



PADERBORN UNIVERSITY
The University for the Information Society

UNTERSUCHUNG UND ENTWICKLUNG EINES MODULAREN
SPEICHERBASIERTEN SCHWEISSSTROMGENERATORS MIT
GERINGSTER STROMSCHWANKUNGSBREITE FÜR DAS
WIDERSTANDSSCHWEISSEN

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

MARC HAGEMEYER

Erster Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker
Zweiter Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet

Tag der mündlichen Prüfung: 14.06.2022

Bielefeld 2022

Diss. EIM-E/366

Marc Hagemeyer: *Untersuchung und Entwicklung eines modularen speicherbasierten Schweißstromgenerators mit geringster Stromschwankungsbreite für das Widerstandsschweißen*, Dissertation , © August 2022

In Erinnerung an Wolfgang Hagemeyer

— 1959-2022

ABSTRACT

In today's industrial production (transport, white ware, machines etc.), resistance spot welding with dynamic current control is essential. Considering recent developments in automotive production, incorporating light metals and high strength alloys, requirements for welding current quality are increasing. For this reason, the system must precisely control the welding current and minimize the current ripple at the welding tong. Due to the pulsed welding currents, the power consumption from the supply network is also pulsed in currently used welding systems. A resistance spot welding system is required that generates a smooth, highly dynamically controllable welding current and at the same time puts as little strain as possible on the supplying grid.

In order to reduce the technical installation effort, the power demand at the point of common coupling of these welding systems should be as low and steady as possible, making an energy storage mandatory. Since the type of storage unit is crucial for the total system performance, it must be carefully selected. Size, efficiency, dynamics and service life are the main factors taken into account here. At first glance, capacitor-based storage seems to offer the best performance. However, an in-depth analysis reveals that a flywheel storage system provides better results for the given application, as a high efficiency (up to 90 %) and a small volume (less than 30 liters) can be achieved at the same time, whereas double-layer capacitors require a trade-off between size and efficiency. Therefore – and due to its high cycling stability – a flywheel storage is selected as the main energy storage system.

Due to the novel type of storage in this field of application, the entire power electronic system needs to be newly developed. In order to determine the best system concept, a comparison of four different system topologies is performed. To evaluate the features and performance of the system topologies, several factors are considered, including size, modularity, availability of components, and complexity in design and construction. After all, a topology with one transformer and two cascaded DC-DC converters is selected. Once the most promising topology concept is found, all subsystems have to be designed in detail. Because of the systems complexity, computer-aided modeling is used to simulate system performance and to optimize relevant parameters such as flywheel mass, dimension and speed, motor parameters, leakage inductance of the transformers, capacitance of the DC-link capacitors, and so on. Special interest is paid to the design of the DC-DC converters, as they convert the highest current, generate the highest losses and are located close to the welding tong, where small size and low weight are crucial. For this reason, a Pareto optimisation on semiconductor types and structure is performed. Further-

Combining an energy storage and a precise current control, boosts the performance of welding systems.

more, the output inductor is designed using coupled inductors to reduce the size of the magnetic components.

The results show that the proposed concept is working as desired: The energy for a welding process is stored in the flywheel and can be converted into the welding current of several kiloamperes. The welding current can be precisely controlled and is exceptionally smooth having only a very small ripple (1 % of rated current), much lower than in state-of-the-art systems. This current characteristic enables a far better welding quality and emits less alternating magnetic fields than current systems. The DC-DC converter-stage is modular and highly integrated. Comparative measurements at 5 kA show better efficiency than state-of-the-art systems with inverter, medium frequency transformer and diode rectifier stage.

In addition to the system prototype, the realization of a power factor controlled rectifier with an output power of up to 10.5 kW is being evaluated. In contrast to the state-of-the-art in resistance spot welding, the use of an energy storage device enables the reasonable use of an active power factor controlled rectifier, since the maximum input power is now significantly lower (about a factor of 10). Taking into account the requirements for a power factor controlled rectifier for this unique application, various concepts are compared and a prototype is designed and tested. In the process, its advantageous applicability for welding systems is demonstrated. The power factor controlled rectifier completes the overall system, which draws a nearly sinusoidal and constant alternating current from the grid and converts it into a precisely controllable pulsed direct current with minimal current ripple.

