



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
WIEN



Institut für Energiesysteme
und Elektrische Antriebe

DIPLOMARBEIT

**Design und Aufbau eines
SiC-Doppel-Antriebsumrichter-Prototyps
mit Berechnung und Verifizierung der
Verlustleistung sowie der Strombelastung
des Zwischenkreiseskondensators**

ausgeführt zur Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.) am

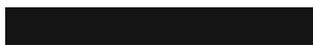
**Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe,
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Wien**

unter der Anleitung von

Ao.Univ.-Prof.i.R. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl

von

Paul Aspalter



Wien, Jänner 2023

Danksagung

Ich möchte mich bei allen bedanken, die mich durch meine Studienjahre begleitet haben und durch dessen Hilfe und Unterstützung ich nun so weit bin, mein Masterstudium abschließen zu können. Hier möchte ich mich vor allem bei Luka Bukva, Thomas Kartali, Filip Milicevic und meiner Freundin bedanken.

Im Zuge der Arbeit muss ich zuerst meinem Betreuer Professor Hans Ertl danken. Erst durch eines der vielen netten und theoretisch weit ausschweifenden Gespräche mit Ihm ist die Idee dieser Arbeit überhaupt entstanden.

Auch dem TU Wien Racing Team gebührt großer Dank. Mir wurde das Vertrauen geschenkt Mitglied des Powertrains zu werden, dann diesen zu leiten und nun diese wichtige Komponente des Rennwagens entwerfen zu dürfen.

Im Namen des Racing Teams möchte ich mich auch bei den Sponsoren des Teams bedanken. Vor allem bei *Infineon*, *KSG Austria* und *TDK Electronics* welche diese Diplomarbeit mit Bauteilen und Leiterplatten unterstützt haben. Insbesondere möchte ich mich hier aber dem Messgeräthändler *x.test* und dessen Mitarbeiter Matthias Töller danken. Ohne deren großzügige Unterstützung mit Messgeräten wären grundlegende Aspekte dieser Diplomarbeit nicht möglich gewesen.

Außerdem möchte ich meinen Dank an Tobias Glaser aussprechen, welcher mich mit der Betriebssoftware des Inverters, sowie diversen Messungen und der Erstinbetriebnahme des Inverters unterstützt hat.

Kurzfassung

Diese Masterarbeit befasst sich mit dem Design, Aufbau und der Herstellung eines auf Siliziumkarbid (SiC) basierenden Doppel-Antriebsumrichters, sowie der analytischen Berechnung und messtechnischen Validierung der Verlustleistung und der Zwischenkondensator-Strombelastung. Der Wechselrichter ist als Ersatz für den aktuellen Wechselrichter des Formula Student Teams *TU Wien Racing* konzipiert, welcher auf Isolated-Gate-Bipolar-Transistor (IGBT) Technologie basiert. Daher muss der gefertigte Prototyp die Anforderungen des Formula Student Regelwerks und die vom Team gestellten Spezifikationen erfüllen. Mit den signifikanten Vorteilen moderner Wide-Bandgap-Bauelemente, wie zum Beispiel SiC, wurde besonderes Augenmerk auf die Reduzierung der Gesamtverluste des Wechselrichters sowie der Einsparung an Gewicht und Volumen gelegt. Die Verluste der Transistoren der B6-Brücke wurden zunächst in mehreren Arbeitspunkten, die durch den Ausgangsstrom des Wechselrichters und die Zwischenkreisspannung definiert sind, analytisch berechnet. Diese Ergebnisse wurden dann validiert durch den Betrieb des Prototyps in diesen Arbeitspunkten mit gleichzeitiger Messung der Gesamtverluste mit einem Power Analyzer. Des Weiteren wurde der Strom des Zwischenkreiskondensators in denselben Leistungspunkten analytisch berechnet und anschließend durch Messungen validiert. Diese Messungen sind außerdem verwendet worden, um das spannungsabhängige Verhalten der CeraLink Zwischenkreiskondensatoren zu zeigen.

Abstract

This master thesis deals with design, construction and manufacturing of a Silicon Carbide (SiC) based Dual-Motor-Inverter, as well as analytical calculation and measurement validation of the Inverter power losses and DC-link capacitor current stress. The inverter is designed as replacement for the current inverter of the Formula Student *Team TU Wien Racing*, which is based on Isolated-Gate-Bipolar-Transistor (IGBT) technology. Therefore, the manufactured prototype has to fulfill the requirements of the Formula Student rulebook and the requirements specified by the team. With the significant advantages of modern wide-bandgap-devices, such as SiC, special attention was placed on reducing the over all losses of the inverter and reducing it's size and weight. The losses of the transistors of the B6 bridge were first analytically calculated in several power points. These points are defined by the output current of the inverter and the DC link voltage. These results were then validated by operating the prototype in these power points and consequently measuring the total losses with a Power Analyzer. Furthermore, the DC link capacitor current was calculated analytically in those same power points and after that validated by measurement. These measurements were also used to show the voltage-dependent behavior of the CeraLink DC link capacitors.

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct, insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, Jänner 2023



Paul Aspalter

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	1
1.1	Formula Student	1
1.2	TU Wien Racing	2
2	Aufgabenstellung	3
2.1	Weiche Anforderungen	3
2.2	Harte Anforderungen	3
2.3	Messungen	4
3	Entwurf und Fertigung des Prototyps	6
3.1	Auswahl des Transistors	6
3.2	Auswahl des Zwischenkreiskondensators	7
3.2.1	Spannungsabhängigkeit der keramischen Kondensatoren	9
3.3	Vorschriften des Reglements an das Layout und die Bauteilauswahl	11
3.4	Aufteilung auf mehrere PCBs	12
3.5	Power PCB	12
3.5.1	Grober Schaltplan und Topologie	13
3.5.2	Layout und Design	14
3.6	Gatetreiber PCB	16
3.6.1	Bauteile und Schaltplan	17
3.7	Fertiger Prototyp	18
3.7.1	Vergleich zum alten Umrichter	19
4	Berechnung und Messung der Verlustleistung	21
4.1	Analytische Bestimmung der Verlustleistung	21
4.1.1	Berechnung der Schaltverluste	21
4.1.2	Berechnung der Leitverluste	25
4.1.3	Ergebnisse der Berechnung	26
4.2	Messung der Verlustleistung	27
4.2.1	Methodik und Messgeräte	27
4.2.2	Versuchsaufbau	30
4.2.3	Durchgeführte Messungen	33
4.2.4	Auswertung der Messergebnisse	34
4.3	Ergebnisse und Vergleich mit der analytischen Berechnung	35
4.4	Verbesserung gegenüber des IGBT Umrichters	39

5	Rippelstrom und Spannungsrippel	42
5.1	Anlytische Brechnung des Rippelstromes	42
5.2	Messung des Rippelstromes	44
5.3	Simulation des Rippelstromes	47
5.4	Auswertung der Rippelspannung und Bestimmung der Kapazität . . .	50
6	Zusammenfassung und Ausblick	54
A	Anhang - Messaufbauten	59
A.1	Verlustleistung	59
A.2	Rippelstrom	60
B	Anhang - PowerBoard	62
B.1	Schaltplan	62
B.2	Kupferlagen	67
C	Anhang - Gatedriverboard	71
C.1	Schaltplan	71
C.2	Kupferlagen	76

Abkürzungen

$\cos(\varphi)$ Leistungsfaktor

CSV Comma-Separated-Value-Datei

CWA Continious-Whole-Cycle-Analysis

DCDC Gleichspannungswandler

DPT Doppel-Puls-Tests

EMV Elektromagnetische Verträglichkeit

ESL Equivalente Serieninduktivität

ESR Equivalenter Serienwiderstand

GaN Galliumnitrid

IC Integrated Circuit

IGBT Isolated-Gate-Bipolar-Transistor

LVS Low-Voltage-System

NTC Heißleiters

PCB Leiterplatten

PLZT Blei-Lanthan-Zirkonat-Titan

PSM Permanenterregte Synchronmaschine

PWM pulswertenmoduliertes

RDSOn Leitwiderstand

RMS Effektivwert

SiC Siliziumkarbid

SMD Surface-Mounted-Device

SVPWM Raumzeigermodulierten

THT Through-Hole-Technology

TS Tractive-System

3P-3W-3M 3 Phasen - 3 Leiter - 3 Messungen

3P-4W-3M 3 Phasen - 4 Leiter - 3 Messungen

1 Einführung

Der Wechselrichter ist eine Komponente des elektrischen Antriebsstranges die oft unterschätzt wird. Zwar stellt er weder die Leistung zur Verfügung, wie die Batterie, oder ist die elektrische Senke dieser, wie der Motor, doch ist er ein Kernbestandteil der Kette ohne welchen der Antriebstrang nicht funktionieren würde. Es ist grundsätzlich möglich Standard Inverter zu verwenden, welche die Anforderungen an Spannung, Strom und elektrischer Frequenz des Motors erfüllen, um damit einen funktionierenden Antriebsstrang zu bauen. Jedoch ist man damit hinsichtlich Bauraum, Gewicht und Verluste an die Spezifikationen des Herstellers gebunden. Außerdem sind damit höchstwahrscheinlich auch Schaltmuster und Kommunikation zu dem Gerät vorgegeben sind. Des Weiteren sind Verluste und Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) nur sehr schwierig, bis gar nicht, zu beeinflussen und Sicherheitsschaltungen sind ebenfalls vom Hersteller vorgegeben.

Aus all diesen Gründen ist es vor allem für Traktionsanwendungen, in denen hohe Anforderungen an Leistungsdichte und Effizienz gestellt werden, von großer Interesse den Umrichter genau nach diesen Anforderungen zu entwerfen. Dies trifft vor allem auf Motorsportanwendungen zu.

1.1 Formula Student

Die Formula Student ist ein internationaler Wettbewerb bei dem Studenten von Universitäten und Hochschulen ein Rennfahrzeug auf Basis von Verbrennungs- oder Elektromotoren bauen, um damit gegeneinander anzutreten. Hierbei handelt es sich primär um einen Konstruktionsbewerb, weshalb ein Rennwagen auch höchstens ein Jahr lang an Bewerbungen teilnehmen darf bevor ein neues Chassis verwendet werden muss. Die Studierenden sollen soviel wie möglich selbst am Fahrzeug entwickeln, um das auf der Universität erworbene theoretische Wissen anzuwenden und weiter zu vertiefen. Gleichzeitig werden wertvolle praktische Erfahrungen in Design, Fertigung und Testen technischer Komponenten erworben, als auch Softskills wie Arbeiten und Leiten in einem Team, Kooperation mit verschiedensten Unternehmen und Präsentationstechnik verbessert. [1]

Das Team tritt dann mit dem gebaute Fahrzeug auf Bewerbungen auf der ganzen Welt gegen andere Teams an. Dort wird zuerst das Fahrzeug einer strengen technischen Inspektion unterzogen, damit festgestellt wird ob das Reglement [2] eingehalten wur-

de, welches die Sicherheit aller Teilnehmer garantieren soll. Erst wenn diese bestanden wird darf das Fahrzeug an den sogenannten "Dynamics" teilnehmen. Hierbei handelt es sich um alle Disziplinen bei denen das Fahrzeug in Bewegung ist. Dazu gehören ein Beschleunigungstest, bei diesem sollen 100m so schnell wie möglich zurück gelegt werden, ein Skidpad, hier wird mit maximaler Querbeschleunigung im Kreis gefahren, einem Autocross, wo eine Runde auf einer Rennstrecke möglichst schnell absolviert werden muss und die Endurance. Bei der letzten Disziplin müssen mehrere Runden auf der selben Rennstrecke absolviert werden und neben der Zeit zählt auch die Effizienz des Antriebsstranges.

Neben den "Dynamics" gibt es auch die "Statics" in welchen das Fahrzeug von einer Fachjury in drei verschiedenen Kategorien beurteilt wird. Zuerst wird im Engineering Design das Design und der Validierungsprozess des gesamten technischen Fahrzeugkonzeptes beurteilt. Im Cost Report werden die Kosten des Fahrzeugs aufgeschlüsselt und nach deren wirtschaftliche Rechtfertigung beurteilt. Zuletzt wird im Business Plan ein fiktives Unternehmen mit einen Business Case um das Fahrzeug herum präsentiert.

Zum aktuellen Zeitpunkt gibt es 612 Teams in der Weltrangliste der Verbrenner [3] und 203 Teams in der Liste mit elektrischen Antrieb [4].

1.2 TU Wien Racing

Das Team der Technischen Universität wurde vor 15 Jahren gegründet und startete damals mit einem einfachen Gitterrohrrahmen und einem umgebauten Motorradmotor als Antrieb. Mittlerweile hat das Team das 13. Fahrzeug gebaut und hat von einem Verbrennungsmotor auf einen elektrischen Antrieb gewechselt. Der Rennwagen besteht aus einem Carbon Monocoque, verfügt über ein aufwendiges Aeropaket und fast alle strukturellen Komponenten sind als Carboncomposite gefertigt. Der Antriebsstrang besteht aus einem Lithiumpolymerakku, mit einer nominellen Spannung von 536.5V, zwei IGBT-Doppelinverter und vier Elektromotoren, vom Typ Permanenterregte Synchronmaschine (PSM), die über ein Planetengetriebe direkt die Carbonfelge antreiben.

Die Neuentwicklung des Inverters ist Teil des Themas dieser Arbeit.

2 Aufgabenstellung

Die Aufgabenstellung dieser Masterarbeit ist der Entwurf, die Fertigung und Testen eines Prototypen der Leistungselektronik eines Inverters auf Basis von SiC. Dieser soll von der Leistung her für die aktuellen Motoren ausgelegt sein. Die Schnittstelle der Leistungselektronik zu einem Controller ist genau definiert. Des Weiteren müssen diverse Sicherheitsabschaltung integriert werden.

Besonderer Fokus wird auch auf die Untersuchung der Umrichterverluste und der Performance des Zwischenkreises gelegt. Hier sollen analytische Berechnungen mit tatsächlichen Messergebnissen bestätigt werden.

Die Aufgaben und Anforderungen werden in den folgenden Kapiteln genau festgehalten.

2.1 Weiche Anforderungen

Diese Anforderungen sind nicht genau quantifizierbar und werden als richtungweisend gesehen.

- Minimierung des Gewichtes
- Minimierung des Volumens
- Minimierung der Verluste
- Unterdrückung von leitungsgebundener EMV-Störungen durch einen Common-Mode und Differential-Mode Filter

2.2 Harte Anforderungen

Diese Anforderungen sind exakt quantifizierbar und müssen vom Prototypen erfüllt werden.

1. Allgemein

- der Wechselrichter soll als Doppel-Inverter aufgebaut sein, es sollen zwei Motoren getrennt angesteuert werden können
- der Wechselrichter muss für eine Versorgungsspannung von 435V bis 600V ausgelegt sein

- es soll ein dauerhafter Ausgangsstrom von 42,4A möglich sein mit kurzzeitigen Spitzen von bis zu 63,64A
- es soll eine Schaltfrequenz von 20kHz möglich sein
- es sollen Stromsensoren auf allen sechs Phasen integriert werden die bis zu 200A Spitze messen können und ein analoges Messsignal zwischen 0 und 5V besitzen

2. Anforderungen an den Zwischenkreis und Transistoren

- die Zwischenkreiskondensatoren müssen mit einem Effektivstrom von bis zu 82.7A belastbar sein
- alle Bauteile im Versorgungsstrompfad des Zwischenkreises so wie die PCB Leiterbahnen müssen für einen Dauerstrom von 63A ausgelegt sein
- es sollen SiC Transistoren mit einer Sperrspannung von 1200V verwendet werden
- die Transistoren werden von einer Coldplate gekühlt welche sich auf dem Potential der Chassimasse befindet

3. Anforderungen an den Gatetreiber

- jeder Transistor wird mit einem eigenem 5V pulswertenmoduliertes (PWM) Signal angesteuert
- es soll eine Überstromabschaltung integriert sein, die den dauerhaften Brückenkurzschluss unterbindet
- der Treiber soll eine Unterspannung der Versorgung und einen erkannten Brückenkurzschluss rückmelden

4. Vom Reglement geforderte Schaltungen

- aktive Entladeschaltung des Zwischenkreises
- galvanische getrennte Messung der Zwischenkreisspannung

2.3 Messungen

Es sollen die Verluste über den gesamten Betriebsbereich des Wechselrichters gemessen werden. Dies wird umgesetzt indem in verschiedenen Arbeitspunkten die Eingangs- und Ausgangsleistung gemessen wird. Diese Messungen werden mit analytischen Berechnungen verglichen.

Der Ripplestrom der Zwischenkreiskondensatoren soll in Kombination dem Spannungsripple der Kondensatoren in ausgewählten Arbeitspunkten gemessen werden. Diese Messungen des Ripplestromes sollen mit analytischen Berechnungen verglichen werden.

3 Entwurf und Fertigung des Prototyps

In diesem Abschnitt wird die Auswahl der Leistungstransistoren und des Zwischenkreiskondensators, sowie der Entwurf des Prototypen, insbesondere der Leiterplatten (PCB), beschrieben. Zuletzt wird kurz auf die Fertigung und dem aufgebauten Prototypen eingegangen.

3.1 Auswahl des Transistors

Die erste und wichtigste Komponenten die ausgewählt werden muss ist der Transistor. Als Topologie wird eine B6-Brücke verwendet, da diese eine niedrige Anzahl an Schaltern benötigt und dadurch Gewicht und Volumen klein gehalten werden können. Bei der Wahl des Gehäuses stellt sich die Frage, ob diskrete Transistoren in Surface-Mounted-Device (SMD) oder Through-Hole-Technology (THT) Gehäusen oder ein Powermodul verwendet werden soll. Ein großer Vorteil der Powermodule ist die robuste Isolationsbarriere zwischen den Transistoren und der Kühlfläche des Powermoduls. Selbst im Fall einer kompletten Zerstörung des Halbleiters bleibt diese meist intakt. Dadurch ist eine sichere Trennung des Batteriepentials zu der Chassis Masse selbst im Fehlerfall gegeben. Dies ist mit Isolationsfolien und ähnlichen thermischen Interface Materialien nicht erreichbar, zumindest nicht mit einer vertretbaren thermischen Impedanz.

Die Halbleitertechnologie wurde im Vorhinein vom TU Wien Racing Team bereits festgelegt, da mit dieser, in der Leistungs- und Spannungsklasse des Doppelinverters, eine höhere Effizienz und bessere Leistungsdichte als mit IGBT erreicht werden kann [5]. Galliumnitrid (GaN) Transistoren sind für eine Zwischenkreisspannung von bis zu 600V nicht geeignet [6]. Da sowohl die Sperrspannung in *Kapitel 2.2* festgelegt wurde und Infineon ein Sponsor des TU Wien Racing Teams ist, ist die Auswahl damit bereits stark eingeschränkt. Die in Frage kommenden Powermodule der Website von Infineon sind in *Tabelle 3.1* zusammengefasst. Beachtet man zuerst Gewicht und Volumen so ist klar, dass mit dem B6 Brückenmodul weder ein niedriges Gewicht noch ein kleiner Wechselrichter erreicht werden kann. Das *FF8MR12W2M1_B11* hätte von den Halbbrücken Modulen zwar den niedrigsten Leitwiderstand (RDSOn), jedoch ist bereits das *FF11MR12W1M1_B11*-Modul mit $11\text{ m}\Omega$ voll ausreichend, wie auch später in 4.1 zur Verlustleistungsberechnung gezeigt wird. Mit diesem $11\text{m}\Omega$ Modul kann auch noch etwas an Gewicht und vor allem Volumen gespart werden. Das *FF23MR12W1M1_B11*-Modul ist in Gewicht und Volumen gleich zum $11\text{m}\Omega$ -

Modul, der höhere RDSOn führt zwar zu höheren Leitverlusten dafür sind aber die Schaltverluste geringer. Da aber der Großteil der Verluste durch die Leitverluste bestimmt sind (siehe *Kapitel 4.1.2*) führt das *FF11MR12W1M1_B11* insgesamt zu den niedrigeren Verlusten, weshalb dieses ausgewählt wurde.

Bezeichnung	Topologie	RDSOn [mΩ]	Gewicht [g]	Maße (lxbxh) [mm]
FF11MR12W1M1_B11	Halbbrücke	11	24	62.8 x 33.8 x 12
FF8MR12W2M1_B11	Halbbrücke	8	39	62.8 x 51 x 12
FF23MR12W1M1_B11	Halbbrücke	23	24	62.8 x 33.8 x 12
FS05MR12A6MA1B	B6 Brücke	5.5	720	154.5 x 100.5 x 12.8

Tabelle 3.1: Vergleich verschiedener Powermodule des Herstellers Infineons. Alle Module verwenden SiC MOSFETs mit einer Sperrspannung von 1200V.

3.2 Auswahl des Zwischenkreiskondensators

Ein weiterer maßgeblich auf das Design Einfluss nehmender Bauteil ist der Zwischenkreiskondensator. Dieser muss, wie in *Kapitel 2.2* beschrieben, für einen Effektivwert von 82.7A ausgelegt sein. Dieser Wert wird in *Kapitel 5.1* genauer hergeleitet. Grundsätzlich kann eine der drei gängigen Kondensatortechnologien gewählt werden. Elektrolyt-Kondensatoren können aber sofort ausgeschlossen werden. Diese sind nur für eine maximale Spannung von 630V geeignet. Zwar liegt dieser Wert über den 600V mit denen der Wechselrichter maximal betrieben wird, jedoch kann es im Fehlerfall zur Erhöhung der Zwischenkreisspannung kommen. Durch eine Serienschaltung von zwei Elektrolytkondensatoren wäre dieses Problem zwar gelöst, jedoch ist die wirksame Kapazität hiermit halbiert. Abgesehen davon, dass in diesem Fall eine aktive oder passive Spannungsymmetrierung der Kondensatoren notwendig wäre. Zuletzt spricht sich vor allem noch deren schlechte Ripplestromfähigkeit gegen Elektrolytkondensatoren aus.

Die Entscheidung muss zwischen Folienkondensatoren und keramischen Kondensatoren getroffen werden. Folienkondensatoren haben den großen Vorteil, dass deren Kapazität nur wenig von Temperatur und Spannung abhängt. Ganz im Gegensatz zu keramischen Kondensatoren, mit Ausnahme von Dielektrika wie *CGO*, welches aber eine sehr niedrige Kapazitätsdichte hat. In *Tabelle 3.1* sind einige Folienkondensatoren und an letzter Stelle ein keramischer Kondensator verglichen. Die notwendige Anzahl an Kondensatoren ergibt sich aus der gewünschten Kapazität oder dem

Hersteller	Bezeichnung	Kapazität [μF]	Ripplestrom [A]	Gewicht [g]	Maße (lxbxh) [mm]
Kemet	C4ATHBW-5100A3LJ	10	29	77	42 x 30 x 45
TDK	B32774D-8505K000	5	6.5	16	31.5 x 14 x 24.5
TDK	B32776Z-5506K000	50	25	72	42 x 33 x 48
TDK	B58035U-7505M001	5	39	11.5	30 x 7.4 x 9.1

Tabelle 3.1: Vergleich verschiedener in Frage kommender Zwischenkreiskondensatoren

erlaubten Ripplestrom, welche Zahl auch immer die größere ist. Die gewünschte Kapazität ergibt sich normalerweise aus dem maximal erlaubten Ripple der Zwischenkreisspannung. Geht man von einer konstanten Kapazität aus und vernachlässigt den Equivalenten Serienwiderstand (ESR), so lässt sich der Spannungsripple mit folgender Formel abschätzen:

$$U_{ZK,pp} = I_{ZK,RMS} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\omega C} \quad (3.1)$$

Für ω wird die doppelte Schaltfrequenz eingesetzt, da diese die dominante Frequenzkomponente des Zwischenkreises ist [7]. Die Annahme, dass die Kapazität konstant ist, ist für Folienkondensatoren zulässig, für keramische Kondensatoren mit relativ hoher Dielektrizitätszahl aber nicht. Eine Eigenschaft des Kondensators die in Kombination mit schnell schaltenden Halbleitern wie SiC oder GaN nicht vergessen werden darf, ist die Equivalente Serieninduktivität (ESL). Der ESL-Wert des Folienkondensators *B32776Z5506K000* liegt bei $14nH$, während der keramische Kondensator, auf Grund seines SMD-Designs und internen Aufbaus, einen sehr geringen Wert von $2nH$ erreicht. Da sich diese Induktivität im Kommutierungskreis befindet, soll dieser Wert so niedrig wie möglich sein.

Aus mehreren genannten Gründen wurde der keramische Kondensator *B58035U7505-M001* ausgewählt. Zum einen zeichnet sich dieser durch einen niedrigen ESL, niedrigen ESR und extrem hohe Ripplestromfähigkeit aus. Zum anderen vereinfacht das SMD-Design das Layout des Zwischenkreis-PCBs und verdoppelt die Anzahl der möglichen Kondensatoren pro PCB-Fläche, da beidseitig bestückt werden kann. Zuletzt ist auch die Form des Kondensators ideal für das ausgewählte Modul. Die Höhe

des Kondensators ist niedriger als die des Moduls und die Länge kürzer als das Modul breit ist. Dies führt zu einem sehr kompakten Design des Zwischenkreises, siehe *Kapitel 3.5.2*, in welchem 12 Stück des Kondensators verbaut sind.

Diese 12 Kondensatoren ergeben eine nominelle Kapazität von $60\mu F$. Aufgrund der hohen Spannungsabhängigkeit dieses Kondensators, gilt für Betriebspunkte im Bereich 450V bis 600V Gleichspannung nur eine Kapazität von ungefähr $30\mu F$, was laut *Gleichung (3.1)* einen Rippel von $U_{ZK,pp} = 15.5V$, bei $I_{ZK,RMS} = 82.7A$, ergibt. Eine Messung des tatsächlichen Spannungsrippel wurde durchgeführt und ist in *Kapitel 5* zu finden.

3.2.1 Spannungsabhängigkeit der keramischen Kondensatoren

Keramische Kondensatoren sind weit verbreitet in Anwendung wie der Signalfilterung oder Entkopplung von Integrated Circuit (IC) Versorgungen. Diese Kondensatoren sind durch ihre Dielektrizitätseigenschaften eingeteilt und gehören meistens der Klasse 1 oder Klasse 2 an. Wie in *Tabelle 3.2* zu sehen ist, zeichnen sich Klasse 1 Dielektrika wie *NP0* durch eine geringe Temperaturabhängigkeit, aber auch durch Spannungsunabhängigkeit, aus [8]. Da die Dielektrizitätszahl aber vergleichsweise niedrig ist, sind sie als Entkoppelkondensatoren ungeeignet und werden daher stattdessen meist für Signalfilter und Resonanzanwendungen verwendet.

Dielektrikum	Klasse	max. Kapazitätsänderung	Dielektrizitätszahl Obergrenze
NP0	1	$\pm 30ppm$	75
X7R	2	$\pm 15\%$	3000
Z5U	2	$+22/ - 56\%$	8000

Tabelle 3.2: Vergleich gängiger Dielektrika [8].

X7R hingegen ist auf Grund seiner hohen Kapazitätsdichte weit verbreitet bei Entkoppelkondensatoren. Die Dielektrizitätszahl wird durch einen hohen Gehalt an Bariumtitanat ($BaTiO_3$) erreicht, welches dem Dielektrikum ferroelektrische Eigenschaften verleiht. Unter Ferroelektrizität versteht man die Eigenschaft eines Dielektrikums, dass sich die vorhandenen Dipole von selbst zueinander parallel ausrichten können und Domänen gleicher Polarisierung bilden, ähnlich wie bei dem Ferromagnetismus [9]. Damit dieser Effekt auftreten kann muss die Kristallstruktur zumindest zwei energetisch gleichwertige Strukturen haben, die aber unterschied-

liche Ausrichtungen des Dipols besitzen. Beim Bariumtitanat ist dies der Fall auf Grund der tetragonalen Raumstruktur zwischen 0 und 130°C. Diese entspricht einer kubischen Struktur welche entlang einer Würfelkante leicht gestreckt ist. Damit hat das zentrale Ti^{4+} zwei gleichwertige stabile Lagen mit entgegengesetzter Polarisierung. Oberhalb der 130°C nimmt der Kristall eine kubische Struktur an wodurch der ferroelektrische Effekt verschwindet, was somit auch die Betriebstemperatur von *X7R* einschränkt [10].

Betrachtet man die Polarisierbarkeit eines ferroelektrischen Dielektrikums in *Abbildung 3.1* links, so ist eine deutliche Nichtlinearität mit Sättigungseffekt zu erkennen, welche die Spannungsabhängigkeit der Kapazität erklärt. Bei Spannung 0, und damit elektrischer Feldstärke 0, sind die Domänen noch beliebig ausgerichtet. Durch Anlegen einer Spannung richten sich diese in Richtung der Feldstärke aus, wodurch das Material polarisiert wird. Ab einem gewissen Punkt sind aber fast alle Dipole dem Feld entsprechend ausgerichtet und es tritt ein Sättigungseffekt auf.

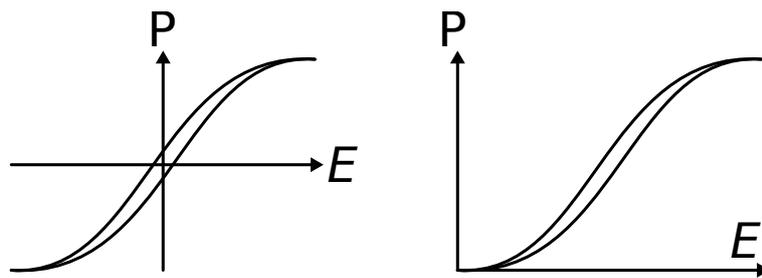


Abbildung 3.1: Darstellung einer möglichen Polarisationskurve eines ferroelektrischen Dielektrikums (links) und eines anti-ferroelektrischen Dielektrikums (rechts).

Die Polarisation und die Feldstärke können auch über die relative Permittivität, welche ein guter Indikator für die Kapazitätsdichte eines Materials ist, in Zusammenhang gestellt werden (siehe *Gleichung (3.2)*).

$$\epsilon_r = \frac{\vec{P}}{\vec{E}\epsilon_0} + 1 \quad (3.2)$$

Ab Einsetzen des Sättigungseffektes fällt dieser Wert und erklärt damit warum keramische Kondensatoren mit Dielektrika wie *X7R* bei deren Nennspannung oft unter 50% ihrer bei 0V spezifizierten Kapazität besitzen.

