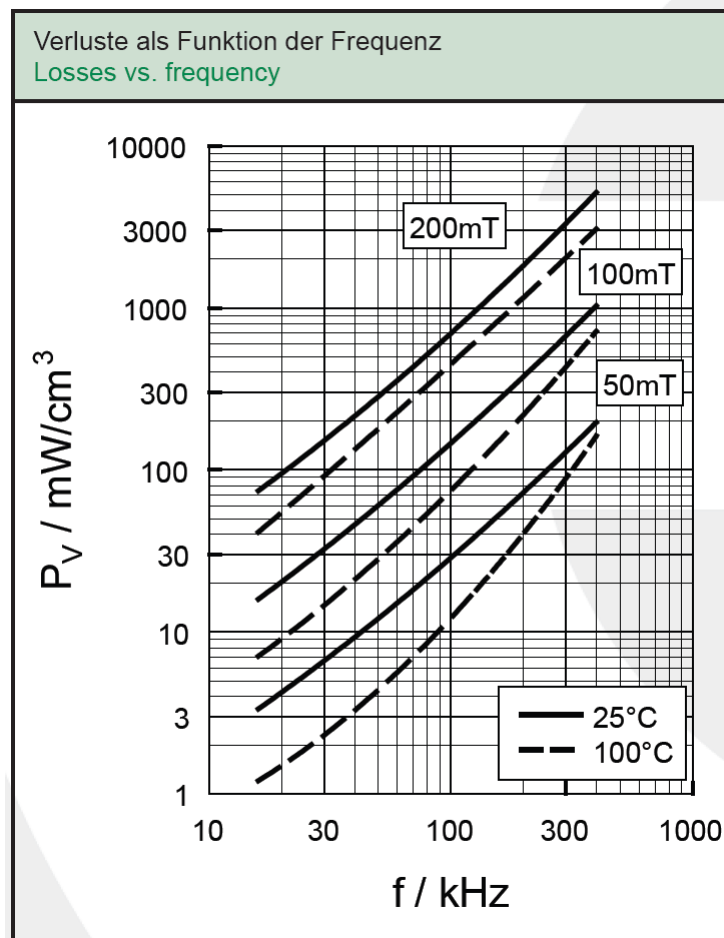


Abbildung 3.7: Verlustleistungskurve aus dem Datenblatt [2].

je Transformator. Somit kann die Verlustleistung pro Transformator bei Vollast zu

$$P_{V,T} = P_{V,Cu} + P_{V,Fe} = 2.2 \text{ W} \quad (3.16)$$

angeschrieben werden.

In Tabelle 3.5 sind die mit dem Messgerät Hioki 3532 LCR HiTESTER gemessenen Werte für die Haupt- und die Streuinduktivität aufgelistet. Zur Messung der Hauptinduktivität wird der Transformator im Leerlauf an das Messgerät angeschlossen und dabei die Messeinstellung Parallelinduktivität L_P gewählt, da im Leerlauf die Streuinduktivität der Primärwicklung parallel zum Eisenwiderstand liegt. Die Werte der Hauptinduktivitäten L_H entsprechen, wie man erkennen kann in sehr guter Näherung dem in Gleichung (3.7) berechneten Wert. Die Streuinduktivität wird bei kurzgeschlossener Sekundärwicklung gemessen, mit der Mess-

Eigenschaft	Wert
Außendurchmesser D	31.5 mm
Innendurchmesser d	19 mm
Höhe h	24 mm
Mittlere Länge l $l = \pi\left(\frac{D+d}{2}\right)$	79.3 mm
Querschnittsfläche A $A = h\frac{D-d}{2}$	150 mm ²
Volumen V $V = h\pi\left(\frac{D^2}{4} - \frac{d^2}{4}\right)$	11 898.8 mm ³
Windungszahl Primärwicklung N_1	63
Windungszahl je Sekundärwicklungen N_1	6
Drahtdurchmesser primär d_1	0.75 mm
Drahtdurchmesser sekundär d_2	1.12 mm
Drahtlänge Primärwicklung l_1	3.8 m
Drahtlänge pro Sekundärwicklung l_2	0.5 m

Tabelle 3.4: Abmessungen der Transformatoren.

einstellung Serieninduktivität L_S , da nun der Eisenwiderstand kurzgeschlossen ist und die Serieninduktivität in Serie zum Kupferwiderstand R_{Cu} liegt.

	T_1	T_2	T_3	T_4
L_H	20.03 mH	20.25 mH	20.06 mH	20.25 mH
L_S	20.84 μ H	20.65 μ H	20.68 μ H	21.51 μ H
R_S	440 m Ω	410 m Ω	410 m Ω	400 m Ω

Tabelle 3.5: Messwerte des Transformators.

3.1.4 Schwingkreiskondensatoren

Die Kapazität C ergibt sich aus $\omega_0 = 2\pi f_0$ und $\frac{f_S}{f_0} = 1.4$ zu 993 nF. Das Verhältnis 1.4 ist sinnvoll, weil dadurch der Ausgangswiderstand $R'_{a,\alpha}$ relativ klein ist, aber noch dämpfend auf den Schwingkreis wirkt, womit Überschwingen am Ausgang vermieden wird. Die Kapazität C entspricht der Summe der beiden gleichen Kapazitätswerte der Kondensatoren C_1 und C_2 . Es werden dafür Kunststoff-Folienkondensatoren mit jeweils 470 nF gewählt, womit sich für C eine Kapazität

von 940 nF ergibt.

3.1.5 Glättungskondensatoren

Im Eingangskondensator fließt bei maximalem Ausgangsstrom und idealer Glättung des Eingangsstroms ein Effektivwert (siehe Gleichung (2.66)) von

$$I_{C_e,RMS} = 757.1 \text{ mA.} \quad (3.17)$$

Die Kondensatorspannung beträgt $U_N = 540 \text{ V}$, diese wird auf zwei in Serie geschaltete Elektrolytkondensatoren mit einer maximalen Spannung von je 450 V mit jeweils einem parallel geschalteten 100 k Ω Widerstand symmetrisch aufgeteilt. Der am Eingang wirksame Kapazitätswert halbiert sich durch die Serienschaltung der Kondensatoren von je 47 μF auf $C_e = 23.5 \mu\text{F}$. Der maximale Ripple-Strom für die eingesetzten Kondensatoren bei 100 kHz ist 1.2 A. Der ESR ist im Datenblatt nicht angegeben und deshalb kann die Verlustleistung im Eingangskondensator hier nicht abgeschätzt werden.

Im Ausgangskondensator fließt bei maximalem Ausgangsstrom und idealer Glättung ein Effektivwert laut Gleichung (2.69) von

$$I_{C_a,RMS} = 3.975 \text{ A.} \quad (3.18)$$

Die Kondensatorspannung am Ausgang beträgt durch die spannungsbegrenzenden Z-Dioden maximal 27 V. Es werden zwei Elektrolytkondensatoren parallel geschaltet, diese müssen deshalb jeweils nur den halben Strom $I_{C_a,RMS}$ aufnehmen können und der am Ausgang wirksame Kapazitätswert verdoppelt sich dadurch von je 1000 μF auf $C_a = 2000 \mu\text{F}$. Für den gewählten Typ beträgt der maximale Ripple-Strom bei 100 kHz laut Datenblatt 2.205 A und der ESR beträgt 0.029 Ω und damit ist der gesamte Leistungsverlust bei Nennausgangsstrom

$$P_{V,C_a} = 2 \cdot \left(\frac{I_{C_a,RMS}}{2} \right)^2 \cdot ESR = 229 \text{ mW.} \quad (3.19)$$

3.1.6 MOSFET

Wie in Abbildung 2.5 ersichtlich ist, müssen die SiC-MOSFETs eine Spannung von 540 V sperren können, der verwendete Typ SCT2080KE ist für $U_{DS,max} = 1200 \text{ V}$ spezifiziert. Der Spitzenwert des Stroms, wenn alle vier Ausgänge 10 A liefern ist laut Gleichung (2.62)

$$4 \cdot \hat{i}_L = 5.258 \text{ A,} \quad (3.20)$$

dies ist weit unterhalb des für den SCT2080KE im Datenblatt angegebenen maximalen Drain-Stromes von $I_{D,max} = 40 \text{ A}$.

Bei maximaler Belastung ist der RMS-Wert der MOSFET-Ströme, wie mit Gleichung (2.68) berechnet werden kann, ident

$$I_{Q1,RMS} = I_{Q2,RMS} = I_{Q,RMS} \quad (3.21)$$

$$I_{Q,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} (4 \cdot i_L(t))^2 dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 4 \cdot I_{L,RMS} = 2.899 \text{ A}. \quad (3.22)$$

Diese verursachen bei einem Leitwiderstand $R_{DS,ON} = 80 \text{ m}\Omega$ Verluste von

$$P_{V,Q,RMS} = I_{Q,RMS}^2 \cdot R_{DS,ON} = 672 \text{ mW}, \quad (3.23)$$

welche zusammen mit den Schaltverlusten, aus dem MOSFET abgeführt werden müssen, um die maximale Junction-Temperatur von $T_{j,max} = 175 \text{ }^\circ\text{C}$ nicht zu überschreiten. Der thermische Widerstand vom Chip zum Gehäuse des SCT2080KE ist $R_{th,jc} = 0.57 \text{ K W}^{-1}$ und jener vom Gehäuse zur Umgebung ohne Kühkörper beträgt $R_{th,ja} = 50 \text{ K W}^{-1}$. Die rechnerische Abschätzung, der Schaltverluste $P_{V,Q,S}$ ist schwierig, da sie von vielen Faktoren abhängen, wie zum Beispiel der Drain-Source-Spannung dem Drain-Strom beim Abschaltzeitpunkt, dem externen Gate-Widerstand und dem Gate-Source-Spannungshub.

3.1.7 Dioden

Die Sperrspannung der Dioden U_R muss mindestens $U'_{2,max} = 27 \text{ V}$ sein, der Strom in Vorwärtsrichtung beim maximalen Ausgangsstrom beträgt durchschnittlich $I_{F,AVG} = \frac{I_a}{2} = 5 \text{ A}$. Die Diode MBRF2045CT erfüllt diese Anforderungen und hat dabei eine Verlustleistung von $P_V = 2.5 \text{ W}$, wie in Abbildung 3.8 zu sehen ist. Die beiden im Gehäuse untergebrachten Dioden werden parallel geschaltet und haben somit einen maximalen durchschnittlichen Vorwärtsstrom von 20 A und eine Sperrspannung von 45 V. Der Spitzenwert des Stroms (13.802 A) über die Dioden erhält man indem Gleichung (2.62) auf die Sekundärseite transformiert wird. Mit den Verlusten $P_{V,D}$ würde bei einer Umgebungstemperatur von $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ und dem im Datenblatt angegebenen Wärmewiderstand $R_{th,ja} = 75 \text{ K W}^{-1}$ sich eine Chiptemperatur von

$$T_j = T_{amb} + R_{th,jc} P_{V,D} = 212.5 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.24)$$

ergeben, was die maximale Junction-Temperatur $T_{j,max} = 175 \text{ }^\circ\text{C}$ bei weitem übersteigt und weshalb ein Kühkörper vorgesehen werden muss. Der Wärmewiderstand zwischen Junction und Gehäuse beträgt $R_{th,jc} = 4.75 \text{ K W}^{-1}$, der Kühkörper darf also eine Temperatur von

$$T_{hs} = T_{j,max} - R_{th,jc} P_{V,D} = 163 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.25)$$

auf keinen Fall überschreiten.

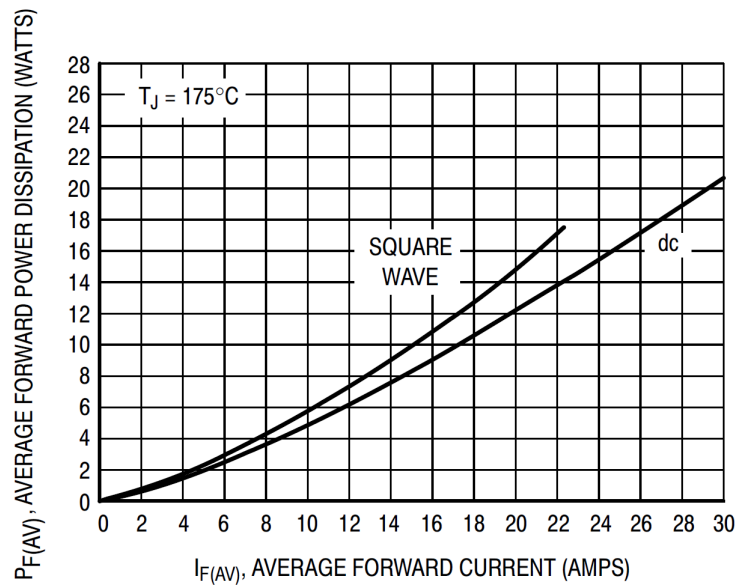


Abbildung 3.8: Verlustleistung in den Dioden [13].

3.1.8 Kühlkörper

In Abbildung 3.9 ist der Wärmewiderstand des Strangkühlkörpers SK 174 dargestellt. Der Widerstand sinkt mit steigender Länge und erreicht bei 150 mm einen Wert von ungefähr 3 K W^{-1} ab. Bei der gegebenen Länge von 250 mm ist kein Wert im Datenblatt eingetragen, über den Kurvenverlauf kann der Widerstand aber ebenfalls auf ungefähr 3 K W^{-1} abgeschätzt werden. Werden nun beide MOSFETs und alle 16 Dioden auf diesen Kühlkörper montiert würde die Kühlkörpertemperatur beim maximalen Ausgangsstrom im stationären Zustand auf

$$T_{hs,max} = T_{amb} + R_{th,hs}(2P_{V,Q} + 16P_{V,D}) = 160^\circ\text{C} \quad (3.26)$$

(Verlustleistung $P_{V,D} = 2.5 \text{ W}$ pro Diode und $P_{V,Q} = 2.5 \text{ W}$ pro MOSFET) ansteigen. Da dies ein sehr hoher Wert wäre wird der Kühlkörper mit einem Ventilator versehen.

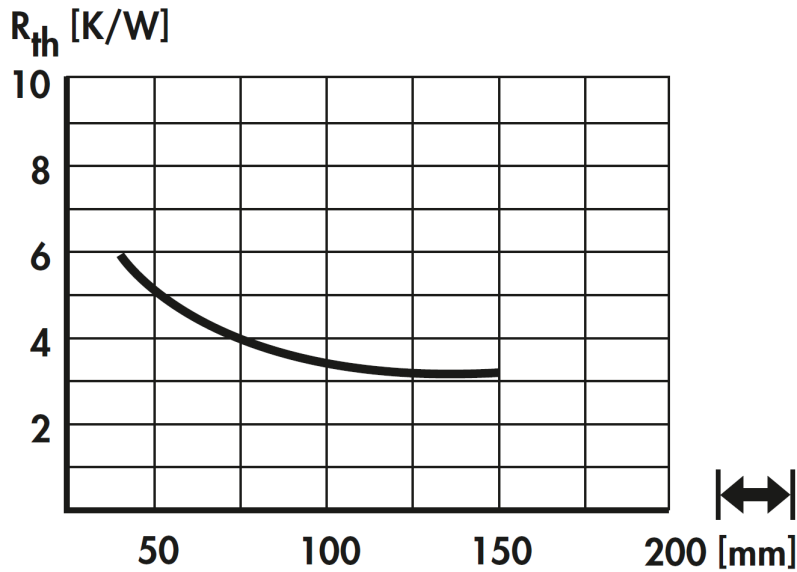


Abbildung 3.9: Thermischer Widerstand des Kühlkörpers SK 174 abhängig von der Länge [6].

3.2 Simulation

Zur Kontrolle der in Abschnitt 3.1 berechneten Bauteilwerte bzw. nahezu Spannungs- und Stromverläufe, wird nun eine Simulation mit LTspice durchgeführt. Bei der Simulation werden vorerst die SiC-MOSFETs, bzw die Dioden mit fast idealen Bauteilen ersetzt. Zur Verbesserung des Konvergenzverhaltens wird den Schaltelementen $S1$ und $S2$ ein Serienwiderstand von $80\text{ m}\Omega$ hinzugefügt, dies entspricht dem Leitwiderstand des SiC-MOSFETs. Zur Ansteuerung der Schalter werden die Quellen $V2$ und $V3$ verwendet, welche mit 50 kHz und einer Totzeit von 300 ns abwechselnd die MOSFETs einschalten. Da in LTspice kein idealer Transformator zur Verfügung steht, werden zwei Spulen ($L1$ und $L2$) mit sehr hoher Induktivität gekoppelt. Um das Übersetzungsverhältnis des Transformators zu erreichen, werden die beiden Induktivitäten entsprechend der Beziehung

$$\left(\frac{L1}{L2}\right)^2 = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.27)$$

gewählt. Die Hauptinduktivität L_H wird, wie in Abschnitt 2.5 gezeigt, parallel zum Transformator und die Streuinduktivität L_S in Serie geschaltet. Da in LTspice zwei Spulen nicht ohne Serienwiderstand parallel geschaltet werden können, wird zur Hauptinduktivität, sowie zur Primärwicklung des Transformators ein sehr kleiner Serienwiderstand hinzugefügt. Für die offenen Schalter und für sperrende Dioden wird statt einem unendlichen hohen Widerstand ein sehr großer Widerstand ge-

wählt.