KURZFASSUNG

In der modernen industriellen Produktion (Transportmittel, Haushaltsgeräte, Anlagenbau etc.) ist das Widerstandspunktschweißen mit dynamischer Stromregelung unverzichtbar. In Anbetracht der jüngsten Entwicklungen in der Automobilproduktion, bei der vermehrt Leichtmetalle und hochfeste Legierungen verarbeitet werden, steigen die Anforderungen an die Schweißstromqualität. Aus diesem Grund muss das System den Schweißstrom präzise regeln und die Stromschwankungsbreite an der Schweißzange minimieren. Durch die gepulsten Schweißströme ist bei derzeit verwendeten Schweißsystemen die Leistungsaufnahme aus dem Versorgungsnetz ebenfalls pulsformig, was zu einer hohen maximalen Leistungsaufnahme und Netzbelastung führt. Insgesamt ist ein Widerstandspunktschweiß-System erforderlich, welches einen glatten, hochdynamisch regelbaren Schweißstrom erzeugt und gleichzeitig das Versorgungsnetz so wenig wie möglich belastet.

Zur Reduktion des anlagentechnischen Installationsaufwands soll die Stromaufnahme am Netzanschlusspunkt der Schweißsysteme möglichst gering und gleichmäßig sein, wodurch ein Energiespeicher unabdingbar ist. Da die Art des Speichers von hoher Bedeutung für die Leistungsfähigkeit des Systems ist, muss dieser sorgfältig ausgewählt werden. Hierbei werden vor allem Größe, Wirkungsgrad, Dynamik und Lebensdauer berücksichtigt. Auf den ersten Blick scheinen kondensatorbasierte Speicher die beste Option darzustellen. Eine eingehende Analyse zeigt jedoch, dass ein Schwungmassenspeicher für die gegebene Anwendung bessere Ergebnisse liefert, da gleichzeitig ein hoher Wirkungsgrad (bis zu 90 %) und ein kleines Volumen (weniger als 30 Liter) erreicht werden können, während bei Doppelschichtkondensatoren ein Kompromiss zwischen Größe und Wirkungsgrad erforderlich ist. Daher – und aufgrund seiner hohen Zyklenfestigkeit – wird ein Schwungmassenspeicher als Hauptenergiespeicher gewählt.

Aufgrund des neuartigen Speichertyps in diesem Anwendungsbereich muss das gesamte leistungselektronische System von Grund auf neu entwickelt werden. Zur Ermittlung des besten Systemkonzepts, wird ein Vergleich von vier Systemtopologien durchgeführt. Um die Eigenschaften der Systemtopologien zu bewerten, werden verschiedene Faktoren berücksichtigt, dazu gehören Größe, Modularität, Verfügbarkeit von Komponenten sowie die Komplexität im Entwurf und im Aufbau. Schließlich wird eine Topologie mit einem Transformator und zwei kaskadierten Gleichspannungswandlern ausgewählt. Nachdem das aussichtsreichste Topologie-Konzept gefunden ist, müssen alle Subsysteme im Detail entworfen werden. Aufgrund der Komplexität der Systeme wird eine computergestützte Modellierung eingesetzt, um das Systemverhalten zu simulieren und relevante Parameter wie Schwungmassenabmessungen

Die Kombination aus Energiespeicher und präziser Stromregelung steigert die Leistungsfähigkeit von Schweißsystemen.

und -drehzahl, Motorparameter, Streuinduktivität der Transformatoren, Kapazität der Zwischenkreiskondensatoren usw. zu optimieren. Besonderes Interesse gilt der Auslegung der zweiten Stufe des Gleichspannungswandlers, da er den höchsten Strom umwandeln, die höchsten Verluste erzeugen und sich in der Nähe der Schweißzange befindet, wo geringe Größe und geringes Gewicht entscheidend sind. Aus diesem Grund wird eine Pareto-Optimierung bezüglich der Halbleitertypen und deren Struktur durchgeführt. Zusätzlich wird die Ausgangsdrossel als magnetisch gekoppelte Drosselspule entworfen, um die Größe der induktiven Bauelemente zu reduzieren.