Da bei der Anwendung eines Zwischenkreiskondensators dieser in seinem Arbeitspunkt einer hohen Gleichspannung ausgesetzt ist, ist dieser Effekt unerwünscht. Gleich-

zeitig möchte man aber die hohen Dielektrizitätszahlen der ferroelektrischen Materialien ausnutzen. Eine mögliche Lösung hierfür ist ein anti-ferroelektrisches Dielektrikum wie Blei-Lanthan-Zirkonat-Titan (PLZT). Durch Hinzufügen von Natrium und Kalium kann die Hystereseschleife der Polarisierung verschoben werden, wie rechts in *Abbildung 3.1* zu sehen ist [11]. Durch gezieltes Design des Dielektrikums kann so erreicht werden, dass die maximale relative Permittivität im Bereich des Arbeitspunktes erreicht wird. Für den ausgewählten anti-ferroelektrischen Kondensator *B58035U7505M001* liegt dieser Punkt bei 600V.

3.3 Vorschriften des Reglements an das Layout und die Bauteilerauswahl

Wie in *Kapitel 2.2* kurz beschrieben, gibt es Anforderungen und Vorschriften des Formula Student Reglements an den Wechselrichter. Diese müssen beim Entwurf der Schaltungen und dem Design des Layouts eingehalten werden. Die in den Anforderungen beschriebenen Schaltungen zur Messung der Zwischenkreisspannung und zur aktiven Entladung der Zwischenkreiskondensatoren wurde vom alten IGBT-Inverter des Racing Teams übernommen und sind damit reglementskonform.

Im Reglement werden zwei Gruppen elektrischer Potentiale unterschieden. Das wäre zum ersten das Low-Voltage-System (LVS), dessen Bezugspotential ist mit dem Chassi verbunden und es bezeichnet die allgemeine elektrische Versorgung und Kommunikation im Fahrzeug. Die zweite Gruppe heißt Tractive-System (TS) und bezeichnet alle Potentiale die mit dem elektrischen Motor und der Traktionsbatterie verbunden sind. Diese beiden Gruppen sind galvanisch getrennt. Da es aber Bauteile, wie zum Beispiel Gatetreiber, gibt die mit beiden verbunden sind, ist laut Reglement bei diesen ein Isolationsrating von der dreifachen maximalen Batteriespannung, in diesem Fall also 1800V, vorgeschrieben (EV 1.2.1) [2].

Die Trennung der beiden Gruppen innerhalb von Gehäusen ist mit einem Luftabstand von 30mm vorgeschrieben. Alternativ muss eine entsprechende isolierende Barriere zwischen den Gruppen sein (EV 4.3.4) [2]. Da dieser große Luftabstand zum Beispiel auf das *Interface PCB* und *Gatetreiber PCB* in *Abbildung 3.2* zutreffen würde, werden die Leiterplatten die Teil des TS sind mit einem Conformal Coating beschichtet. Somit gibt es keinen vorgeschriebenen Abstand und es kann eine minimale Größe des Inverters erreicht werden.

Die letzte Anforderung des Reglements, die für den Entwurf dieses Prototypen relevant ist, ist die Trennung von Bauteilen und Leiterbahnen der Gruppen TS und LVS, wenn beide auf einer Leiterplatte vorhanden sind. Für die maximale Akkupannung des Racing Teams von 600V gilt entweder ein Abstand von 12.7mm, oder 4mm wenn Confromal Coating verwendet wird (EV 4.3.6) [2]. Für Bauteile die beiden Gruppen angehören, wie dem Gatetreiber, gelten die Spezifikationen des Herstellers, wenn dieser das Isolationsrating von 1800V erfüllt.

3.4 Aufteilung auf mehrere PCBs

Die Baugruppen des Prototypen können in zwei Hauptgruppen aufgeteilt werden. Die Erste ist die aller Hochstromkomponenten. Zu diesen gehören die Transistoren, die Komponenten des EMV-Filters und die Zwischenkreiskondensatoren. Die zweite Gruppe ist die des Gatetreibers. Es macht daher Sinn diese beiden Baugruppen auf getrennten PCBs auszuführen, da sie jeweils hinsichtlich Stromdichte und Anzahl der Signalleitungen sehr unterschiedliche Anforderungen an die Leiterplatte stellen.

In *Abbildung 3.2* ist eine schematische Darstellung des Aufbaus des gesamten Wechselrichters dargestellt. Am *Power PCB* sind alle Bauelemente der Baugruppe der Hochstromkomponenten verbunden. Des Weiteren wurde die Messung der Zwischenkreisspannung und die aktive Entladeschaltung darauf integriert, da sich beides auf die Zwischenkreiskondensatoren bezieht. Die Strommessung wurde ebenfalls auf dem *Power PCB* untergebracht.

Die Baugruppe des Gatetreibers wurde für sich auf einem Standard PCB entworfen. Wie in *Abbildung 3.2* zu sehen ist, sind zwei dieser Leiterplatten verbaut, was daran liegt, dass immer jeweils eine B6 Brücke angesteuert wird. Die zugehörigen Stromsignale, deren Spannungsversorgung und ein Temperatursignal, über welches die Temperatur der Powermodule gemessen wird, werden über das *Gatetreiber PCB* mit dem *Interface PCB* verbunden.

3.5 Power PCB

Das *Power PCB* hat die wichtige Aufgabe den Zwischenkreis mit den Leistungsschaltern zu verbinden und die Verbindung an die Batterie so wie den Motor herzustellen.

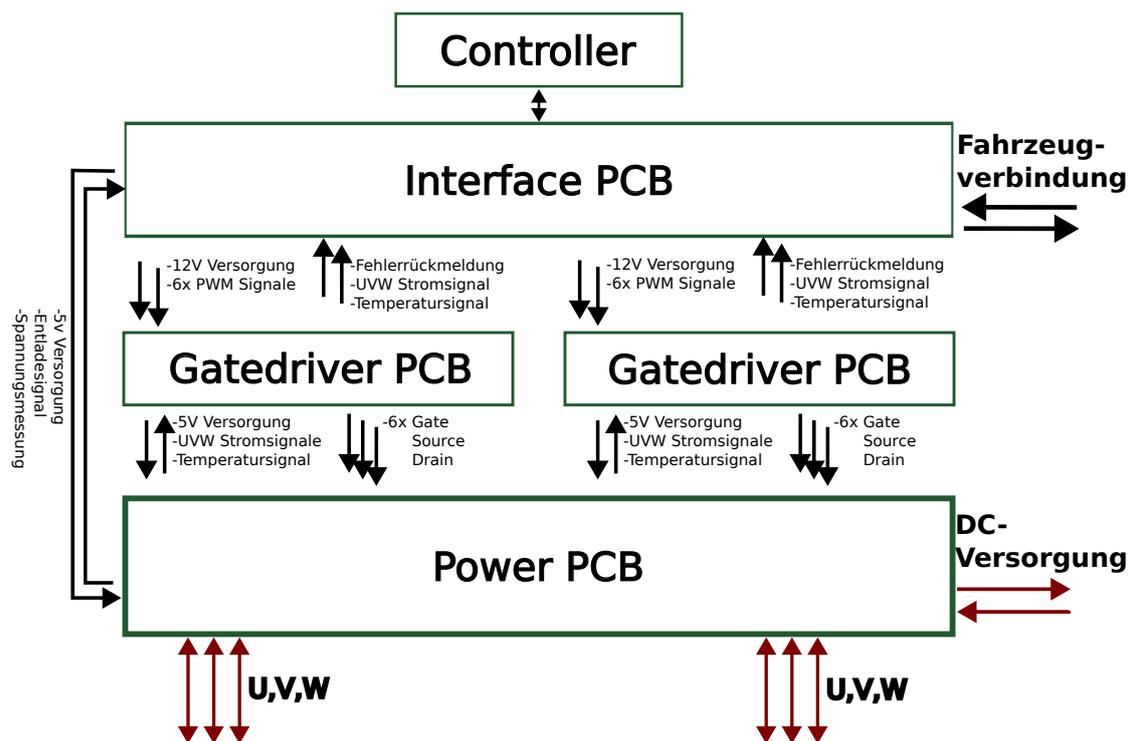


Abbildung 3.2: Aufbau des gesamten Inverters. Die grünen Rechtecke stehen für die Leiterplatten. Zwischen den Leiterplatten sind mit schwarzen Pfeilen die Signalverbindungen eingezeichnet. Die roten Pfeile stehen für Verbindungen des TS zum restlichen Fahrzeug. Der Controller und Interface PCB werden von TU Wien Racing zur Verfügung gestellt.

3.5.1 Grober Schaltplan und Topologie

Zu den Hauptkomponenten des *Power PCBs* gehören die beiden B6 Brücken, welche jeweils einen Motor ansteuern und die Zwischenkreiskondensatoren. Des Weiteren ist ein EMV-Filter integriert. Dieser besteht aus einer Gleichtaktrossel im DC-Pfad zu der Batterie und die Streuinduktivität der Drossel bildet, gemeinsam mit einem X-Kondensator, ein Gegentaktfilter. Zur Unterdrückung der Gleichtaktstörungen werden neben der Gleichttaktrossel auch Y-Kondensatoren verwendet welche die beiden DC-Potentiale mit der Chassis-Masse verbinden. Die Coldplate der Powermodule ist auf dem gleichen Potential, da über deren parasitäre Kapazität zu den Leistungstransistoren die meisten Gleichtaktstörströme, innerhalb des Wechselrichters, fließen.

Die Schaltung zur Messung der Zwischenkreisspannung und die zur Entladung der Kondensatoren wurde als fertige Schaltung vom aktuellen Umrichters des Racing

Teams übernommen.

In *Abbildung 3.2* ist in der Verbindung zwischen *Power PCB* und *Gatetreiber PCB* auch ein Drain-Signal eingezeichnet. Dieses wird benötigt, um eine Kurzschlusschutz basierend auf einer Entsättigungsschaltung zu implementieren. Damit aber nicht das tatsächliche Drain-Potential zu dem *Gatetreiber PCB* geführt wird, dies würden Spannungsdifferenzen von bis zu 1200V bedeuten, ist noch eine Diode auf dem *Power PCB* verbaut.

Die Messung der Ausgangsströme wurde auch auf diesem PCB untergebracht.

Der gesamte Schaltplan ist im Anhang *B.1* zu sehen.

3.5.2 Layout und Design

Die Hauptaufgabe dieser Leiterplatte ist das Herstellen einer niederinduktiver Verbindung der Zwischenkreiskondensatoren mit den Powermodulen. Dies ist extrem wichtig um die transienten Überspannung während der Kommutierung des Stromes, vom Lowside-Transistor zu dem Highside-Transistor, oder umgekehrt, niedrig zu halten und somit die Zerstörung der Transistoren zu verhindern und die Schaltverluste zu reduzieren.

Da die Stromdichte auf dieser Leiterplatte hoch ist, siehe *Kapitel 2.2*, wurde dies mit dem Sponsor des Racing Teams und Fertiger der PCBs, *KSG Austria* besprochen. Dieser hat mittels Simulationen einen Lagenaufbau mit dem Kupferstärken $70\mu\text{m}-105\mu\text{m}-105\mu\text{m}-105\mu\text{m}-105\mu\text{m}-70\mu\text{m}$ ermittelt, welcher bei einer Umgebungstemperatur von 50°C eine maximale Temperaturüberhöhung von 20°C , bei maximaler Strombelastung, ergibt.

Für das Layout muss auch beachtet werden, dass Spannungsunterschiede von 600V, welche transient theoretisch bis zu 1200V erreichen können, auftreten. In Innenlagen ist es laut *IPC* nur notwendig einen Abstand von 1.4mm einzuhalten [12], im Design wurde dann aber ein Abstand von 2mm eingehalten. In Außenlagen muss ein deutlich größerer Abstand eingehalten werden, in diesem Fall wurden 4mm als Mindestabstand festgelegt. Daher wurden nur die inneren vier Lagen, welche auch die dickeren sind, zur Führung der Ströme verwendet. Die äußersten beiden Lagen wurden verwendet um kleine Bauteile zu verbinden, wie zum Beispiel die Stecker

die zu den Gatetreibern führen. Die Anschlüsse an Motor und Batterie, sowie die Powermodule, werden eingepresst und sind somit direkt mit den inneren Lagen verbunden. Der Zwischenkreiskondensator wird über eine große Anzahl an Vias an die stromführenden Lagen angebunden.

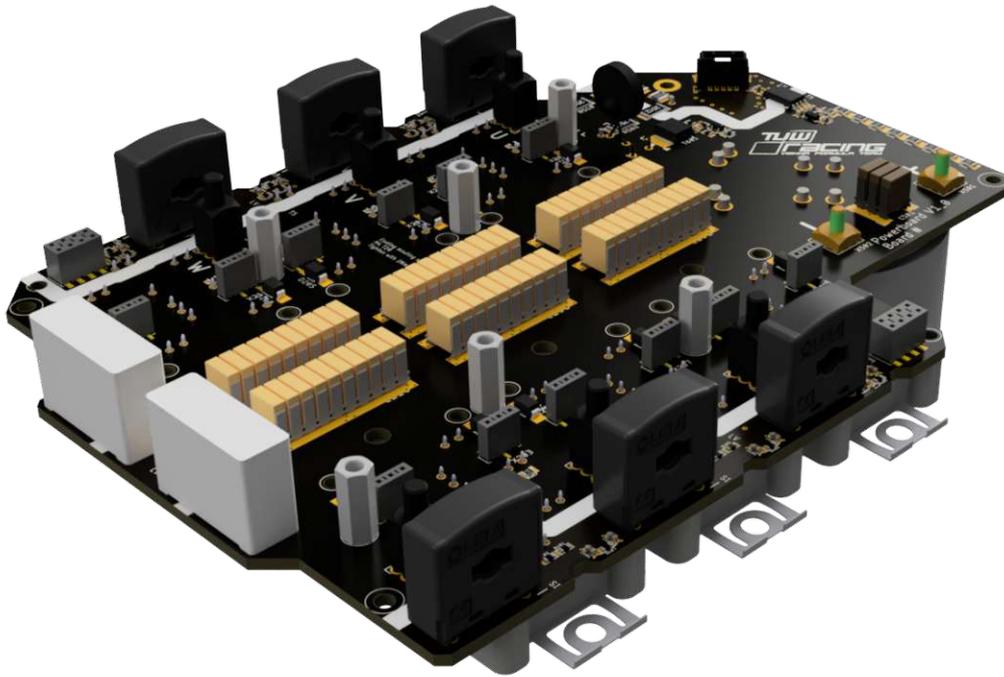


Abbildung 3.3: Rendering des *Powerboard PCB* einer Ansicht von oben.

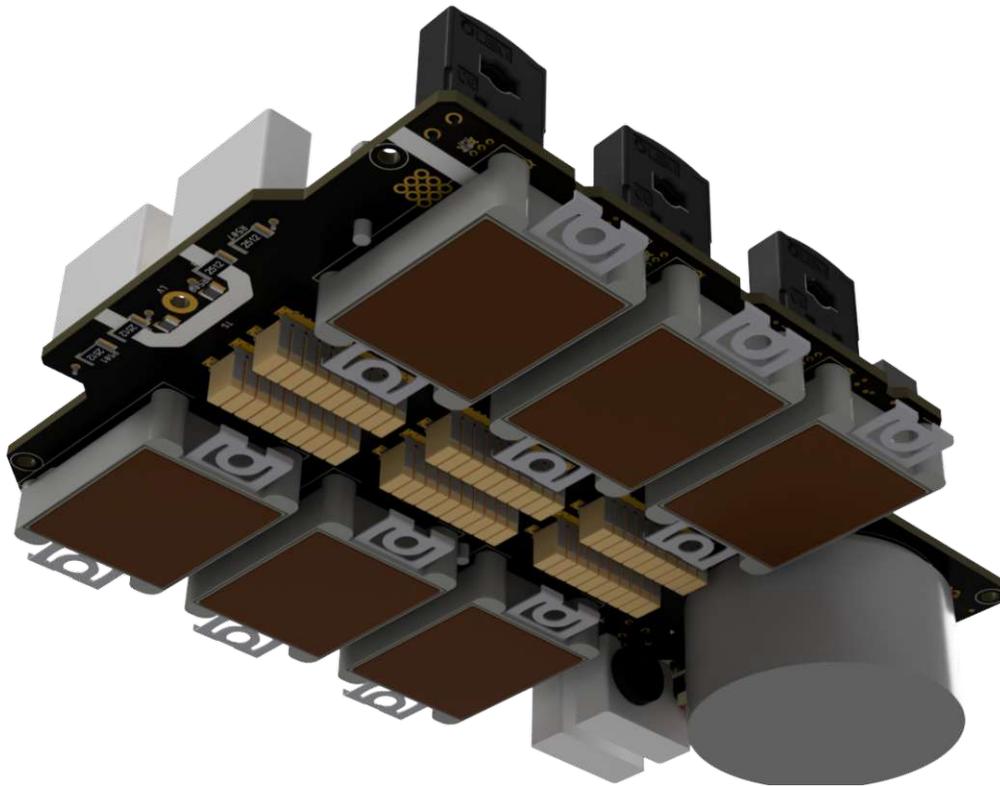


Abbildung 3.4: Rendering des *Powerboard PCB* einer Ansicht von unten.

In *Abbildung 3.3* und *Abbildung 3.4* ist ein Rendering des finalen Designs zu sehen. Die insgesamt sechs Halbbrücken-Powermodule sind alle auf der Unterseite angebracht wo sie an den Wasserkühler angeschraubt werden. Gut erkennbar ist auch, dass durch die Wahl eines SMD Zwischenkreiskondensators sowohl Unter- als auch Oberseite verwendet werden um die Kondensatoren zu platzieren. Dadurch konnte der Abstand zwischen Powermodulen und Kondensator minimiert werden was die Induktivität im Kommutierungskreis reduziert. Auf der anderen Seite der Powermodule wurden sechs Stecker pro Seite angebracht. Diese verbinden die Gatetreiber mit den jeweiligen Transistoren. Die Stromsensoren wurden gleich nach den Anschlüssen der Phasen am Rand der Leiterplatte platziert, dadurch konnte eine gute Trennung von TS und LVS erreicht werden.

3.6 Gatetreiber PCB

Auf dieser Leiterplatte befindet sich die Gatetreiberschaltung sowie die Verbindung der Strom- und Temperatursignale mit dem *Interface PCB*. Es werden im Umrichter zwei idente *Gatetreiber PCBs* verwendet welche jeweils eine B6-Brücke ansteuern.

3.6.1 Bauteile und Schaltplan

Bei der Gatetreiberschaltung wurde sich für Einzeltreiber entschieden, sodass jeder Schalter der B6 Brücke von einem eigenen IC angesteuert wird. Wobei die drei Highsidetreiber mit jeweils einem eigenen isolierten Gleichspannungswandler (DCDC) versorgt werden und die drei Lowsidetreiber einen gemeinsamen DCDC nutzen. Dadurch gibt es keine Einschränkungen im Tastverhältnis wie es zum Beispiel bei einer Bootstrap-Schaltung der Fall wäre.

Beim Treiber IC wurde sich für einen entschieden, der relativ viele Funktionen integriert. Die Ausgangsleistung des Treibers ist groß genug, sodass dieser den Transistor direkt ansteuern kann und keine zusätzliche Verstärkerschaltung benötigt wird. Des Weiteren hat der Treiber eine Kurzschlussüberwachung welche nach dem Prinzip einer Sättigungsüberwachung implementiert wurde. Im Fehlerfall schaltet der Treiber den Transistor aus und geht in einen Fehlerzustand, welcher über ein Signal an den Controller gemeldet wird. Der Transistor wird erst wieder eingeschaltet wenn er ein Reset Signal bekommt. Um die Schaltverluste und Leitverluste niedrig zu halten wird der Treiber mit $+20/-5V$ vom DCDC versorgt. Die $-5V$ zum Ausschalten gemeinsam mit der eingebauten Miller-Clamp des Treibers sorgen für niedrige Ausschaltverluste und eine Robustheit des Transistors gegenüber ungewollten Wiedereinschaltens.

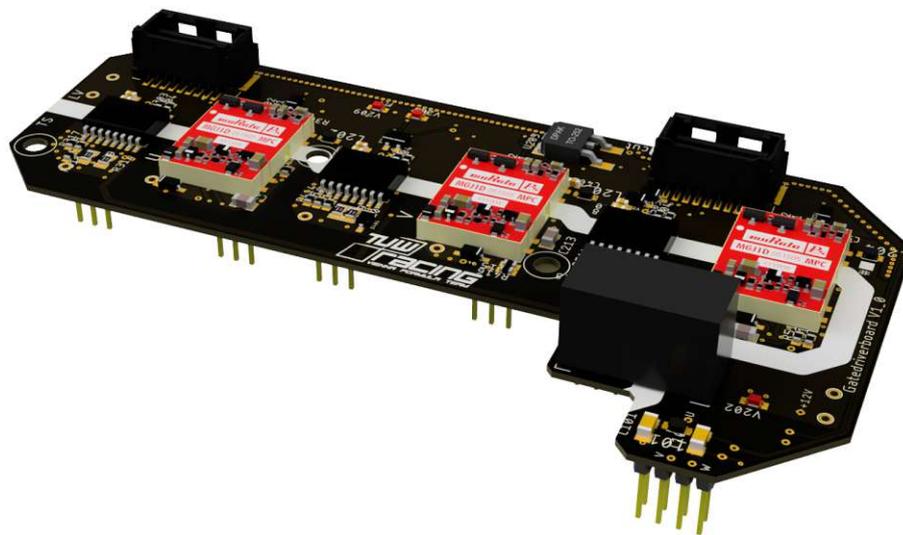


Abbildung 3.5: Rendering des *Gatetreiber PCB*.

In *Abbildung 3.5* ist ein Rendering des fertigen *Gatetreiber PCB* zu sehen. Auf der Unterseite sind Stiftleisten erkennenbar, über welche die Leiterplatte direkt auf das *Powerboard PCB* gesteckt wird. Auf der Oberseite sind zwei Stecker zu sehen, diese

sind identisch belegt und es wird immer nur einer bestückt. Da das gleiche PCB zwei mal, aber einmal um 180° gedreht, verbaut wird, kann so immer die Seite bestückt werden die näher beim *Interface PCB* ist. Gut erkennbar ist auch die 4mm weiße Linie welche die Trennung des TS und LVS verdeutlicht.

Auch hier ist der genaue Schaltplan im Anhang *C* zu finden.

3.7 Fertiger Prototyp

Ein Rendering der vorhin genannten Komponenten gemeinsam mit dem Wasserkühler ist in *Abbildung 3.6* zu sehen. Bei dem Kühler handelt es sich um einen Aluminium 3d-Druck welcher vom Racing Team entworfen wurde.

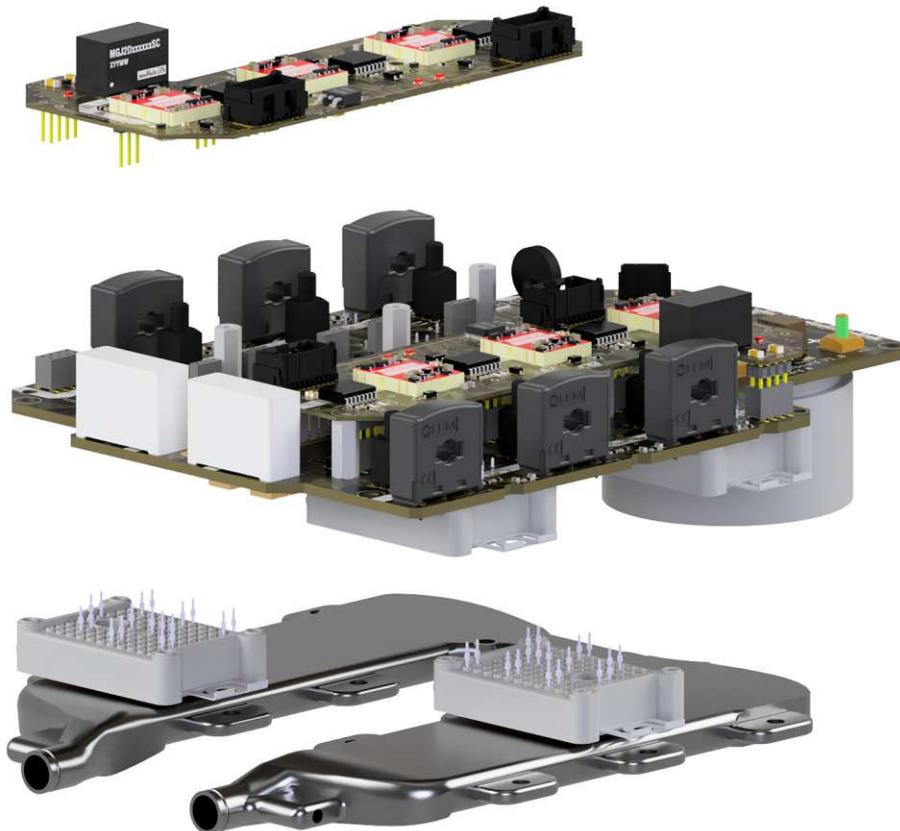


Abbildung 3.6: Rendering einer Explosionsansicht des Prototyps. Das *Interface PCB* gemeinsam mit Controller ist nicht dargestellt.

Der Prototypen wurde händisch bestückt. Bei dem *Powerboard PCB* wurde aber zusätzlich mit einer Infrartheizplatte gearbeitet, welche das PCB auf ungefähr 150°C vorwärmt. Ansonsten würde die Leistung des LötKolben nicht ausreichen, um

ein gutes Verfließen des Lötzinns zu erreichen. Eine Bestückung mittels Reflow-Ofen war nicht möglich, da die Leiterplatte beidseitig mit schweren Bauteilen bestückt wurde. Die Powermodule wurden nach der fertigen Bestückung mit Hilfe eines Adapters eingepresst, da diese Pressfit-Kontakte verwenden. Ganz am Schluss wurden noch die Leiterplatten mit Conformal Coating beschichtet um die in *Kapitel 3.3* beschriebenen Vorschriften einzuhalten. Der fertig bestückte Prototyp ist in *Abbildung 3.7* zu sehen.

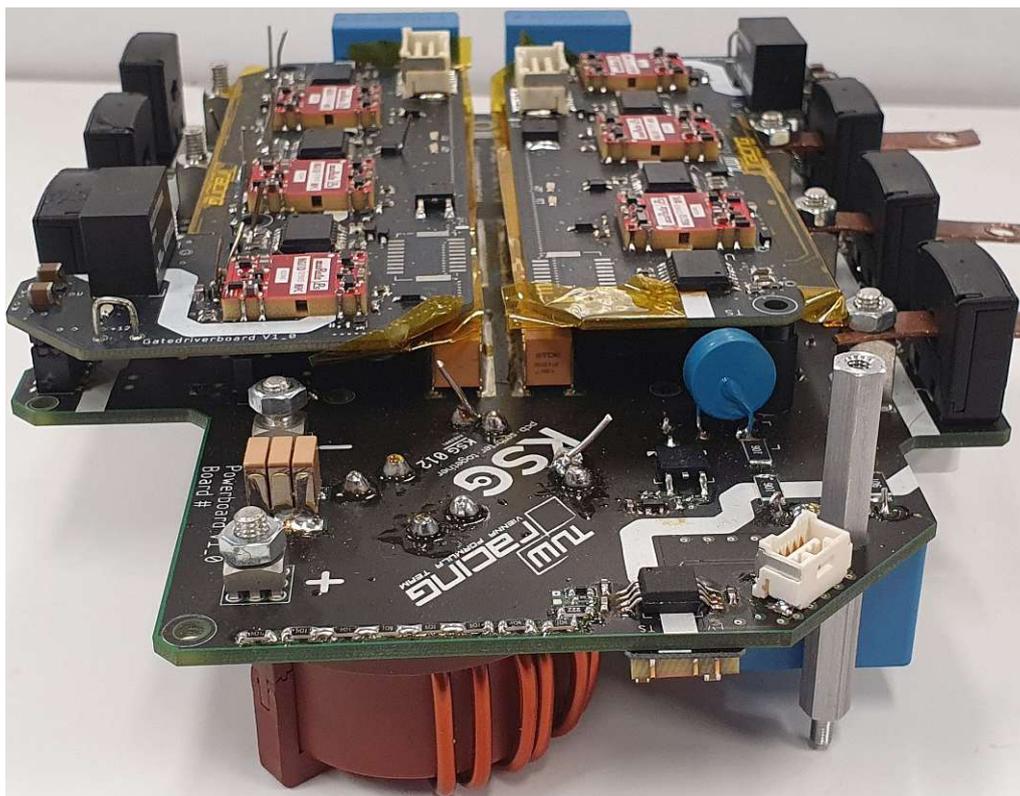


Abbildung 3.7: Bild des fertig bestückten *Power PCB* gemeinsam mit zwei *Gate-treiber PCBs*.

3.7.1 Vergleich zum alten Umrichter

Wie in *Kapitel 2.1* beschrieben ist, soll das Gewicht so niedrig wie möglich gehalten werden. *Tabelle 3.1* zeigt das der SiC Inverter deutlich leichter geworden ist, was vor allem daran liegt, dass die verwendeten MIPAQ IGBT Module überdimensioniert waren. Des Weiteren konnte Baugröße und Gewicht gespart werden in dem die Strommessung vom Interface zum *Power PCB* verlegt wurde.