Damit sich am Ausgang der Nennlaststrom von 10 A einstellt, wird ein Lastwiderstand von $R1 = 2.5572 \Omega$ verwendet. In Tabelle 3.6 sind alle Bauteilwerte und Einstellungen nochmal zusammengefasst.

Bauteile	Parameter
$C1, C2$	$C = 470 \text{ nF}$
$C3$	$C = 2000 \text{ }\mu\text{F}$
LS	$L = 20 \text{ }\mu\text{H}$
LH	$L = 20 \text{ mH}, RS = 1 \text{ m}\Omega$
$D1 \dots D6$	$Ron = 0 \text{ m}\Omega, Roff = 100 \text{ M}\Omega, Vfwd = 0 \text{ V}$
$S1, S2$	$Ron = 80 \text{ m}\Omega, Roff = 100 \text{ M}\Omega$
$V1$	$VDC = 540 \text{ V}$
$V2$	Function=pulse, $Vinitial = 0 \text{ V}, Von = 5 \text{ V},$ $Ton = 9.9 \text{ }\mu\text{s}, Tperiod = 20 \text{ }\mu\text{s}$
$V3$	Function=pulse, $Vinitial = 0 \text{ V}, Von = 5 \text{ V},$ $Ton = 9.9 \text{ }\mu\text{s}, Tperiod = 20 \text{ }\mu\text{s}, Tdelay = 10 \text{ }\mu\text{s}$
$K1$	Kopplung von $L1$ und $L2$ mit einem Koppelfaktor von 1
$L1$	$L = 110.25 \text{ H}, RS = 1 \text{ m}\Omega$
$L2$	$L = 1 \text{ H}, RS = 1 \text{ m}\Omega$
$R1$	$R = 2.5572 \Omega$

Tabelle 3.6: Bauteilwerte für Simulation mit fast idealen Bauteilen.

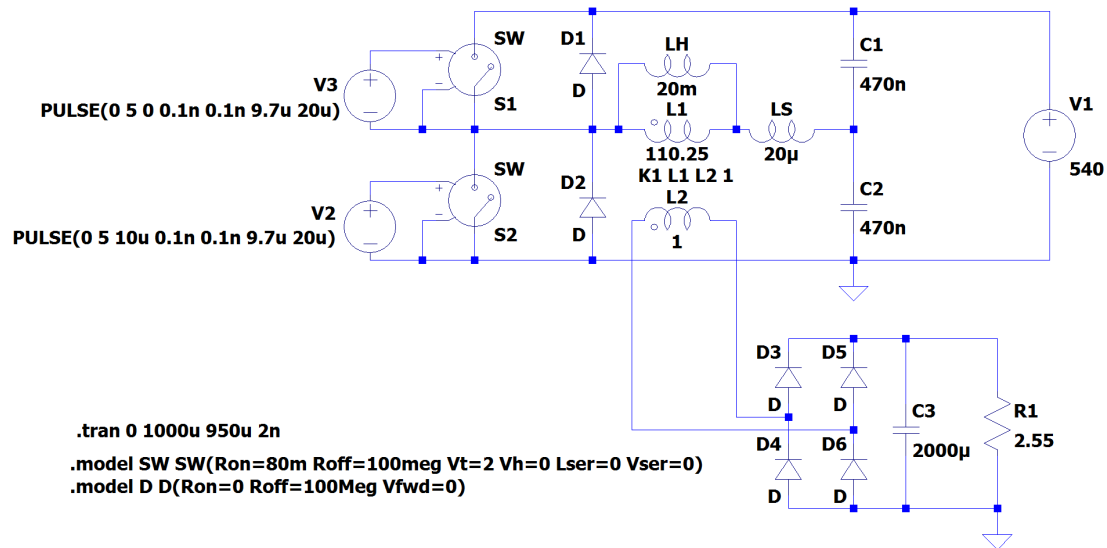


Abbildung 3.10: LTspice Simulation mit idealisierten Bauteilen.

3.2.1 Ströme im Transformator

In Abbildung 3.11 ist der Magnetisierungsstrom, also der Strom über LH abgebildet. Er ist wie in Abschnitt 2.5 angenommen dreieckförmig und symmetrisch um Null. Der Spitzenwert des Magnetisierungsstroms ist von der Belastung unabhängig, beträgt $\hat{i}_m = 67 \text{ mA}$ und ist damit ident mit dem in Gleichung (3.10) berechneten Wert von 67.5 mA . Der Spitzenwert des gesamten Stroms in der Primärwicklung (der Strom über LS) je Transformator bei Volllast, also einem Ausgangsstrom von 10 A ist in Abbildung 3.12 erkennbar und beträgt $\hat{i}_L = 1.348 \text{ A}$. Dies ist geringfügig höher als der mit Gleichung (2.62) ermittelte Wert von 1.315 A , weil bei diesem der Magnetisierungsstrom nicht berücksichtigt wird. Der RMS-Wert des Spulenstroms ist für die Kupferverluste verantwortlich und kann ebenfalls aus der Simulation gewonnen werden und beträgt $i_{L,RMS} = 1.04 \text{ A}$, auch dieser ist durch den Magnetisierungsstrom etwas höher als der mit Gleichung (3.14) berechnete Wert von 1.025 A .

Der Verlauf von $i_L(t)$ ist wie in Abschnitt 2.4.1 angenommen sinusförmig und die Dauer zwischen dem Nulldurchgang und dem Maximum, also einem Viertel der natürlichen Periodendauer T_0 , beträgt $6.7 \mu\text{s}$, was einer natürlichen Frequenz von

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = 37.347 \text{ kHz} \quad (3.28)$$

und damit ebenfalls sehr gut dem rechnerischen Wert von 36.706 kHz entspricht. Der Sinus wird bei der halben Schaltperiodendauer „abgeschnitten“ (t_1 bzw. t_3 in Abbildung 2.8) und die Zeit bis zum Nulldurchgang (t_2 bzw. t_0) beträgt 37.4 ns ,

3 EXPERIMENTELLER TEIL

auch dies stimmt mit dem rechnerischen Wert 37.3 ns aus Gleichung (3.5) sehr gut überein.

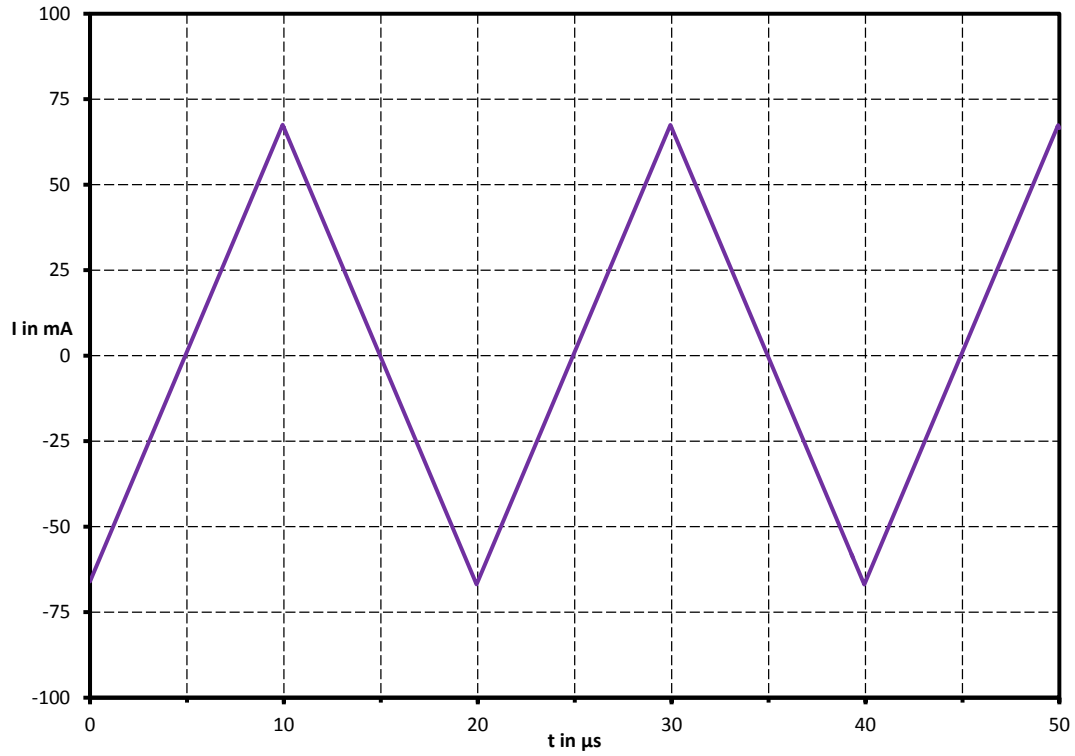


Abbildung 3.11: Simulation des Magnetisierungsstroms.

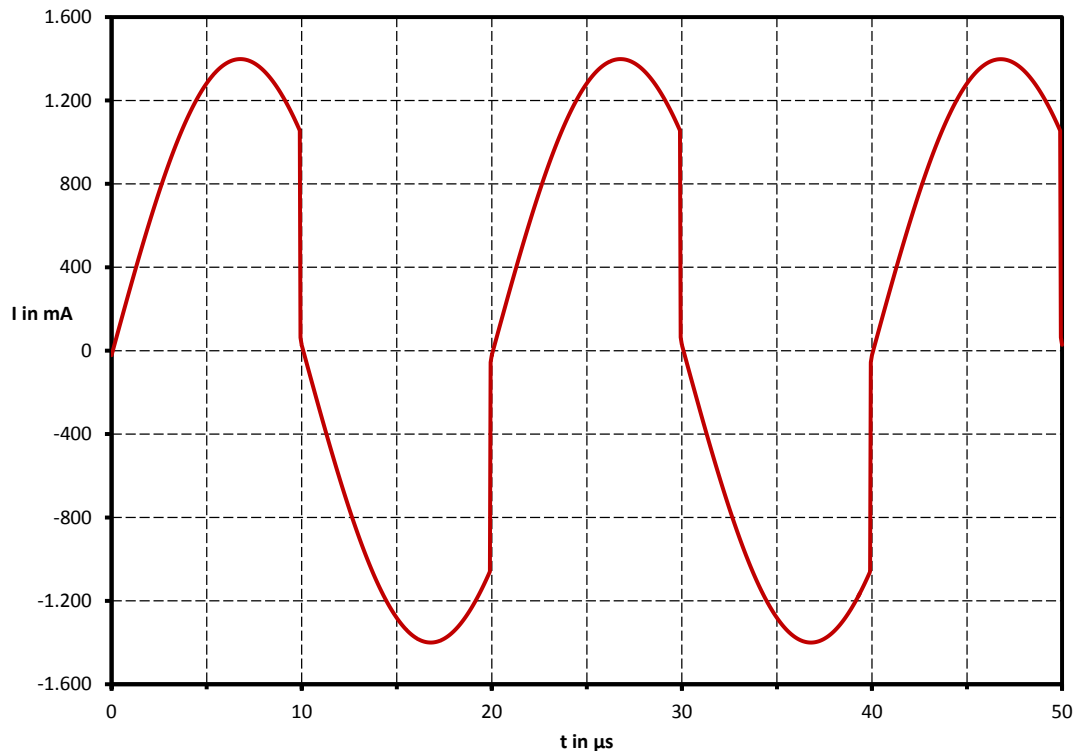


Abbildung 3.12: Simulation des Transformatorstroms bei Volllast.

3.2.2 Eingangsstrom

Abbildung 3.13 zeigt den Eingangsstrom (Zwischenkreisstrom) bei maximaler Belastung, also wenn alle vier Ausgänge 10 A liefern. Dieser nicht geglättete Eingangsstrom hat einen ähnlichen Verlauf wie jener des doppelten Betrags des Transformatorstroms in Abbildung 3.12, nur ist er, wenn der MOSFET abgeschaltet wird für kurze Zeit negativ. Er ist doppelt so groß, da er den Strom für alle vier Ausgänge liefern muss und laut Gleichung (2.58) für jeden Ausgang halb so groß ist wie der Spulenstrom. Wie man in Abbildung 2.7 erkennen kann fließt im Intervall $[t_1, t_2]$ bzw. $[t_3, t_0]$ Strom zurück in die Quelle. Damit dies verhindert und der aufgenommene Strom geglättet wird, muss ein Eingangskondensator vorgesehen werden. Der Betrag der negativen Stromspitzen ist gleich dem Betrag des Stroms zum Umschaltzeitpunkt. Der RMS-Wert des Eingangsstroms beträgt bei einem Mittelwert des Ausgangsstrom von $I'_a = 4 \cdot 10 \text{ A}$ laut der Simulation 1.896 A bzw. nach Gleichung (2.64) 1.905 A.

Um den RMS-Wert des Eingangskondensatorstroms aus der Simulation zu erhalten, wird in LTspice der RMS-Wert des vierfachen Eingangsstroms nach abzie-

hen des Mittelwerts ausgegeben, dies ergibt 853 mA. Die Differenz zu dem in Gleichung (3.17) berechneten Wert $I_{C_e,RMS} = 757 \text{ mA}$ entsteht auch hier durch den Magnetisierungsstrom der in der Rechnung nicht berücksichtigt wurde. Die Frequenz des Eingangsstroms ist doppelt so hoch wie die Schaltfrequenz f also 100 kHz, weil durch die Strukturänderung für beide Hälften der Schaltperiodendauer immer derselbe Eingangsstromverlauf nachgeliefert wird.

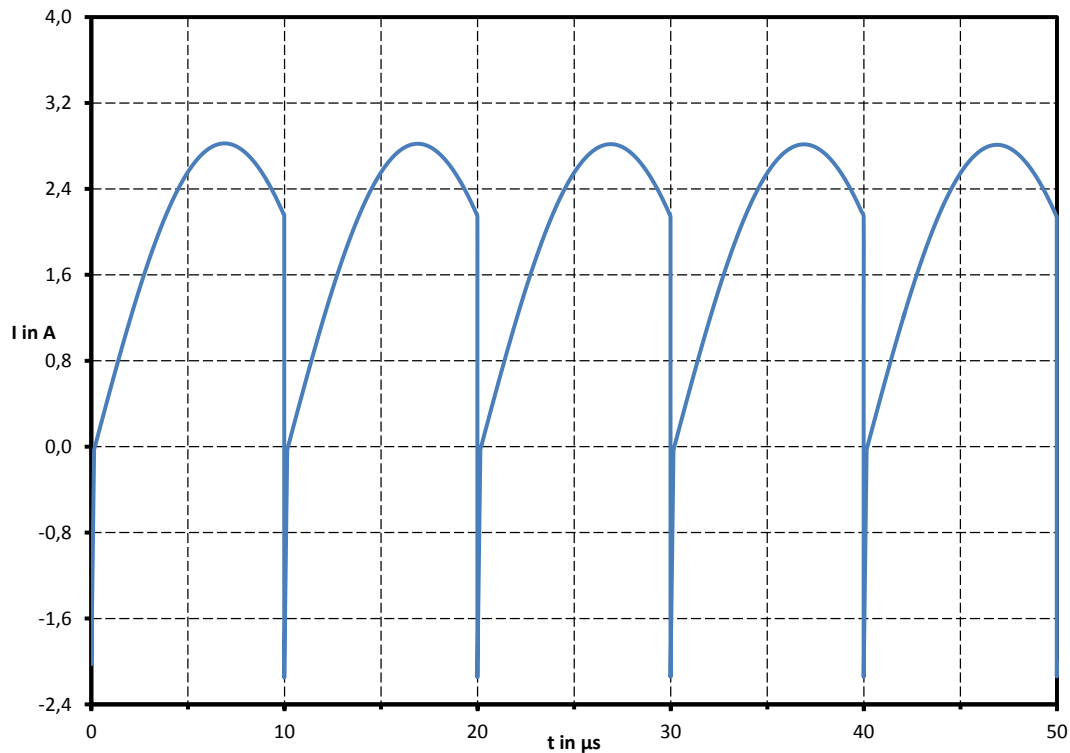


Abbildung 3.13: Simulation des maximalen nicht geglätteten Eingangsstroms.

3.2.3 Ausgangsstrom

Der zeitliche Verlauf des Ausgangsstroms vor den Ausgangskondensatoren ist in Abbildung 3.14 dargestellt. Der RMS-Wert des Ausgangskondensatorstroms beträgt, bei einem Mittelwert von $I'_a = 10 \text{ A}$, für jeden Ausgang 4.05 A und ist damit im Vergleich mit dem Ergebnis der Rechnung aus Gleichung (3.18) 3.975 A etwas höher. Wie schon für den Eingangskondensatorstrom wird auch hier zuerst der Mittelwert vom Zeitverlauf des Ausgangsstroms abgezogen und danach mit LTspice der RMS-Wert berechnet. Der Spitzenwert kann ebenfalls in LTspice zu 13.94 A abgelesen werden und ist ebenfalls geringfügig größer als der Wert aus der

Rechnung 13.802 A. Die Frequenz des Ausgangsstroms ist durch die Gleichrichtung ebenfalls doppelt so hoch wie jene der Schaltfrequenz f also 100 kHz.