Die Ergebnisse zeigen, dass das vorgeschlagene Konzept wie gewünscht funktioniert: Die Energie für einen Schweißvorgang wird in der Schwungmasse gespeichert und kann in den Schweißstrom von mehreren Kiloampere umgewandelt werden. Der Schweißstrom ist präzise regelbar und hat nur eine sehr geringe Schwankungsbreite (1 % des Nennstroms), die deutlich geringer ist als bei Systemen nach dem aktuellen Stand der Technik (im Bereich von 5 %). Diese Stromcharakteristik ermöglicht eine weitaus bessere Schweißqualität und emittiert weniger magnetische Wechselfelder als aktuelle Systeme. Die Gleichspannungswandler-Stufe ist modular aufgebaut und hochintegriert. Vergleichsmessungen bei 5 kA zeigen einen besseren Wirkungsgrad als bei Systemen mit Umrichter, Mittelfrequenztransformatoren mit Diodengleichrichterstufe die als Stand der Technik gelten.

Zusätzlich zum Systemprototyp wird die Realisierung eines netzfreundlichen Gleichrichters mit einer Leistung von bis zu 10,5 kW evaluiert. Im Gegensatz zum Stand der Technik beim Widerstands-Punktschweißen ermöglicht die Verwendung eines Energiespeichers den sinnvollen Einsatz eines netzfreundlichen Gleichrichters, da die maximale Eingangsleistung nun deutlich geringer ist (etwa Faktor 10). Unter Berücksichtigung der Anforderungen an einen netzfreundlichen Gleichrichter für diese Systeme, werden verschiedene Konzepte verglichen und ein Funktionsmuster entworfen und getestet. Dabei kann dessen vorteilhafte Anwendbarkeit für Schweißsysteme gezeigt werden. Der netzfreundliche Gleichrichter komplettiert das Gesamtsystem, welches einen nahezu sinusförmigen Wechselstrom mit konstantem Effektivwert aus dem Netz aufnimmt und ihn in einen exakt regelbaren gepulsten Gleichstrom mit minimaler Stromschwankungsbreite umwandelt.

PUBLIKATIONEN

M. Hagemeyer, N. Fröhleke, D. V. M. M. Krishna, und J. Böcker, "*Development of a flywheel energy storage-based welding system,*" in IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), Auckland, Neuseeland, 2016. [36]

M. Hagemeyer, N. Fröhleke, J. Böcker, Bernd Rödder, Lars Aßmann und Bernd Völkel, "*Design of a Flywheel Energy Storage System for High-Current Pulsating Loads,*" in 12th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Honolulu, USA, 2017. [35]

M. Hagemeyer, F. Schafmeister und J. Böcker "*Coupled Inductor Design for Interleaved High-Current DC-DC Converters,*" International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Jeju-si, Korea, 2018. [37]

M. Hagemeyer, P. Wallmeier, F. Schafmeister und J. Böcker "*Comparison of Unidirectional Three- and Four-Wire-Based Boost PFC-Rectifier Topologies for Non-Isolated Three-Phase EV On-Board Chargers Under Common-Mode Aspects,*" Applied Power Electronics Conference (APEC), Phoenix, Arizona, 2021. [38]

DANKSAGUNG

An dieser Stelle möchte ich den zahlreichen Menschen danken, ohne deren Unterstützung die Anfertigung dieser Promotionschrift niemals zustande gekommen wäre:

Mein Dank gilt zunächst Herrn Prof. Dr. Joachim Böcker, dessen fundiertes Fachwissen und das mir entgegengebrachte Vertrauen eine wesentliche Motivation beim Erstellen der Arbeit waren.

Besonderen Dank möchte ich Herrn Dr. Norbert Fröhleke und Herrn Dr. Frank Schafmeister für ihre exzellente Unterstützung aussprechen. Dank ihrer hervorragenden Fachkenntnis und ihrer enormen Erfahrung in der Leistungselektronik waren Sie mir in den vielen interessanten Diskussionen eine enorme Hilfe und Ermutigung. Für die kritischen Betrachtungen und differenzierten Anmerkungen bei der Durchsicht bedanke ich mich gleichermaßen.