Auch das Volumen der Kernkomponenten wurde signifikant reduziert, wie in *Ta-*

SiC Baugruppe V1	Gewicht [g]	IGBT V5.2 Baugruppe	Gewicht [g]
Power PCB + 2x Gattertreiber PCB	$715 + 2 \times 45 = 805$	Zwischenkreis + 2x MIPAQ	$589 + 2 \times 419 = 1427$
Interface PCB	177	Interface PCB	468
Kühler	135	Kühler	202
Summe SiC	1117	Summe IGBT	2097

Tabelle 3.1: Vergleich des Gewichtes der Komponenten des alten IGBT und neuen SiC Inverters.

belle 3.2 zu sehen ist. Bei dem SiC Inverter muss aber noch ein Volumen von 0.43l für das separate Interfaceboard hinzugerechnet werden. Dieses wurde auch nicht in den Abmessungen berücksichtigt, weil es beliebig platziert werden kann. Allgemein entsprechen die Abmessungen den Kernkomponenten, die Gehäuse, Stecker oder Verkabelung wurde nicht berücksichtigt.

	SiC V1	IGBT V5.2
Breite [mm]	143	248
Tiefe [mm]	193	246
Höhe [mm]	67	63
Volumen [l]	1.85	3.84

Tabelle 3.2: Vergleich der Abmessungen und des Volumens der Inverter. + 0.43l für das Interface

4 Berechnung und Messung der Verlustleistung

Die Verlustleistung hat wahrscheinlich den größten Einfluss auf das Design des Umrichters. Sie beeinflusst maßgeblich die Wahl des Transistors, der Kühlung und der Wahl der Leiterplattentechnologie. Da sich in *Kapitel 3.1* für ein Powermodul mit eigener Fläche zur Abführung der Verlustleistung entschieden wurde, ist die Bestimmung der Verlustleistung wichtig für die Dimensionierung des Kühlsystem des Fahrzeuges. Daher ist die Berechnung und Messung der Verlustleistung in den verschiedenen Arbeitspunkten eines der Hauptziele dieser Arbeit. Die Verluste werden zuerst analytisch aus den im Datenblatt angegebenen Eigenschaften des Transistors bestimmt und dann durch ein Messung am Prototypen selbst bestätigt.

4.1 Analytische Bestimmung der Verlustleistung

Die Verluste des gesamten Inverters setzen sich aus mehreren Teilen zusammen. Der Hauptanteil liegt in den Leit- und Schaltverlusten des Transistors, welche durch das Kühlsystem abgeführt werden. Zusätzlich entstehen ohmsche Verluste durch die Übergangswiderstände sämtlicher Lötstellen und Presskontakte im Strompfad, sowie in den Leiterbahnen des PCBs selbst. Auch im Zwischenkreiskondensator und in der Gleichtaktdrossel des Eingangfilter treten Verluste auf. Es werden aber bei den Berechnung nur die Verluste im Transistor berücksichtigt, da diese den Großteil ausmachen.

Mit Hilfe der im Datenblatt des SiC-Powermoduls *FF11MR12W1M1-B11* bereitgestellten Kennwerte des Bauteils können die Verluste des Transistors in verschiedenen stationären Arbeitspunkten berechnet werden. Als Arbeitspunkt gilt ein stationärer Punkt bei dem die Zwischenkreisspannung als konstant gilt und der Ausgangsstrom eine Sinusform mit konstanter Amplitude hat. Auch die Junction-Temperatur wird als konstant angenommen. Diese ist aber in der Praxis nicht konstant, da die Verlustleistung nicht konstant ist. Eine analytische Berechnung der Verlustleistung nur aus den Datenblattwerten wäre aber ohne diese Annahme nicht möglich, hierfür wäre ein Simulationsmodell notwendig.

4.1.1 Berechnung der Schaltverluste

Die Schaltverluste sind jene Verluste die im Transistor auftreten, wenn dieser vom leitenden Zustand in den Sperrenden wechselt und umgekehrt. Diese können aus den Integralen in *Gleichung (4.1)* und *Gleichung (4.2)* bestimmt werden, wobei die

Integralgrenzen die Zeitpunkte des Beginns und Endes des Wechsels sind.

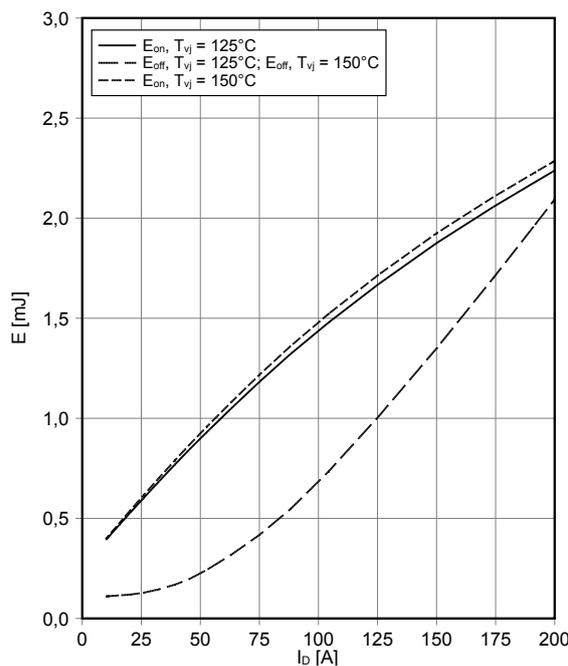
$$E_{Schalt-Ein} = \int_{t_{Start-Ein}}^{t_{Ende-Ein}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt \quad (4.1)$$

$$E_{Schalt-Aus} = \int_{t_{Start-Aus}}^{t_{Ende-Aus}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt \quad (4.2)$$

Die Schaltverluste sind daher im Betrieb eine Funktion der aktuellen Versorgungsspannung des Zwischenkreises, sowie des aktuellen Drainstromes. Weitere Faktoren wie die Temperatur werden hier vernachlässigt. Die Schaltverluste für die konkreten Punkte können experimentell durch Doppel-Puls-Tests (DPT) bestimmt werden [13] oder auch aus den Bauteilwerten im Datenblatt berechnet werden. Oft gibt der Hersteller, wie in diesem Fall, die Schaltverluste in Abhängigkeit des Drainstromes an, siehe *Abbildung 4.1*.

Schaltverluste MOSFET (typisch)
switching losses MOSFET (typical)

$E_{on} = f(I_D), E_{off} = f(I_D)$
 $V_{GS} = -5 V / 15 V, R_{Gon} = 3,9 \Omega, R_{Goff} = 3,9 \Omega, V_{DS} = 600 V$



Schaltverluste MOSFET (typisch)
switching losses MOSFET (typical)

$E_{on} = f(R_G), E_{off} = f(R_G)$
 $V_{GS} = -5 V / 15 V, I_D = 100 A, V_{DS} = 600 V$

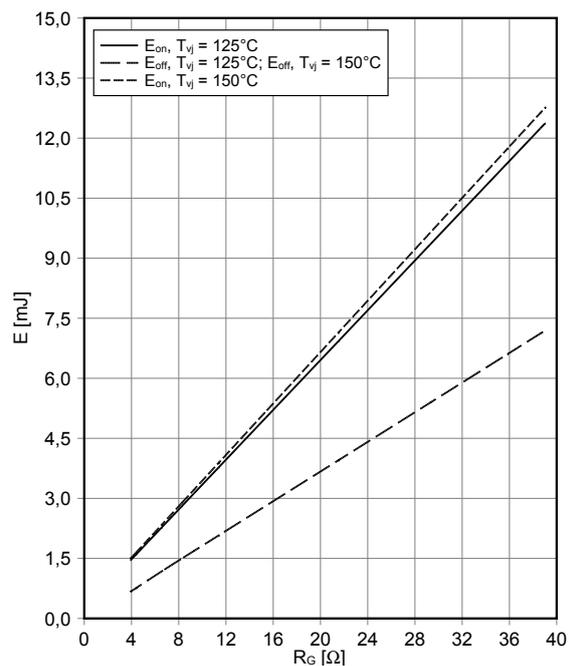


Abbildung 4.1: Auszug aus dem Datenblatt des Herstellers [14]. Links die Abhängigkeit der Schaltverluste vom aktuellen Drainstrom. Rechts Abhängigkeit der Verluste vom Gatevorwiderstand bei konstantem Drainstrom.

Da der Umrichter mit einem Raumzeigermodulierten (SVPWM)-Muster angesteuert wird, hat der Ausgangsstrom des Umrichters im stationären Punkt eine Sinusform mit überlagertem schaltfrequenten Rippel. Dieser Rippel wird aber für die Bestimmung der Schaltverluste vernachlässigt. Dadurch ergibt sich die Verlustleistung der Schaltverluste indem man den Sinus mit der Schaltfrequenz abtastet und an diesen Punkten jeweils die Schaltenergien aus dem Datenblatt abliest und aufsummiert. Führt man dies über eine Periode des Sinus durch und dividiert dann durch dessen Periodendauer ergibt sich so die Leistung der Schaltverluste.

Diese Berechnung wurde mittels eines Matlab-Scriptes durchgeführt. Die Kurven der Schaltverluste in *Abbildung 4.1* werden durch Polynome dritter Ordnung approximiert. Dieses Polynom wird dann an den Abtastpunkten zur Bestimmung der Schaltenergien verwendet. Das Ganze ist als Formel für die Berechnung der Einschaltverluste in *Gleichung (4.3)* ausgedrückt. Dabei stehen die a -Faktoren für die Koeffizienten des Polynoms, T_{Sinus} steht für die Periodendauer des Sinus, der Elektrischen Frequenz des aktuellen Arbeitspunktes, und T_{SW} für die Periodendauer der Schaltfrequenz.

$$P_{Schalt-Ein} = \frac{1}{T_{Sinus}} \frac{V_{DC}}{600V} \sum_{k=0}^n a_0 + a_1 \cdot \hat{I} \sin\left(\frac{2\pi k}{T_{SW}}\right) + a_2 \cdot \hat{I}^2 \sin^2\left(\frac{2\pi k}{T_{SW}}\right) \quad (4.3)$$

$$n = \left\lceil \frac{T_{Sinus}}{T_{SW}} \right\rceil$$

Wie man in *Abbildung 4.1* im rechten Diagramm und in den Angaben im oberen linken Diagramm sieht, sind die Werte nur für einen bestimmten Gatewiderstand gültig. Die Angaben sind für 3.9Ω als Ein- und Ausschaltwiderstand gültig, der Gatetreiber dieses Designs verwendet aber 6.8Ω zum Einschalten und 3.3Ω zum Ausschalten. Daher wurde mit dem rechten Diagramm ein Korrekturfaktor der Einschaltenergie von $5/3$ bestimmt. Auch die Zwischenkreisspannung muss berücksichtigt werden. Diese beträgt in den Diagrammen $600V$, die Verluste sollen aber auch für Punkte mit anderen Spannung berechnet werden. Hierfür werden die Verluste direkt proportional zu der dem Arbeitspunkt entsprechenden Spannung skaliert.

Manchmal wird in der Literatur beschrieben, dass die Schaltverluste auch durch Einführung eines Ersatzgleichstromes $I_{DC} = \hat{I}/\pi$ bestimmt werden können [15]. Die Schaltverluste werden dann bestimmt indem man die Verlustenergie für diesen Strom

bestimmt und mit der Schaltfrequenz multipliziert. Dies funktioniert aber nur, falls die Schaltenergien linear mit dem Strom steigen. Betrachtet man aber *Abbildung 4.1* sieht man, dass kein linearer Zusammenhang besteht, was sich dann in *Abbildung 4.2* bestätigt.

In *Abbildung 4.2* sind ebenfalls die durch DPT-Messungen bestimmten Schaltverluste dargestellt [13]. Hierfür wurden mit einer einzelnen Halbbrücke DPTs durchgeführt und Drainstrom und die Drain-Source-Spannung aufgezeichnet. Mittels der *Gleichung (4.1)* und *(4.2)* beschriebenen Methode wurden dann die Schaltenergien bestimmt.

Zuletzt wurde auch noch das online-Simulationstool IPOSIM von Infineon verwendet. In diesem kann ein 2-Level, 3-Phasen Umrichter mit 3 *FF11MR12W1M1_B11* Modulen konfiguriert und in stationären Betriebspunkten, mit identen Parameter, wie vorhin beschrieben, simuliert werden.

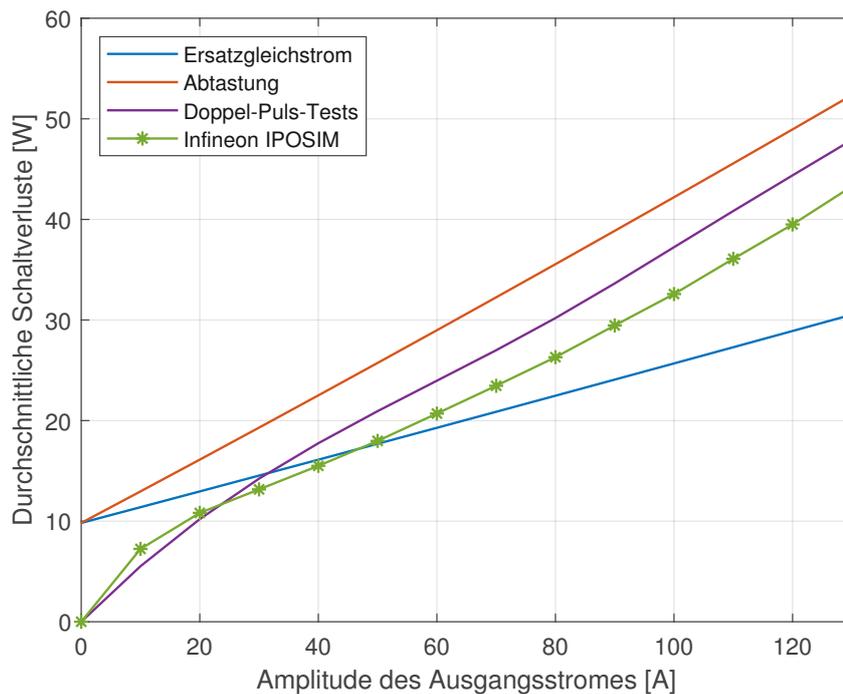


Abbildung 4.2: Berechnung der Schaltverluste mit einem Ersatzgleichstrom und mit der in *Gleichung (4.3)* beschriebenen Methode. Es sind auch die durch DPT bestimmten Verluste wie auch die Ergebnisse des online Simulationstool IPOSIM dargestellt. Die Zwischenkreisspannung beträgt für alle Messdaten 600V und die Junction Temperatur liegt bei 125°C. Es sind die Schaltverluste des gesamten Moduls, also einer Halbbrücke, aufgetragen.

Im Vergleich aller Werte in *Abbildung 4.2* ist erkennbar, dass sich aus der Methode der "Abtastung" die höchsten Schaltverluste ergeben. Bei den Daten der DPT-Messung muss berücksichtigt werden, dass diese mit einer Treiberspannung von $-5V/20V$ durchgeführt werden, wie sie auch im Gatetreiber verwendet wird, und nicht mit den im Datenblatt angegebenen $-5V/15V$. Dies führt zu einer Reduktion der Schaltverluste gegenüber den im Datenblatt angegebenen Werten. Die "IPOSIM" Werte liegen unter den Werten der "Abtastung" obwohl diese eigentlich gleich groß sein sollten. Ein Grund hierfür könnte sein, dass die angenommene Skalierung der Verluste durch den Gatevorwiderstand falsch ist. Infineon konnte hierzu aber keine Auskunft geben, da es sich bei dem simulierten Modul um ein abgesetztes Produkt handelt. Im Vergleich zu "Abtastung", DPT und "IPOSIM" ist erkennbar, dass diese sich nur durch einen Offset-Fehler unterscheiden, während "Ersatzgleichstrom", wie erwartet, schlecht korreliert und einen großen Fehler aufweist.

4.1.2 Berechnung der Leitverluste

Die Berechnung der Leitverluste ist deutlich einfacher, weil immer entweder der Highside- oder Lowside-Mosfet leitet. Da der MOSFET keine Injektionsdiode besitzt, kann dieser Strom in beide Richtungen leiten und die Stromaufteilung hängt nur vom Tastverhältnis ab. Betrachtet man nun die durchschnittlichen Leitverluste über eine ganze Periode der elektrischen Frequenz, so ist die Stromaufteilung sogar symmetrisch auf beide MOSFETs. Für andere Transistoren, wie zum Beispiel IGBTs, muss der Leistungsfaktor ($\cos(\varphi)$) berücksichtigt werden damit zwischen der Strombelastung des IGBTs und der antiparallelen Diode unterschieden wird. In dem Fall des SiC MOSFETs leiten die Freilaufdioden, beziehungsweise die Bodydiode, nur in der Totzeit der Ansteuersignale. Da diese aber weniger als 400ns der $50\mu s$ Schaltperiode entsprechen, sind das unter 0.8% der gesamten Zeit. Daher werden die Leitverluste der Diode vernachlässigt. Der Modulationsindex oder das Tastverhältnis kann ebenfalls vernachlässigt werden, da die Leitverluste über eine gesamte Periode der elektrischen Frequenz betrachtet werden.

Da der Ausgangsstrom als Sinus ohne Rippel angenommen wird, vereinfacht sich die Berechnung der Leitverluste weiter, wie in *Gleichung (4.4)* gezeigt wird. Hier ist es aber sehr wichtig zu beachten, dass der R_{DSon} sehr stark von der Temperatur abhängt. Im Datenblatt werden nur die Punkte $11.3m\Omega$ bei $25^\circ C T_j$, $14.8m\Omega$ bei $125^\circ C T_j$ und $16.5m\Omega$ bei $150^\circ C T_j$ angeführt. Dadurch sind die Leitverluste bei dem

selben Strom bei 125°C T_j um fast 31% höher als bei 25°C . In den Berechnungen wurde von einer Junction Temperatur von 125°C ausgegangen um die Verluste eher zu überschätzen als darunter zu liegen. Außerdem wurde diese Temperatur auch für die Berechnung der Schaltverluste angenommen.

$$P_{Leit} = \int_0^{T_{Sinus}} i(t)^2 \cdot R_{DSon} dt = I_{RMS}^2 \cdot R_{DSon} = \frac{\hat{I}^2}{2} \cdot R_{DSon} \quad (4.4)$$

Mit dem vorhin erwähnten online-Simulator von Infineon können auch die Leitverluste bestimmt werden. Hier wurde die Temperatur der Baseplate des Powermodules immer so eingestellt, dass die Junction Temperatur im Mittel 125°C hatte. In *Abbildung 4.3* ist ein Vergleich der Berechnung und der online Simulation zu sehen, welche sich gut decken.

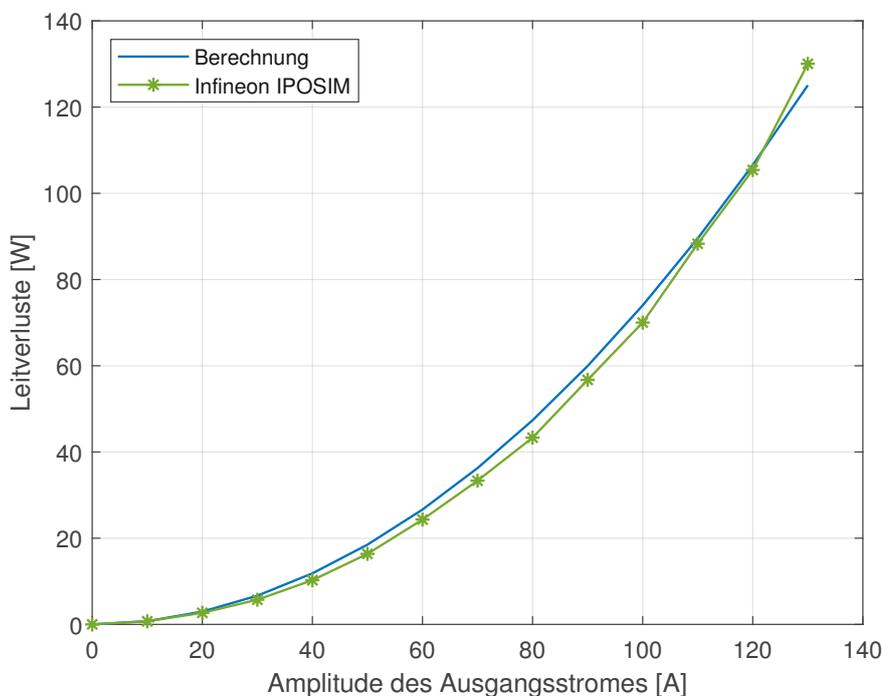


Abbildung 4.3: Leitverluste des gesamten Powermodules im Mittel über eine Periode der elektrischen Frequenz.

4.1.3 Ergebnisse der Berechnung

Mit der vorhin beschriebenen Methodik wurden die Verluste für verschiedene Ausgangsströme und Zwischenkreisspannungen berechnet. Für den Strom wurde das Intervall 0 bis 130A, mit einer Auflösung von 10A, gewählt, was dem Nennstrom des TU Wien Racing Motors E3 entspricht. Die Spannung wurde von 450V bis 600V

in 50V Stufen gewählt, woraus sich insgesamt 56 stationäre Arbeitspunkte ergeben an denen die Verluste berechnet werden. In *Abbildung 4.4* sind die Ergebnisse der Berechnungen dargestellt. Für die Berechnung der Schaltverluste wurde die Methode "Abtastung" aus *Abbildung 4.2* verwendet. Wie man in *Gleichung (4.4)* erkennt sind die Leitverluste nicht von der Spannung abhängig. Da sich die Linien in *Abbildung 4.4* nur um wenig unterscheiden, müssen die Leitverluste den größten Anteil der Verluste ausmachen, wie in *Abbildung 4.5* erkennbar ist. Ab einem Ausgangsstrom von ungefähr 60A machen die Leitverluste mehr als die Hälfte aus.

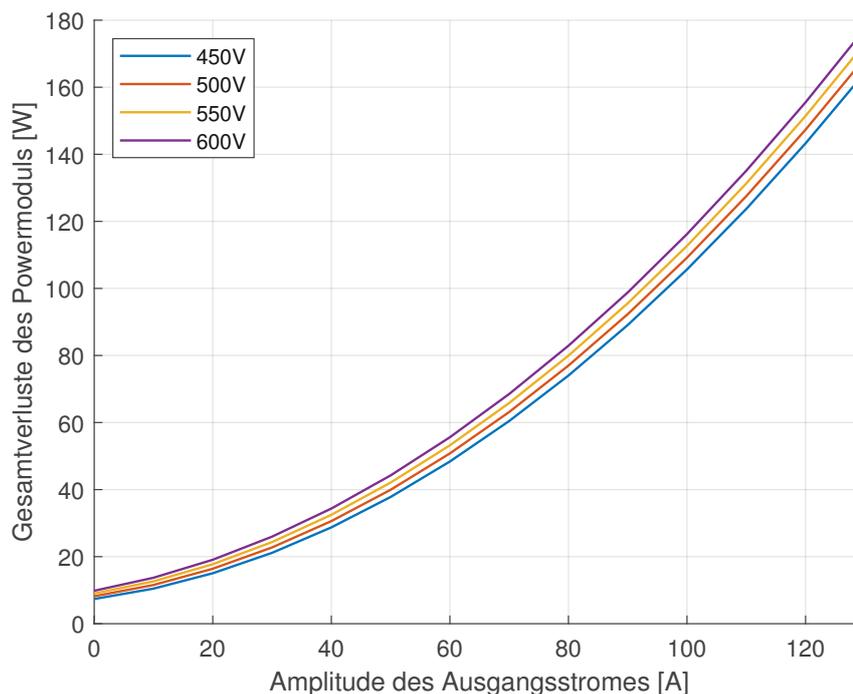


Abbildung 4.4: Summer der Verluste in Abhängigkeit des Ausgangsstromes und der Zwischenkreisspannung.

4.2 Messung der Verlustleistung

Um die simulierten und berechneten Werte zu validieren war eines der Ziele auch die Verlustleistung am Prototypen in den stationären Punkten zu messen.

4.2.1 Methodik und Messgeräte

Die Verluste wurden indirekt gemessen, indem die Differenz der Eingangs- und Ausgangsleistung gebildet wurde. Das Messen der Eingangsleistung, welche über die DC-Versorgung des Umrichters fließt, ist relativ einfach, da diese fast eine reine DC-Komponente besitzt, die höchstens langsam steigt.

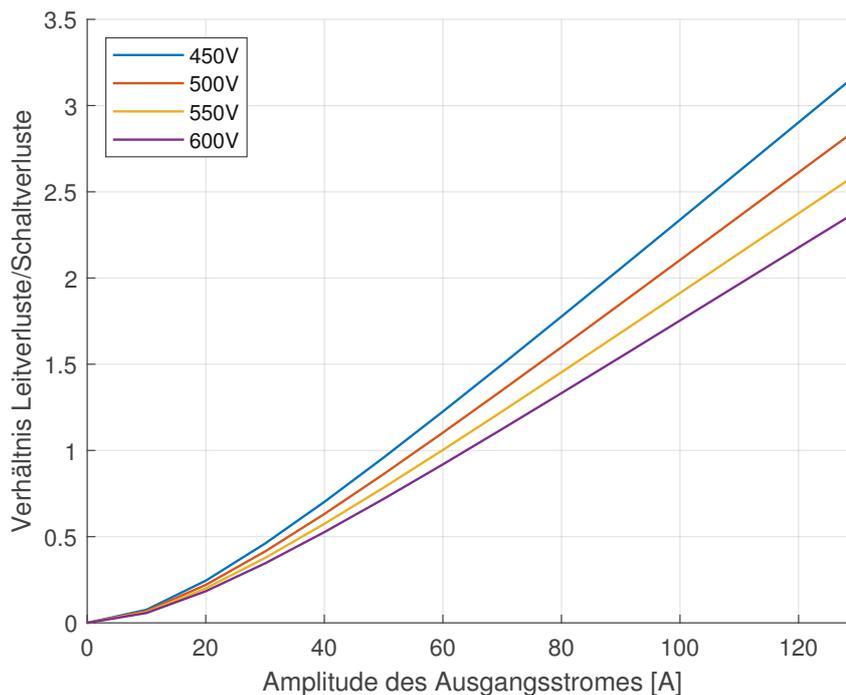


Abbildung 4.5: Verhältnis der Leitverluste zu den Schaltverlusten.

Die Ausgangsleistung hingegen ist deutlich schwieriger zu messen, da es sich um eine AC-Leistung handelt und die Ausgangsspannung ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von 20kHz ist. Glücklicherweise ist der Keysight Gerätehändler *x.test* ein Sponsor des Racing Teams und stellte den Poweranalyzer PA2203A zur Messung der Verlustleistung zur Verfügung. Dieser besitzt vier Messkanäle auf welchen mit 16Bit Genauigkeit und einer Abtastrate von 5 Megasamples pro Sekunde Strom und Spannung gemessen werden können. Die Spannungsmessung erfolgt mit einer Bandbreite von 1MHz und erlaubt bis zu 1000V Effektivwert (RMS), beziehungsweise 2000V Spitze, an Eingangsspannung. Für die Strommessung kann zwischen zwei internen Strommesswiderständen gewählt werden, einer für bis zu 2A Effektivstrom und einer für bis zu 50A, mit jeweils einer Bandbreite von 100kHz.

Wie in *Abbildung 3.2* zu sehen ist, handelt es sich um einen Doppelinverter mit dem zwei Motoren angesteuert werden können. Da der zur Verfügung stehenden Poweranalyzer aber nur vier Messkanäle besitzt wird nur eine Seite des Inverters verwendet. Ansonsten wäre es nicht möglich die gesamte Ausgangsleistung zu erfassen.

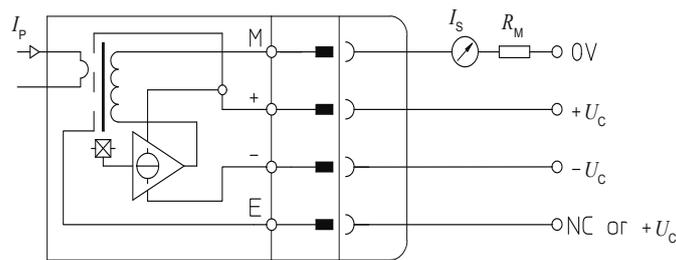


Abbildung 4.6: Schematische Darstellung des Aufbaus des LEM *LF 510-S/SPA2* Stromsensors, entnommen aus dem Datenblatt[16].

Da auch Lastpunkte mit einer Stromamplitude von 130A, 91.9A RMS, gemessen werden, sind externe Stromwandler notwendig, um den eingebauten Strommesswiderstand nicht zu überlasten. Hierfür wurden drei Stück *LF 510-S/SPA2* des Herstellers LEM verwendet. Diese verwenden ein kompensierendes Messprinzip mit einer geschlossenen Regelschleife, dargestellt in *Abbildung 4.6*. Der vom zu messenden Strom (I_p) entstehende Fluss wird mit einem weichmagnetischen Ringkern konzentriert und von einem Hallelement gemessen. In einer zweiten Wicklung am Kern wird vom Regler soviel Strom eingepreßt, dass das Hallelement keinen magnetischen Fluss mehr misst. Der Strom der hierfür notwendig ist (I_s) wird über den Messausgang (M) geführt. Um den Primärstrom I_p zu bestimmen kann nun direkt der Kompensationsstrom gemessen werden oder dieser mittels eines Bürdewiderstandes in ein Spannungssignal gewandelt werden. Da der Poweranalyzer auch über einen 2A Strommesswiderstand verfügt, wurde mit diesem direkt der Kompensationsstrom gemessen.

Somit wurden drei Messkanäle verwendet um die Ausgangsleistung des Umrichters zu messen und mit dem vierten wurde die Eingangsleistung gemessen. Das ausgangsseitige dreiphasen-System wurde teilweise nach dem 3 Phasen - 3 Leiter - 3 Messungen (3P-3W-3M) Prinzip gemessen, hier werden alle drei Außenleiterspannungen und Strangströme verwendet, oder nach dem 3 Phasen - 4 Leiter - 3 Messungen (3P-4W-3M) Prinzip, hier werden die drei Strangsspannungen und Strangsströme verwendet. Das 3P-4W-3M Prinzip war möglich da eine symmetrische Sternlast verwendet wurde, bei welcher der Sternpunkt verfügbar war. Es wurde zwischen den beiden Prinzipien gewechselt, da auf Grund von EMV Problemen des Poweranalyzers die Messungen erschwert waren. Ein Wechsel des Prinzips konnte

aber keine Verbesserung bewirken.