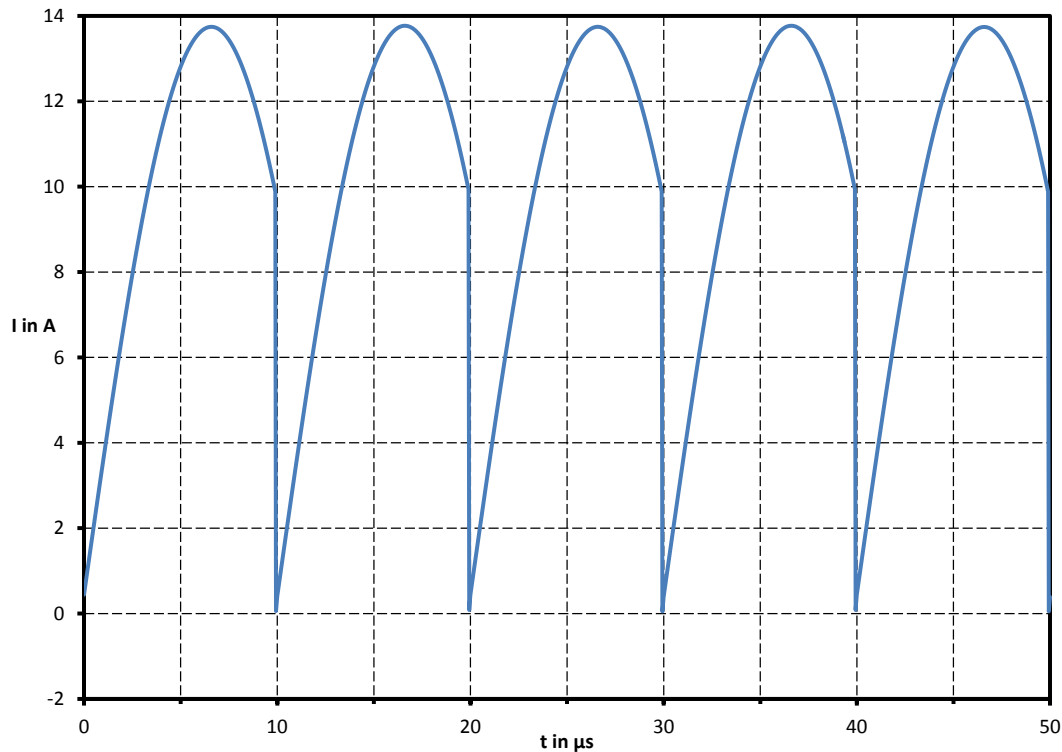


Abbildung 3.14: Simulation des maximalen Ausgangsstroms vor der Glättung.

3.3 Testaufbau

Abbildung 3.15 zeigt ein Foto des Testaufbaus. Im Bereich links oben ist die Ansteuerung der MOSFETs zu sehen, diese sind zur Kühlung isoliert auf ein Aluminiumblech geschraubt. Am unteren Aluminiumblech sind die Dioden angebracht, die ein isolierendes Gehäuse aufweisen. Oben rechts sind die zwei Eingangs-Elektrolytkondensatoren mit den dazugehörigen Symmetriewiderständen und rechts unten die Ausgangs-Elektrolytkondensatoren und die 27 V Zener Diode zur Begrenzung der Leerlauf-Ausgangsspannung montiert. Unten links sind die beiden Schwingkreiskondensatoren in blau und der Transformator zu sehen. Am braunen Bügel zwischen den Kondensatoren kann mit der Stromzange der Verlauf des Stroms über die Primärwicklung des Transformators mit einer Stromzange gemessen werden.

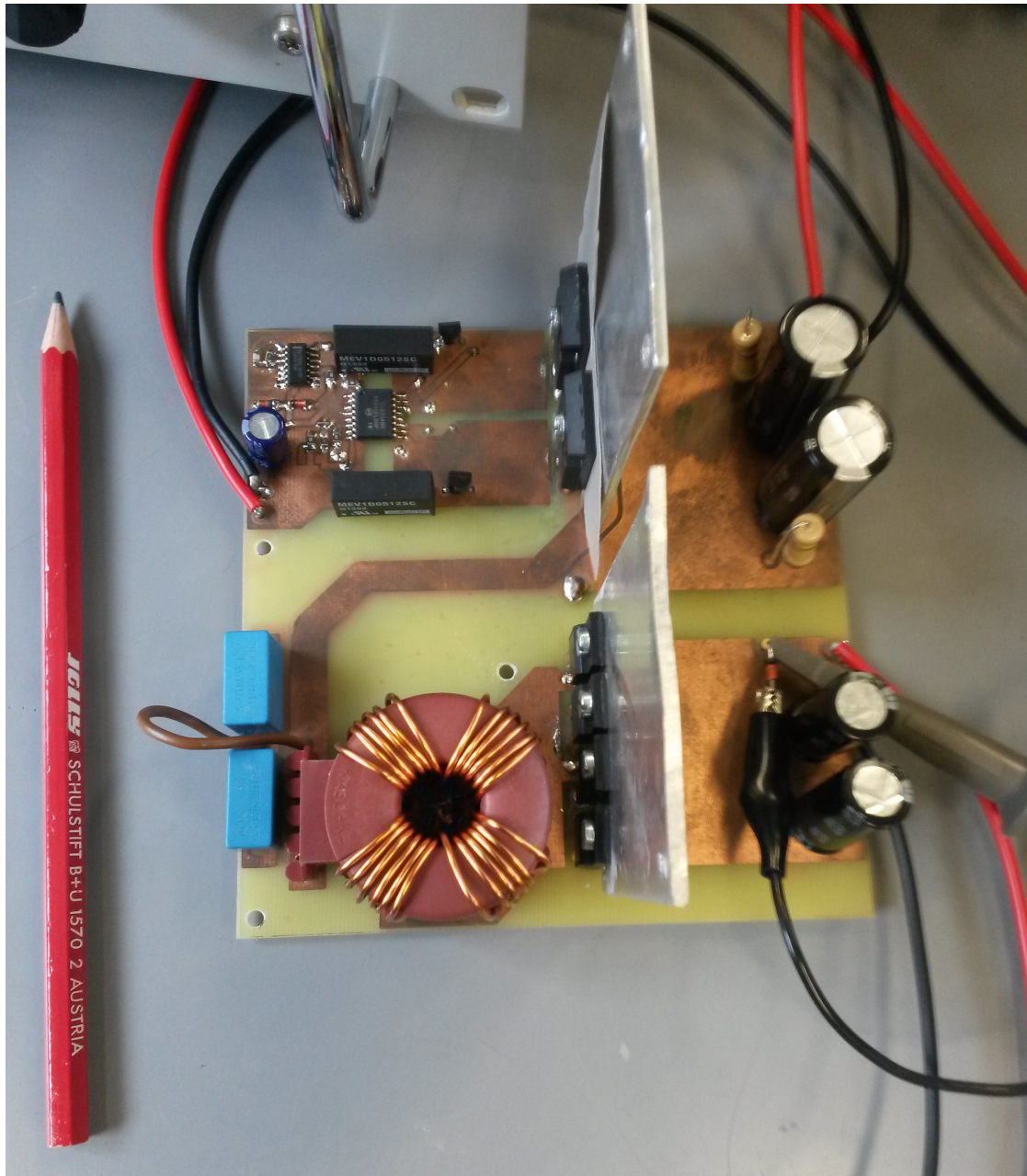


Abbildung 3.15: Foto des Testaufbaus.

3.3.1 Inbetriebnahme

Um die grundsätzliche Funktion der Schaltung zu testen, wurde eine Testversion mit nur einem Ausgang angefertigt und Messungen daran durchgeführt. Um Schäden infolge von Bestückungs- bzw. Layout-Fehlern zu vermeiden, beginnt man mit

einer kleineren Betriebsspannung U_N , mit einer Strombegrenzung des speisenden Netzteils und einer relativ hochohmigen Last.

Beim Testversuch mit großer Betriebsspannung zeigte sich, dass der Abstand zwischen den Leiterbahnen auf der Eingangsspannungsseite etwas zu klein bemessen wurde. Beim Versuch die Schaltung mit Nennspannung zu betreiben wurde ein Eingangselko beschädigt, was vermutlich dadurch verursacht wurde, weil der zweite Eingangskondensator durch Lötzinnreste kurzgeschlossen war und somit die volle Eingangsspannung am, in der Folge zerstörten, Kondensator angelegen ist. Nach dem Entfernen der Lötzinnreste konnte die Schaltung dennoch in Betrieb genommen werden. Für den Endaufbau wurde aber zur Sicherheit ein größerer Leiterbahnabstand gewählt.

3.3.2 Messaufbau

In Abbildung 3.16 ist die Anordnung der Messgeräte dargestellt. In Tabelle 3.7 sind die dazugehörigen Messgeräte aufgelistet. Die Spannung wird dabei sowohl eingangs- sowie auch ausgangsseitig so nahe wie möglich an der Schaltung gemessen, da sonst der Spannungsabfall an den Leitungen mitgemessen würde, was die Messergebnisse verfälschen würde. Der Strom in der Primärwicklung i_L wird an dem dafür vorgesehenen Drahtbrücke mit einer Stromzange gemessen (siehe Abbildung 3.15). Die Spannung am unteren MOSFET Q_2 wird mit einem High-Voltage Tastkopf an einem ebenfalls dafür vorgesehenen Messpunkt abgegriffen.

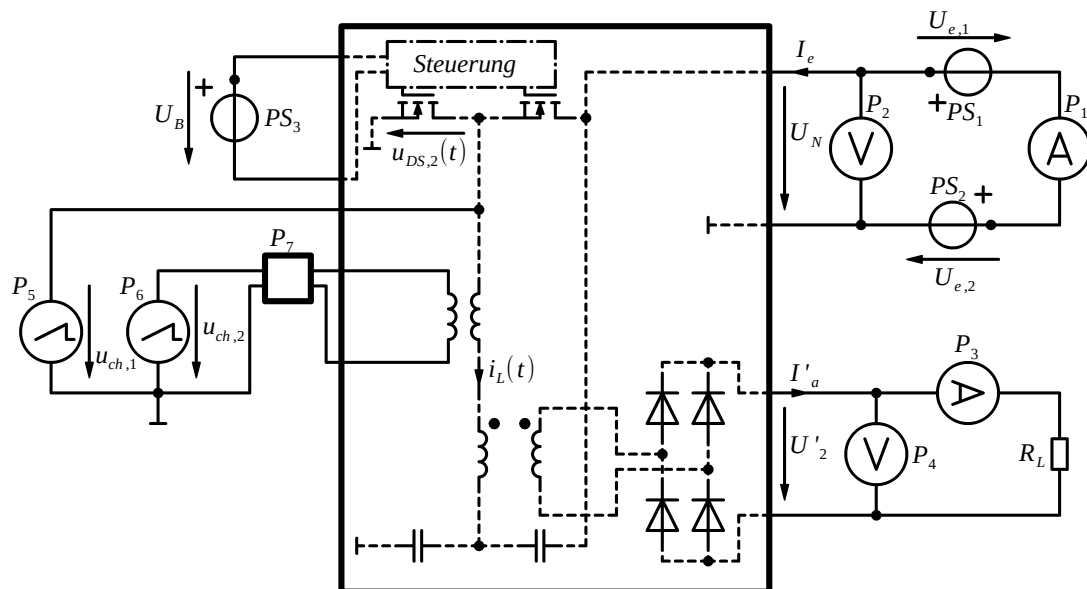


Abbildung 3.16: Messanordnung für Eingangs-/Ausgangsspannung und Strom.

Gerät	Größe	Hersteller	Typ	Messbereich
P_1	I_e	Agilent Technologies	U3402A	1.2 A
P_2	U_e	Agilent Technologies	U3401A	1000 V
P_3	I'_a	Agilent Technologies	U3402A	12 A
P_4	U'_a	Agilent Technologies	U3401A	1000 V
P_5	$u_{DS,2}(t)$	Agilent Technologies	InfiniiVision DSO-X 2002A	Channel 1
P_6	$i_L(t)$	Agilent Technologies	InfiniiVision DSO-X 2002A	Channel 2
P_7	$i_L(t)$	Tektronix	AC Current Probe P6021	10 mA mV ⁻¹

Tabelle 3.7: Messgeräte.

Gerät	Größe	Hersteller	Typ	Einstellung
PS_1	$U_{e,1}$	Delta Elektronik	Power Supply SM3004	270 V
PS_2	$U_{e,2}$	Delta Elektronik	Power Supply SM3004-D	270 V
PS_3	U_B	Gossen	Konstanter	5 V

Tabelle 3.8: Versorgungen.

3.4 Endversion

Abbildung 3.17 zeigt ein Foto der fertiggestellten Endversion. Im Unterschied zu Abbildung 3.15 sind hier vier Ausgangsstufen ausgeführt und rechts oben wurde eine Schutzdiode hinzugefügt. Diese schützt die MOSFETs bei einer Verpolung der Eingangsspannung, da in diesem Fall die Body-Dioden leiten würden. Die Ausgangsdioden und die MOSFETs sind nun alle auf dem Kühlkörper SK 174 montiert und zum Anschluss der Betriebsspannung, sowie Ein- und Ausgangsspannung sind nun Stecker auf der Platine untergebracht. Außerdem kann die Schaltung jetzt mit einem Jumper deaktiviert werden und eine LED zeigt an, ob der Gatetreiber in Betrieb ist.

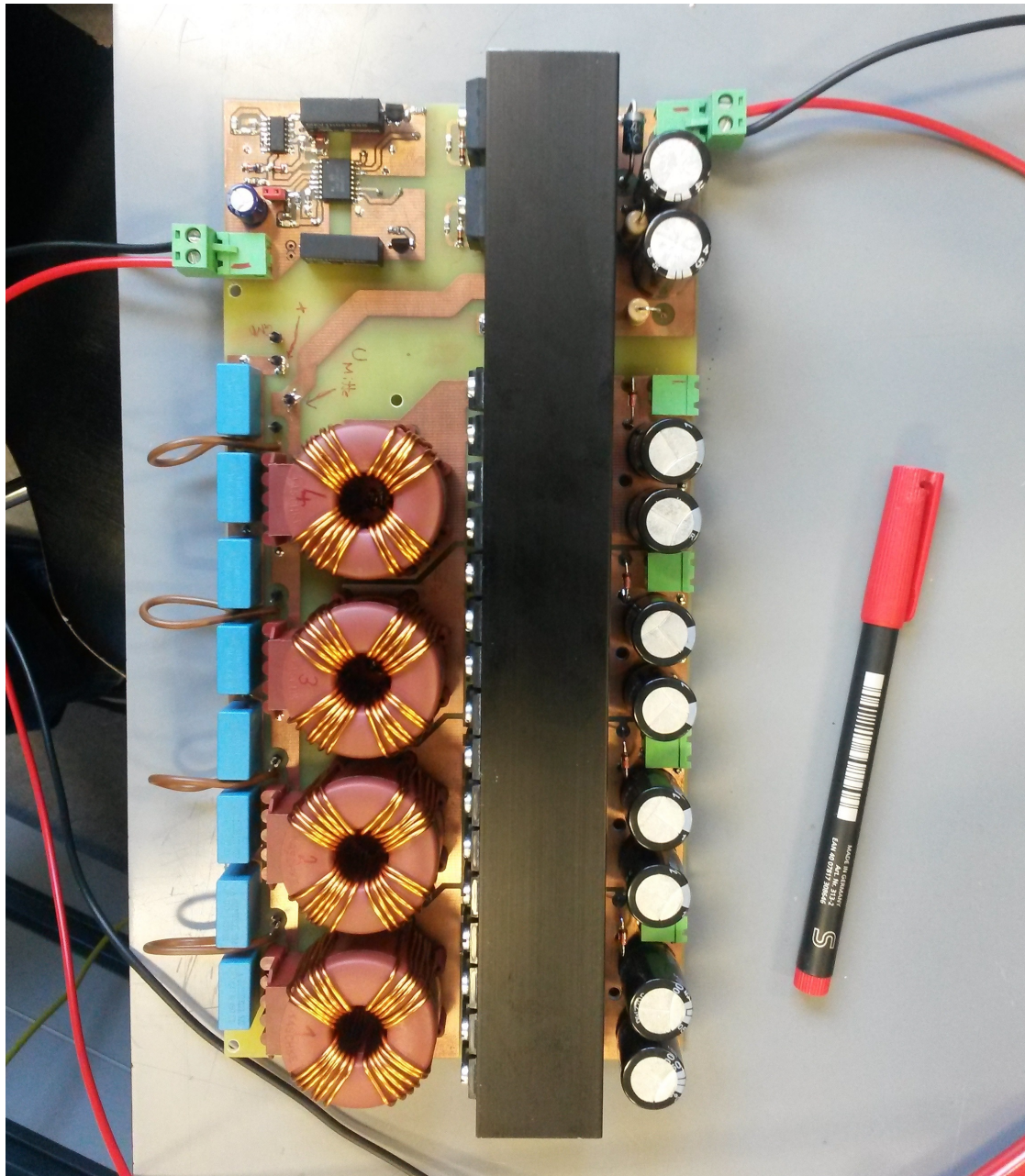


Abbildung 3.17: Foto des Endaufbaus.