Ebenfalls möchte ich mich bei den anderen Mitarbeitern des Fachgebietes LEA bedanken. Aufgrund eines ausgezeichneten Arbeitsklimas mit hilfsbereiten und engagierten Kollegen hatte ich jederzeit große Freude bei meiner Arbeit. Die fachlich und menschlich hervorragenden Kollegen waren stets eine außerordentliche Unterstützung. Auch wenn es schwer fällt hier einzelne zu nennen, möchte ich Herrn Philipp Rehlaender, Herrn Benjamin Strothmann und Herrn Sören Hanke für ihre geduldige Durchsicht der Arbeit und die zweckdienlichen Diskussionen danken. Herrn Lukas Keuck danke ich für den fachlichen Diskurs und die wertvollen Ratschläge.

Da ein großer Teil meiner Arbeit in Zusammenarbeit mit der Firma NIMAK erfolgte, möchte ich mich besonders bei Herrn Bernd Rödter, Herrn Lars Aßmann und Herrn Bernd Völkel bedanken. Ohne Ihre Expertise in der Schweißtechnik wären die erzielten Ergebnisse nicht möglich gewesen. Es war mir stets eine Freude mit Ihnen zu arbeiten.

Des Weiteren möchte ich mich bei Herrn Dr. Peter Wallmeier von Delta Energy Systems für die ausgezeichnete fachliche und logistische Unterstützung bei den Arbeiten an den netzfreundlichen Gleichrichtern danken.

Tief verbunden und dankbar bin ich meiner Freundin Johanna, für ihre Unterstützung beim Korrekturlesen und für ihr Verständnis bei der Anfertigung dieser Abhandlung.

Besonderer Dank gebührt meinen Eltern, die mich über den langen Weg meiner Ausbildung begleitet und unterstützt haben.

INHALTSVERZEICHNIS

I MOTIVATION UND HINTERGRÜNDE ZUR SYSTEMAUSLEGUNG

	1	
1	EINLEITUNG	3
1.1	Kontext	3
1.2	Motivation	6
1.3	Systemspezifikationen	8
1.4	Forschungsziele und Gliederung der Arbeit	10
2	PUNKTSCHWEISSSYSTEME	11
2.1	Stand der Technik beim Widerstandspunktschweißen	11
2.1.1	Mittelfrequenz-Punktschweißen	11
2.1.2	Kondensatorentladungsschweißen	12
2.2	Verwendete Methoden und Hilfsmittel zur Auslegung	13
2.3	Vergleich der angestrebten Neuentwicklung mit dem Stand der Technik	15

II SYSTEMAUSLEGUNG 17

3	AUSWAHL DER SYSTEMARCHITEKTUR	19
3.1	Auswahl der Speichertechnologie	19
3.1.1	Vergleichende Analyse der Technologien	19
3.1.2	Zusammenfassung der Speicherauswahl	26
3.2	Topologievergleich und Auswahl	27
3.2.1	Mögliche Topologiekonfigurationen	27
3.2.2	Vergleich der Varianten	33
4	SCHWUNGMASSENSPEICHER (SMS)	43
4.1	SMS-Einleitung	43
4.1.1	Grundlagen	43
4.1.2	Stand der Technik	44
4.2	SMS-Auslegung	46
4.2.1	Spezifikation	46
4.2.2	Schwungmasse	46
4.2.3	Elektrische Maschine	48
4.2.4	Transformator	54
4.3	SMS - Fazit	58
4.3.1	Simulationsergebnisse	58
4.3.2	Zusammenfassung	59
5	GLEICHSPANNUNGSWANDLER	63
5.1	Motivation	63
5.1.1	Kontext	63
5.1.2	Stand der Technik	63
5.2	Magnetisch gekoppelte Drosselspulenstruktur	66
5.2.1	Idealisierte Beschreibung der Kopplungsarten	66