Neben der hohen Messauflösung und Bandbreite hat der Poweranalyzer auch noch einen anderen großen Vorteil. Es können Leistungen über einen längeren Zeitraum lückenlos gemessen werden, mit dem sogenannten Continuous-Whole-Cycle-Analysis (CWA) Messprinzip. Bei diesem werden in einer gegebenen Messperiode alle Messpunkte aufgezeichnet und aus diesen dann diverse Größen wie Gleich und Wechselanteil der Strom und Spannung, Frequenz und viele andere, sowie die für diese Arbeit wichtige Wirkleistung, berechnet. Diese Messperiode wird durch den positiven Nulldurchgang eines Sync-Signals definiert in dem die maximale Anzahl an vollen Signalperioden des Sync-Signals verwendet wird, welche innerhalb der eingestellten Messperiode Platz finden. Wird zum Beispiel als Sync-Signal ein Sinus mit 30ms Periode verwendet und als Messperiode 100ms eingestellt, so verwendet das Gerät automatisch eine Messperiode von 90ms. Somit ist sichergestellt, dass nur volle Perioden für die Bestimmung der Leistungsgrößen verwendet werden. Für eine CWA-Messung sollte daher ein Sinussignal als Sync-Signal verwendet werden. In diesem Fall wurde einer der Ausgangsströme des Umrichters verwendet.

Des Weiteren wird für die CWA eine Messdauer eingestellt, in welcher lückenlos mit der sich aus der angegebenen Messperiode und Periode des Sync-Signals ergebenden tatsächlichen Messperiode die Leistungsgrößen bestimmt werden und in einer Comma-Separated-Value-Datei (CSV) gespeichert werden. Somit kann der Verlauf der Verlustleistung über diese Messdauer beobachtet werden.

Die CSV-Dateien dienen dann als Basis für die Auswertung. Aus der Differenz der Wirkleistung der Eingangsleistung und der Wirkleistung des 3-Phasen Systems ergibt sich somit die Verlustleistung des gesamten Umrichters.

4.2.2 Versuchsaufbau

Der gesamten Versuchsaufbau kann in fünf Gruppen unterteilt werden. Dem Umrichter, welcher aus den in *Abbildung 3.6* dargestellten Komponenten plus dem *Interface PCB* und Controller besteht, einem Computer welcher mit dem Umrichter verbunden ist, einer Gleichspannungsquelle welche den Umrichter speist, einer symmetrischen dreiphasigen Last und die Gruppe der Messgeräte. Die Last sollte der vom Racing Team entwickelte Motor sein, wie in *Abbildung 4.7* zu sehen ist. Hierfür wird der vom SiC Inverter gespeiste Motor mechanisch mit einem zweiten Motor ge-

koppelt, welcher von einem zweiten Wechselrichter drehzahl geregelt betrieben wird. Dadurch kann der zweite Motor drehmomentengeregt betrieben werden und damit der gewünschte Ausgangsstrom am zu untersuchenden Prototypen eingestellt werden. Die drehzahl geregelte Maschine funktioniert dann als Generator und durch die DC-Kopplung der beiden Inverter muss vom Netzteil nur die Verlustleistung des gesamten Systems geliefert werden. Mit diesem Aufbau konnten jedoch leider nur wenige Lastpunkte vermessen werden, da die Kühlung eines Motors ein Leck hatte und es keinen Ersatz gab.

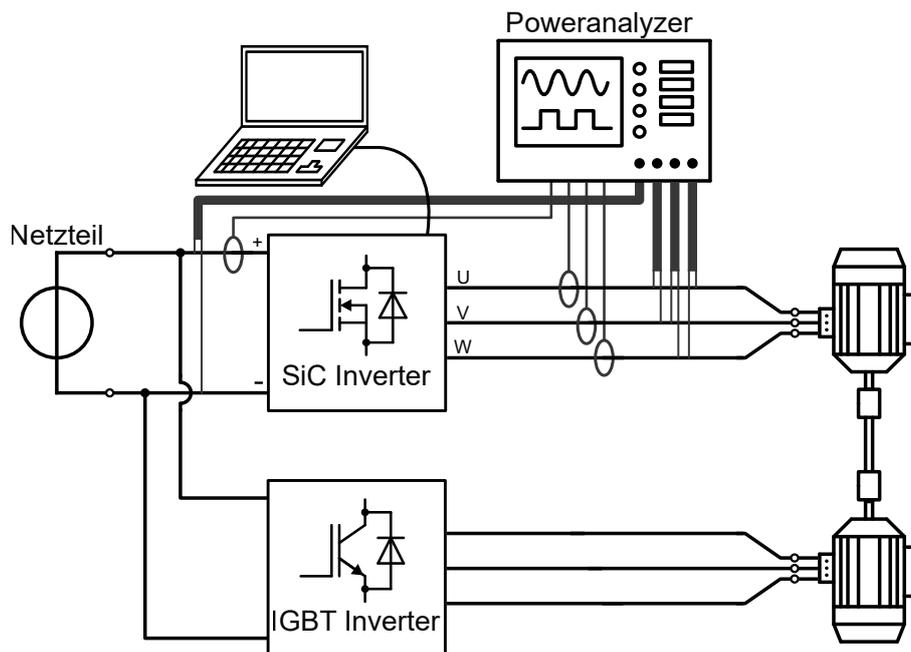


Abbildung 4.7: Versuchsaufbau zur Messung der Verlustleistung mit zwei gekoppelten Motoren als Last.

Aus diesem Grund wurden für die eigentlichen Messungen zwei dreiphasige gekoppelte Drosseln verwendet, siehe *Abbildung 4.8*. Da wie in *Kapitel 4.1* beschrieben nur die Amplitude des Ausgangsstromes und nicht der $\cos(\varphi)$, ein Faktor für die Verlustleistung ist, können die Drossel als äquivalente Last zum Motor verwendet werden. Die Drossel ist eine fast rein induktive Last, was den Nebeneffekt hat, dass die Leistung die aus der DC-Quelle bezogen wird selbst für hohe Ausgangsströme relativ gesehen klein ist. Daher kann auch hier ein laborübliches 600V Netzteil verwendet werden.

Umrichter und Computer

Der Umrichter beziehungsweise Prototyp ist in *Kapitel 3* beschrieben. Bei dem Com-

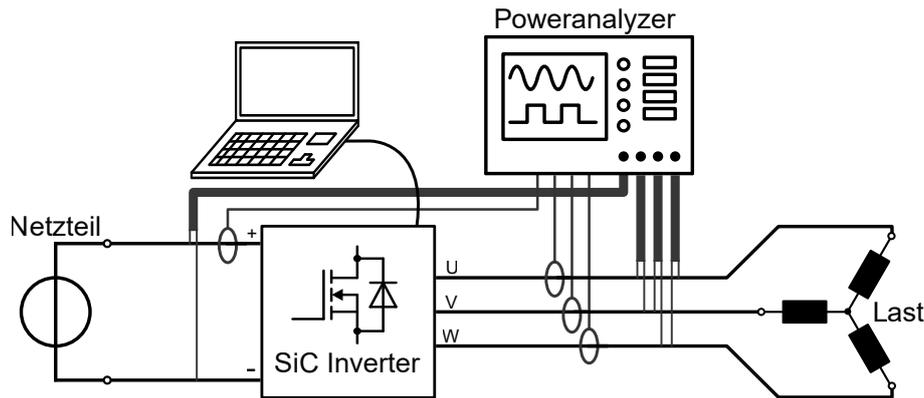


Abbildung 4.8: Versuchsaufbau zur Messung der Verlustleistung mit einer Netzdrossel als Last.

puter handelt es sich um ein übliches Notebook. Auf diesem wird die am Institut entwickelte Software *Softauge* verwendet um den Prototypen zu steuern. Die Software kann gemeinsam mit einer Kommunikationshardware sämtliche globalen Variablen der am Mikrocontroller im normalen Betrieb laufenden Software ausgelesen und beschrieben. Somit werden diverse Sicherheitsvariablen gesetzt, wie die Freigabe der Ansteuerung der Gatetreiber, und der Lastpunkt eingestellt. Dieser wird zum Beispiel über vorgeben der elektrischen Frequenz und der Amplitude des Spannungsraumzeigers, im spannungsgesteuerten Modus eingestellt. Außerdem wird die Temperatur des Powermoduls überwacht, in dem der Widerstand des am Modul verbauten Heißleiters (NTC) vom Mikrocontroller gemessen wird.

Gleichspannungsquelle

Da, wie vorhin beschrieben, als Last eine fast reine Reaktanz verwendet wird, ist keine hohe Eingangsleistung notwendig und es kann ein im Labor übliches Netzteil verwendet werden.

Last

Als Last wurde anfangs die permanenterregte Synchronmaschine des Racing Teams in der ersten Generation verwendet [17], deren Eckdaten in *Tabelle 4.1* zusammengefasst sind.

Maximales Drehmoment	$30Nm$
Nennstrom	$130A$
Nennzahl	$1270rpm$
Nennspannung	$600V$
Stranginduktivität	$127\mu H$

Tabelle 4.1: Eckdaten des TU Wien Racing Team Motors E1.

Da dieser aber ein Problem mit der Wasserkühlung hatte wurde wie beschrieben für die Messungen auf eine Netzdrossel gewechselt. Diese besitzt eine Stranginduktivität von $20\mu H @ 1kHz$.

Für die Lastpunkte mit ein Stromamplitude von bis zu $110A$ wurde eine physisch kleinere Induktivität verwendet, welche eine Strandinduktivität von $226\mu H @ 1kHz$ besitzt. Mit dieser wurden die Messungen begonnen. Später stellte sich aber heraus, dass diese in den Lastpunkten mit $120A$ und $130A$ bereits sättigt, weshalb auf die größere Induktivität gewechselt wurde.

4.2.3 Durchgeführte Messungen

Wie in *Kapitel 4.1.3* wurden auch für die Messungen die Betriebspunkte in 14 verschiedene Ausgangsströme, 0 bis $130A$ und vier verschiedene Zwischenkreisspannungen, 450 bis $600V$, unterteilt. Damit werden die selben Betriebspunkte wie in der analytischen Berechnung vermessen. Der in *Abbildung 3.6* dargestellte Kühler konnte nicht verwendet werden da dieser zum Zeitpunkt der Messungen noch nicht vom Racing Team gefertigt worden ist. Daher wurde ein passiver Kühlkörper verwendet.

Begonnen wurden die Messungen mit dem Aufbau der in *Abbildung 4.7* skizziert ist. Es konnten aber nur zehn verwertbare Messungen aufgenommen werden, wegen des vorhin erwähnten Leakage-Problems. Diese Messungen sind trotzdem sehr wertvoll weil damit die Aussagekraft der Messungen mit der rein induktiven Last validiert werden können. Mit den beiden Induktivitäten als Last wurden dann alle Betriebspunkte vermessen. Ein Bild des Laboraufbaus ist in *Abbildung 4.9* zu sehen. Der Inverter wurde spannungsgesteuert betrieben. Es wurde eine Spannungsraumzeiger mit einer elektrischen Frequenz von $300Hz$ bis $1000Hz$ ausgegeben und dessen Amplitude solange korrigiert bis sich der Ausgangsstrom mit der des Betriebspunktes gewünschten Amplitude einstellte.

Für jeden Betriebspunkt wurde eine CWA Messung mit einer Dauer von 60s und einer Messperiode von 50ms durchgeführt. Für Betriebspunkte mit einer Stromamplitude größer 90A wurde die Messdauer auf 10s reduziert, da dieser Betriebspunkt aufgrund der hohen Verlustleistung im Wechselrichter nicht dauerhaft ausführbar ist. Durch die Steuerung und Überwachung des Umrichters mittels Computers und Softage, wurde auch die vom NTC im Modul gemessene Temperatur am Ende der Messperiode notiert.

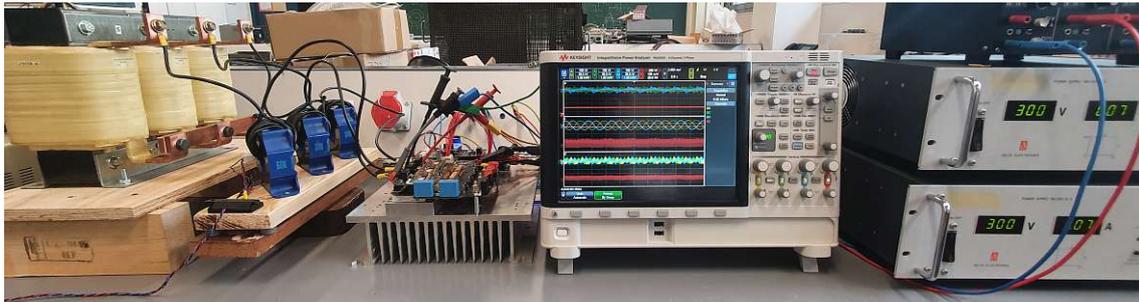


Abbildung 4.9: Foto des Messaufbaus zur Vermessung der Verlustleistung im Labor. Von links nach rechts: $20\mu\text{H}$ Netzdrossel, LEMs zur Strommessung, SiC Inverter mit passiven Kühlkörper, Poweranalyzer und zwei 300V Netzteile in Serie als Spannungsversorgung.

4.2.4 Auswertung der Messergebnisse

Da die im verwendeten Poweranalyzer verbauten Strommesswiderstände maximal einen Effektivstrom von 50A messen können, die Lastpunkte aber bis zu einem Strom von 92A effektiv gehen, müssen ab 50A externe Stromsensoren anstatt der Shunts verwendet werden. Hierfür wurden zuerst Rogowski Spulen verwendet. Da diese aber einen großen Messfehler zeigten wurde auf die im vorherhigen Kapitel erwähnten LEM *LF 510-S/SPA2* Sensoren gewechselt. In *Abbildung 4.10* ist dieser Messfehler deutlichen zu erkennen. Dieser entsteht höchstwahrscheinlich dadurch, dass Rogowski Spulen keinen DC-Anteil im Strom messen können. Zwar sollte die Ausgangsseite des Umrichters ein dreiphasiges Drehstromnetz bilden, jedoch wurde die Messungen an der Netzdrossel im spannungsgesteuerten Modus durchgeführt. Unsymmetrien in der Last führen daher zu einem DC-Anteil im Strom welcher nicht erfasst wird. Daher ist die gemessene Ausgangsleistung um diesen Anteil kleiner und die berechneten Verluste um diesen größer. Mit den LEM Stromsensoren war dieses Problem behoben, da mit diesen auch ein DC-Strom gemessen werden kann.

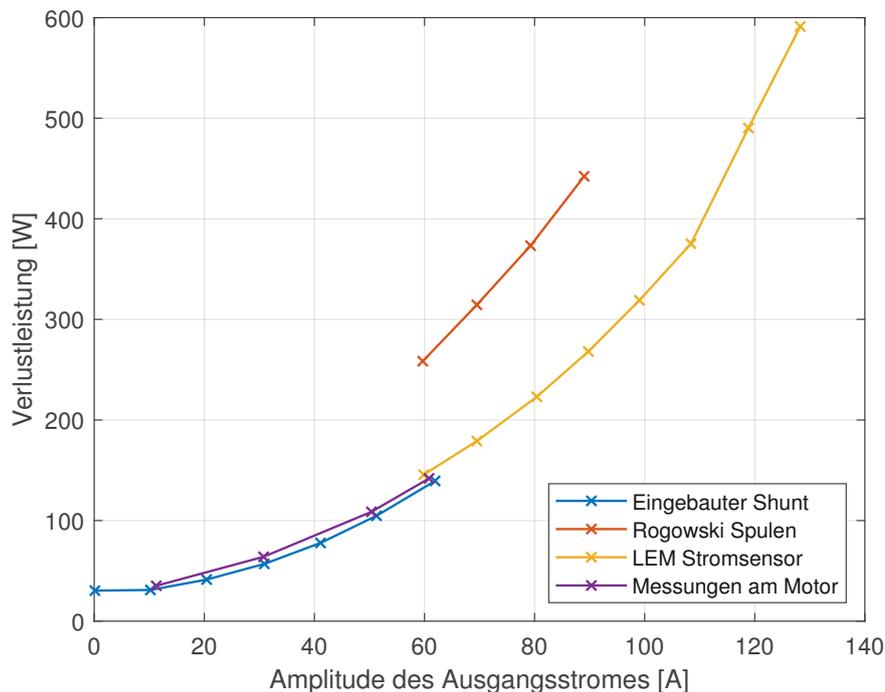


Abbildung 4.10: Alle Messungen wurden bei einer Zwischenkreisspannung von 450V durchgeführt. Vergleich der drei verschiedenen Methoden zur Strommessung: im Poweranalyzer eingebauter Strommesswiderstand in blau, Rogowski Spulen in orange und LEM in gelb. Ebenfalls zu sehen sind die am Motor durchgeführten Messungen.

In *Abbildung 4.10* ist auch ersichtlich, dass es keinen Unterschied für die im Umrichter gemessenen Verluste macht, ob der Motor oder eine Netztdrossel als Last verwendet wird. Dies war zu erwarten, denn wie in *Kapitel 4.1.2* beschrieben, können die SiC MOSFETs Strom in beiden Richtungen führen, wodurch die Verluste unabhängig vom $\cos(\varphi)$ der Last sind.

4.3 Ergebnisse und Vergleich mit der analytischen Berechnung

In *Abbildung 4.11* wurde das Ergebnis der analytische Berechnung aus *Kapitel 4.1* mit den Messergebnissen übereinander gelegt. Die Ergebnisse der analytischen Rechnung wurden mit dem Faktor 3 multipliziert weil diese pro Modul gerechnet waren. Im unteren Bereich, welcher dem Leerlauf entspricht, gibt es relativ große Unterschiede zwischen Messung und Berechnung. In diesem Bereich dominieren die Schaltver-

luste, welche durch Umladen der Sperrschichtkapazitäten entstehen. Gerade diese Verluste waren aber analytisch schwierig zu bestimmen, wie in *Abbildung 4.2* zu sehen ist. Im mittleren Strombereich, wo die Verluste immer mehr aus den Leitverlusten gebildet werden, stimmen die Ergebnisse und Messungen relativ genau überein. Auch, dass die Verluste mit sinkender Zwischenkreisspannung niedriger werden, bestätigt die Erwartung und Berechnung, da Schaltverluste von der Spannung abhängig sind. Bei 60A ist ein Sprung in der Messung erkennbar, welcher durch den Wechsel der Strommessung entstanden ist. Dies zeigt das mindestens eine der beiden Messmethoden einen Fehler aufweist.

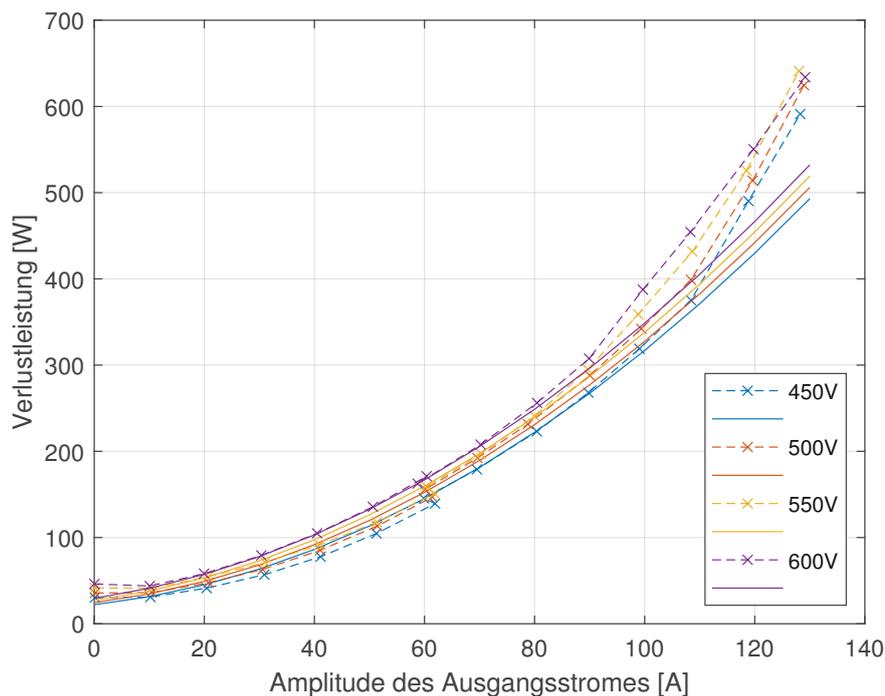


Abbildung 4.11: Vergleich der analytischen Berechnungen (durchgezogene Linien) mit den Messungen (strichlierte Linien mit Marker). Die Zwischenkreisspannung der Messung ist in der Legende genannt.

Im oberen Strombereich, ab ungefähr einer Stromamplitude von 70A, liegen die gemessenen Verluste deutlich über den berechneten. Dies liegt an dem grundsätzlichen Problem, dass nur die Schalt- und Leitverluste des Halbleiters berechnet worden sind, aber die gesamten Verluste des Inverters gemessen werden. Daher lässt sich das höhere Messergebnis durch die sich in diesem Bereich bemerkbar machenden Leitverluste in der Leiterplatte und sämtlichen restlichen stromführenden Bauteilen erklären. Dies ist auch gut in *Abbildung 4.12* zu sehen. Der markierte Hotspot ist die Stelle des PCBs die direkt über den Powermodulen liegt und den Ausgangs-

strom führt. An dieser Stelle wird das PCB nicht nur durch die eigenen Leitverluste, sondern auch durch die Abwärme des Moduls darunter erhitzt. Die gemessene Temperatur ist aber noch nicht problematisch, da es erstens eine Messung bei einem Lastpunkt mit maximalen Ausgangsstrom ist, welcher im normalen Betrieb nur für Zeiten im einstelligen Sekunden Bereich gehalten wird und zweitens die Glas-Übergangstemperatur des PCBs noch nicht überschritten wurde, welche bei 135°C liegt [18].

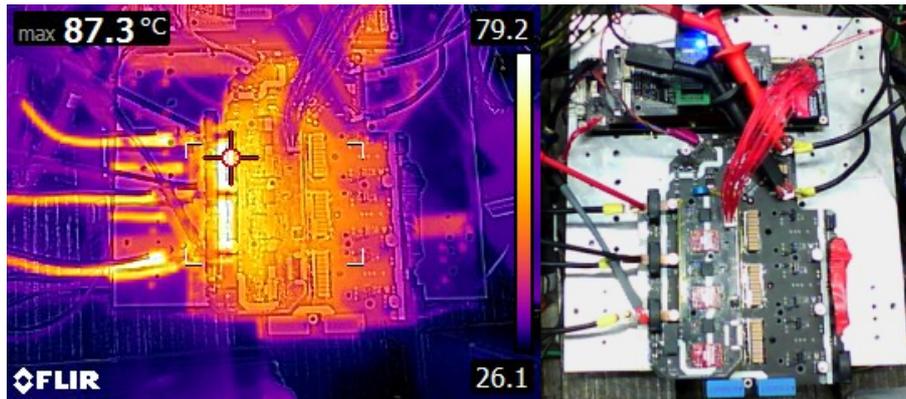


Abbildung 4.12: Aufnahme einer Thermalkamera am Ende einer Messung.

Ein weiteres Problem ergibt sich durch den Parameter der Junction-Temperatur des Halbleiters. Dieser hat großen Einfluss auf die Verluste, konnte aber nicht kontrolliert werden. Es wurde zwar immer die Temperatur des sich im Powermodul befindenden NTCs notiert, dieser sitzt aber lediglich auf der selben Kühlplatte des Moduls, wie auch die beiden Leistungstransistoren. Es kann höchstens in einem thermisch eingeschwungenen System dessen Temperatur zur Bestimmung der Junction-Temperatur verwendet werden. Für transiente Vorgänge wäre ein thermisches Modell notwendig, welches aber vom Hersteller nicht geliefert wird. Da der Umrichter für einen maximalen dauerhaften Ausgangsstrom mit einer Amplitude von 60A ausgelegt worden ist, konnten die Punkte über diesem nicht bis zum thermischen Gleichgewicht vermessen werden. In den Betriebspunkten die kontinuierlich gehalten werden könnten wurden diese aber leider auch nicht erst im Gleichgewicht vermessen, da die Verfügbarkeit der Messgeräte zeitlich stark eingeschränkt war und nicht genug Zeit war alle Messungen im thermischen Gleichgewicht durchzuführen.

Trotzdem können die notierten NTC-Temperaturen als Indiz für manche sich in *Abbildung 4.11* bemerkbar machenden Effekte verwendet werden. Zum Beispiel schnei-

det die "600V"-Linie der Verlustleistung die "550V"-Linie in den beiden Punkten mit dem höchsten Ausgangsstrom. Diese sollten eigentlich wie in den vorherigen Punkten parallel laufen. Schließlich sollten die Gesamtverluste, bei gleichem Strom und bei höherer Zwischenkreisspannung auch höher sein, da die Schaltverluste steigen. Wie aber in *Abbildung 4.13* erkennbar ist, lag die Temperatur des NTCs im Lastpunkt 600V/130A mit 60°C deutlich unter den ungefähr 75°C welche dieser in den Punkten 550V/130A, 500V/130A und 450V/130A hatte. Das selbe gilt für die Punkte bei 120A.

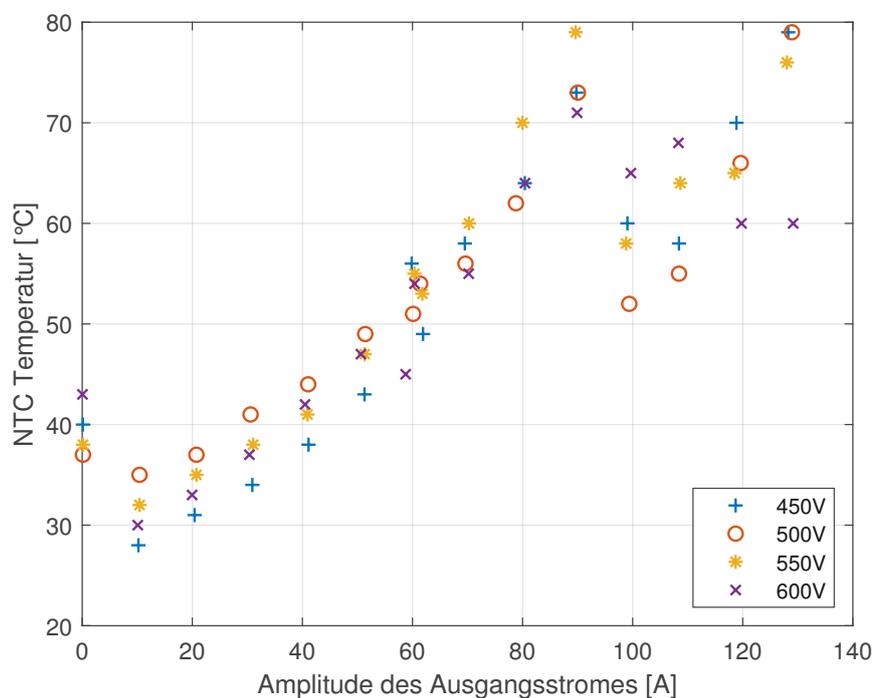


Abbildung 4.13: Vom Mikrocontroller gemessene NTC Temperatur am Ende der CWA-Messung. Die Zwischenkreisspannung der Messung ist in der Legende eingetragen.

Betrachtet man *Abbildung 4.14* erkennt man, dass trotz all der Vereinfachungen und Vernachlässigungen, der relative Fehler nicht sehr groß ist. Vor allem in den Betriebspunkten mit einem Strom von 20 bis 90A ist der Fehler nicht größer als +5%. Für die Auslegung des Kühlsystems im Rennfahrzeug sind die Daten daher eine gute Grundlage.

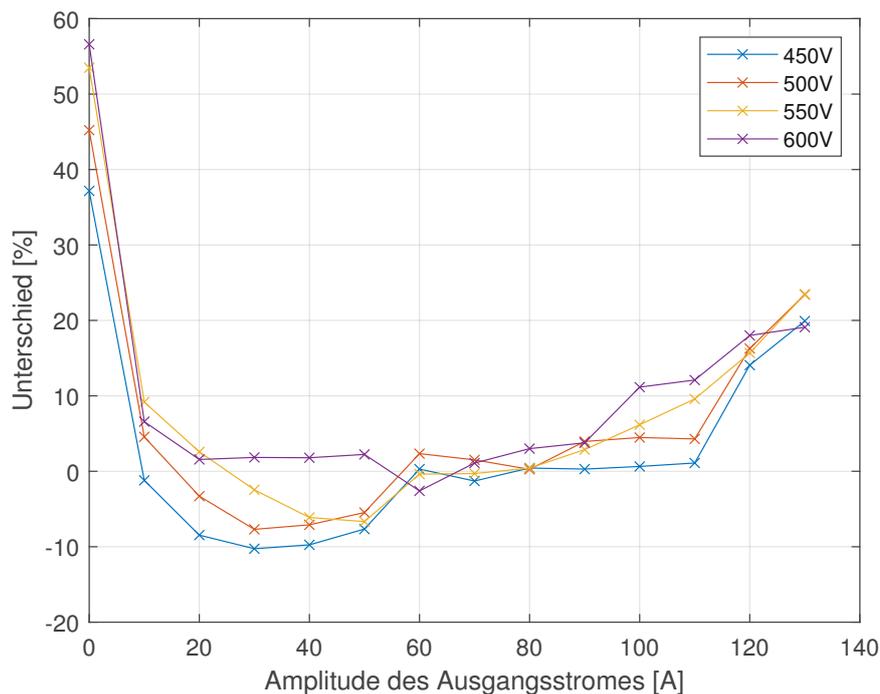


Abbildung 4.14: Relativer Unterschied zwischen den gemessenen und berechneten Verlusten. Diese Differenz wurde dann auf den berechneten Wert bezogen.