3.4.1 Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme der Endversion läuft identisch ab, wie die beim Testversuch. Es stellt sich heraus, dass bei hoher Spannung Veränderungen im Verlauf des Stroms

über die Primärwicklung sichtbar werden. Die Ursache dafür sind vermutlich Störungen, die durch das hohe $\frac{du}{dt}$ verursacht werden. Da der Fehler nicht aufgetreten ist, wenn man die Eingangsspannung des Gatetreibers mit dem Oszilloskop misst, wird davon ausgegangen, dass hier eine hochfrequente Störung eingekoppelt wird und diese durch die Kapazität des Tastkopfs eliminiert wird. Aus diesem Grund wurden zuerst zusätzliche Stützkondensatoren 100 nF für die DC/DC Wandler eingelötet. Abhilfe schaffte dann letztlich aber ein Kondensator mit einer sehr geringen Kapazität von 100 pF, wie er schon mit Gleichung (3.3) berechnet wurde.

3.4.2 Messaufbau

Der Messaufbau ist ähnlich, wie der beim Testaufbau (Abbildung 3.16) mit dem Unterschied, dass nun vier Ausgänge zu messen sind. Da nicht genügend Messgeräte zur Verfügung standen, konnte mit P_3 bzw. P_4 immer nur ein Ausgang, wie in Abbildung 3.18 gezeigt, gemessen werden. Der Tastkopf und die Stromzange sind hier aus Platzgründen nicht eingezeichnet, wird aber genau wie in Abbildung 3.16 angeschlossen. Für die Messung standen nun 20 gleiche $12\ \Omega$ Widerstände zur Verfügung. Diese wurden in verschiedenen Kombinationen in Serie bzw. parallel geschaltet um unterschiedliche Lasten zu simulieren. Da für den Fall, dass alle Ausgänge gleich belastet werden, für jeden Ausgang nur ein Viertel der Widerstände verfügbar sind, werden auch noch Messungen mit nur einem aktiven Ausgang durchgeführt. Für die Ströme in den Primärwicklungen der Transformatoren $i_{L,i}(t)$ mit $i = 1 \dots 4$ sind wieder Drahtbrücken vorgesehen, an diesen kann die Stromzange angeschlossen werden. Es werden auch hier wieder dieselben Messgeräte, bzw. Versorgungsspannungen, wie in Tabelle 3.7, bzw. Tabelle 3.8 verwendet.

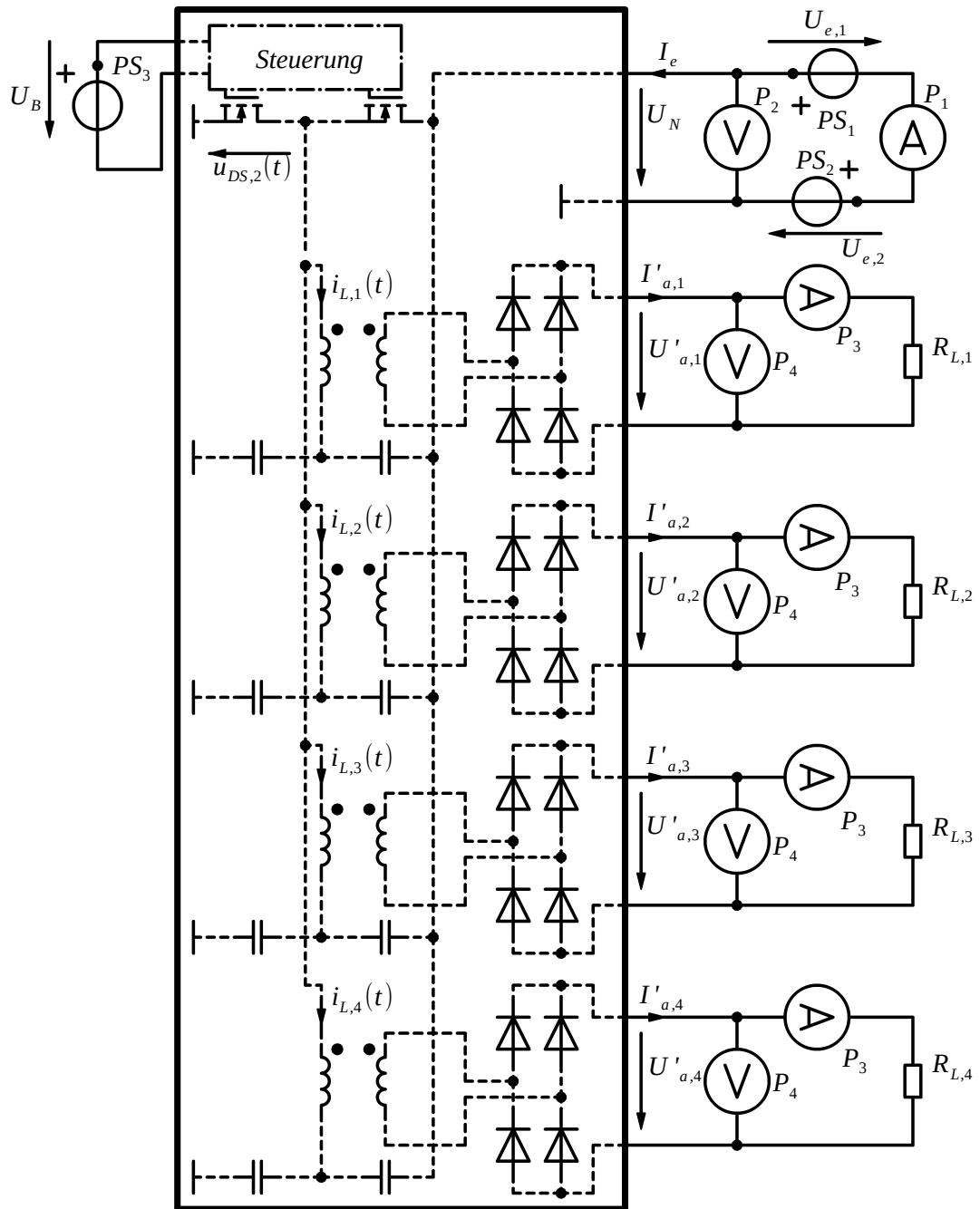


Abbildung 3.18: Messanordnung für Eingangs-/Ausgangsspannung und Strom.

4 Ergebnisse

4.1 Messungen am Testaufbau

4.1.1 Ausgangskennlinie

Die Ausgangskennlinie (Abbildung 4.2) zeigt den Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung. Der dazugehörige Messaufbau ist in Abbildung 3.16 dargestellt. Die Eingangsspannung beträgt während der Messung konstant 540 V. Es werden verschiedene Lastwiderstände R_L mit einem Potentiometer am Ausgang eingestellt um die Lastpunkte zu erreichen. Für Messpunkte mit einem Ausgangsstrom kleiner als 4 A wird das Potentiometer mit verschiedenen Einzelwiderständen ausgetauscht, wobei dabei die Schaltung jeweils außer Betrieb genommen werden muss. Dadurch kühlen die Shottky-Gleichrichterdiode am Ausgang aus, dies führt zu einer niedrigeren Ausgangsspannung, da die Durchlassspannung dieser Dioden einen negativen Temperaturkoeffizienten aufweist. In Abbildung 4.1 ist der für die Diode MBRF2045 typische Zusammenhang zwischen Vorwärtsspannung und Strom für drei verschiedene Temperaturen dargestellt und man erkennt darin ein Absinken der Durchlassspannung für steigende Temperaturwerte. Wegen der Schwankung der Messwerte werden zur Berechnung des Ausgangswiderstands nur die Werte im Bereich von 6.5 A bis 10.1 A herangezogen. In diesem Abschnitt ist der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung annähernd linear und der differentielle Ausgangswiderstand R'_a kann folgendermaßen angeschrieben werden:

$$R'_a = -\frac{\Delta U'_a}{\Delta I'_a} = -\frac{U'_a(I'_a = 10.1 \text{ A}) - U'_a(I'_a = 6.5 \text{ A})}{10.1 \text{ A} - 6.5 \text{ A}} = 65.2 \text{ m}\Omega \quad (4.1)$$

Mit diesem Widerstand kann der theoretische Wert für die Spannung im Leerlauf $U'_a(I'_a = 0 \text{ A})$ zu 24.5 V bestimmt werden. Im Vergleich mit dem rechnerischen Wert aus Gleichung (2.26) (25.7 V) ist dies um 1.2 V niedriger, was durch die Vorwärtsspannung der Dioden im Brückengleichrichter bedingt ist. Es kann nun die Näherung für die Ausgangsspannung abhängig vom Ausgangsstrom als

$$U'_a(I'_a) = 24.5 \text{ V} - 65.2 \text{ m}\Omega \cdot I'_a \quad (4.2)$$

angeschrieben werden. Der Ausgangswiderstand R'_a setzt sich aus den ohmschen Verlusten $R'_{a,\Omega}$ und dem in Gleichung (2.31) errechneten und durch das Prinzip der Schaltung bedingten linearen Spannungsabfalls $R'_{a,\alpha}$ zusammen. Für die Berechnung werden die Werte aus Tabelle 3.3 angenommen mit den Gleichungen für α_1 und Z_0 (siehe: Gleichung (2.7) und Gleichung (2.2) in Gleichung (2.8))

$$R'_{a,\alpha} = 9.5 \text{ m}\Omega \quad (4.3)$$

Somit bleibt ein rein ohmscher Anteil von:

$$R'_{a,\Omega} = R'_a - R'_{a,\alpha} = 55.7 \text{ m}\Omega \quad (4.4)$$

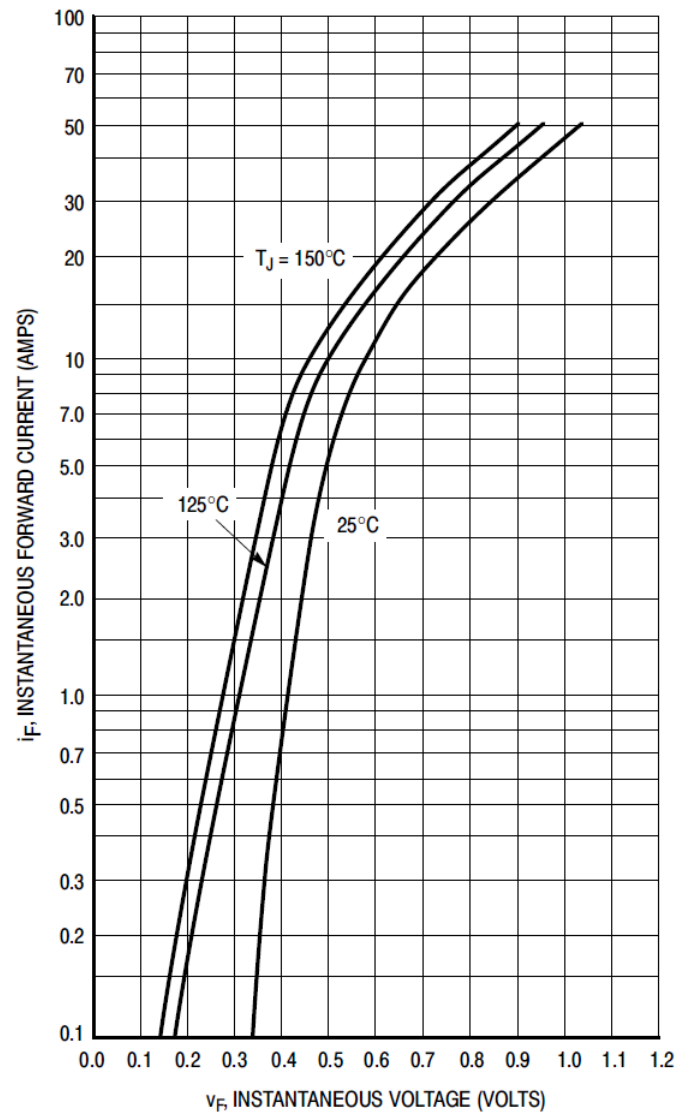


Abbildung 4.1: Typische Temperaturabhängigkeit der Vorwärtsspannung einer Diode vom Typ MBRF2045 [13].

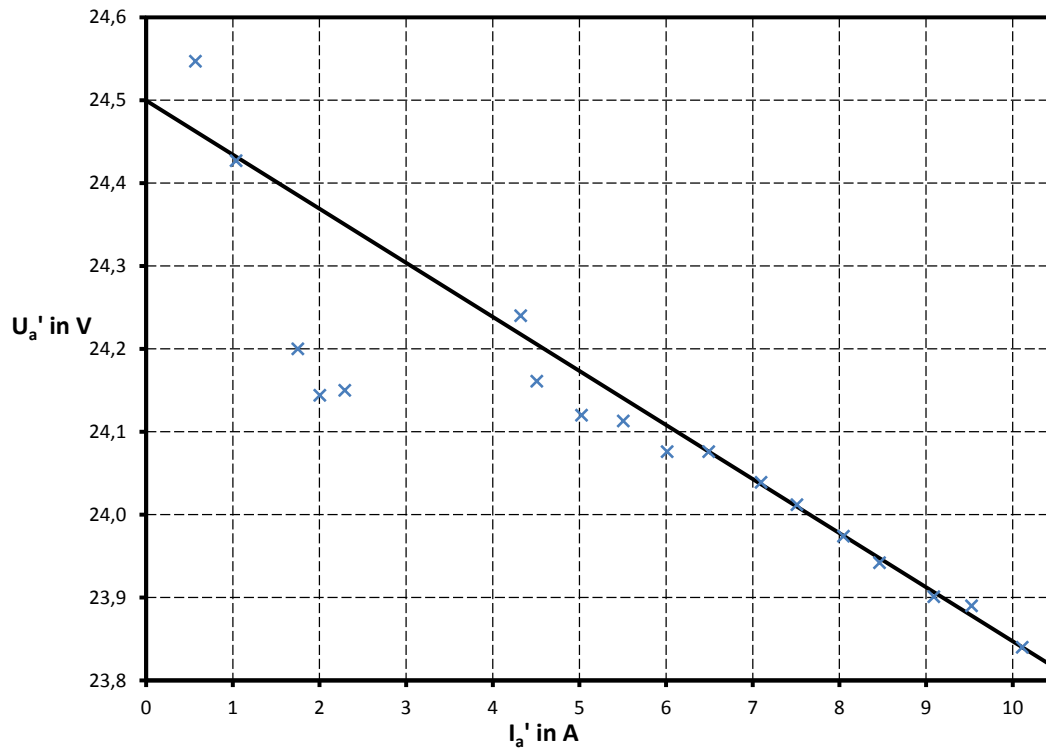


Abbildung 4.2: Ausgangskennlinie des Prototyps.

4.1.2 Wirkungsgrad

Der Messaufbau für den Wirkungsgrad ist ident mit jenem für die Ausgangskennlinie. Es wird wieder die Nenneingangsspannung von 540 V eingestellt. Nun wird für jeden Messpunkt, welcher wiederum durch Ändern des Lastwiderstands definiert wird, zusätzlich der Eingangsstrom aufgezeichnet und man erhält mit

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} = \frac{U_a' I_a'}{U_e I_e} \quad (4.5)$$

den in Abbildung 4.3 dargestellten Verlauf des Wirkungsgrads η in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom I_a' .

Den maximalen Wert des Wirkungsgrades findet man bei einem Ausgangsstrom von 9.1 A und beträgt $\eta = 93.1\%$. Bei Nennstrom, also $I_a' = 10$ A liegt der Wert nur knapp darunter und bei 1 A also 10 % des Nennausgangsstroms liegt der Wirkungsgrad immer noch bei 72 %. Unter Berücksichtigung, dass ein reiner Diodengleichrichter verwendet wird (also kein „Synchrongleichrichter“) wird ein relativ guter Wirkungsgrad erreicht.

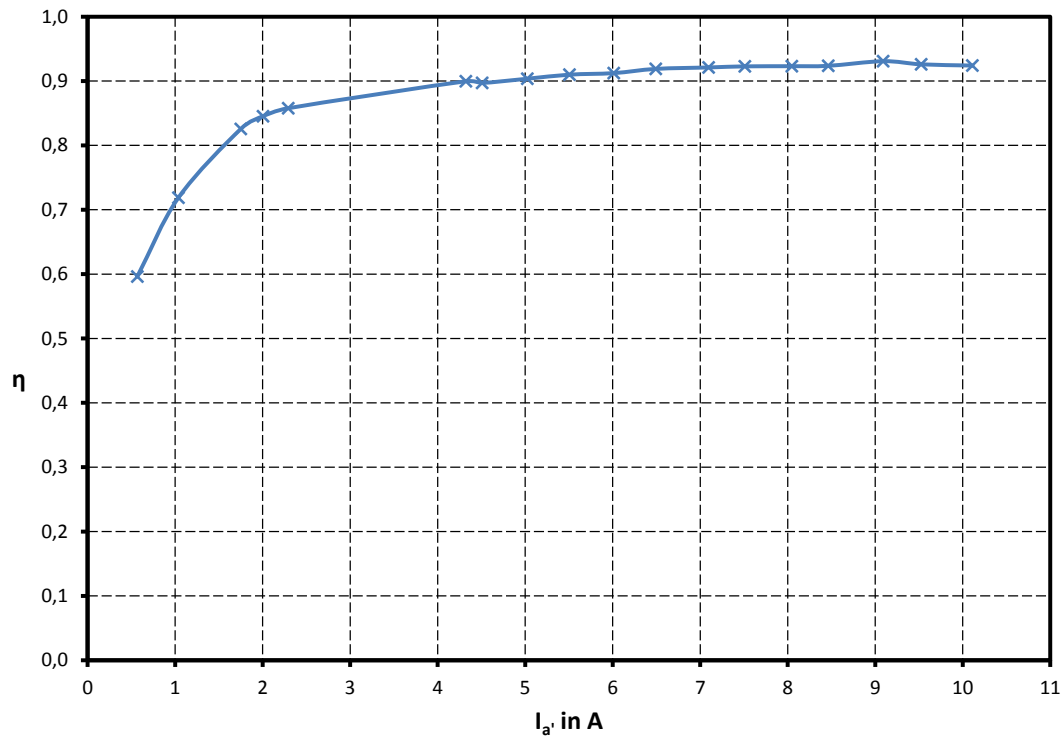


Abbildung 4.3: Wirkungsgrad des Prototyps.