5.2.2	Erweiterte Darstellung für die Kopplung von N Drosselspulen	72
5.2.3	Reale gekoppelte Drosselspulen	76
5.2.4	Art der magnetischen Kopplung	76
5.2.5	Anwendungen gekoppelter Drosselspulen und Vorzüge für die Nutzung in Schweißanwendungen	77
5.2.6	Praktische Umsetzung	78
5.2.7	Verhalten der Flüsse im Funktionsmuster	81
5.3	Auslegung der Gleichspannungswandler	85
5.3.1	Auslegung und Auswahl der Komponenten	85
5.3.2	Funktionsmuster	92
5.4	Software und Regelung	93
5.4.1	Regelungskonzept	93
5.4.2	Gesamtstromregelung	96
5.4.3	Verbesserte Auslegung der Gesamtstromregelung	99
5.4.4	Aktive Symmetrierung der Ströme	99
5.4.5	Ansteuerung	101
5.4.6	Validierung der Reglerauslegung	103
5.5	Ergebnisse und Zusammenfassung	105
5.5.1	Vergleich mit Vorgängerschaltung	105
6	NETZFREUNDLICHER GLEICHRICHTER	107
6.1	Motivation und Rahmenbedingungen	107
6.1.1	Anwendung und Ziele	107
6.1.2	Stand der Technik	108
6.2	Auslegung des netzfreundlichen Gleichrichters	113
6.2.1	Theoretischer Vergleich zwischen schwebendem und angebundenem Mittelpunkt	113
6.2.2	Auswirkungen des Einprägens der dritten Harmonischen auf das Mittelpunktpotential	116
6.2.3	Nähere Betrachtung der CM-Störungen	118
6.2.4	Auswahl der VR-Topologie	119
6.3	Ergebnisse und Zusammenfassung	125
6.3.1	Ergebnisse	125
6.3.2	Zusammenfassung PFC	129
III	ERGEBNISSE, ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK	131
7	ERGEBNISSE UND DARSTELLUNG DES GESAMTSYSTEMS	133
7.1	Aufbau	133
7.2	Messungen	133
8	ZUSAMMENFASSUNG DER ERGEBNISSE	139
9	VERBESSERUNGSMÖGLICHKEITEN UND OFFENE FRAGEN	143
IV	ANHANG	145
A	ANHANG SYSTEMAUSLEGUNG	147
A.1	Berechnung der parasitären Zangeninduktivität	147
A.2	Bewertungsverfahren nach Bülo	149
B	ANHANG SPEICHER	151

B.1	Auslegung der Kondensatoren	151
B.2	Kondensatorgröße	151
B.3	Schwungmasse	151
B.4	Elektrische Maschine	152
B.5	Transformator	152
B.6	Simulation	153
B.7	Auslegung	157
B.7.1	Packungsdichte	157
B.7.2	Flussdichte	157
B.8	Auswahl und Dimensionierung des Entkopplungskondensatoren der Gleichspannungssteller - Schaltzellen	160
B.9	Software und Regelung	161
C	ANHANG SYSTEMBESCHREIBUNG	165
C.1	Gleichspannungswandler	165
	LITERATUR	167

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

Abbildung 1	Einordnung des Punktschweißens innerhalb der Füge-technik	4
Abbildung 2	Widerstandspunktschweißen	4
Abbildung 3	Anforderungen an den Schweißstrom (qualitativ) nach [72] bei konstanter Elektrodenkraft	6
Abbildung 4	Leistungsaufnahme am Netzanschlusspunkt	7
Abbildung 5	Mittelfrequenz-Widerstandsschweißen (MFWS)	12
Abbildung 6	Schaltungstopologie beim Kondensatorentladungsschweißen Kondensatorentladungsschweißen (KES)	14
Abbildung 7	Verwendete Programme bei der Modellierung des Systems	15
Abbildung 8	Gravimetrisches Ragone-Diagramm zur Einordnung verschiedener Speichertechnologien	20
Abbildung 9	Wirkungsgrad über dem Volumen der möglichen Speichertechnologien	21
Abbildung 10	Wirkungsgrad und zyklische Lebensdauer des DLC-Speichers	23
Abbildung 11	Topologie 1 - Variante mit Abgriff an Zwischenkreis 1	28
Abbildung 12	Topologie 2 - Variante mit	31
Abbildung 13	Topologie 3 - Variante mit zwei Maschinen (die auch kombiniert werden können)	32
Abbildung 14	Topologie 4 - Variante mit	33
Abbildung 15	Aufbau Schweißroboter	35
Abbildung 16	Zangeninduktivität abhängig von Abmessungen	36
Abbildung 17	Normierter Größenvergleich nach Topologie im Gesamtsystem und an Zange	38
Abbildung 18	Volumen der Schwungmasse in Abhängigkeit von Radius und maximaler Drehzahl	49
Abbildung 19	Vorgehen bei der Auswahl einer geeigneten elektrischen Maschine	50
Abbildung 20	Lieferkennfeld einer PMSM	53
Abbildung 21	Simuliertes Betriebsverhalten der elektrischen Maschine	60
Abbildung 22	Simulierter Verlauf der elektrischen Größen an der Zange	61
Abbildung 23	Idealisiertes Wirkprinzip: Einzelne Drosselspule	67
Abbildung 24	Idealisiertes Wirkprinzip: Magnetisch ungekoppelte und magnetische gekoppelte Drosselspulen	68
Abbildung 25	Ersatzschaltbild der gekoppelten Drosselspule	72