4.4 Verbesserung gegenüber des IGBT Umrichters

Der in dieser Arbeit beschriebene SiC-Umrichter soll der Nachfolger des IGBT-Umrichters des Racing Teams werden. Bei diesem handelt es sich ebenfalls um eine Eigenentwicklung des Racing Teams und dessen zweite und dritte Iteration wurde zum Teil vom Autor entwickelt. Das Herzstück des IGBT-Umrichters sind zwei *MIPAQ IFS200V12PT4* six-pack Powermodule von Infineon. Ziel des neuen Inverters ist es, eine deutlich niedrigere Verlustleistung bei annähernd gleicher Ausgangsleistung zu haben. Dies ist aber keine große Herausforderung, da die *MIPAQ* Module für einen Dauerstrom von 200A gebaut sind. IGBTs haben, da sie ein bipolarer Halbleiter sind, ohnehin prinzipbedingt deutlich höherer Schaltverluste als SIC-MOSFETs, die hohe Strombelastbarkeit des Moduls führt aber zu mehr Chipfläche und damit zu noch höheren Schaltverlusten. Aber auch die Leitverluste sind, auf Grund der Injektionsdiode des IGBTs, größer.

Eine Berechnung der Verlustleistung des IGBT-Powermoduls wurde vom Racing Team durchgeführt und die Ergebnisse zur Verfügung gestellt. Der Vergleich dieser analytischen Berechnung mit den Messergebnissen aus dem vorherigen Kapitel zeig-

gen eine deutliche Verbesserung in der Verlustleistung (siehe *Abbildung 4.15*). Selbst im oberen Strombereich sind die Verluste auf ungefähr ein Drittel reduziert worden. In der Grafik ist auch gut das unterschiedliche Verhalten der Leitverluste zu sehen. Während die Leitverluste des IGBTs sich auf Grund der Flussspannung eher linear verhalten, steigen die des SiCs quadratisch mit dem Strom auf Grund des ohmschen Verhaltens.

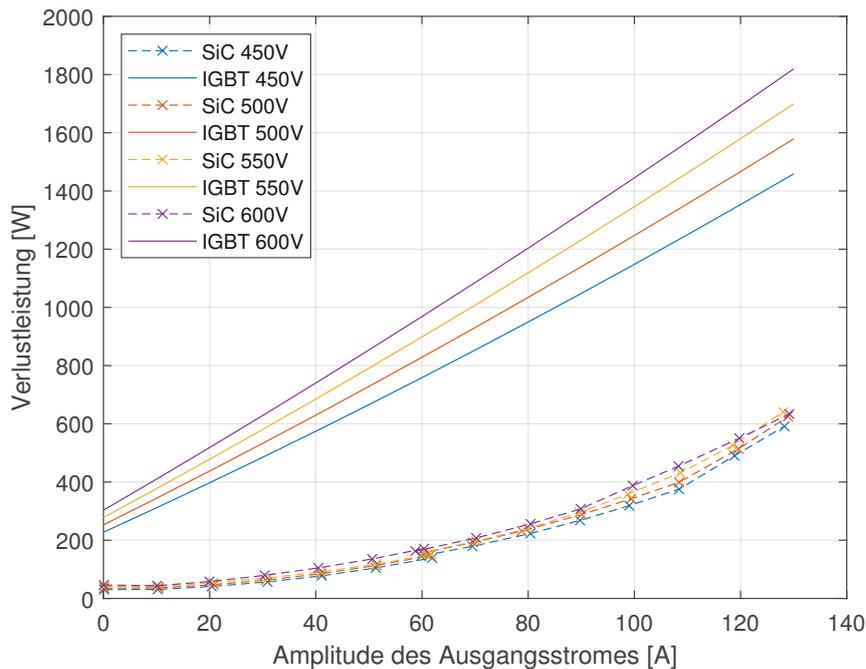


Abbildung 4.15: Vergleich der Gesamtverluste, bei SiC (gemessen) und IGBT (analytisch gerechnet) einer Umrichterhälfte.

Um die Verbesserung von IGBT auf SiC besser quantisieren zu können werden die durchschnittlichen Verluste für das Endurance-Event der Formula Student abgeschätzt. Bei diesem handelt es sich um die längste Renndisziplin der Formula Student bei der 22km zurückgelegt werden. Um die durchschnittlichen Verluste schätzen zu können wurden Logging-Daten des Fahrzeuges verwendet um eine Verteilung der Lastpunkte, eingeteilt nach Motor Drehmoment und Drehzahl, zu erstellen. Die Verteilung der relativen Häufigkeit dieser ist in *Abbildung 4.16* zu sehen. Das Drehmoment kann direkt in die Amplitude des Ausgangsstromes des Wechselrichters umgerechnet werden, weil der Motor Drehmoment geregelt wird und der Momentbildene Q-Strom daher, bis auf einen Umrechnungsfaktor, direkt dem Drehmoment entspricht. Eine weitere Bedingung hierfür ist, dass der Motor nicht mit D-Strom feldgeschwächt betrieben wird, was nicht der Fall war. Der Umrechnungsfaktor ist in

diesem Fall: $130A/30Nm = 4.3A/Nm$. Die Drehzahl könnte in die elektrische Frequenz der Grundwelle und den Modulationsindex umgerechnet werden. Jedoch ist beides für die Verluste des SiC Inverters nicht relevant und der Modulationsindex hat einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Verluste dieses IGBT-Powermoduls. Ein wichtiger Parameter wäre die Akkuspannung, welche die Zwischenkreisspannung vorgibt. Diese Daten stehen jedoch leider nicht zur Verfügung und daher wird die nominelle Spannung des Akkus verwendet welche bei 530V liegt.

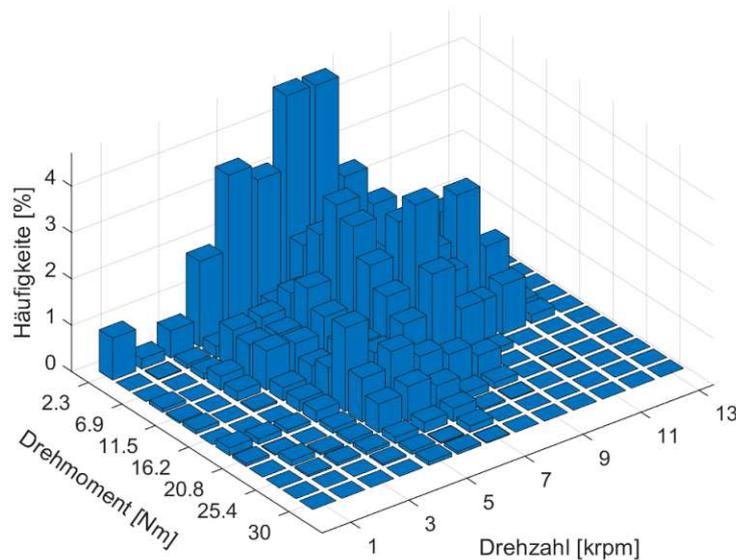


Abbildung 4.16: Relative Häufigkeit der Lastpunkte des Elektromotors bei einem typischen Endurance-Event, gruppiert nach Drehmoment und Drehzahl.

Zur Berechnung der durchschnittlichen Verluste wird die Verteilung aus *Abbildung 4.16* entlang der "Drehzahl"-Achse aufsummiert, um den Parameter der Drehzahl zu eliminieren. Dann wird diese Verteilung mit den Verlusten der beiden Umrichter, bei einer Zwischenkreisspannung von 530V, in Abhängigkeit des Stromes multipliziert. Damit ergibt sich für den IGBT Inverter eine, bei der Endurance, durchschnittliche Verlustleistung von:

$$1369W$$

Für den SiC Inverter ergeben sich lediglich Verluste von:

$$235W$$

Die Werte gelten jeweils pro Doppelinverter. Das entspricht fast einer 6-fachen Reduktion der Verluste!

5 Rippelstrom und Spannungsrippel

Die Zwischenkreiskondensatoren bilden gemeinsam mit den Leistungstransistoren das Herzstück eines jeden Umrichters. Daher ist ein genaues Verständnis über die Belastung der Zwischenkreiskondensatoren wertvoll, um diesen richtig dimensionieren zu können. Hier ist vor allem wichtig, den maximalen Rippelstrom der Kondensatoren nicht zu überschreiten um die gewünschte Lebensdauer des Bauteils zu erreichen. Eine relativ genaue Abschätzung des Spannungsrippels ist aber aufgrund der hohen Abhängigkeit der Kapazität von Faktoren wie der Spannung oder Temperatur sehr schwierig. Daher wird in diesem Kapitel der erwartete Rippelstrom berechnet, simuliert und dann mit Messungen verglichen. Bei den Messungen wurde aber auch der Rippel der Zwischenkreisspannung mit aufgezeichnet.

5.1 Analytische Brechnung des Rippelstromes

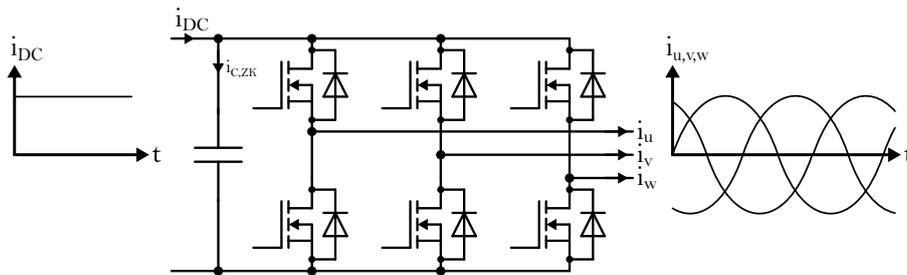


Abbildung 5.1: Vereinfachte Stromverläufe des Eingangsstrom und der Ausgangsstromes eines Wechselrichters.

Betrachtet man *Abbildung 5.1*, in welchem angenommen wird, dass der Eingangsstrom eines Wechselrichters einem reinem DC-Strom entspricht und der Ausgangsstrom eine symmetrischen Dreiphasensystem ohne Gleichanteil entspricht, dann lässt sich der Effektivstrom des Zwischenkreiskondensators nach Gleichung (5.1) berechnen [19]. Wobei φ dem Phasenwinkel zwischen der Grundwelle der Ausgangsspannung und dem Ausgangsstrom entspricht und M dem Modulationsindex. Dieser ergibt sich aus dem Verhältnis der Amplitude der Grundschwingung der Ausgangsspannung zur Zwischenkreisspannung (*Gleichung (5.2)*). Die Amplitude bezieht sich hier auf die Ausgangsspannung der Halbbrücken bezogen auf das negative Zwischenkreispotential.

$$I_{C,ZK,rms}^2 = \hat{I}_N^2 \cdot M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2(\varphi) \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}M \right) \right] \quad (5.1)$$

$$M = \frac{\hat{u}}{U_{ZK}/2} \quad (5.2)$$

Der für die Auslegung wichtige theoretische Maximalpunkt muss bei $\varphi = 0$ liegen, wie auch in der Literatur beschrieben [19], um den zweiten Term in der eckigen Klammer zu maximieren. Für die Bestimmung von M muss die Ableitung von (5.1) nach $M = 0$ gesetzt werden.

$$\begin{aligned} \frac{d \left(\frac{I_{C,ZK,rms}^2}{\hat{I}_N^2} \right)}{dM} &= \frac{d \left(M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}M \right) \right] \right)}{dM} = 0 \\ 0 &= \frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}M \right) - \frac{9}{16}M \\ M &= \frac{10\sqrt{3}}{9\pi} \approx 0.61 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Verwendet man das Ergebnis von *Gleichung (5.3)* so ergibt sich eine maximale Strombelastung der Zwischenkreiskondensatoren von 41.35A. Diese gilt für den Punkt $\varphi = 0$, $M = 0.61$ und der maximalen Ausgangsstromamplitude von 90A. Da sich beide Umrichterhälften in diesem Betriebspunkt befinden können, ist die maximale Belastung der Zwischenkreiskondensatoren ein Effektivstrom von 82.7A. Dies ist auch die Begründung der Anforderung in *Kapitel 2.2*. Der Zwischenkreis besteht aus 12 Stück TDK *B58035U7505M001* CeraLink-Kondensatoren, wodurch sich eine insgesamt Rippelstromfähigkeit des Zwischenkreises von 468A ergibt. Selbst bei einer nicht perfekt symmetrischen Aufteilung des Rippelstromes zwischen den einzelnen Zwischenkreiskondensatoren ist eine Überbeanspruchung des Bauteils höchst unwahrscheinlich. Abgesehen davon, dass die CeraLink aufgrund ihrer inneren Effekte selbst symmetrierend wirken [20].

Der Extremwert von 82.7A wird in der Praxis aber nie erreicht werden. Zum einen besitzt der Motor keinen $\cos(\varphi)$ von 1. Der Punkt $M=0.61$ und $\cos(\varphi)=1$ kann daher nicht erreicht werden. Betrachtet man den Fall der maximalen Stromamplitude von 90A, welche nur durch Q-Strom gebildet wird, ergibt sich bei einem Modulationsindex von 0.61 ein Betriebspunkt in dem die Maschine einen $\cos(\varphi)$ von 0.82 besitzt. Diese Motorkenndaten stammen von einer Motorsimulation des TU Wien Racing Teams. Dadurch reduziert sich der maximale Rippelstrom pro Wechselrichterseite bereits von 41.35A auf 37.02A.

Des Weiteren kann ausgenutzt werden, dass der Aufbau dieses Umrichters vom Prin-

zip her zwei Umrichtern entspricht, welche über den Zwischenkreis gekoppelt sind. Durch gezieltes Versetzen des PWM-Trägersignals, von einer Umrichterhälfte zur zweiten, kann die Zwischenkreisbelastung signifikant reduziert werden. In der unteren Grafik in *Abbildung 5.3* ist erkennbar, dass der Kondensatorstrom mit der doppelten Schaltfrequenz zwischen positiv und negativ pendelt. Wird nun das Trägersignal der zweiten Umrichterhälfte um $1/4$ der Periodendauer der Schaltfrequenz versetzt, so fallen, vereinfacht gesagt, die Zwischenkreisströme der beiden Umrichterhälften mit umgekehrten Vorzeichen zusammen. So kann laut [21] der Effektivwert des Stromes im Kondensator um bis zu einem Faktor 3 reduziert werden. Vor allem an der Extremstelle $M=0.61$ ist diese starke Verbesserung beschrieben.

5.2 Messung des Ripplestromes

Der Ripplestrom wurde auch in einigen Lastpunkten gemessen. Hierfür wurde der Aufbau aus *Abbildung 4.8*, beziehungsweise der Aufbau in *Abbildung 5.2* verwendet. Es wurde aber ein Oszilloskop zur Aufzeichnung der Strom- und Spannungsverläufe verwendet anstatt des Poweranalyzers.

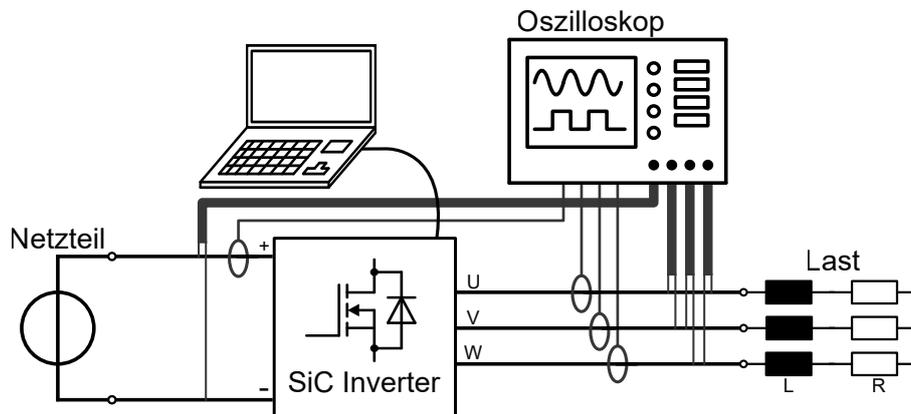


Abbildung 5.2: Schematische Darstellung des Messaufbaus, zur Vermessung des Ripplestromes.

Den Strom in den Zwischenkreiskondensatoren direkt zu messen ist praktisch nicht möglich, da 12 Stück verwendet werden und diese ein SMD Design haben. Daher wurde dieser Messaufbau gewählt, da hiermit sämtliche relevanten Ströme außer dem Zwischenkreisstrom selbst gemessen werden. Durch die Messung der Ausgangsspannungen der Halbrücken kann rückgeschlossen werden, welcher der beiden Transistoren leitet und somit der Zwischenkreisstrom rekonstruiert werden. Wendet man bei *Abbildung 5.1* am oberen Kondensatoranschlusspunkt die Knotenregel an, so ergibt

sich *Gleichung (5.4)* für den Zeitverlauf des Rippelstromes. Diese Gleichung wurde dann in Matlab umgesetzt und somit aus den CSV-Dateien mit den Zeitverläufen der Messsignale der Zwischenkreisstrom rekonstruiert. Mit einem Oszilloskop mit acht Kanälen konnten alle sieben in *Gleichung (5.4)* vorkommenden Zeitverläufe aufgenommen werden. Mit dem achten Kanal wurde der Spannungsverlauf der Zwischenkreiskondensatoren aufgezeichnet.

$$\begin{aligned}
 i_{C,ZK}(t) &= i_{DC}(t) - i_U(t)s_U(t) - i_V(t)s_V(t) - i_W(t)s_W(t) \\
 s_U(t) &= \begin{cases} 1 & U_U(t) \geq U_{DC}/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \\
 s_V(t) &= \begin{cases} 1 & U_V(t) \geq U_{DC}/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \\
 s_W(t) &= \begin{cases} 1 & U_W(t) \geq U_{DC}/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

In *Abbildung 5.3* sind die Strom- und Spannungsverläufe einer Messung dargestellt und in dessen untersten Grafik lässt sich gut erkennen wie Strom und Spannung des Zwischenkreiskondensators dem Gesetz $i = C \cdot \dot{u}$ folgt. Im Bereich $140\mu s$ sinkt die Spannung zuerst langsamer und dann schneller, da sich der Zwischenkreisstrom von ungefähr $-14A$ auf $-60A$ verändert hat.

Wie nun in *Abbildung 5.3* gezeigt wurde, kann mit *Gleichung (5.4)* der Verlauf des Stromes im Zwischenkreiskondensator rekonstruiert werden. Diese Methodik wurde dann für sämtliche Messungen angewendet und aus dem Zeitverlauf anschließend der Effektivwert des Rippelstromes bestimmt. Eine Messung ist in diesem Fall wieder definiert durch die Wahl einer Zwischenkreisspannung und der Amplitude des Ausgangsstromes. Bei der Zwischenkreisspannung wurden die Punkte $450V$, $500V$, $550V$ und $600V$ gewählt und für den Ausgangsstrom eine Amplitude von $30A$, $50A$, $70A$ und der maximalen Ausgangsamplitude, die sich mit der Versorgungsleistung ausgeht. Es wurde bei jeder Messung eine CSV-Datei mit den Zeitverläufen der 8 Kanäle gespeichert und der eingestellte Modulationsindex aufgezeichnet. Der Umrichter wurde wieder spannungsgesteuert betrieben und der Modulationsindex so lange angepasst, bis sich die gewünschte Stromamplitude eingestellt hat.

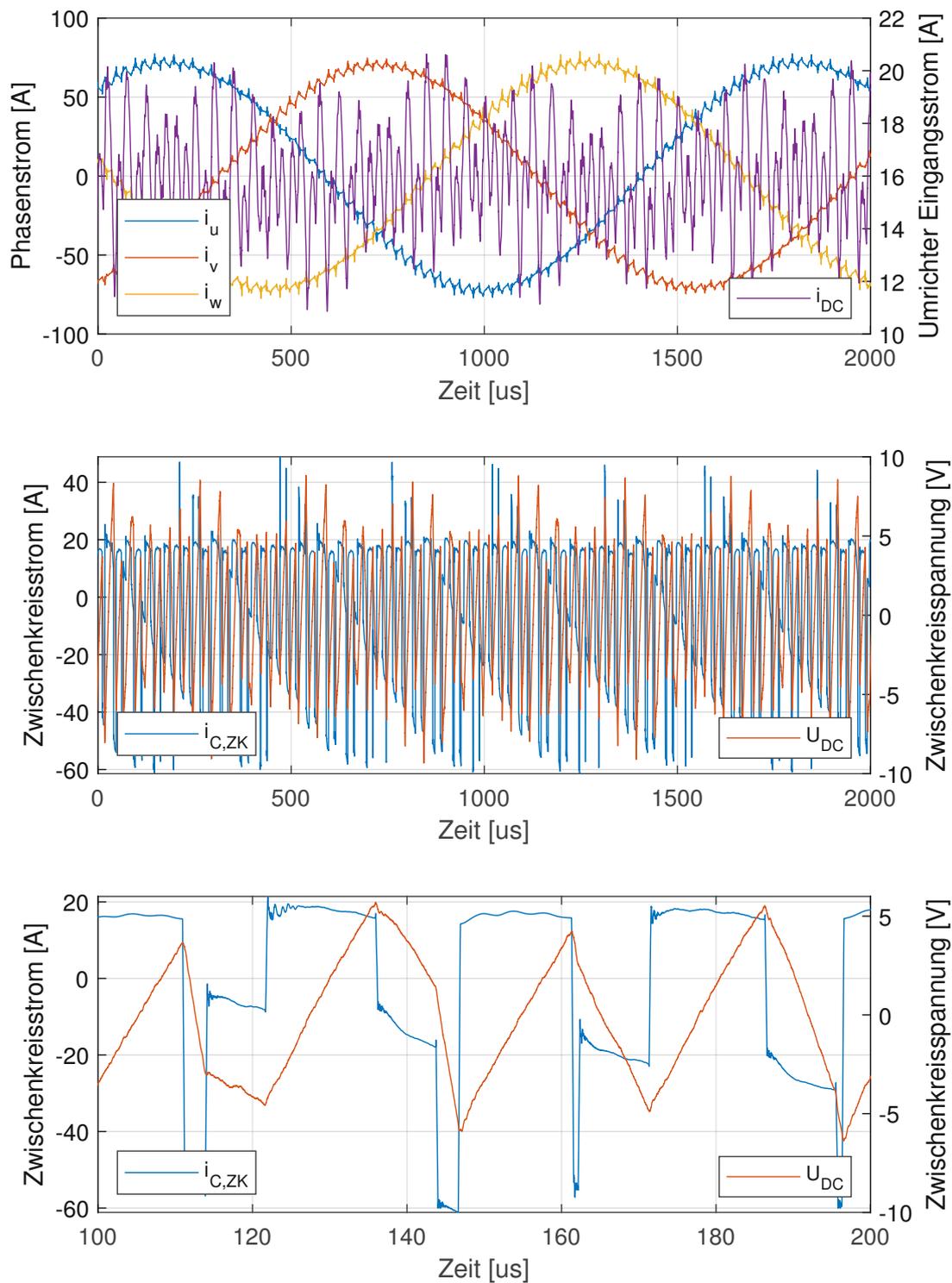


Abbildung 5.3: Oben: gemessenen Stromverläufe, Mitte: rekonstruierter Zwischenkreisstrom und gemessener AC-Anteil der Zwischenkreisspannung, Unten: wie Mitte nur ein kleiner Zeitausschnitt dargestellt.

Zuerst wurde eine Messreihe mit einer Last mit einem $\cos(\varphi)$ von 0.91 durchgeführt. Hierfür wurde die Konfiguration wie in *Abbildung 4.8* verwendet. Danach wurde mit der Konfiguration in *Abbildung 5.2* noch eine Messreihe mit einem $\cos(\varphi)$ von 0.54 durchgeführt.

Um die Ergebnisse besser darstellen und vergleichen zu können, wurde nicht der gemessene Zwischenkreiseffektivstrom mit dem aus *Gleichung (5.1)* berechneten Wert verglichen, sondern das Verhältnis zwischen dem Effektivstrom und der Amplitude des Ausgangsstromes verglichen. Dieses sollte der Formel in *Gleichung (5.5)* folgen. Betrachtet man aber *Abbildung 5.4* so ist zwar eine Korrelation zwischen berechneten und gemessenen Wert zu erkennen, aber der gemessene Wert liegt über dem analytisch berechneten. Die Formel ist aber aufgestellt worden unter der Annahme (*Kapitel 5.1*), dass der Ausgangsstrom eine reine Sinusform hat womit der Rippel bei nicht idealer Glättung vernachlässigt wird. Dieser Motorstromrippel erhöht auch die Strombelastung des Zwischenkreises [22], ist allerdings analytisch nicht einfach bestimmbar [23].

$$\frac{I_{C,ZK,rms}}{\widehat{I}_N} = \sqrt{M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2(\varphi) \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16}M \right) \right]} \quad (5.5)$$

5.3 Simulation des Rippelstromes

Um den Einfluss des Stromrippels des Ausgangsstromes auf den Zwischenkreisstrom, und die damit verbundene Diskrepanz zwischen Berechnung und Messung zu verbessern, wurde der Aufbau in *LTSpice XVII* also Simulationsmodell nachgebaut (*Abbildung 5.5*). Dafür wurde der Umrichter mit annähernd idealen Schaltern und idealen Dioden simuliert und als Zwischenkreis eine ideale Spannungsquelle verwendet. Es wird so wie in *Gleichung (5.1)* davon ausgegangen, dass der gesamte AC-Anteil des Stromes über den Zwischenkreiskondensator läuft, während der DC-Anteil aus der Versorgung kommt. Da diese beiden Ströme AC-mäßig nicht korreliert sind kann man *Gleichung (5.6)* verwenden um den Effektivwert des reinen Wechselanteils ($I_{AC,RMS}^2$) zu bestimmen. Die Ströme I_{DC} und I_{RMS} werden in *LTSpice* aus dem Zeitverlauf des Stromes der Quelle VDC bestimmt.

$$I_{RMS}^2 = I_{DC}^2 + I_{AC,RMS}^2 \quad (5.6)$$

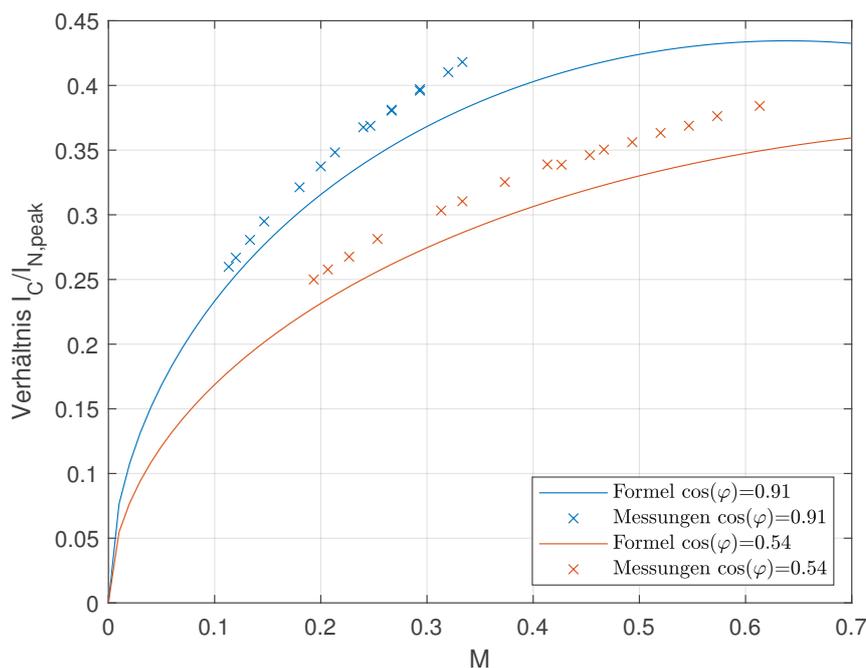


Abbildung 5.4: Vergleich der Messungen mit den berechneten Werten. Die Messungen wurden bei verschiedenen Lastpunkten, definiert durch Zwischenkreisspannung und Ausgangsstrom, durchgeführt.

Das SVPWM-Muster wird mittels idealer Komperatoren erzeugt welche am positiven Eingang einen Dreiecksignal mit 20kHz haben. Am negativen Eingang wird die Sollspannung vorgegeben. Diese besteht bei der SVPWM zum einen aus einem Sinussignal, über dessen Amplitude der Modulationsgrad und über dessen Frequenz die Winkelgeschwindigkeit des Spannungsraumzeigers eingestellt wird. Zum anderen aus einer dritten Harmonischen, welche über $V8$ hinzugefügt wird. Diese ist notwendig um einen Modulationsgrad von bis zu $2/\sqrt{3}$ erreichen zu können und ergibt sich automatisch aus der Berechnungsmethode der SVPWM [24].

Mit den aus den Messungen aufgezeichneten Daten, so wie der Kenntnis über den $\cos(\varphi)$ der Messung, konnten die einzelnen Lastpunkte nachgebildet werden und der Effektivwert aus der Simulation bestimmt werden. Wie im Ergebniss der Simulationen in *Abbildung 5.6* zu sehen ist, konnten die Messergebnisse durch die Simulation besser nachvollzogen werden. Da in der Simulation der Ausgangsstrom mit einem Ripple beaufschlagt ist, ist der simulierte Wert höher als der berechnete. Trotzdem gibt es aber noch einen Unterschied zwischen Messung und Simulation. Eine mögliche Erklärung für die Differenz ist, dass die Formel und Simulation sehr sensitiv auf den $\cos(\varphi)$ sind. Dieser ist höchstwahrscheinlich während der Messung nicht

konstant geblieben, da durch Leitverluste in den Bauteilen, deren Temperatur und damit wiederum deren Widerstand steigt. Was letzten Endes auch zu einem Anstieg der Wirkleistung führt.