4.1.3 Verlustleistung

Durch Messung der Ein- und Ausgangsspannung und Stromwerte lässt sich die Verlustleistung berechnen:

$$P_V = P_e - P_a = U_e I_e - U_a' I_a' \quad (4.6)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Da, wie schon in Abschnitt 4.1.1 erwähnt wurde, zwischen den Messpunkten die Schaltung abgeschaltet werden musste und gute Wirkungsgrad-Werte vorliegen (Berechnung von P_V durch Differenzbildung von zwei nahezu gleich großen Werten), weisen die P_V -Messwerte entsprechende Schwankungen auf.

Die Verluste im Leerlauf können aus der Grafik zu ungefähr 7.7 W abgeschätzt werden, bei Nennstrom betragen die Verluste in etwa 19.7 W.

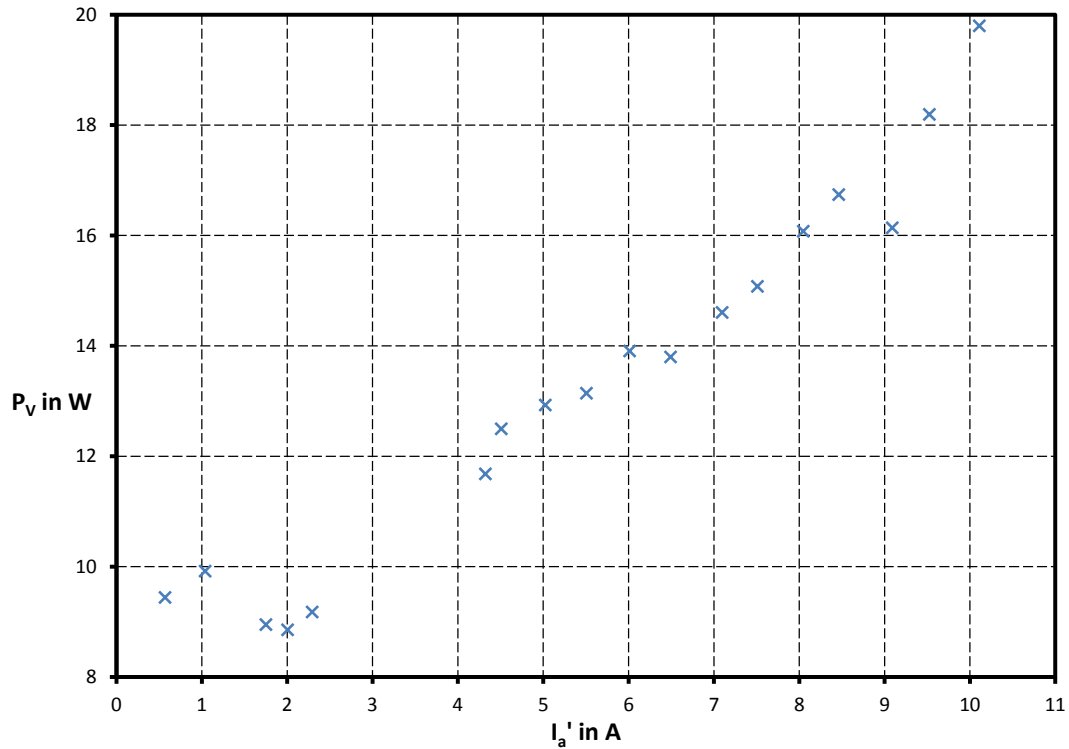


Abbildung 4.4: Verlustleistung des Prototyps.

4.2 Messungen an der fertigen Schaltung

4.2.1 Magnetisierungsstrom

In Abbildung 4.5 ist der Zeitverlauf des Magnetisierungsstroms in rot und u_{DS} des unteren MOSFETs in blau aufgetragen. Der Spitzenwert des Magnetisierungsstroms beträgt in etwa 45 mA und damit etwas niedriger als der in Gleichung (3.10) berechnete Wert von 67.5 mA. Die Ausgangsspannung der Strommesszange $P7$ ist allerdings sehr gering und durch die Schaltvorgänge mit Rauschen überlagert. Deshalb wurde nachträglich noch der Durchschnittswert für jeden Zeitpunkt über 15 vorhergehende und 15 nachfolgenden Werte berechnet und in der Abbildung in schwarz eingetragen. Die Störungen zum Schaltzeitpunkt können damit jedoch nicht vollständig beseitigt werden. Man kann erkennen, dass die Form nicht ganz dreieckförmig wie in der Simulation ist; dies ist bedingt durch die leicht nichtlinearen Eigenschaften des Kernmaterials. Auch u_{DS} entspricht sehr gut der Simulation, die Periodendauer ist $T = 21 \mu\text{s}$ und entspricht einer Schaltfrequenz von $f = 48 \text{ kHz}$. Dies ist ebenfalls etwas niedriger als die vorgegebene Frequenz von 50 kHz, was durch eine Verringerung des Widerstands R_T in Abbildung 3.2 kor-

rigiert werden könnte. Da die Abweichung auf die Funktion der Schaltung keinen wesentlichen Einfluss hat, wurde aber darauf verzichtet.

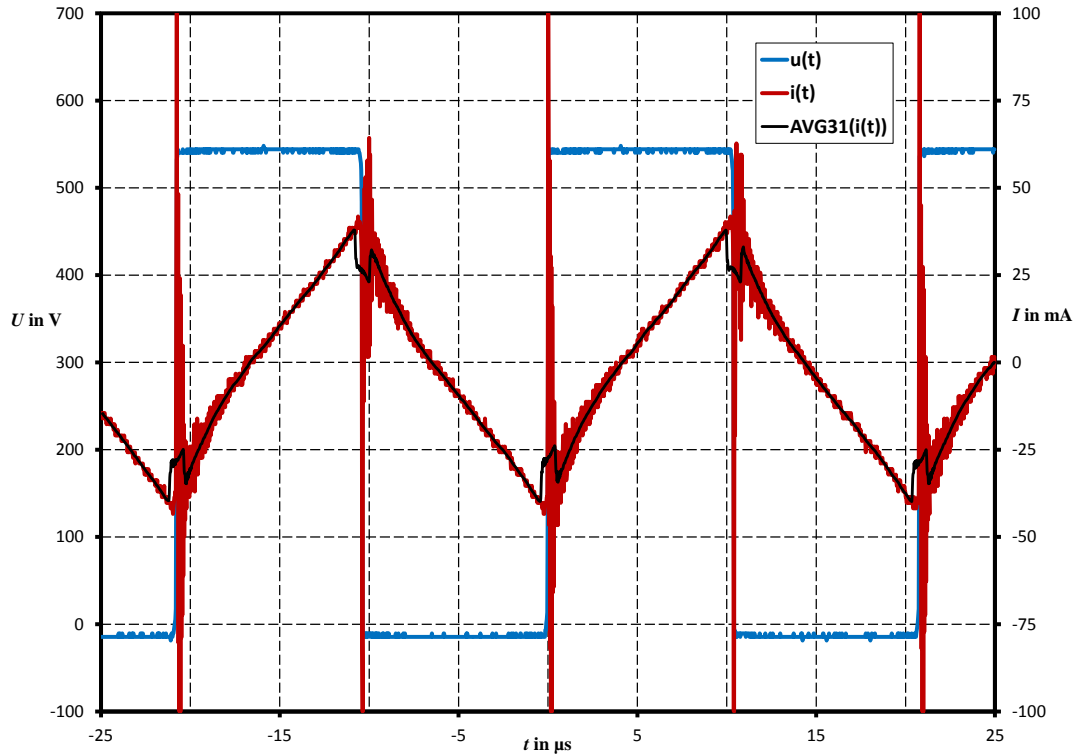


Abbildung 4.5: Magnetisierungsstrom (rot) und u_{DS} (blau).

4.2.2 Strom in der Primärwicklung bei Vollast

In Abbildung 4.6 ist der Zeitverlauf des Stroms in der Primärwicklung des Transformators bei einem Ausgangsstrom von ca. $I'_a = 10$ A je Ausgang sowie der Verlauf der Spannung am unteren MOSFET aufgetragen. Die Periodendauer beträgt wieder $T = 21 \mu\text{s}$ und der Spitzenwert des Stroms ist 1.2 A. Dies entspricht in guter Näherung dem in Abbildung 3.12 simulierten ($\hat{i}_L = 1.348$ A) und dem mit Gleichung (2.62) berechneten Wert ($\hat{i}_L = 1.315$ A). Begründung der Abweichung: In der Simulation werden einerseits ideale Bauelemente eingesetzt und andererseits sind die Ausgangsströme bei der Messung etwas kleiner als 10 A, da die als Last verwendeten Widerstandsnetzwerke maximal einen Strom von 9.53 A „ziehen“, weshalb ist auch der gemessene Spitzenwert kleiner als in der Simulation ist.

Für den kleineren Ausgangsstrom (9.53 A) erhält man laut der Rechnung für \hat{i}_L 1.253 A bzw. aus der Simulation 1.283 A.

Die Schwingkreisfrequenz kann hier ebenfalls bestimmt werden indem die Dauer vom Nulldurchgang bis zum Spitzenwert gemessen wird. Diese entspricht einem Viertel der Periodendauer und beträgt ungefähr $6.5 \mu\text{s}$, daraus resultiert eine Schwingkreisfrequenz von 38.5 kHz . Auch dieser Wert stimmt gut mit der Rechnung (36.706 kHz) beziehungsweise der Simulation (37.347 kHz) überein.

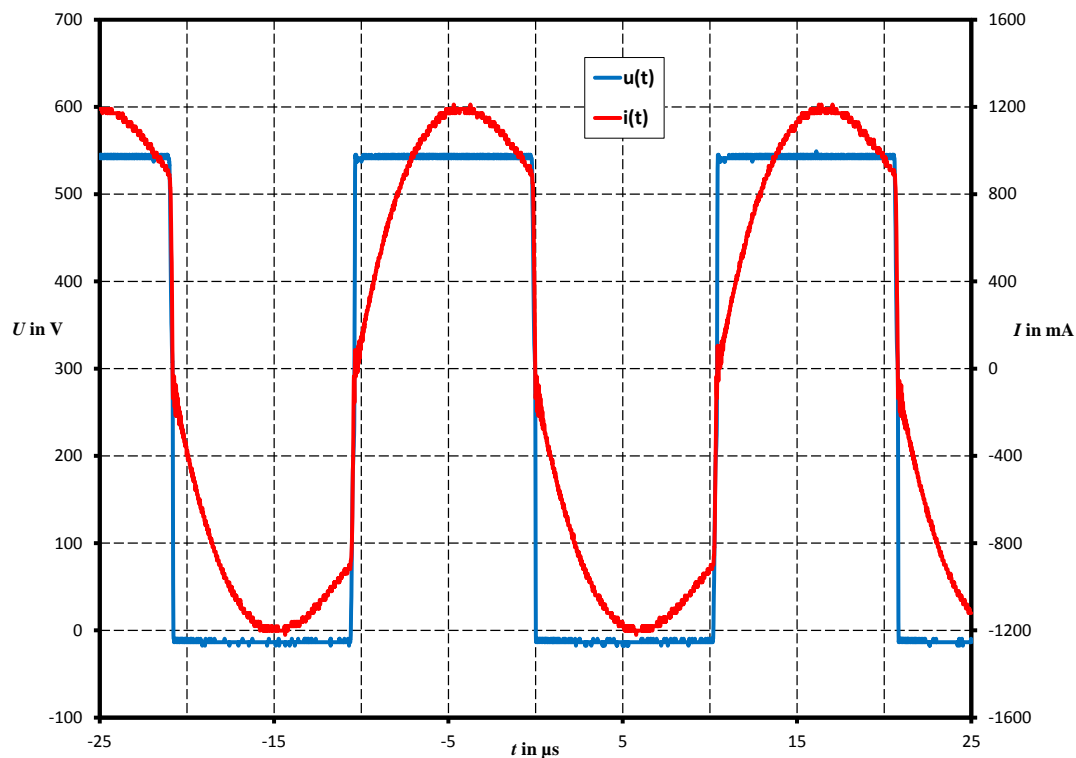


Abbildung 4.6: Strom über Primärwicklung bei Vollast.

4.2.3 Ausgangskennlinie

Die Messwerte in der Ausgangskennlinie (Abbildung 4.7) werden für jeden Ausgang separat gemessen, das heißt es wird nur der zu messende Ausgang belastet, die anderen befinden sich im Leerlauf.

In Tabelle 4.1 sind die Werte des differentiellen Ausgangswiderstands eingetragen. Bestimmt wird dieser wiederum nach Gleichung (4.1). Die zur Berechnung herangezogenen Messwerte sind ebenfalls in Tabelle 4.1 eingetragen. Wie in Abschnitt 4.1.1 erwähnt, setzt sich der Ausgangswiderstand aus einem ohmschen Anteil und dem durch die Struktur der Schaltung bedingten Spannungsabfall zusammen.

Man kann sowohl in der Grafik, als auch in der Tabelle erkennen, dass die Ausgänge nur eine sehr geringe Abweichung voneinander aufweisen.

Mit den gemessenen Werten für die Ausgangswiderstände kann man den theoretisch Wert für die Leerlaufspannung $U_{0,theor}$ mit

$$U_{0,theor} = U'_a(I'_a) + R'_a \cdot I'_a \quad (4.7)$$

berechnen, sie beträgt für alle Ausgänge rund 25.05 V. Der Vergleich mit der Rechnung aus Gleichung (2.26) (25.7 V) liefert hier eine Differenz von 0.65 V, diese ist wieder durch die Dioden im Brückengleichrichter bedingt. Sie ist hier etwas kleiner, da durch einem Fehler im Layout der Testversion, dort jeweils nur eine der beiden im Gehäuse der Doppeldiode MBRF2045 untergebrachten Dioden tatsächlich eingesetzt wird.

Für den Ausgang 1 ist der Verlauf der Ausgangsspannung auch für sehr kleine Ströme eingetragen, die Spannung steigt hier stark an und muss deshalb mit der 27 V Zener Diode begrenzt werden. Im Leerlauf stellt sich damit eine Spannung von 27.058 V ein und ist damit deutlich höher als der theoretische Wert.

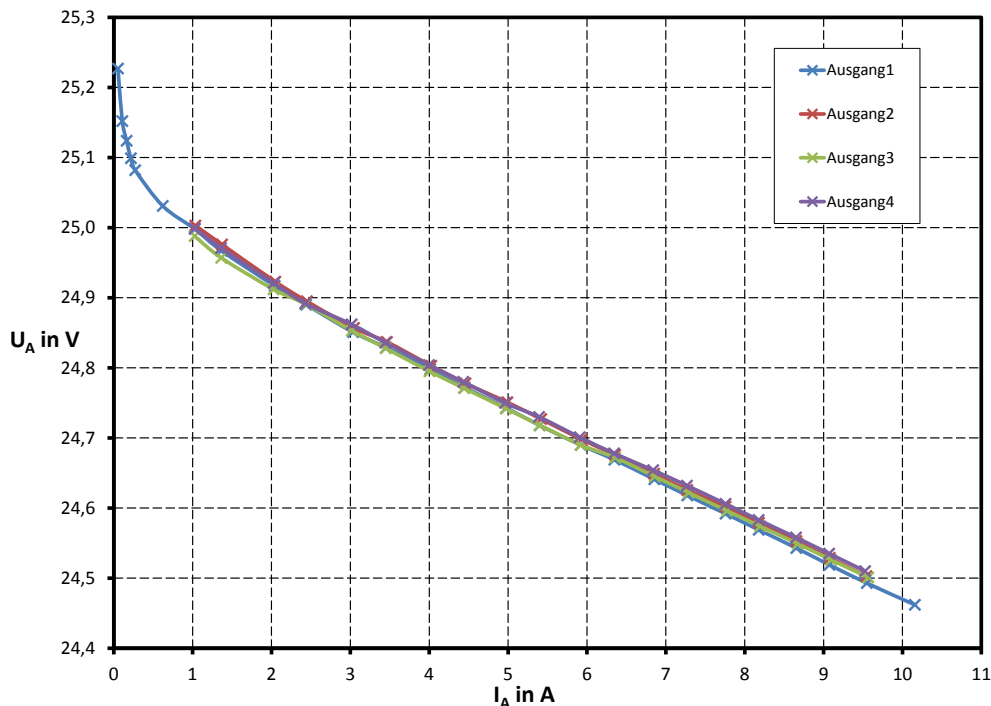


Abbildung 4.7: Ausgangskennlinie für jeweils einen aktiven Ausgang.

Wenn nun alle Ausgänge gleichzeitig aktiv sind verändert sich die Ausgangskennlinie kaum, wie in Abbildung 4.7 erkennbar ist. Die rote Kennlinie zeigt den Ausgang

Ausgang	U'_a bei I'_a	U'_a bei I'_a	R'_a
1	24.998 V bei 1.027 A	24.493 V bei 9.5473 A	59.3 m Ω
2	25.003 V bei 1.035 A	24.503 V bei 9.5414 A	58.8 m Ω
3	24.998 V bei 1.025 A	24.501 V bei 9.5668 A	57 m Ω
4	24.999 V bei 1.027 A	24.510 V bei 9.5262 A	57.5 m Ω

Tabelle 4.1: Ausgangswiderstände.

1, wenn alle Ausgänge mit dem gleichen Lastwiderständen belastet werden. Die blaue Kennlinie zeigt die Messung von Ausgang 1, wie sie in Abbildung 4.7 durchgeführt wurde, also wenn nur ein Ausgang aktiv ist. Die Differenz beträgt über den gesamten Ausgangsbereich weniger als 30 mV und kann auf den zusätzlichen Spannungsabfall an den MOSFETs zurückgeführt werden, da sich die Ströme aller Ausgänge in diesen Bauteilen addieren.

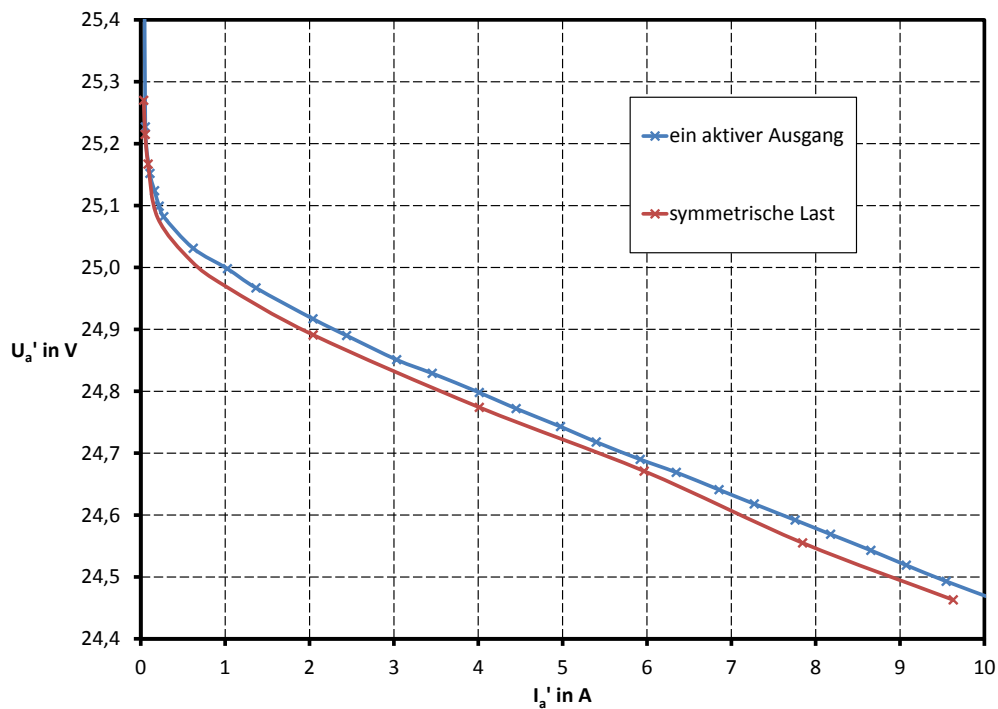


Abbildung 4.8: Vergleich der Ausgangskennlinie für symmetrische Last und einer aktiven Last.

4.2.4 Wirkungsgrad

Um den Wirkungsgrad in Abhängigkeit des Ausgangsstroms zu erhalten, werden zwei verschiedene Messungen durchgeführt: Da der Ausgangsstrom und die Ausgangsspannung nur für jeweils einen Ausgang gemessen werden kann, wird zuerst jeder Ausgang einzeln belastet, während sich die anderen Ausgänge im Leerlauf befinden. Danach werden alle Ausgänge symmetrisch belastet und Ausgangsstrom und Spannung am Ausgang 1 gemessen. Die Abbildung 4.9 zeigt den Verlauf des Wirkungsgrads in Abhängigkeit des Ausgangsstroms für den Fall, dass nur der jeweils gemessene Ausgang belastet wird. Der Wirkungsgrad für den Ausgang i berechnet sich dabei zu

$$\eta_i = \frac{P_{a,i}}{P_e}. \quad (4.8)$$

Die Leerlaufverluste verursachen die niedrigen Werte bei kleinem Ausgangsstrom. Steigt jedoch die Belastung, so steigt auch der Wirkungsgrad merklich an. Der Spitzenwert des Wirkungsgrads für einen einzelnen Ausgang beträgt ca. 92 % und liegt beim maximalen Strom von 10 A.

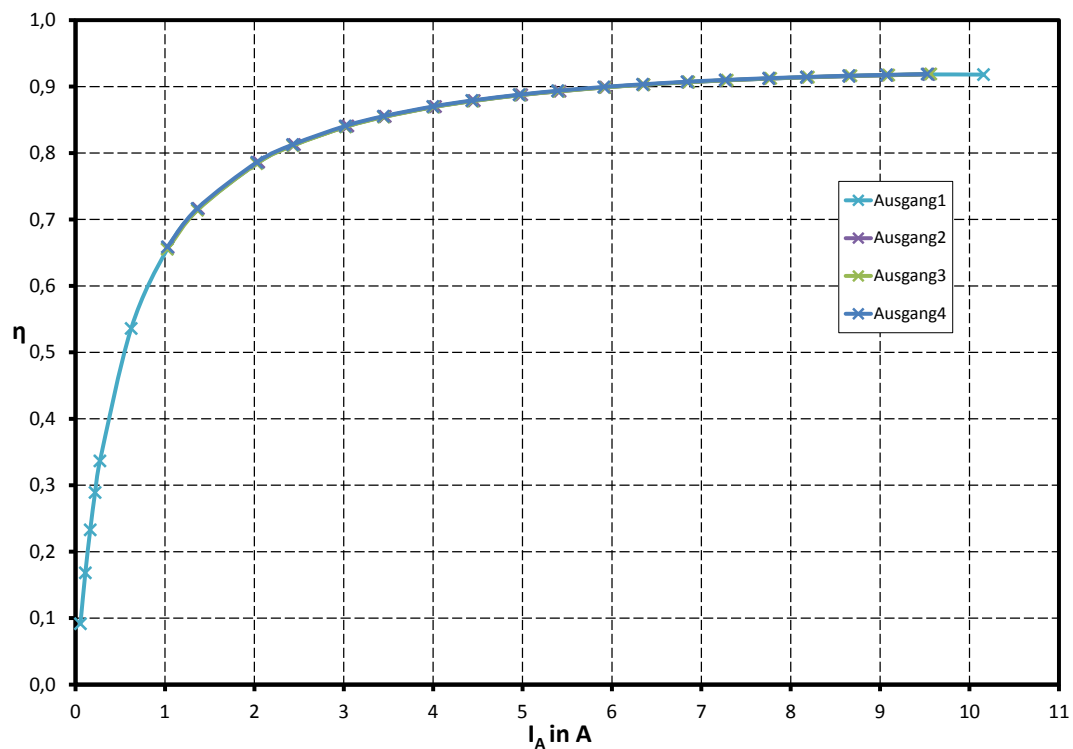


Abbildung 4.9: Wirkungsgrad über Ausgangsstrom für einen aktiven Ausgang.

Für den Fall, dass alle Ausgänge symmetrisch belastet werden, ist der Wirkungsgrad in Abbildung 4.10 dargestellt. Der Wirkungsgrad wird hier wegen der symmetrischen Last mit

$$\eta = \frac{4P_{a,1}}{P_e} \quad (4.9)$$

berechnet. Es wurde dabei angenommen, dass die Abweichung der Lastwiderstände sehr gering ist. Die Leerlaufverluste teilen sich nun auf alle vier Ausgänge auf, daraus resultiert ein steilerer Anstieg, außerdem steigt dadurch das Maximum auf ca. 93,6% an welcher bei einem geringeren Ausgangsstrom erreicht wird (ca. 6 A). Bei Nennstrom beträgt der Wirkungsgrad noch ca. 92%.

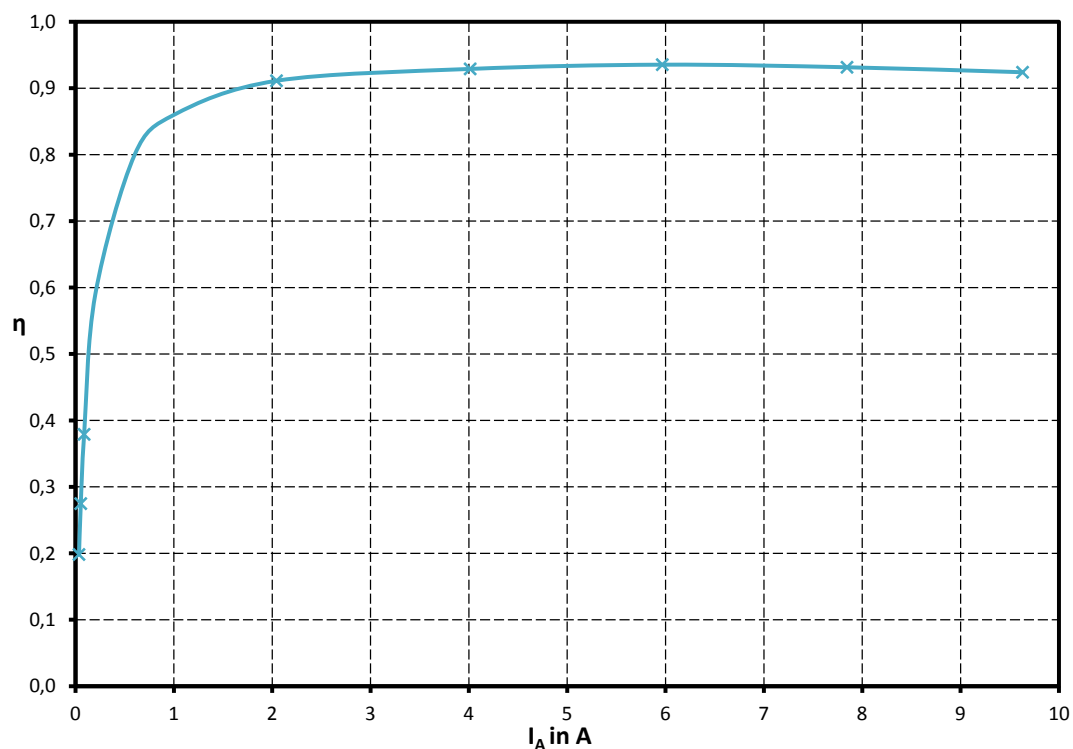


Abbildung 4.10: Wirkungsgrad über Ausgangsstrom bei symmetrischer Belastung.

4.2.5 Verlustleistung

In Abbildung 4.11 ist die Verlustleistung aufgetragen, wenn jeweils nur ein Ausgang belastet wird, diese berechnet sich für den Ausgang i zu

$$P_{V,i} = P_e - P_{a,i}, \quad (4.10)$$

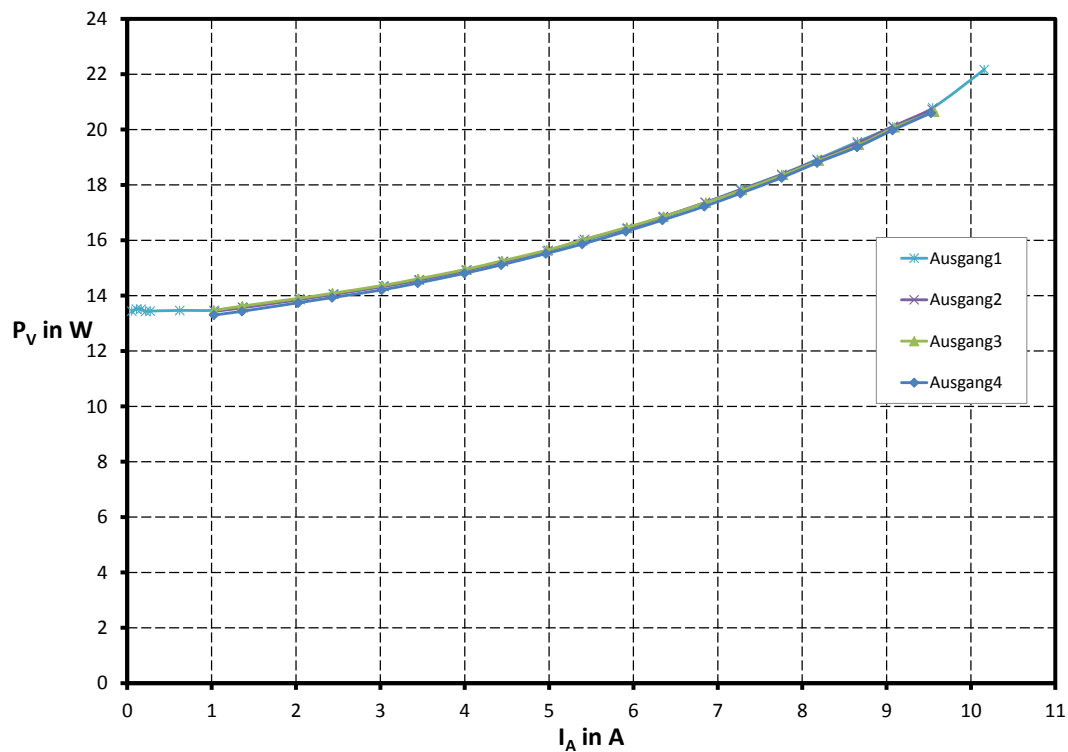


Abbildung 4.11: Verlustleistung über Ausgangsstrom für einen aktiven Ausgang.

mit $i = 1 \dots 4$.

Die Leerlaufverlustleistung ist mit ca. 13.5 W höher, als jene beim Testaufbau (7.7 W), was durch die Magnetisierungsverluste in den zusätzlichen Transformatoren bedingt ist. Die Leerlaufverlustleistung pro Ausgang sinkt jedoch, da die Umschaltverluste der MOSFETs, sowie die Verluste an den Symmetriewiderständen, auf alle vier Ausgänge aufgeteilt werden. Die gesamte Verlustleistung bei Nennstrom sind etwa 22 W.

In Abbildung 4.12 ist P_V für den Fall aufgetragen, dass alle vier Ausgänge symmetrisch belastet werden. Allerdings wird, da nur eine begrenzte Anzahl an Multimetern zur Verfügung steht, auch hier nur ein Ausgang tatsächlich gemessen und der Wert der an diesem Ausgang abgegebenen Leistung mal vier gerechnet. Da sich die Ausgänge, wie in Abbildung 4.7 und Abbildung 4.8 zu sehen ist, sehr ähnlich verhalten und die Lastwiderstände ebenfalls sehr ähnlich sind, kann die Annahme mit guter Genauigkeit getroffen werden, dass die abgegebene Leistung an allen vier Ausgängen auch näherungsweise dieselbe ist. Die Genauigkeit der Messwerte entspricht, jedoch, durch die mögliche Abweichung der Lastwiderstände und dem Messwiderstand des Amperemeters am Ausgang 1, nicht jenen in Abbildung 4.11.