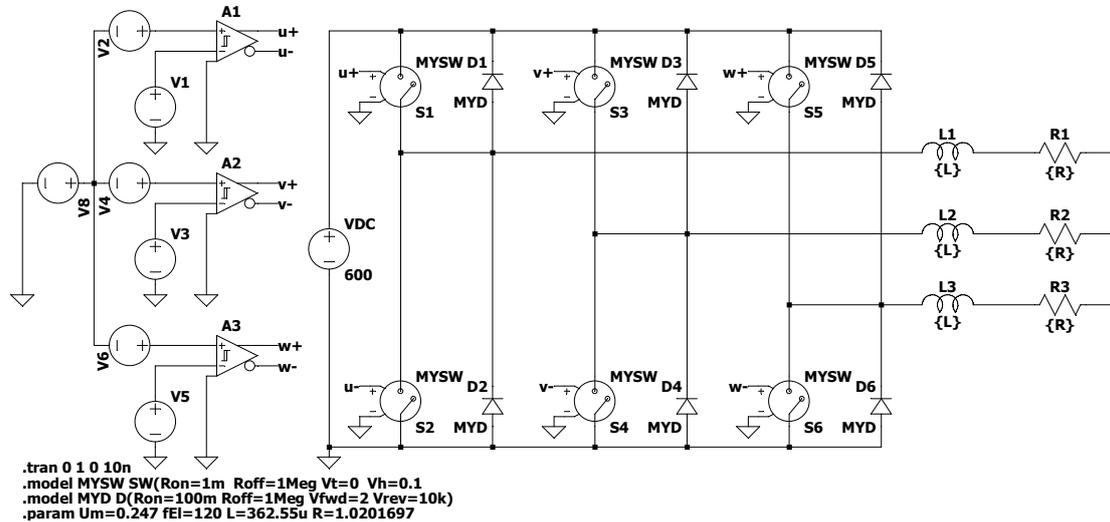


Abbildung 5.5: Simulationsmodell

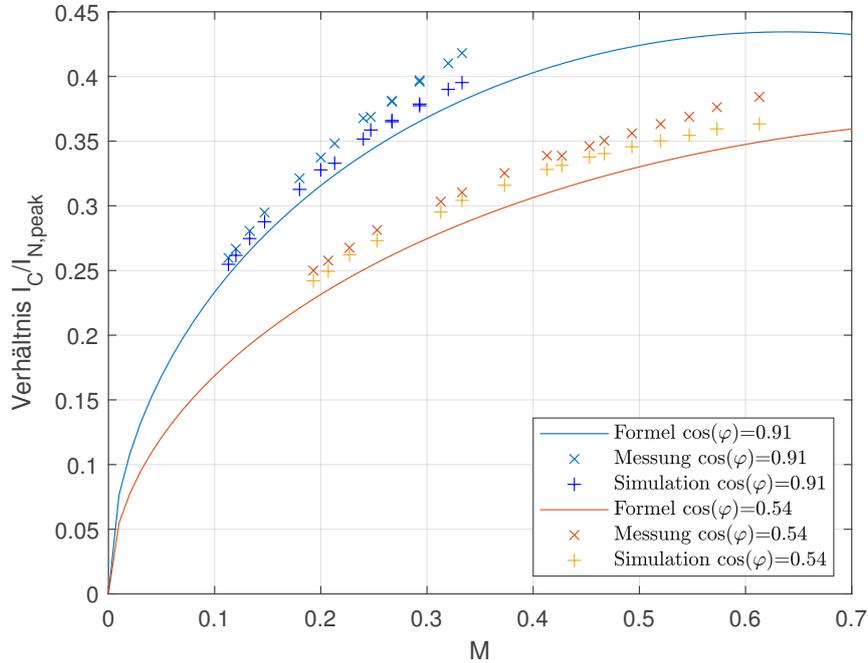


Abbildung 5.6: Vergleich der Simulationsergebnisse mit den bisherigen Werten der Messung und Simulation. Die Messungen wurden bei verschiedenen Lastpunkten, definiert durch Zwischenkreisspannung und Ausgangsstrom, durchgeführt.

5.4 Auswertung der Rippelspannung und Bestimmung der Kapazität

Wie in *Kapitel 5.2* beschrieben, wurde der achte Kanal des Oszilloskops verwendet um die Zwischenkreisspannung zu messen. Es wurde eine AC-gekoppelte Messung durchgeführt, da nur der Spannungsrippel von Interesse ist. Mit Hilfe der CSV-Dateien und des rekonstruierten Kondensatorstroms kann somit der Effektivwert des Spannungsrippels über der Amplitude des Ausgangsstromes dargestellt werden, siehe *Abbildung 5.7*. In dieser Darstellung ist der Effekt der Spannungsabhängigkeit der Kapazität gut erkennbar. Bei den TDK *B58035U7505M001* wird die maximale Kapazität bei ungefähr Nennspannung von 600V erreicht. Daher ist in der Auswertung gut erkennbar wie der Spannungsrippel, bei gleicher Ausgangsstromamplitude, mit steigender Zwischenkreisspannung kleiner wird. Da von jedem Lastpunkt der

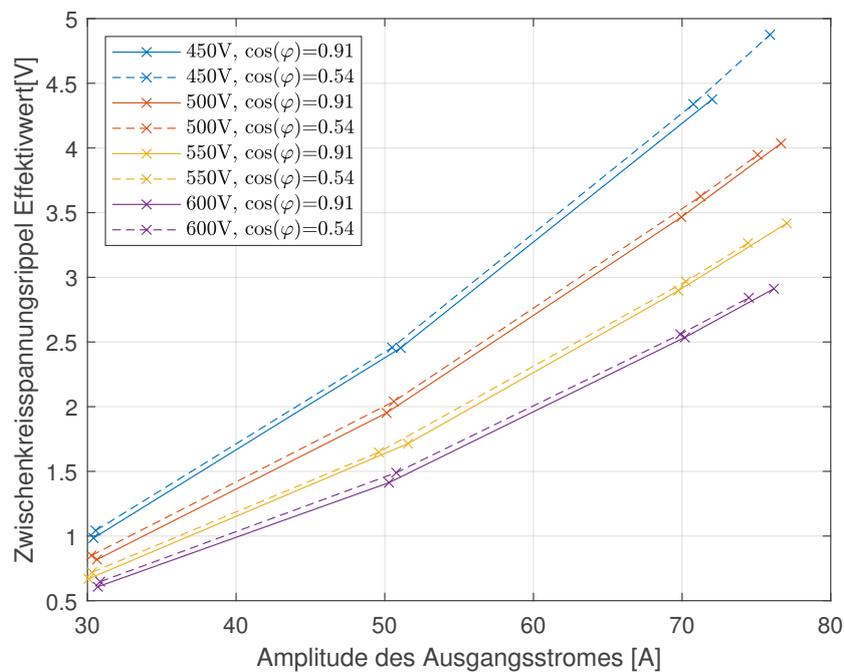


Abbildung 5.7: Effektivwert des Spannungsrippels am Zwischenkreises, dargestellt in Abhängigkeit von der Ausgangsstromamplitude.

RMS Wert des Rippels der Zwischenkreisspannung sowie der RMS Wert des Zwischenkreiskondensators bekannt ist, kann man versuchen die Kapazität mit Hilfe der klassischen Wechselstromrechnung zu bestimmen.

$$U_{ZK,RMS} = I_{C,ZK,RMS} \cdot \frac{1}{\omega C} \quad (5.7)$$

Die dominante Frequenzkomponente des Zwischenkreisstromes, bei SVPWM, besitzt die doppelte Schaltfrequenz [21] und somit ergibt sich folgende Kapazität für den Lastpunkt 600V Zwischenkreisspannung und Ausgangsstromamplitude von 31A:

$$C = \left| \frac{I_{C,ZK,RMS}}{j\omega U_{ZK,RMS}} \right| = \frac{7.98}{2\pi \cdot 2 \cdot 20kHz \cdot 0.61V} = 52.1\mu F \quad (5.8)$$

Dieses Ergebnis könnte auf den ersten Blick auch plausibel wirken, da der Zwischenkreis aus 12 Kondensatoren mit einer angegebenen Kapazität von $5\mu F$ mit 20% Toleranz besteht. Auf Grund der starken Abhängigkeit der Kapazität von der Spannung gilt die theoretische Kapazität nur wenn auch der gesamte Spannungsbereich ausgenutzt wird, in diesem Fall von 0V bis 600V. Für Spannungsverläufe die nur einen kleinen Wechsel- und einen großen Gleichanteil besitzen, wie in diesem Fall, wo der 600V Gleichspannung ein Rippel von ungefähr einem Volt überlagert ist, ist nur die im Datenblatt [25] spezifizierte $C_{eff,typ}$ von $2.5\mu F$ pro Kondensator wirksam.

Daher wurde versucht die Kapazität aus der Differentialgleichung $C = i/\dot{u}$ zu bestimmen. Da der Strom- und Spannungsverlauf des Kondensators mit einer Abtastrate von 5ns aufgezeichnet wurde, kann der Differenzenquotient angewendet werden:

$$C(t, V) = i_C(t) \frac{\Delta t}{u_C(t_1 + \Delta t) - u_C(t_1)} \quad (5.9)$$

$$\Delta t = 5ns$$

Das Ergebnis dieser Berechnung muss noch Median- und Mittelwertsgefiltert werden, da aufgrund der steilen Schaltflanken des SiC starkes Messrauschen auf dem Signal vorhanden war und dieses durch den Differenzenquotienten weiter verstärkt wird. In *Abbildung 5.8* ist der Verlauf der Kapazität mit einem deutlichen periodischen Verlauf zu erkennen.

Aus dem Verlauf wurde der Mittelwert gebildet und als bestimmte Kapazität für diesen Arbeitspunkt gewertet. Diese Methodik wurde für alle aufgenommen Lastpunkte durchgeführt. Trägt man diese Werte über den Spannungsrippel des Zwischenkreises auf, siehe *Abbildung 5.9*, kann man zwei für die CeraLink Kondensatoren typische Effekte beobachten. Zum einem die grundsätzliche Abhängigkeit der Kapazität von der Spannung in der Form, dass bei höherer Betriebsspannung eine höherer Kapazität vorhanden ist. Die ist vor allem in den Punkten mit einem hohen Spannungsrippel sehr deutlich, wenn man die Kurven der unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen vergleicht.

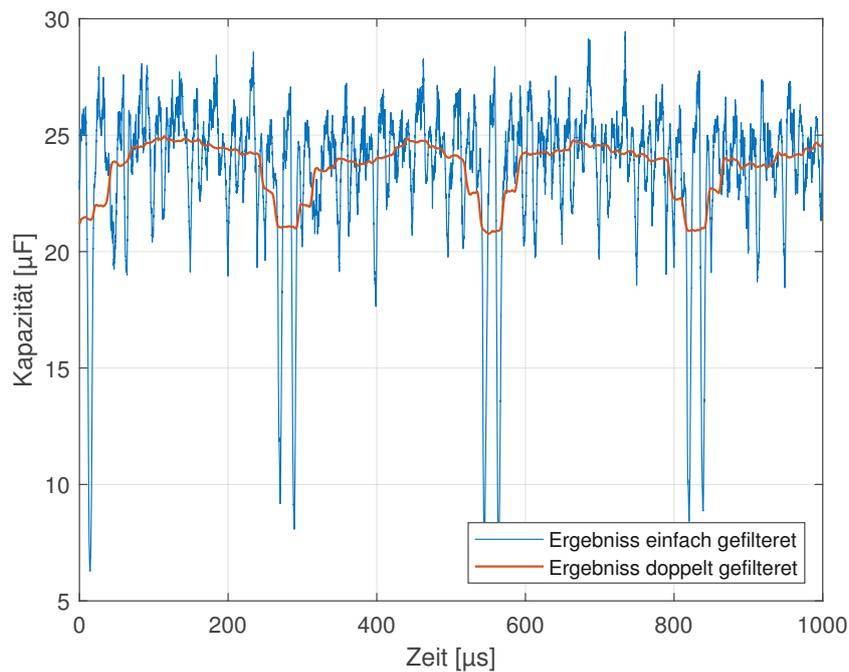


Abbildung 5.8: Verlauf der nach Gleichung (5.9) berechneten Kapazität des Zwischenkreises.

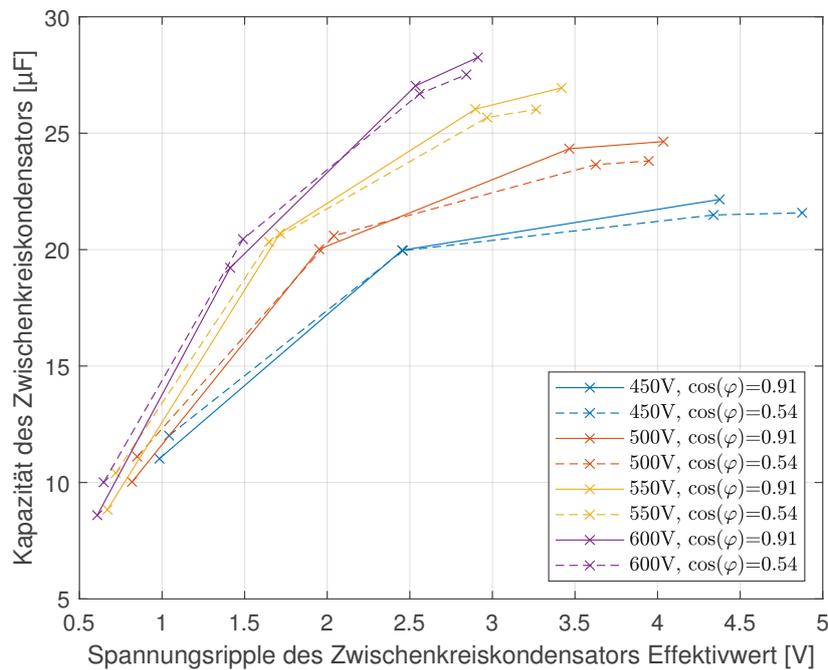


Abbildung 5.9: Berechnete Kapazität des Zwischenkreises.

Betrachtet man hingegen eine Kurve für sich isoliert, also die Punkte mit gleicher Zwischenkreisspannung, so ist der zweiten Effekt erkennbar. Bei steigender Ampli-

tude des Spannungsrippels nimmt die wirksame Kapazität zu. Da die im Datenblatt spezifizierte Kapazität $C_{eff,typ}$ für einen Ripple mit Amplitude von 0.5V gilt und die doppelt so große Kapazität $C_{nom,typ}$ für eine volle Aussteuerung gilt, ergibt sich für die Betriebspunkte, in welchen sich der Spannungsripple zwischen den beiden Punkten befindet, auch eine Kapazität zwischen den beiden spezifizierten [20]. Daher steigt bei steigender Rippelspannung die wirksame Kapazität.

Der Wert der Kapazität liegt in den untersten Punkten der Rippelspannung deutlich unter dem sich aus $C_{eff,typ}$ ergebenden Wert von $30\mu F$. Diese Abweichung kann ohne weitere Messungen nur durch einen Messfehler erklärt werden, da in diesem Punkt beide Messsignale, Spannung und Strom des Kondensators, verhältnismäßig klein sind und dann aus diesen auch noch der Quotient gebildet werden muss. Die Kapazitätswerte der höheren Punkte nähern sich diesem Sollwert mit der spezifizierten Toleranz von 20% besser an.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde ein für das *TU Wien Racing Team* spezifizierter Doppel-Antriebswechsler entworfen, designend, gefertigt und getestet. Der Umrichter wurde im gesamten Arbeitsbereich, bezüglich Ausgangsstrom und Zwischenkreisspannung, getestet und ist konform mit dem Reglement der Formula Student Version 2022. Damit ist die Leistungselektronik bereit für die Verwendung im Rennwagen und darf auf den Bewerben eingesetzt werden.

Die Auswahl der wichtigsten Bauteile wurde, gemeinsam mit den grundsätzlichen Überlegungen zur Aufteilung des Umrichters auf mehrere funktionale Gruppen sowie deren Umsetzung auf Leiterplatten beschrieben. Es wurde auf die speziellen Anforderungen der einzelnen Leiterplatten eingegangen und wie diese mit gängigen Technologien umsetzbar sind. Zum Abschluss dieses Kapitels wurde noch die Fertigung beschrieben und ein erster Prototyp gezeigt. Dieser erfüllt nicht nur seine elektrische Funktion als Wechselrichter, sondern ist bereits in der ersten Iteration leichter und kompakter als der Vorgänger, welcher auf IGBT Halbleitern basiert.

Es konnte gezeigt werden, dass mit einer relativ simplen analytischen Berechnung der Verluste, die tatsächlichen Verluste des Umrichters prädiziert werden können. Auch die Überlegung der Unabhängigkeit der Verluste, vom $\cos(\varphi)$ bei SiC-Umrichtern, konnte durch die Messung an verschiedenen Lasten gezeigt werden. Auf Basis der bei den Messungen aufgenommen Verlustdaten, kann das *TU Wien Racing Team* das Kühlsystem des Fahrzeuges auslegen und Optimierungen der Akkumulator Konfiguration hinsichtlich Spannung und Gewicht durchführen.

Bei der Berechnung des Rippelstromes des Zwischenkreiskondensators wurde gezeigt, dass es einen signifikanten Unterschied zwischen Messung und Berechnung gibt. Dieser kommt zum einen von der Vernachlässigung des Stromrippels am Ausgangsstrom des Umrichters, wie durch die Simulation gezeigt werden konnte. Zum anderen liegt dieser höchstwahrscheinlich eines Messfehlers der Ströme und/oder des $\cos(\varphi)$ zugrunde. Trotzdem wurde eine Methodik gezeigt, mit der selbst bei verteilten Zwischenkreisen der Rippelstrom gemeinsam mit der Rippelspannung bestimmt werden kann.

Diese Messdaten wurde dann verwendet um den Spannungsrippel in verschiedenen Lastpunkten zu quantifizieren. Des Weiteren konnte mit den Daten die starke

Spannungsabhängigkeit der Kapazität des keramischen Zwischenkreises, dessen anti-ferroelektrisches Verhalten, gezeigt werden.

Da es keine Spezifikation des erlaubten Spannungsrippels gab, kann erst durch eine closed-loop Betrieb der Motoren gezeigt werden, ob die Kapazität des Zwischenkreises ausreichend ist. Wie aber in der Arbeit beschrieben, ist eine genaue Auslegung auf Grund es anti-ferroelektrischen Verhaltens nicht einfach. Hier sollte iterativ die Kapazität in der nächsten Version des SiC-Umrichters, basierend auf Messdaten oder einer Simulation, angepasst werden.

Literatur

1. Formula Student Germany (FSG). *What is the Formula Student Germany competition?* <https://www.formulastudent.de/about/concept/>. Accessed: 2022-12-30.
2. Formula Student Germany (FSG). *Formula Student Rules 2022* https://www.formulastudent.de/fileadmin/user_upload/all/2022/rules/FS-Rules_2022_v1.0.pdf. Accessed: 2022-12-30.
3. *Formula Student Combustion - World Ranking List* <https://fs-world.org/C/>. Accessed: 2022-12-30.
4. *Formula Student Electric - World Ranking List* <https://fs-world.org/E/>. Accessed: 2022-12-30.
5. Zhao, T., Wang, J., Huang, A. Q. & Agarwal, A. *Comparisons of SiC MOSFET and Si IGBT Based Motor Drive Systems in 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting* (2007), 331–335.
6. Shenai, K., Dudley, M. & Davis, R. F. Current Status and Emerging Trends in Wide Bandgap (WBG) Semiconductor Power Switching Devices. *ECS Journal of Solid State Science and Technology* **2**, N3055. <https://dx.doi.org/10.1149/2.012308jss> (Juli 2013).
7. Hava, A., Ayhan, U. & Aban, V. *A DC bus capacitor design method for various inverter applications* in (Sep. 2012), 4592–4599. ISBN: 978-1-4673-0802-1.
8. Fasching, G. *Werkstoffe für die Elektrotechnik. mikrophysik, struktur, eigenschaften* 543–547 (SpringerWienNewYork, 2005).
9. Fasching, G. *Werkstoffe für die Elektrotechnik. mikrophysik, struktur, eigenschaften* 365–369 (SpringerWienNewYork, 2005).
10. Gaudon, M. Out-of-centre distortions around an octahedrally coordinated Ti⁴⁺ in BaTiO₃. *Polyhedron* **88**, 6–10. ISSN: 0277-5387. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0277538714007566> (2015).
11. Engel, G. F. *Design and Materials of Antiferroelectric Capacitors for High Density Power Electronic Applications in CIPS 2016; 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems* (2016), 1–7.
12. *IPC-2221A - Generic Standard on Printed Board Design 2221A*. Accessed: 2023-1-4. IPC (2003). [http://www-eng.1bl.gov/~shuman/NEXT/CURRENT_DESIGN/TP/MATERIALS/IPC-2221A\(L\).pdf](http://www-eng.1bl.gov/~shuman/NEXT/CURRENT_DESIGN/TP/MATERIALS/IPC-2221A(L).pdf).

13. Ahmad, S. S. & Narayanan, G. *Double pulse test based switching characterization of SiC MOSFET* in *2017 National Power Electronics Conference (NPEC)* (2017), 319–324.
14. *Infineon - FF11MR12W1M1_B11* FF11MR12W1M1.B11. Accessed: 2023-1-4. Infineon Technologies AG (2018). https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF11MR12W1M1_B11-DS-v02_02-EN.pdf?fileId=5546d4625bd71-aa0015c0c327a620aea.
15. Graovac Pürschel, K. *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters* Techn. Ber. (Infineon, 2006).
16. *LEM - LF 510-S/SPA2* LF 510-S/SPA2. Accessed: 2023-1-4. LEM International SA (2022). https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lf_510-s_spa2.pdf.
17. Lechner, C. *Entwicklung und Konstruktion einer permanentmagneterregten Synchronmaschine für einen Formula Student Elektrorennboliden ger* (2015).
18. *Isola - DE104* DE104. Accessed: 2023-1-4. Isola Group (2021). <https://www.isola-group.com/wp-content/uploads/data-sheets/de104.pdf>.
19. Johann W. KOLAR Hans ERTL, F. C. Z. Calculation of the passive and active components stress of three phase PWM converter systems with high pulse rate. *3rd European Conference on Power Electronics and Applications* (1989).
20. *Technical Guide 2021 - CeraLink Capacitors* Accessed: 2023-1-2. TDK Electronics AG (2021). <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/3128582/332617d34954f4b618e1fff654b49dba/ceralink-technical-guide.pdf>.
21. Bhattacharya, S., Mascarella, D. & Joos, G. *Interleaved SVPWM and DPWM for dual three-phase inverter-PMSM: An automotive application* in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)* (2014), 1–6.
22. Li, Q. & Jiang, D. DC-link current analysis of three-phase 2L-VSI considering AC current ripple. *IET Power Electronics* **11**, 202–211. eprint: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1049/iet-pel.2017.0133>. <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2017.0133> (2018).
23. Jiang, D. & Wang, F. Current-Ripple Prediction for Three-Phase PWM Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications* **50**, 531–538 (2014).

24. Ertl, J. *Beiträge zum Betrieb mehrphasiger Pulsumrichtersysteme hoher Arbeitsfrequenz* Dissertation (Technische Universität Wien, 1991), 96–100.
25. *CeraLink - Capacitor for fast-switching semiconductors* B58035U7505M001. Accessed: 2023-1-2. TDK Electronics AG (2020). https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/10/ds/B58035_FA.pdf.

A Anhang - Messaufbauten

In diesem Anhang wird der Aufbau der einzelnen Messungen zusammenfassend kurz beschreiben und die verwendeten Messgeräte aufgezählt

A.1 Verlustleistung

Zur Messung der Verlustleistung wurde der schematische Aufbau aus *Abbildung A.1* verwendet.

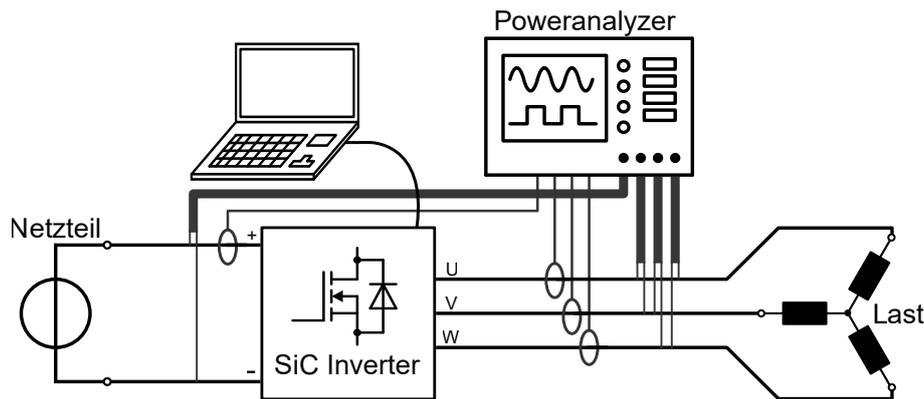


Abbildung A.1: Schematischer Versuchsaufbau der Verlustleistungsmessung

Netzteil

Zwei *Delta Elektronika - SM 300-10* in Serie geschaltet.

Poweranalyzer

Keysight - PA2203A

Strommessung

Effektivstrom unter 50A: interne Strommesswiderstände des Poweranalyzers

Effektivstrom über 50A: *LEM LF 510-S/SPA2*

Last

Hier wurden verschiedene verwendet.

1. Permanenterrregte Synchronmaschine *E1* des Racing Teams:

Maximales Drehmoment	$30Nm$
Nennstrom	$130A$
Nemndrehzahl	$1270rpm$
Nennspannung	$600V$
Stranginduktivität	$127\mu H$

2. Drossel 1 - "kleine Drossel":

Mit RLC Meter gemessen $226\mu H@1kHz$, sättigt ab einem Effektivstrom von ungefähr 80A.

3. Drossel 2 - "große Drossel":

Mit RLC Meter gemessen $20\mu H@1kHz$

A.2 Rippelstrom

Zur Messung der Verlustleistung wurde der schematische Aufbau aus *Abbildung A.2* verwendet.

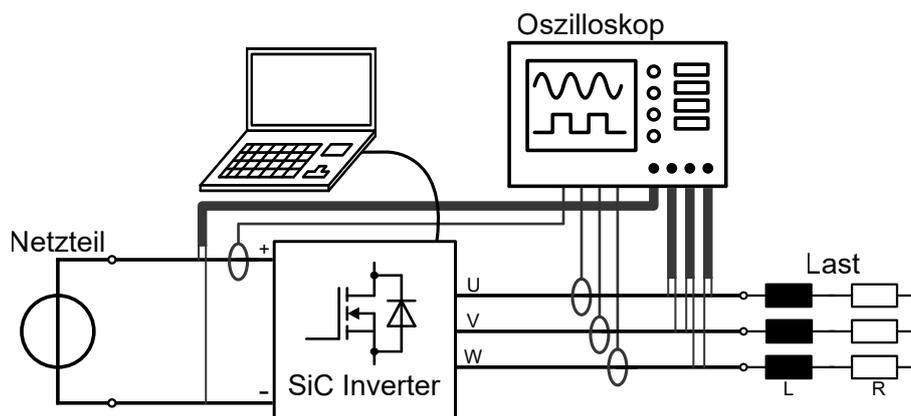


Abbildung A.2: Schematische Aufbau der Rippelstrom Messung.