Die Verlustleistung, wenn alle Ausgänge Nennstrom liefern, beträgt in etwa 80 W, wie man der Grafik entnehmen kann, die Leerlaufleistung bleibt natürlich unverändert.

$$P_V = P_e - 4P_{a,1} \quad (4.11)$$

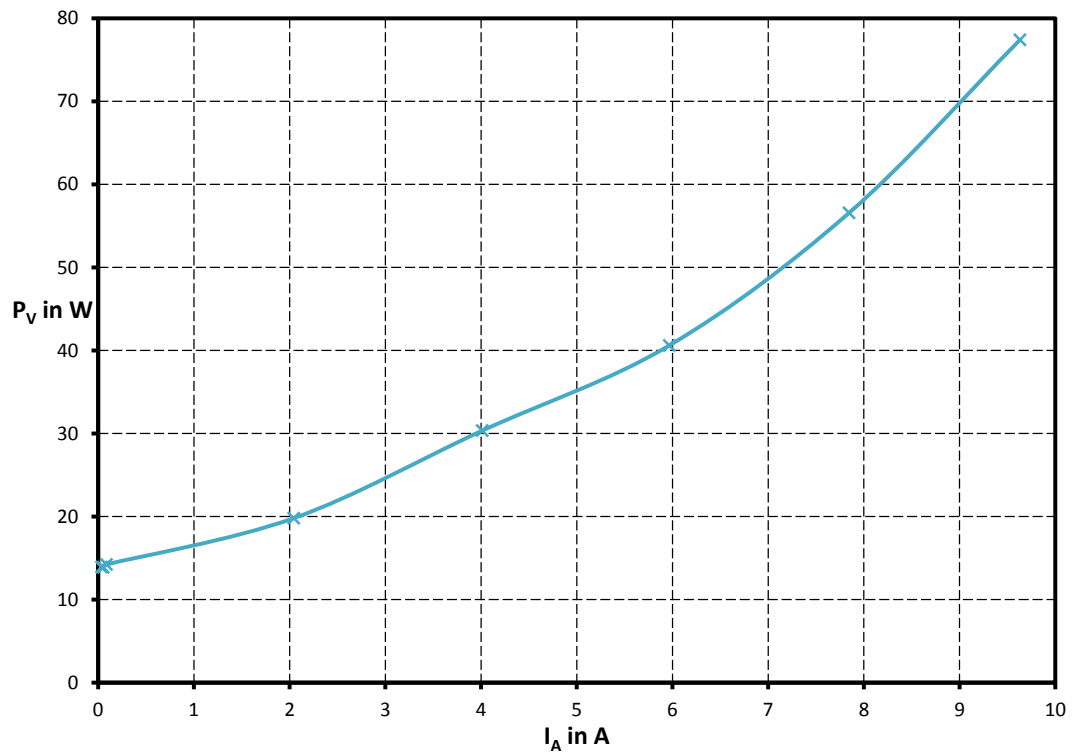


Abbildung 4.12: Verlustleistung über Ausgangsstrom bei symmetrischer Last.

5 Diskussion

Um Verbesserungsmöglichkeiten aufzuzeigen wird nun eine Näherung für die Verlustleistung geschätzt und anschließend werden die Ursachen der Verluste ermittelt.

5.1 Näherung für die Verluste

Die Verluste in der Schaltung setzen sich verallgemeinert aus Leerlaufverlusten P_0 , aus zum Ausgangsstrom proportionalen Verlusten $U_D I_a$ sowie zum Quadrat des Ausgangsstroms proportionalen $R_V I_a^2$ Anteilen zusammen. Die Leerlaufverluste werden durch Ummagnetisierungsverluste in den Transformatoren, Leerlaufschaltverluste in den MOSFETs und aus den Symmetrierwiderständen, welche parallel zum Eingang liegen, verursacht. Der Anteil der zum Strom proportionalen Verluste wird durch Ventil-Schwellenspannungen, der quadratische Anteil durch ohmsche Verluste bestimmt.

$$P_V = P_0 + U_D I_a + R_V I_a^2 \quad (5.1)$$

Wenn nun vier Ausgänge belastet werden muss die Näherung etwas abgeändert werden. Die zum Strom proportionalen Verluste sind dann einfach viermal so groß, da der vierfache Ausgangsstrom über die Schaltung fließt. Bei den ohmschen Verlusten hängt es davon ab, ob sie durch den vierfachen Strom durchflossen werden, wie MOSFETs und Eingangskondensator sind (sie werden durch $R_{V,e}$ ausgedrückt), oder ob sie vierfach ausgeführt sind, wie der Transformator, die Dioden und der Ausgangskondensator (sie werden durch $R_{V,a}$ repräsentiert). Die Näherung kann somit als

$$P_{V,sym} = P_0 + U_D 4I_a + R_{V,e} (4I_a)^2 + 4R_{V,a} I_a^2 \quad (5.2)$$

$$P_{V,sym} = P_0 + \overbrace{4U_D}^{U_{D,sym}} I_a + \overbrace{(16R_{V,e} + 4R_{V,a})}^{R_{V,sym}} I_a^2 \quad (5.3)$$

angeschrieben werden.

Um herauszufinden, welche Verluste welchen Anteil an den gesamten Verlusten haben und wie sich die einzelnen Anteile auf den Verlauf des Wirkungsgrads auswirken, werden die Parameter P_0 , U_D und R_V für die Verlustleistungskurven (Abbildung 4.11 bzw. für symmetrische Belastung: Abbildung 4.12) geschätzt. Die Leerlaufverluste können aus Abbildung 4.11 beim Ausgangsstrom $I'_a = 0$ einfach zu 13.5 W abgelesen werden. Durch numerisches differenzieren erhält man allgemein den Koeffizienten für den zum Strom proportionalen Anteil. Mit $I'_a = 0$ liefert

$$\frac{dP_V}{dI} = U_D + 2R_V I_a \quad (5.4)$$

den Wert für $U_D = 0.23 \text{ V}$ bzw. für symmetrische Belastung $U_{D,sym} = 4 \cdot 0.24 \text{ V}$. Wobei für symmetrische Belastung der Wert hier durch Anpassen der Verlustleistungskurve abgeschätzt wurde, da die numerische Differenziation durch die geringe Anzahl an Messwerten hier keine vernünftigen Ergebnisse zustande kamen. Nach zweimaliger Differenziation der Verlustleistung nach dem Ausgangsstrom

$$\frac{d^2 P_V}{dI^2} = 2R_V \quad (5.5)$$

erhält man den ohmschen Verlustanteil. Für eine aktive Last ergibt sich damit für R_V ein Wert von $60 \text{ m}\Omega$. Für symmetrischer Belastung ist $R_{V,symm} = 0.560 \Omega$, diese wurden allerdings wieder durch Anpassen der Verlustleistungskurve gewonnen, da auch hier zu wenige Werte für vernünftigen Ergebnisse für die numerische Differenziation vorliegen. In Abbildung 5.1 ist die Näherung laut Gleichung (5.2) und die gemessene Verlustleistung aus Abbildung 4.11 für den Ausgang 1 eingezeichnet.

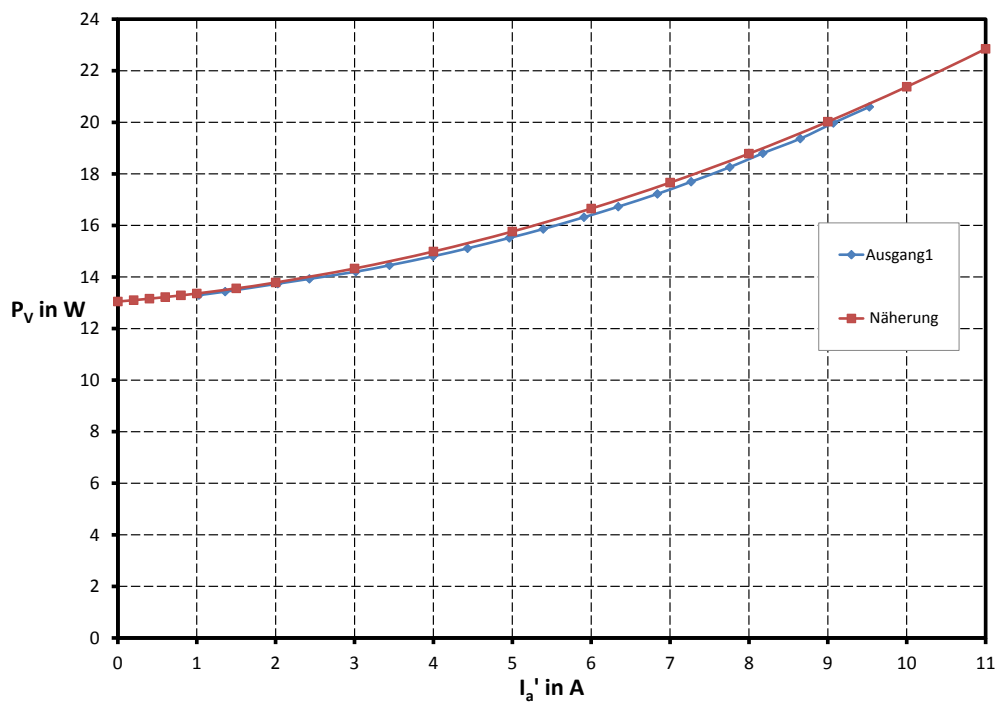


Abbildung 5.1: Näherung der Verlustleistung über Ausgangsstrom.

Abbildung 5.2 zeigt die angepasste Näherung und die Verluste für symmetrische Belastung und die Verluste aus Abbildung 4.12 für symmetrische Belastung.

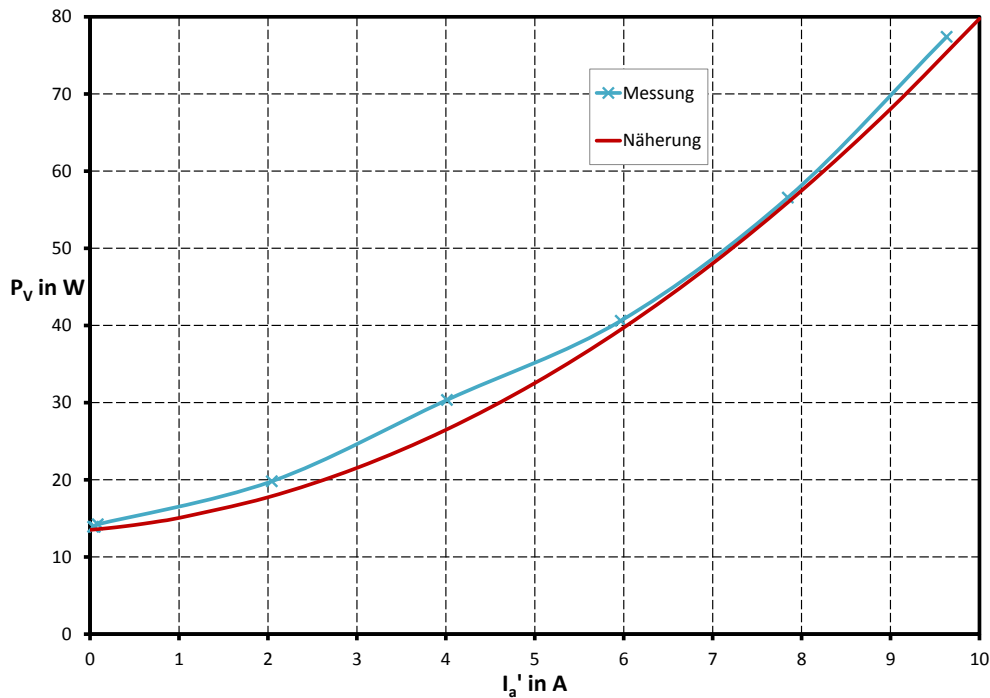


Abbildung 5.2: Näherung der Verlustleistung über Ausgangsstrom.

Der Wirkungsgrad lässt sich nun aus der Ausgangsleistung und der Verlustleistung anschreiben.

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} = \frac{P_a}{P_e + P_V} = \frac{U_a(I_a)I_a}{U_a(I_a)I_a + P_0 + U_D I_a + R_V I_a^2} \quad (5.6)$$

Betrachtet man die Ausgangsspannung als konstant, was für die vorliegende Schaltung näherungsweise der Fall ist, so kann das Maximum des Wirkungsgrads durch Ableiten und Null setzen von Gleichung (5.6) bei einem Strom von

$$I(\eta_{max}) = \sqrt{\frac{P_0}{R}} \quad (5.7)$$

gefunden werden. Umso kleiner die Leerlaufverlustleistung, desto weiter verschiebt sich das Maximum des Wirkungsgrads nach links, es wird also bereits bei kleineren Strömen erreicht. Bei hohen Strömen bestimmt hauptsächlich der Widerstand die Verluste, da alle anderen Terme für steigende Ströme weniger stark wachsen.

Für die Näherungen in Abbildung 5.3 für den Wirkungsgrad bei einem aktiven Ausgang bzw. für die Näherung in Abbildung 5.4 für den Wirkungsgrad bei symmetrischer Belastung wird der Zusammenhang

$$U_a'(I_a') = U_{a,0}' - R_a' I_a' \quad (5.8)$$

in Gleichung (5.6) eingesetzt und man erkennt, dass die rechnerischen Werte sehr genau mit den gemessenen übereinstimmt.

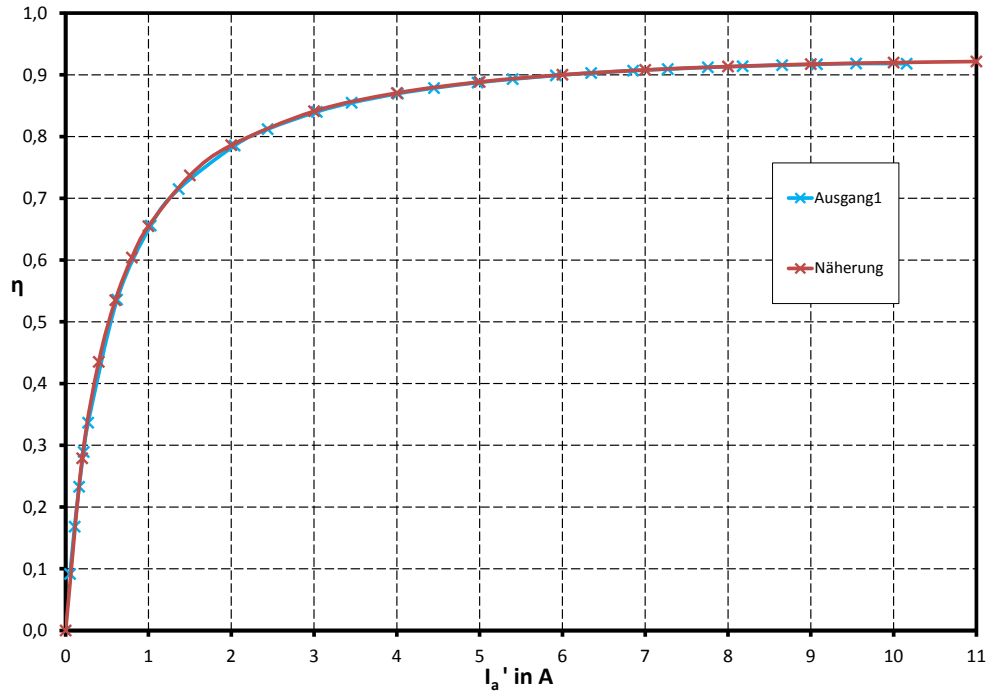


Abbildung 5.3: Näherung des Wirkungsgrads über Ausgangsstrom für einen aktiven Ausgang.

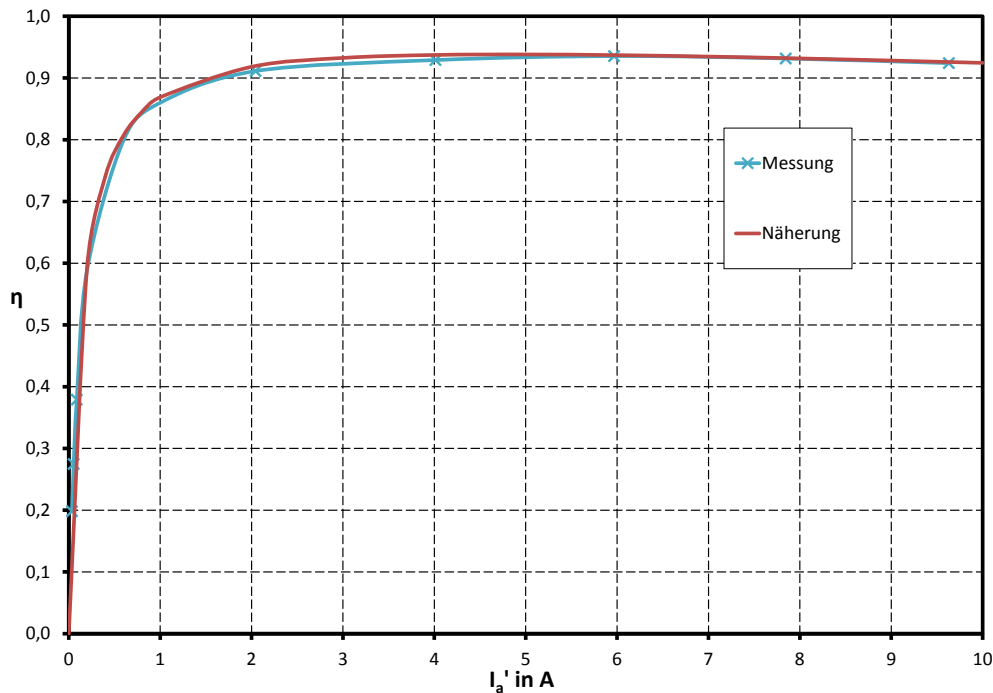


Abbildung 5.4: Näherung des Wirkungsgrads über Ausgangsstrom für symmetrische Belastung.

5.2 Aufteilung der Verluste

Um mögliche Verbesserungen des Wirkungsgrads zu erreichen wird nun analysiert, wie viel Verluste in den einzelnen Bauteilen anfallen.

5.2.1 Symmetriewiderstände

Die Symmetriewiderstände für die beiden in Serie geschalteten Eingangselkos liegen an der konstanten Eingangsspannung U_N und verursachen daher eine konstante Verlustleistung von:

$$P_{V,R_{Sym}} = \frac{U_N^2}{R_{Sym1} + R_{Sym2}} = \frac{(540 \text{ V})^2}{100 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} = 1.46 \text{ W} \quad (5.9)$$

Sie sind also ein Teil der Leerlaufverluste P_0 .

5.2.2 Glättungskondensatoren

Die Eingangskondensatoren selbst verursachen einen ohmschen Beitrag zu den Verlusten. Der gemessene äquivalente Serienwiderstand ESR für einen Elko beträgt

350 mΩ und damit ergibt sich die Verlustleistung für die beiden in Serie geschalteten Elkos zu:

$$P_{V,C_e} = I_{C_e,RMS}^2 \cdot 2 \cdot ESR = 358 \cdot 10^{-6} \cdot I_a'^2 \cdot 2 \cdot 350 \text{ m}\Omega = 0.25 \text{ m}\Omega \cdot I_a'^2 \quad (5.10)$$

Dabei wurde der Zusammenhang zwischen $I_{C_e,RMS}$ und I_a' aus Gleichung (2.66) eingesetzt. Vergleicht man dies mit Gleichung (5.3) so erkennt man, dass der Faktor vor dem Strom als Teil des Widerstands $R_{V,e}$ angesehen werden kann. Bei dem maximalen Ausgangsstrom auf allen Ausgängen, also $I_a' = 4 \cdot 10 \text{ A}$ ergibt dies

$$P_{V,C_e} = 401 \text{ mW}. \quad (5.11)$$

Die Verluste in den Ausgangskondensatoren berechnen sich analog zu denen der Eingangskondensatoren, nur dass diese parallel geschaltet sind und somit nur der halbe Wert des äquivalenten Serienwiderstandes, welcher laut Datenblatt 29 mΩ beträgt, eingesetzt wird und Gleichung (2.69) verwendet wird um die Verlustleistung in Abhängigkeit des Ausgangstroms

$$P_{V,C_a} = I_{RMS}^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot ESR = 0.158 \cdot I_a'^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot 29 \text{ m}\Omega = 2.3 \text{ m}\Omega \cdot I_a'^2 \quad (5.12)$$

zu erhalten. Die 2.3 mΩ sind verglichen mit Gleichung (5.3) Teil des Widerstands $R_{V,a}$. Die gesamte Verlustleistung die durch alle Ausgangskondensatoren zusammen verursacht wird, ist also der vierfache Wert von $R_{V,a} I_a'^2$ bei einem Ausgangsstrom von 10 A und damit

$$P_{V,C_a} = 916 \text{ mW}. \quad (5.13)$$

5.2.3 Transformator

Die Magnetisierungsverluste je Transformator betragen 1.785 W, wie schon in Gleichung (3.11) gezeigt, und somit für alle vier Ausgänge:

$$P_{V,T_{Fe}} = 7.14 \text{ W} \quad (5.14)$$

Die Kupferverluste sind hingegen abhängig vom Strom und ergeben sich mit dem berechneten Wert für den Kupferwiderstand 395.3 mΩ und der Gleichung (2.68) für den Zusammenhang zwischen Transformator und Ausgangsstrom zu:

$$P_{V,T_{Cu}} = 10.5 \cdot 10^{-3} \cdot 395.3 \text{ m}\Omega \cdot I_a'^2 = 4.2 \text{ m}\Omega \cdot I_a'^2 \quad (5.15)$$

Der Widerstand von 4.2 mΩ liefert wieder einen Beitrag zu $R_{V,a}$ und die Verlustleistung bei Nennstrom ergibt sich für die vier Transformatoren zu

$$P_{V,T_{Cu}} = 1.66 \text{ W} \quad (5.16)$$

5.2.4 MOSFETs und Dioden

Die Verluste in den MOSFETs teilen sich auf in Leitverluste und Schaltverluste auf. Die Leitverluste bei Nennstrom sind schon in Abschnitt 3.1.6 berechnet worden und betragen 672 mW pro MOSFET, also in Summe 1.344 W. Mit Gleichung (2.68) sind die Leitverluste in Abhängigkeit des Stroms:

$$P_{V,ON} = 2 \cdot I_{DS,RMS}^2 \cdot R_{DS,ON} = 0.84 \text{ m}\Omega \cdot I_a'^2 \quad (5.17)$$

Die Ausgangsströme addieren sich in den MOSFETs, deshalb sind die 0.84 mΩ ein Teil des Widerstands $R_{V,e}$ aus Gleichung (5.3).

Die Schaltverluste sind wesentlich schwieriger abzuschätzen, die Einschaltverluste sind sehr gering, da bei der vorliegenden Schaltung spannungslos eingeschaltet wird. Die Ausschaltverluste können mit der Sperrspannung $U_N = 540 \text{ V}$, der Schaltfrequenz $f = 50 \text{ kHz}$, dem Strom der im Zeitraum $t_{off} = 37.3 \text{ ns}$ (siehe Gleichung (3.5)) von $i_Q(\alpha_1) = 4 \cdot i_L(\alpha_1)$ näherungsweise linear auf Null abfällt (mit $i_L(\alpha_1)$ aus Gleichung (2.62) bzw. Gleichung (2.60)) zu

$$P_{V,S} \approx 2 \cdot t_{off} \cdot f \cdot \frac{1}{2} \cdot i_Q(\alpha_1) \cdot U_N = 0.39 \text{ V} \cdot I_a' \quad (5.18)$$

abgeschätzt werden. Diese Verluste liefern demnach eine zum Strom proportionale Verlustleistung. Somit erhält man für den Nennausgangsstrom ($I_a' = 10 \text{ A}$) eine Verlustleistung von

$$P_{V,S} = 3.9 \text{ W}. \quad (5.19)$$

Die Verluste in den Dioden bei Nennstrom sind 2.5 W wie schon in Abschnitt 3.1.7 ermittelt. Der Zusammenhang der Verluste mit dem Strom ist weder linear noch quadratisch und zu dem stark Abhängig von der Temperatur, deshalb ist es schwierig eine Funktion für die Verluste anzugeben.

Der Großteil der Verluste muss also in den Dioden und in den MOSFETs anfallen. Bei symmetrischer Belastung und Nennausgangsstrom sind die Gesamtverluste der Schaltung 80 W. Diese teilen sich abzüglich der berechneten Verlusten von 11.6 W auf die 16 Dioden und die beiden MOSFETs auf. Mit der im Datenblatt der Dioden angegebenen Verlustleistung von 2.5 W bleibt eine Verlustleistung für die MOSFETs von $80 \text{ W} - 11.6 \text{ W} - 16 \cdot 2.5 \text{ W} = 14.2 \text{ W}$ pro MOSFET. Aus der geringen Erwärmung der MOSFETs kann aber geschlossen werden, dass die tatsächlichen Verluste in den MOSFETs signifikant geringer sind und der Anteil der Dioden und der Transformatoren höher ist, da diese auch deutlich wärmer werden. Durch die große Anzahl an Dioden und Transformatoren, wirkt sich eine kleine Abweichung von der Rechnung hier zudem besonders stark aus.

6 Zusammenfassung

Bei einem Test der entwickelten Schaltung zur Speisung des Multizellen-Konverters hat sich gezeigt, dass sich diese gut zum Laden der Bleibatterien eignet. Die vier Ausgänge besitzen beinahe identische und sehr kleine Ausgangswiderstände und ist über einen weiten Bereich des Ausgangsstroms durch geringe Verluste gekennzeichnet, deshalb eignet sich die Schaltung hervorragend als Versorgung für den Konverter. Der gute Wirkungsgrad der Endversion konnte, wenn alle Ausgänge in Betrieb sind, allerdings nur näherungsweise bestimmt werden, da nicht genug Messgeräte zur Verfügung standen. Es hat sich gezeigt, dass der Einsatz von SiC-MOSFETs ideal ist. Es muss allerdings darauf geachtet werden, dass durch die hohe $\frac{du}{dt}$ -Werte der Drain-Source-Spannung EMV-Probleme auftreten können. Die Vorteile durch die geringen Schaltverluste von SiC-MOSFETs kommen hier nur zum Teil zu tragen, da die Einschaltverluste bei der gewählten Struktur entfallen. Der geringe Leitwiderstand, die geringen Ausschaltverluste, sowie deren geringe Temperaturänderung sind dagegen sehr vorteilhaft.

Durch die geringen Verluste muss kein großer Aufwand zur Kühlung betrieben werden, was einen kompakten Aufbau ermöglicht. Ein einziger Kühlkörper mit einem Lüfter reicht aus um die gesamte Verlustleistung abzuführen. Ein großer Teil der Verluste entsteht dabei in den Gleichrichter-Dioden, wie in Abschnitt 5.2 gezeigt wurde.

Eine Verbesserung des Wirkungsgrades der Schaltung kann möglicherweise eine Änderung der Schaltungsstruktur mit sich bringen. Wenn an der Sekundärseite der Transformatoren nur jeweils zwei der vier Wicklungen parallel geschaltet werden und anstatt des Brückengleichrichters ein Mittelpunktgleichrichter eingesetzt wird. Dadurch ist in einer Halbperiode jeweils nur eine der beiden Diode stromdurchflossen und damit entfällt eine Flussspannung. Allerdings muss die nicht stromführende Diode dann die doppelte Ausgangsspannung in Sperrrichtung aufnehmen. Außerdem muss der Schwingkreiskondensator dann neu dimensioniert werden, weil sich die sekundärseitige Streuinduktivität vergrößert, denn es sind dann jeweils nur zwei der vier Wicklungen aktiv, womit der magnetische Fluss nicht mehr so gut im Kern geführt wird wie für den Brückengleichrichter. Dies kann zwar verbessert werden in dem die jeweils gegenüberliegenden Wicklungen parallel geschaltet werden, dennoch wird sich die Streuinduktivität erhöhen. Damit die selbe Eigenfrequenz des Schwingkreises erreicht wird, müsste die Kapazität der Schwingkreiskondensatoren verringert werden (siehe Gleichung (2.2)), dies erhöht die Eigenimpedanz des Schwingkreises (siehe Gleichung (2.7)), was wiederum den Ausgangswiderstand erhöht (siehe Gleichung (2.31)). Auch der Kupferquerschnitt der Sekundärwicklung wird bei der Mittelpunktschaltung nicht gleich gut ausgenutzt. Der RMS-Wert der Ströme in den Wicklungen erhöht sich bei der Mittelpunktschaltung um den Faktor $\sqrt{2}$, die Kupferverluste der Trafo-Sekundärwicklung verdoppeln sich dadurch.

Dadurch ist es schwer abzuschätzen, ob durch Übergang auf einen Mittelpunkt-Gleichrichter tatsächlich eine Verbesserung des Wirkungsgrades erreicht werden kann. Dies könnte in einer weiterführende Arbeit geklärt werden.

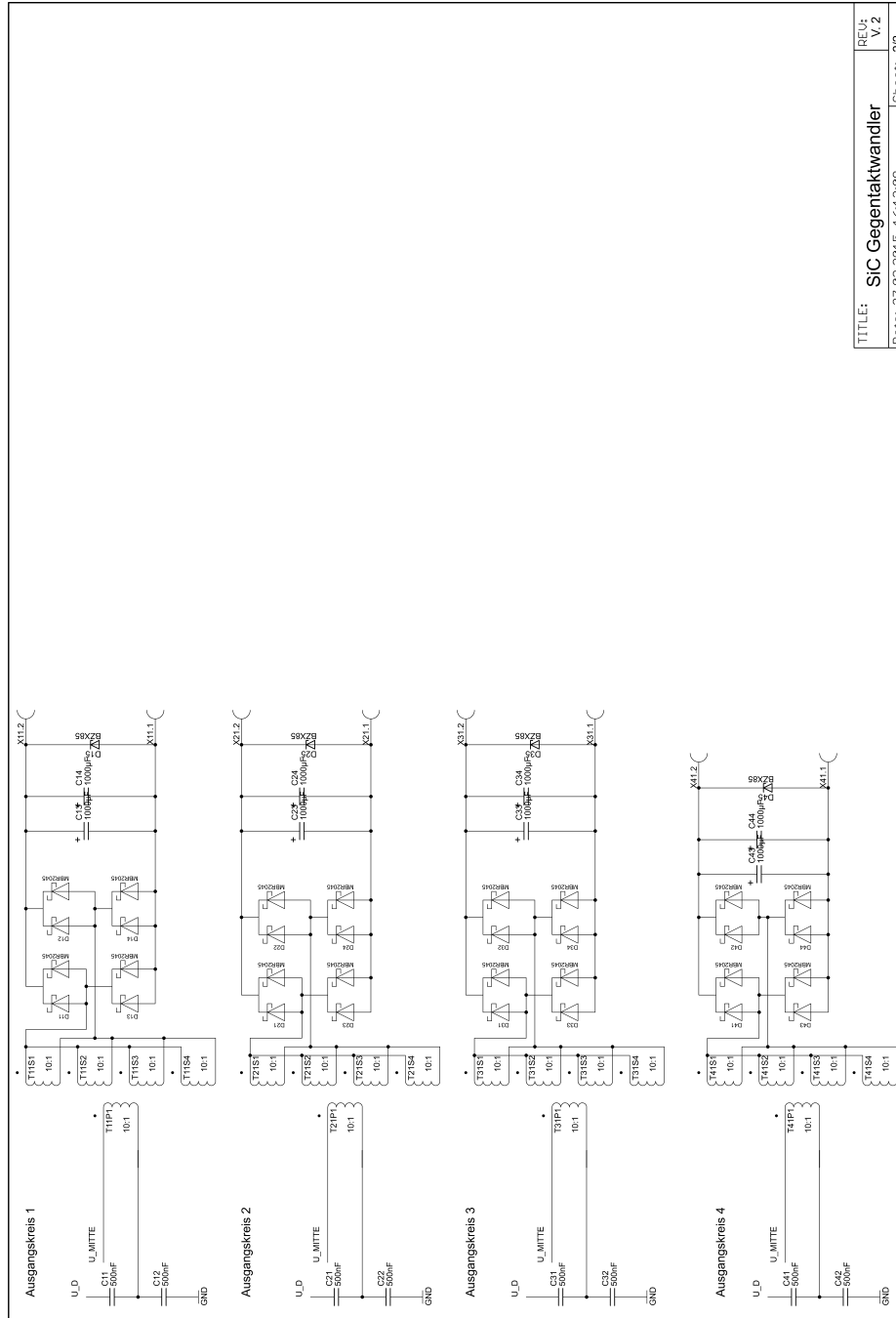
Eine weitere Möglichkeit die Diodenverluste zu reduzieren wäre ein aktiver Gleichrichter („Synchrongleichrichter“), was die Verluste der Dioden stark reduzieren würde. Mit dieser Struktur fallen nur die Leit- und Schaltverluste der MOSFETs an, sowie deren Ansteuerung, allerdings erhöht sich der Aufwand erheblich. Die Verluste durch die Ansteuerung erhöhen allerdings die Leerlaufverluste, womit sich der Punkt für den maximalen Wirkungsgrad zu einem höheren Ausgangsstrom verschiebt.

Die Verluste in den Transformatoren können möglicherweise ebenfalls noch reduziert werden indem ein anderes Kernmaterial eingesetzt wird. Auch hier ändert sich vermutlich die Streuinduktivität L_S und es muss der Schwingkreis neu dimensioniert werden.

Literatur

- [1] Cree Inc Bob Callanan. *Application Consideration for Silicon Carbide MOS-FETs*, Jänner 2011.
- [2] Kaschke Components. *Datenblatt Material K 2006*.
- [3] Kaschke Components. *Datenblatt Spulenkörper für Ringerkn R 31,5/19/24*.
- [4] Hans Ertl. Novel multicell dc-ac converter for applications in renewable energy systems. 49(5):1048–1056, Oktober 2002.
- [5] Hans Ertl. *Leistungselektronik und Stromrichtertechnik*. 2009.
- [6] fischer elektronik. *Datasheet SK174 Strangkühlkörper*, Jänner 2007.
- [7] fischer elektronik. *Technische Erläuterungen*, Jänner 2013.
- [8] Nikkei Business Publications. Inc. Power devices. Oktober 2012.
- [9] Silicon Labs. *0.5 and 4.0 Amp ISO-Drivers (2.5 and 5 kVrms) Si823x*, March 2002.
- [10] Rohm. *Datasheet N-Channel SiC Power MOSFET SCT2080KE*, 2014.
- [11] Fairchild Semiconductor. *Datasheet 1N5400 - 1N5408*, June 2006.
- [12] Fairchild Semiconductor. *Datasheet CD4047BC Low Power Monostable/Astable Multivibrator*, April 2014.
- [13] ON Semiconductor. *Datasheet MBR2045CT, MBRF2045CT SWITCHMODE Power Rectifier*, November 2012.
- [14] ROHM Semiconductor. *SiC Power Devices and Modules*, 2013.
- [15] Murata Power Solutions. *Datasheet MEV1 Series*, 2013.
- [16] Franz Zach. *Leistungselektronik - Ein Handbuch. 2 Bände*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 4 edition, 2010.

A SCHALTPLÄNE



TITLE: SiC Gegentaktwandler	REV: V.2
Date: 27.02.2015 16:13:08	Sheet: 2/2