Netzteil

Heiden - EA-PS 9750-25

Oszilloskop

Keysight - MXR208A

Tastköpfe

BumbleBee - 880-107-501

Keysight - N2790A

Keysight - N2891A

Keysight - DP0001A

Strommessung

Umrichter Ausgangsstrom: 3x *LEM LF 510-S/SPA2*

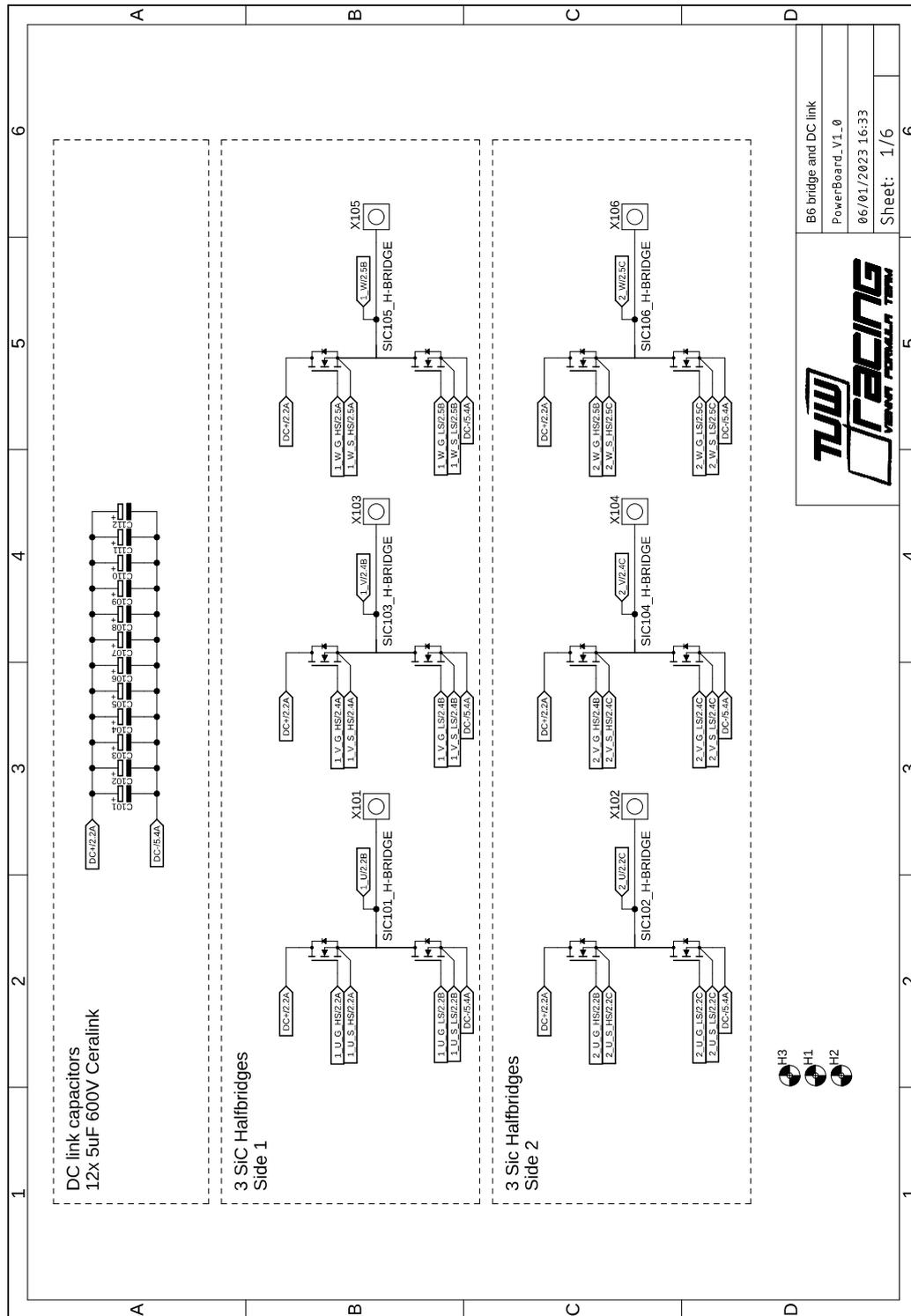
Umrichter Eingangsstrom: *CAENels CT-200V*

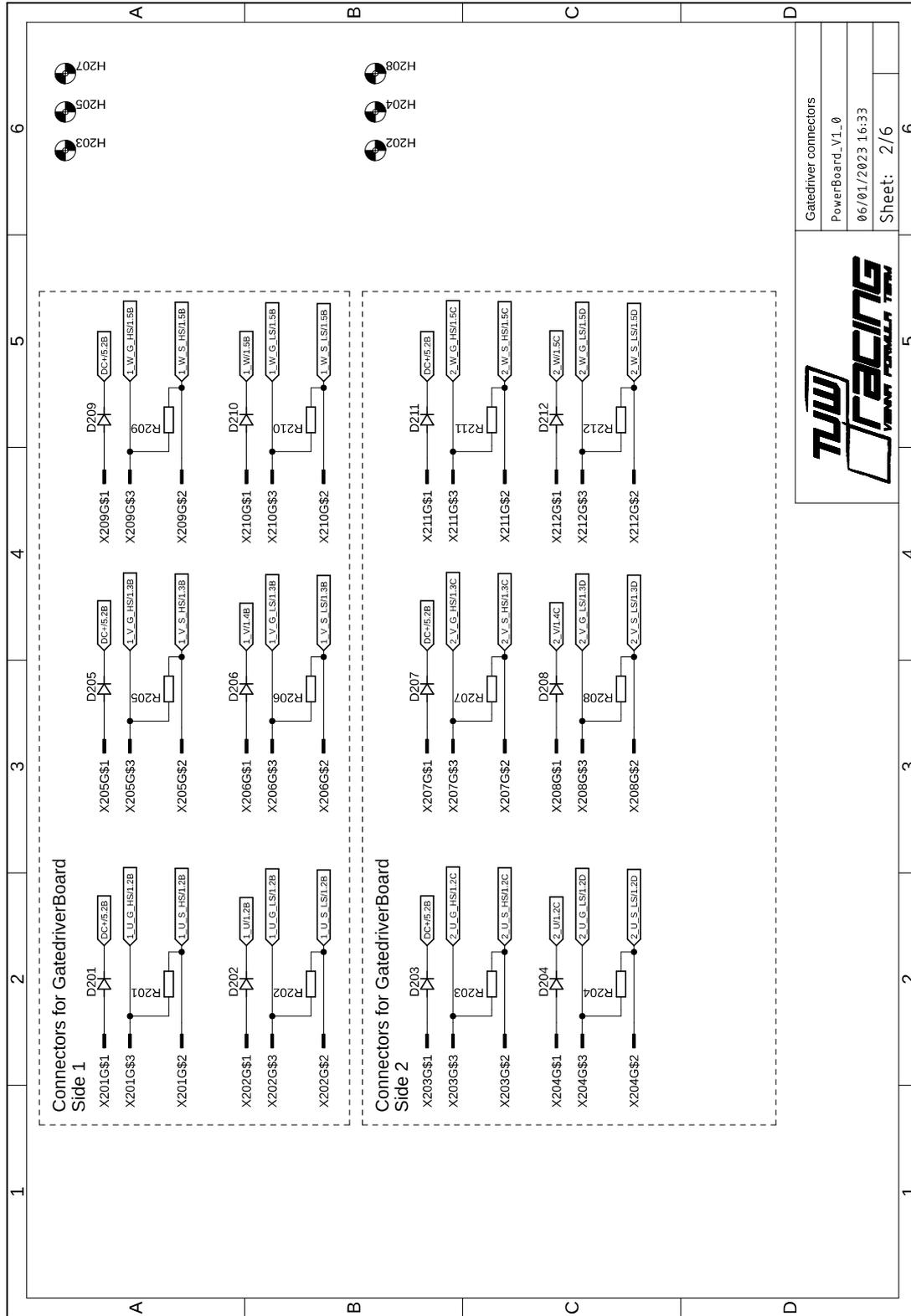
Last

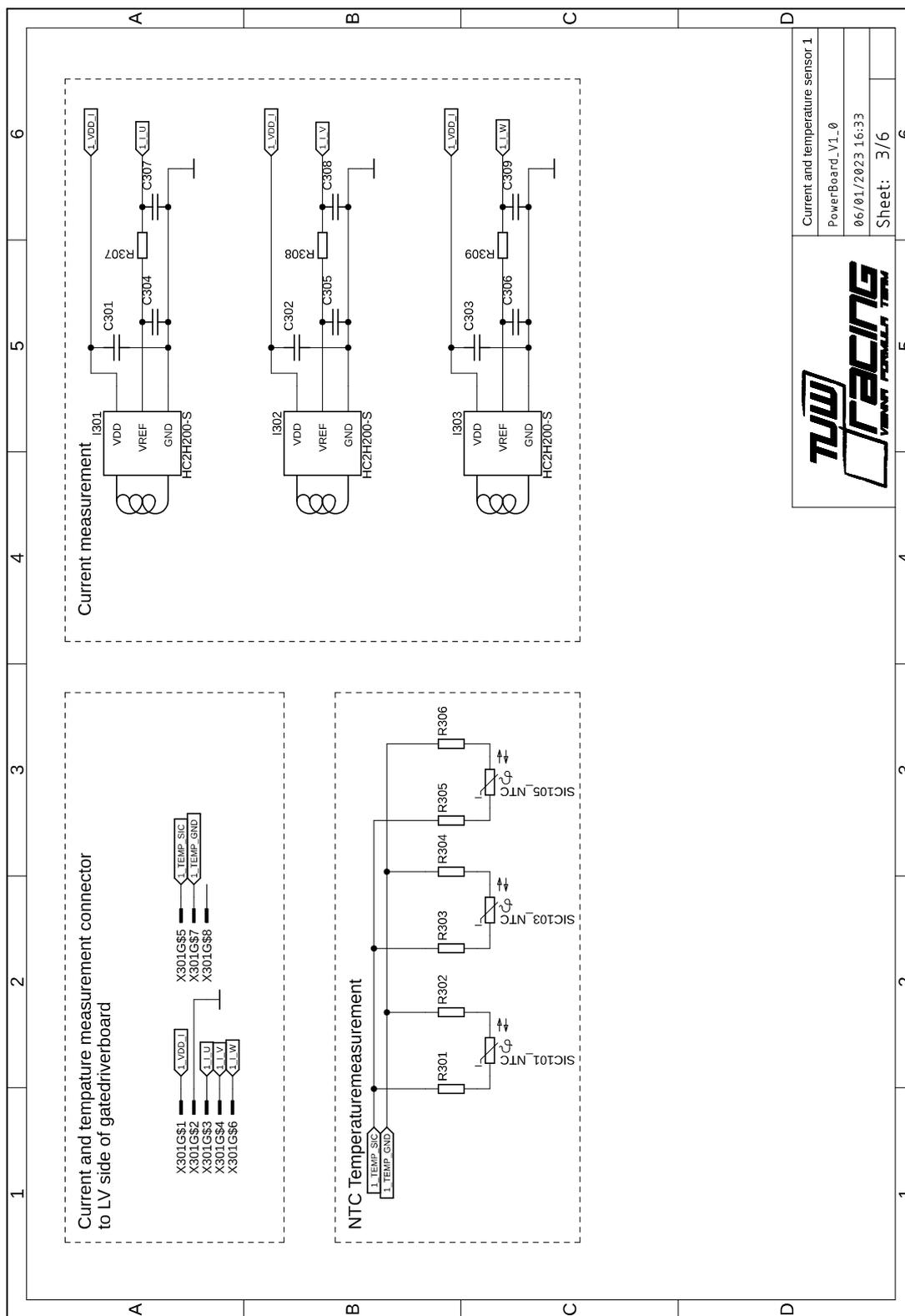
Große Drossel mit ohmschen Widerstand in Serie.

B Anhang - PowerBoard

B.1 Schaltplan

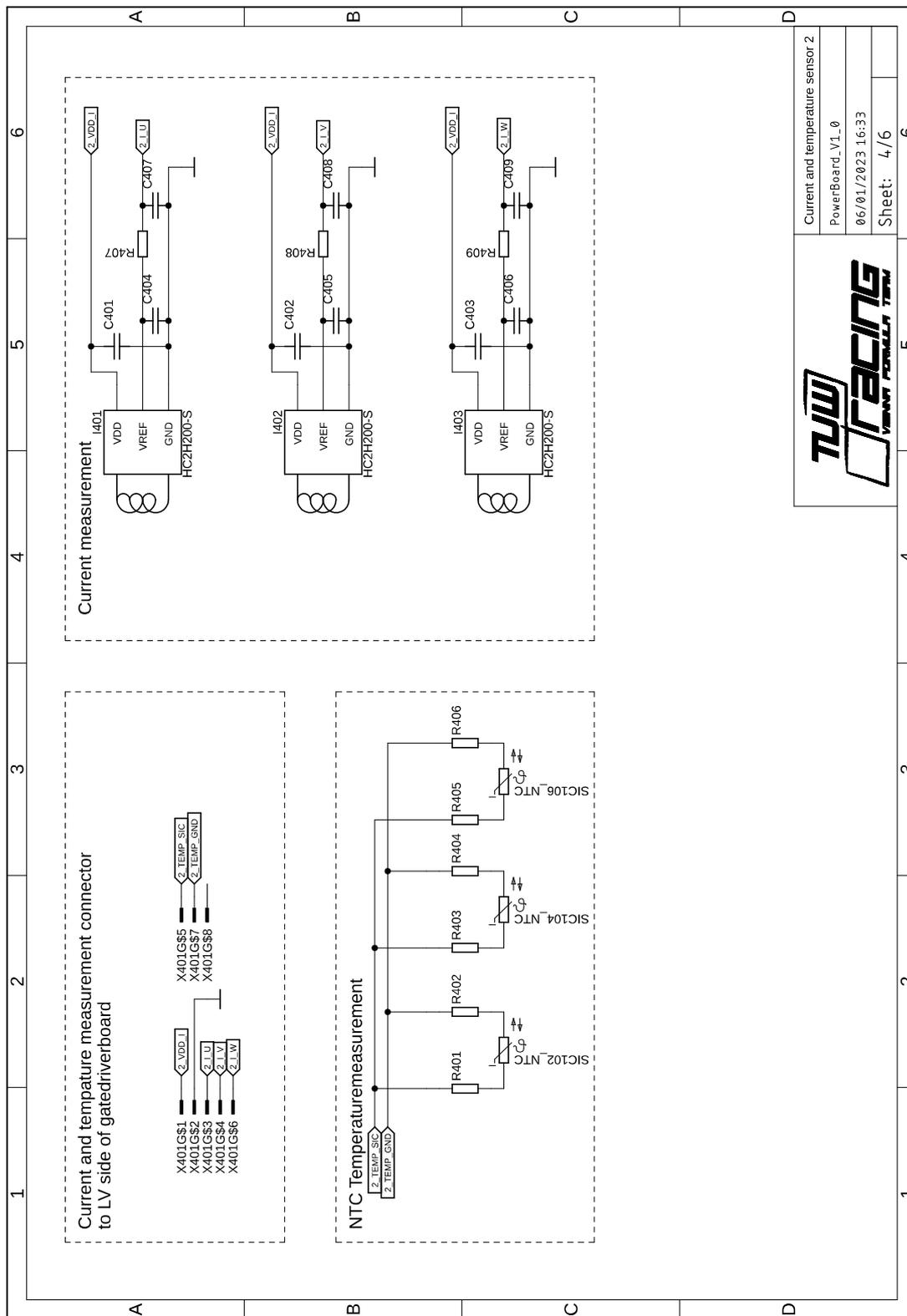


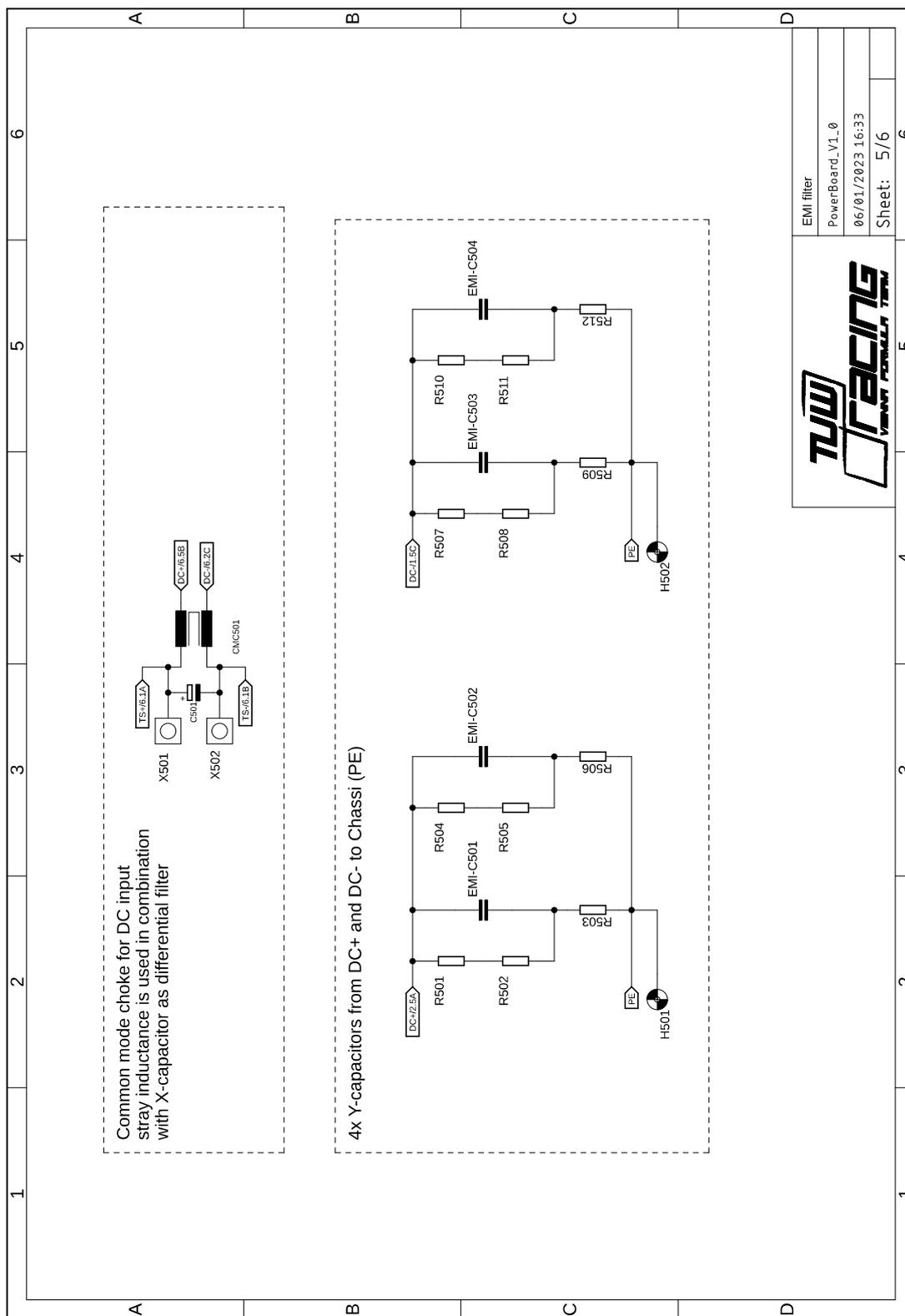




TUW
RACING
VERSANT FORNALLI TRON

Current and temperature sensor 1	6
PowerBoard_V1_0	6
06/01/2023 16:33	6
Sheet: 3/6	6





EMI filter	6
PowerBoard_V1_0	6
06/01/2023 16:33	6
Sheet: 5/6	6

B.2 Kupferlagen

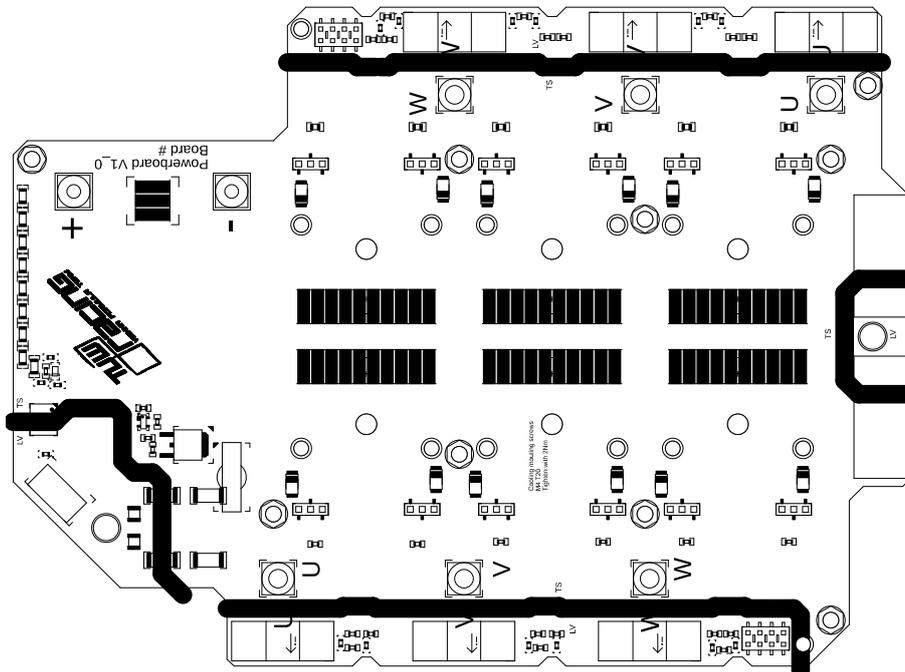


Abbildung B.1: Oberseite Druck und Bauteile

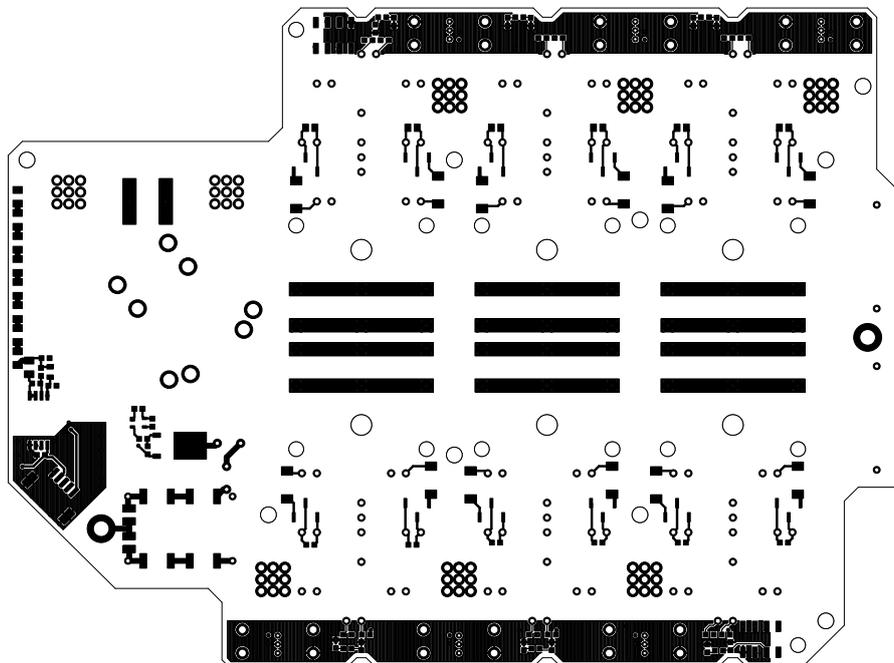


Abbildung B.2: Oberste Kupferlage

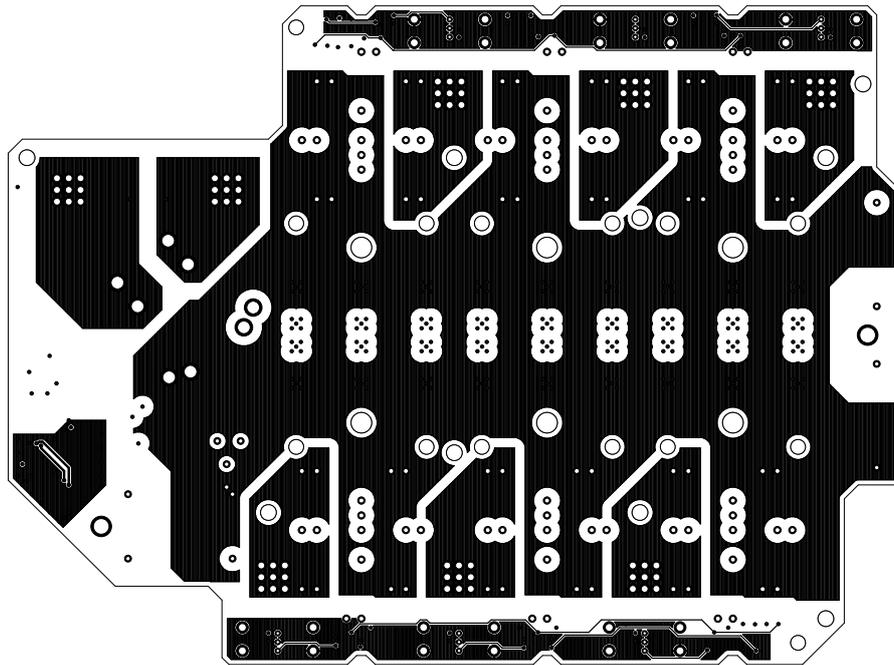


Abbildung B.3: Zweite Kupferlage

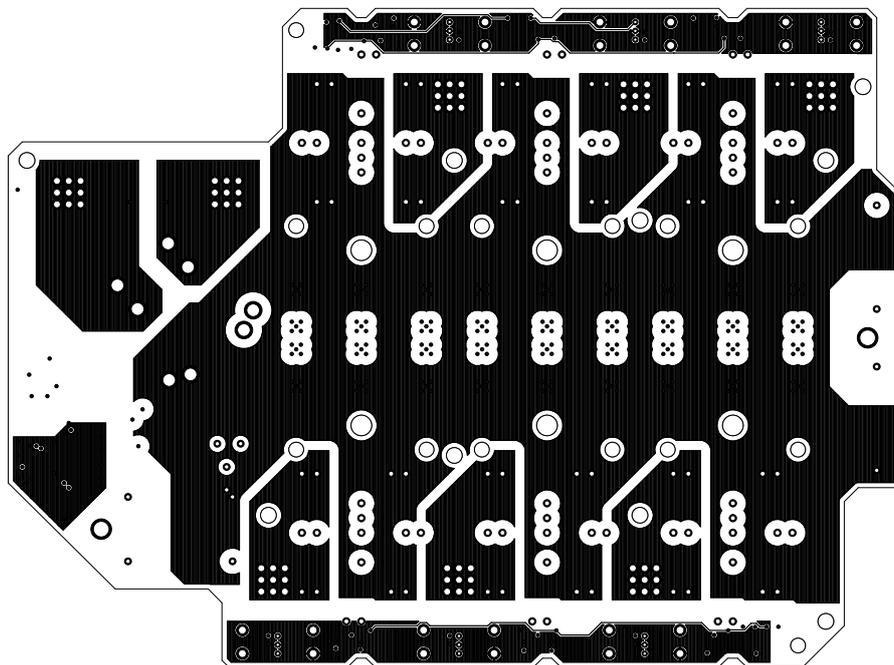


Abbildung B.4: Dritte Kupferlage

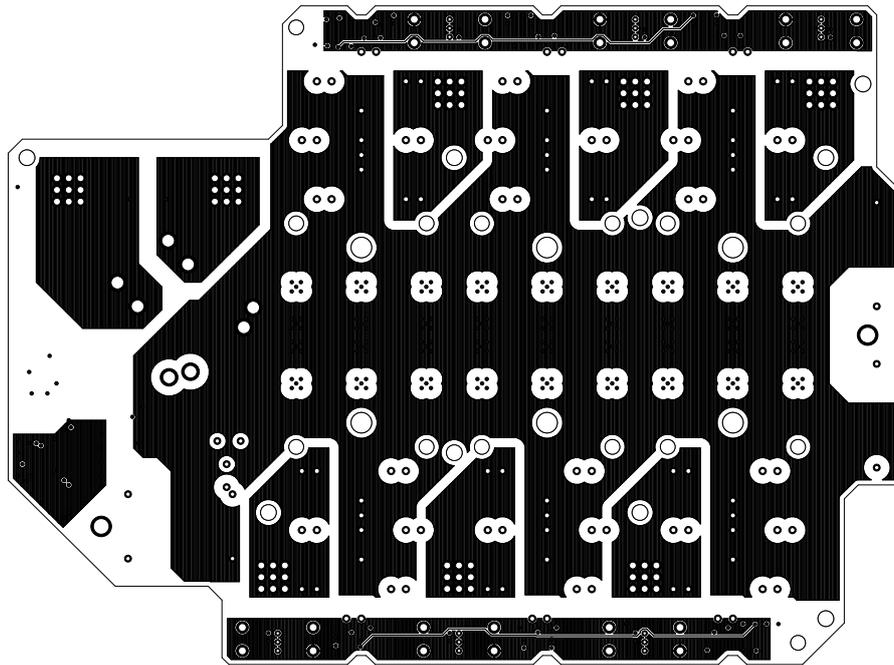


Abbildung B.5: Vierte Kupferlage

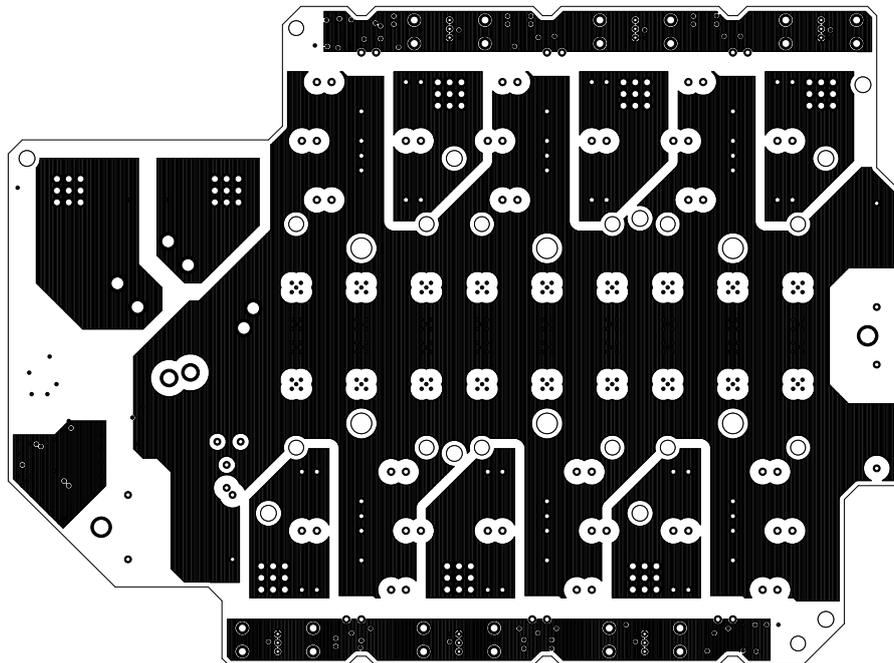


Abbildung B.6: Fünfte Kupferlage

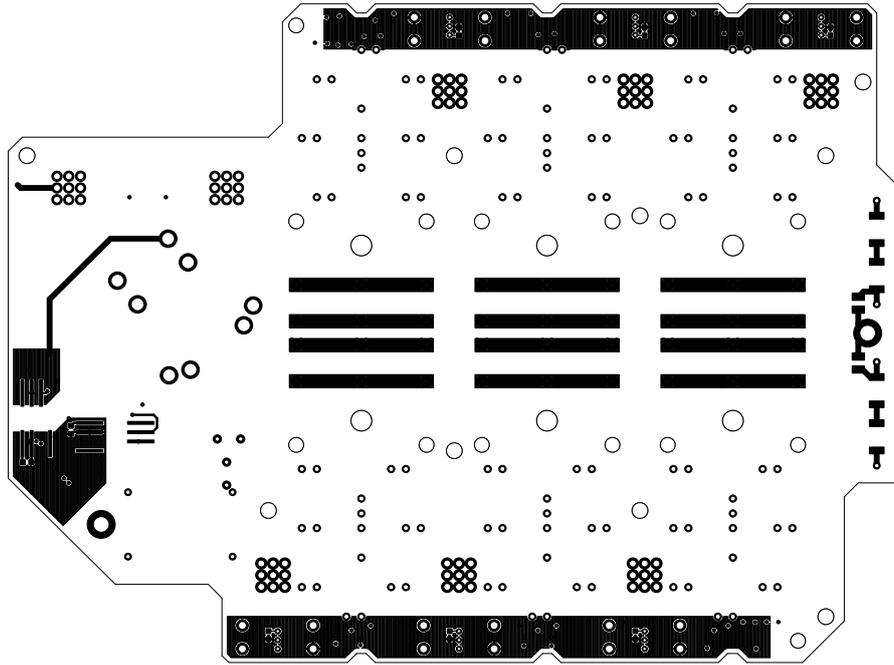


Abbildung B.7: Unterste Kupferlage

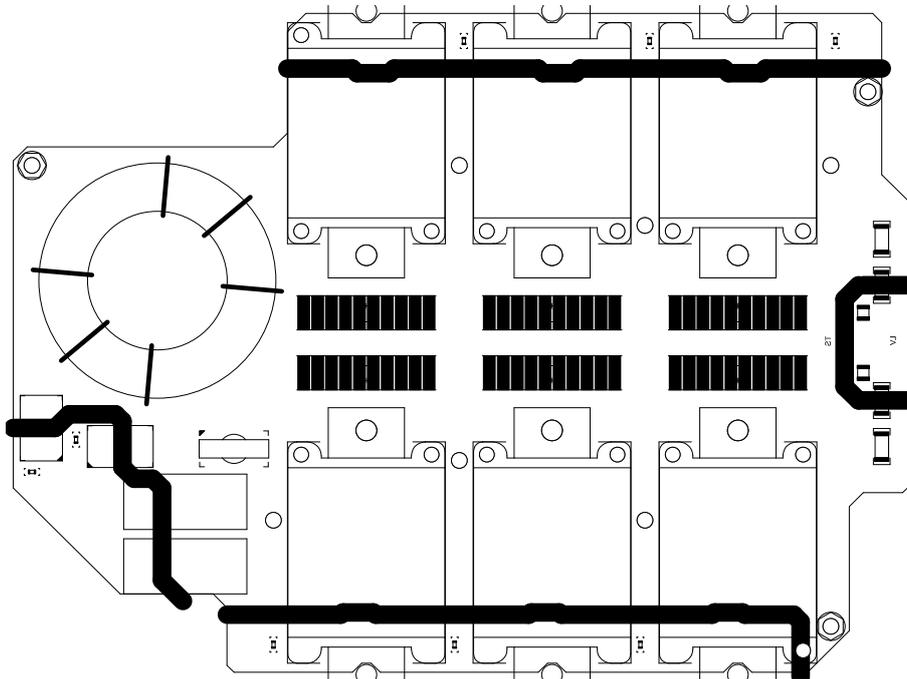
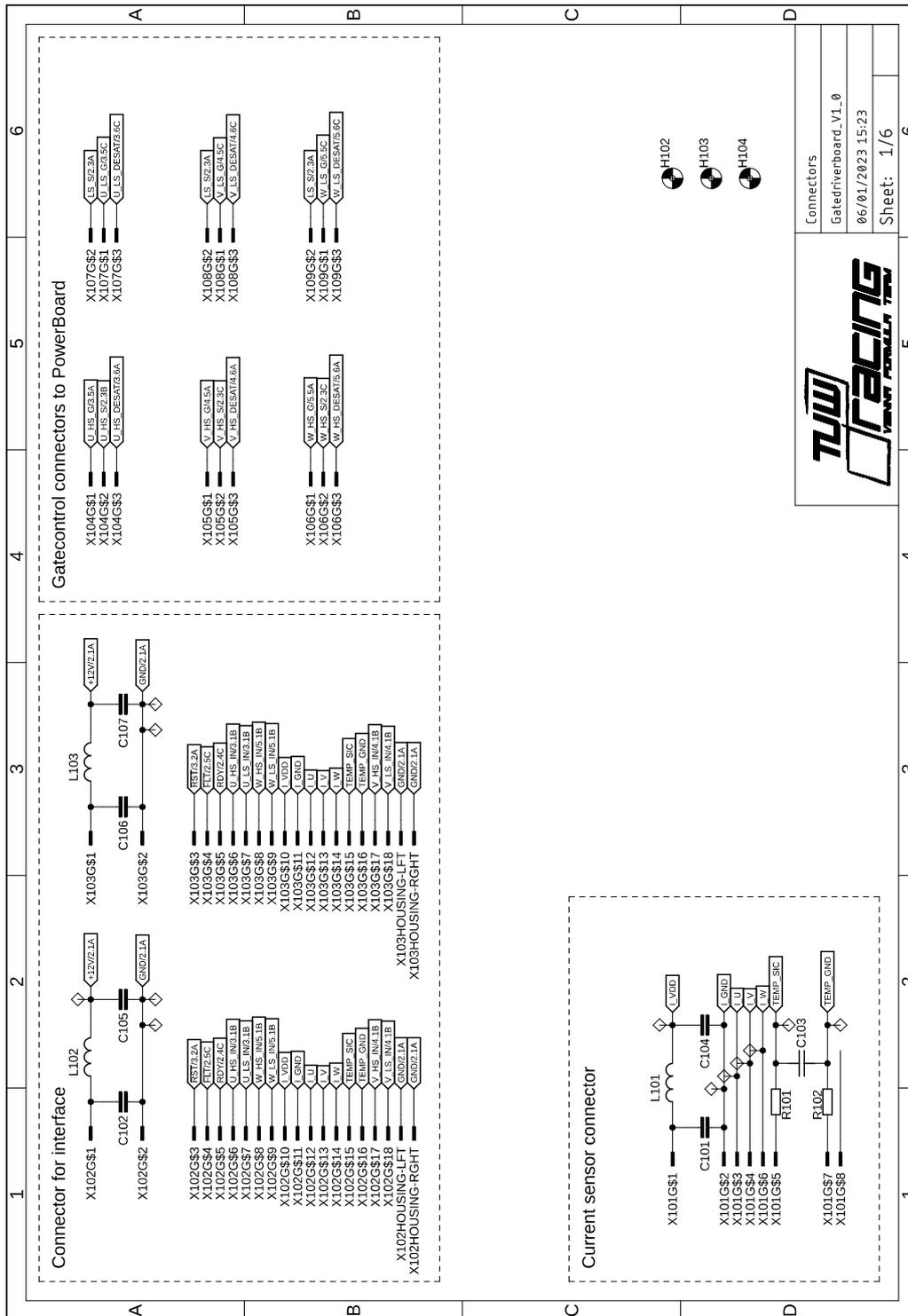


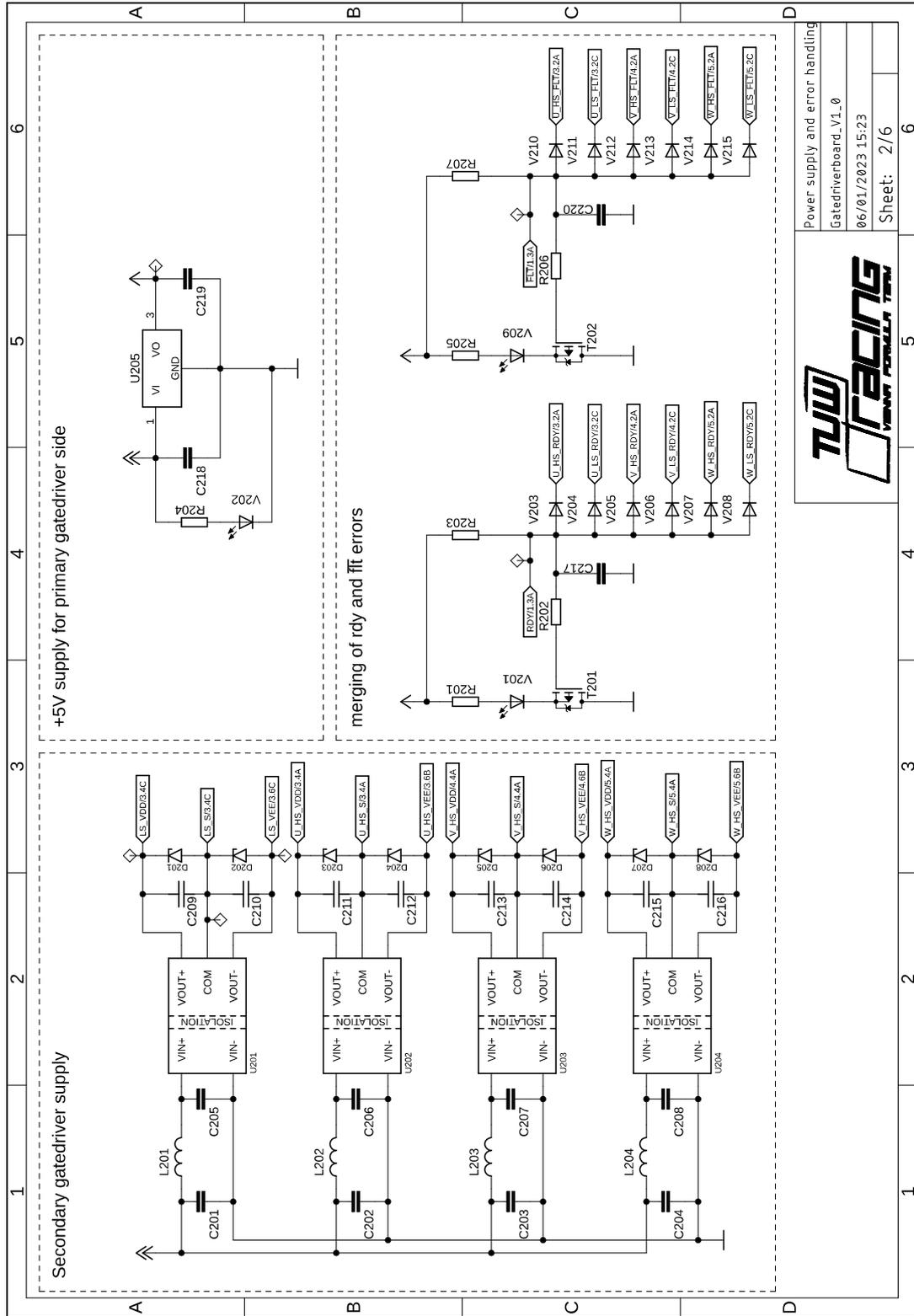
Abbildung B.8: Unterseite Druck und Bauteile

C Anhang - Gatedriverboard

C.1 Schaltplan

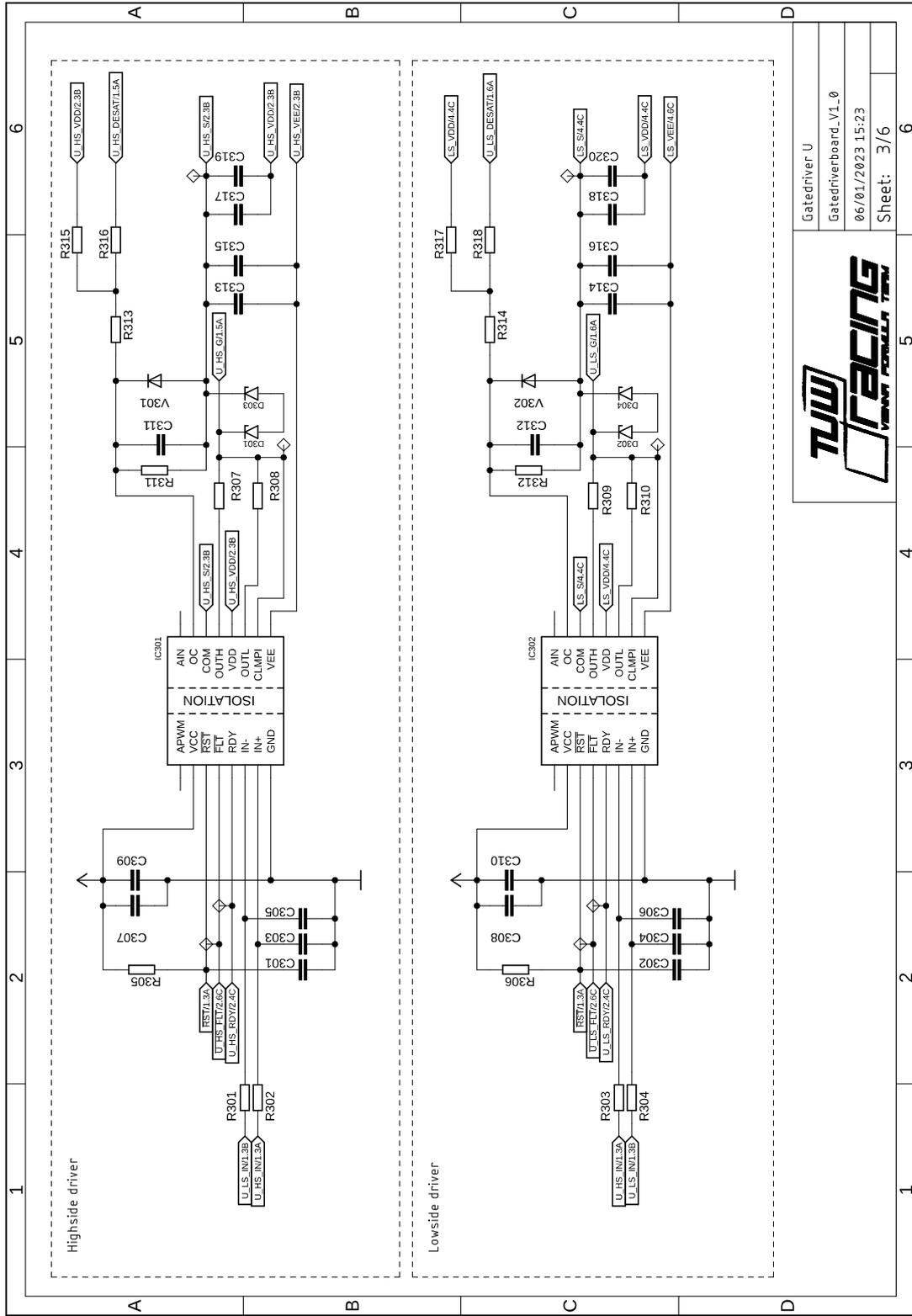


C Anhang - Gatedriverboard



Power supply and error handling
Gatedriverboard_V1_0
06/01/2023 15:23
Sheet: 2/6

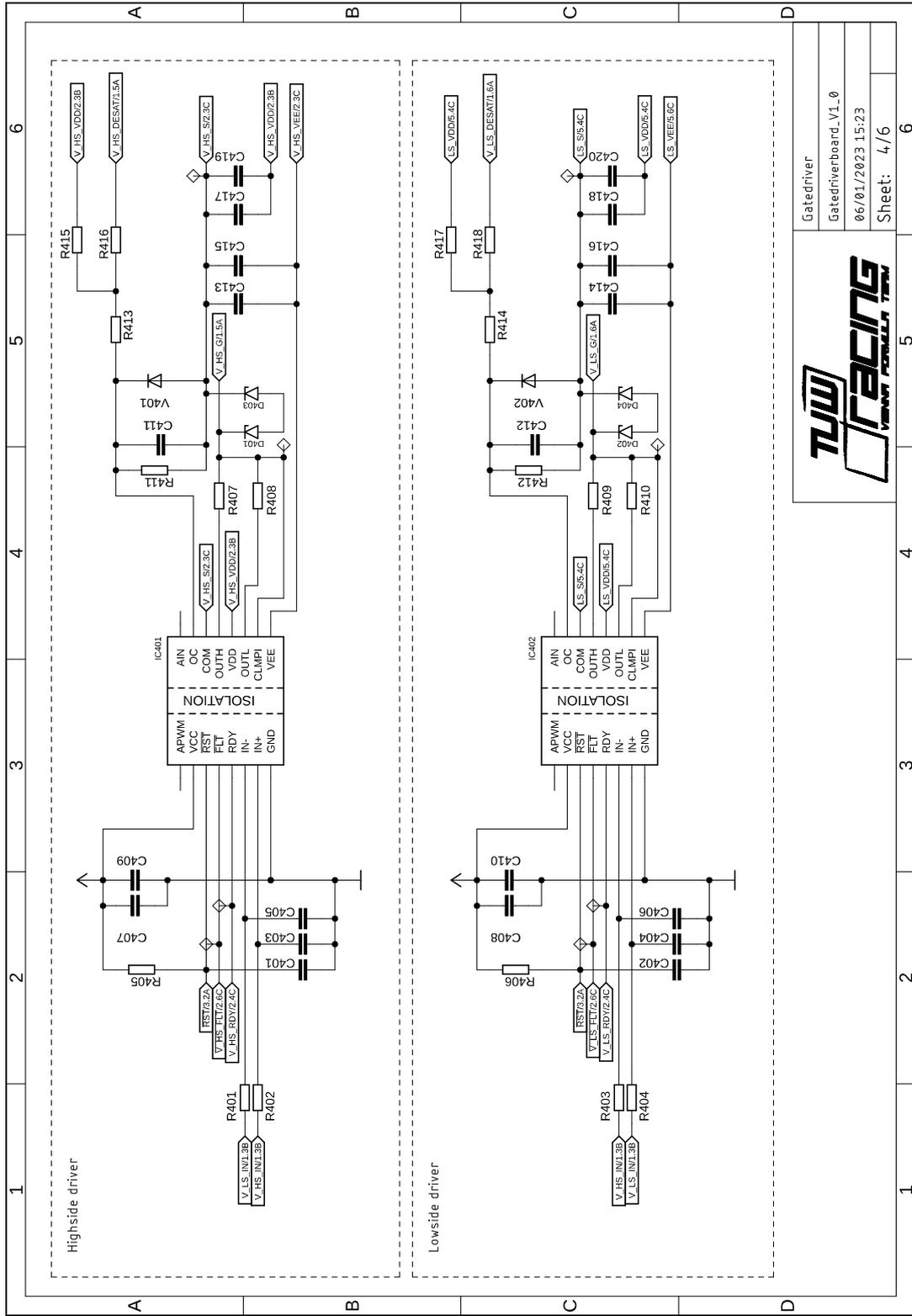
C Anhang - Gatedriverboard



TUWIEN
RACING
VENOVA FORMULA TEAM

Gatedriver U
Gatedriverboard_V1_0
06/01/2023 15:23
Sheet: 3/6

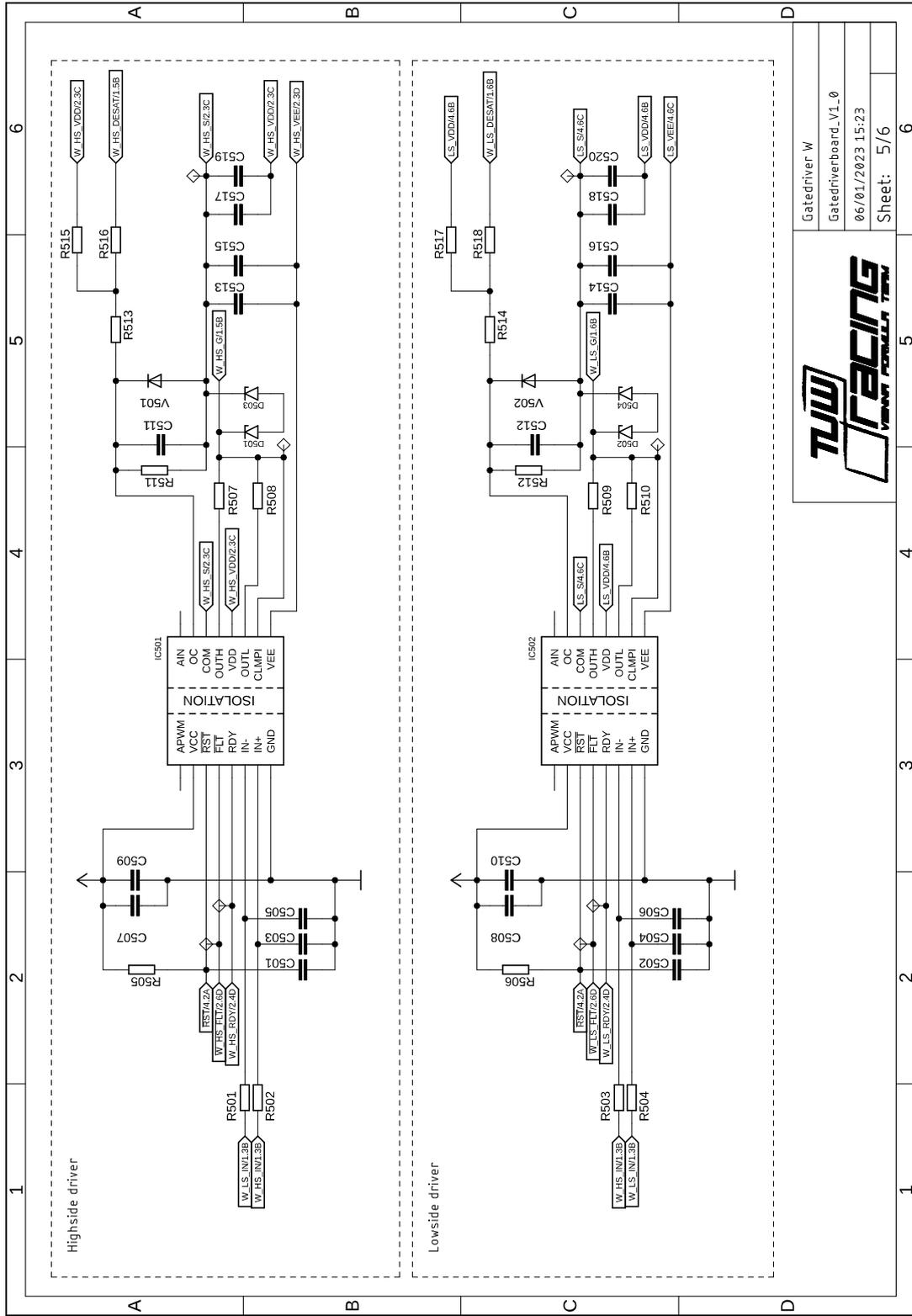
C Anhang - Gatedriverboard



TUW
RACING
VENUE POWERED BY TUW

Gatedriver	
Gatedriverboard_V1_0	
06/01/2023 15:23	
Sheet: 4/6	6

C Anhang - Gatedriverboard



C.2 Kupferlagen

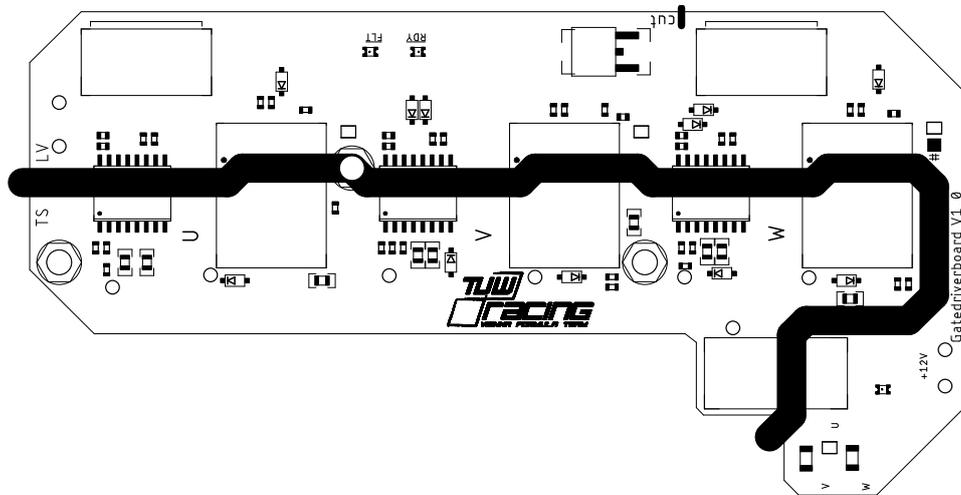


Abbildung C.1: Oberseite Druck und Bauteile

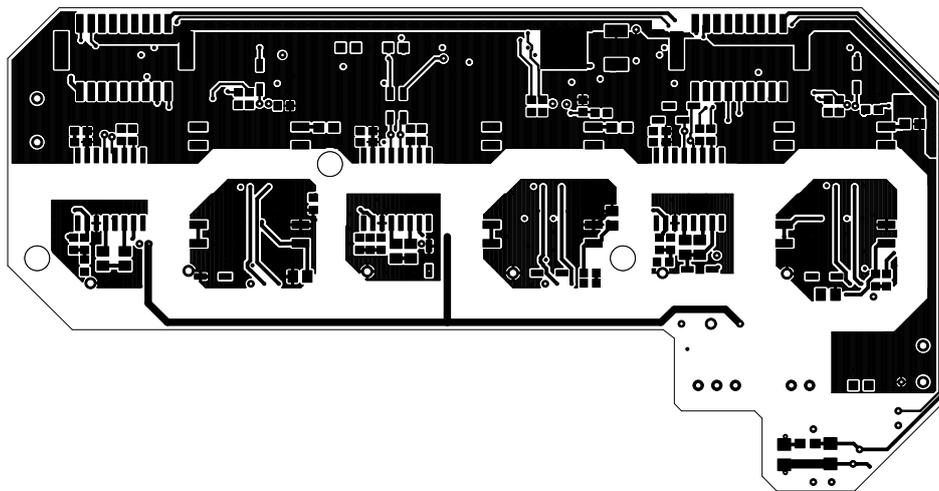


Abbildung C.2: Oberste Kupferlage

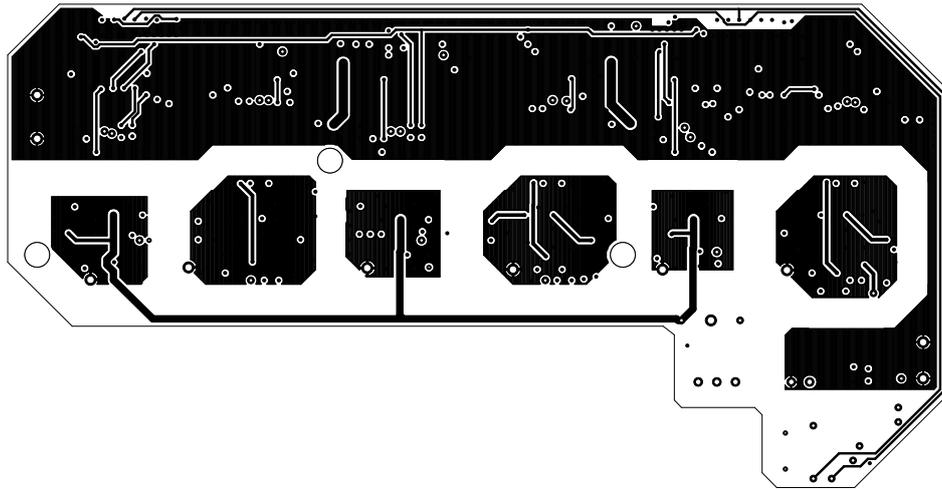


Abbildung C.3: Zweite Kupferlage

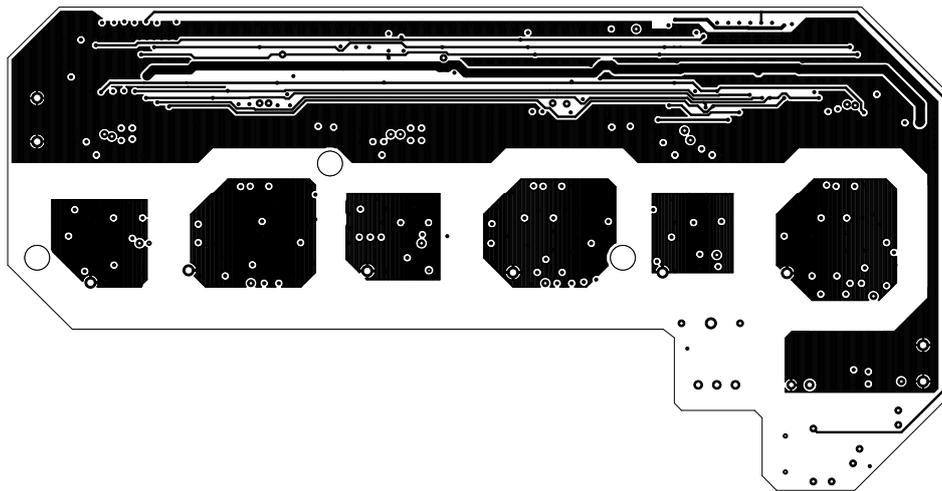


Abbildung C.4: Dritte Kupferlage

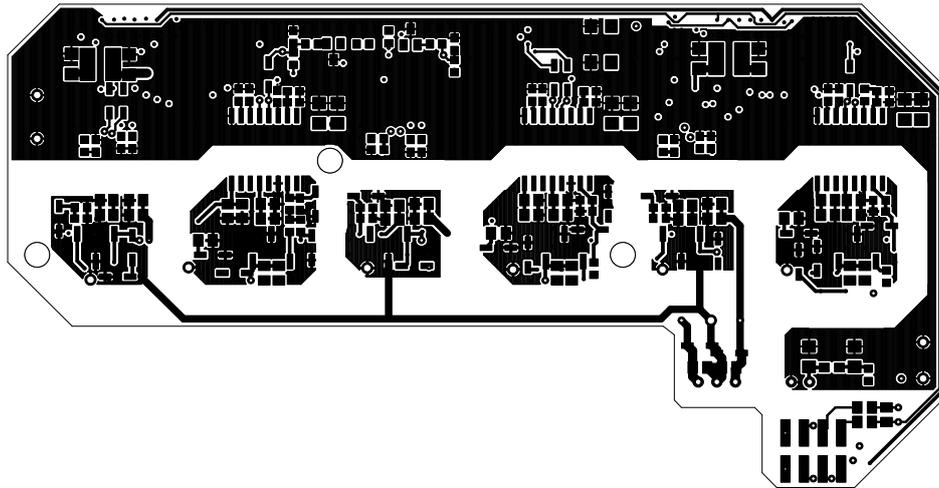


Abbildung C.5: Unterste Kupferlage

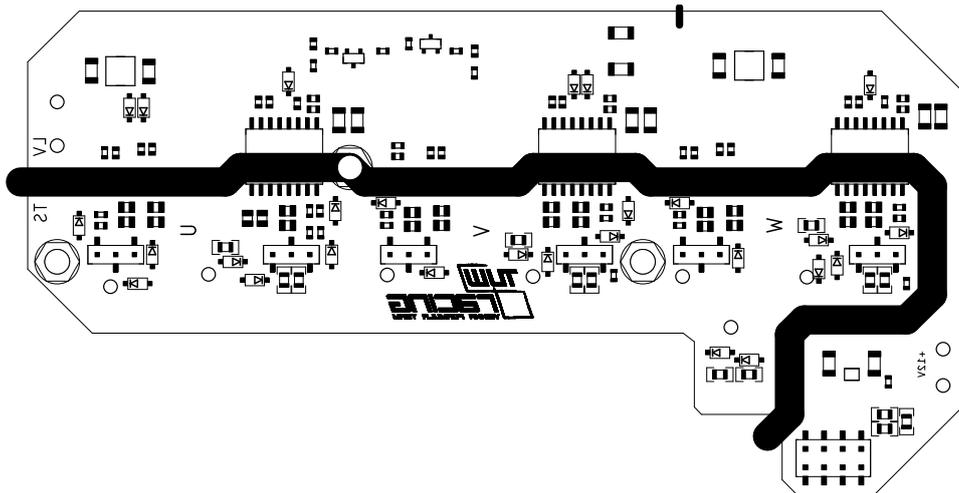


Abbildung C.6: Unterseite Druck und Bauteile