Abbildung 26	Kurvenverläufe von Strom und Spannung bei gekoppelter Drosselspule	73
Abbildung 27	Stromschwankungsbreite abhängig vom Tastgrad für eine einzelne oder 5 parallele Drosselspulen	74
Abbildung 28	Kopplung mittels zyklischer Verkettung	77
Abbildung 29	Verschiedene Anordnungen von Ringkernen	81
Abbildung 30	Flussdichteverteilung in den Toroid-Kernen	82
Abbildung 31	Verlauf der Flüsse in den einzelnen Kernen über eine vollständige Periode (simuliert)	82
Abbildung 32	Ansteuerungsabfolge bei 5- und 6-Kern Variante	84
Abbildung 33	Optimierte Auslegung der Halbleiter	88
Abbildung 34	Optimierte Auslegung der Halbleiter (mögliche Konfigurationen)	89
Abbildung 35	Layout einer Halbbrücke der Leistungsplatine vom Steller TS ₂	91
Abbildung 36	Abführung der Verlustleistung der MOSFETs	91
Abbildung 37	Temperaturverteilung im MOSFET über der Zeit	92
Abbildung 38	Foto der Leistungsplatine	93
Abbildung 39	Foto der Leistungsplatine (Unterseite)	94
Abbildung 40	5 Leistungsmodule als Stack	94
Abbildung 41	Stromregelungskonzept für Tiefsetzsteller	95
Abbildung 42	Bode-Diagramm Stromregelung	98
Abbildung 43	Symmetrierungs-Stromregelung in TS ₂	100
Abbildung 44	Auswirkungen des IIR-Filters auf das modellierte Messsignal	101
Abbildung 45	Stromaufteilung zwischen den geregelten Phasen	103
Abbildung 46	Stromschwankung pro Strang und am Ausgang (gemessen)	104
Abbildung 47	Schaltsbild des Vienna Rectifiers in Konfig. A und Konfig. B	109
Abbildung 48	Schaltsbild des modifizierten Vienna Rectifiers (VR-M)	109
Abbildung 49	Schaltsbild vollgesteuerten dreiphasigen Brückenschaltung	109
Abbildung 50	Schaltsbild der vollgesteuerten dreiphasigen Brückenschaltung mit Mittelpunktanbindung	110
Abbildung 51	Idealisierte Darstellung der CM-Spannungen in diversen PFC-Topologien	110
Abbildung 52	Vereinfachtes VR-Schaltsbild	113
Abbildung 53	Ausbreitungspfad niederfrequenter CM-Störungen	120
Abbildung 54	Ausbreitungspfad hochfrequenter CM-Störungen	120
Abbildung 55	T-Typ Vienna Rectifier	122
Abbildung 56	Schaltsbild des Zell-Typ 1S - Vienna Rectifier	122
Abbildung 57	Schaltsbild des Zell-Typ 2S - Vienna Rectifier	123

Abbildung 58	Simulierte VR-Wirkungsgrade bei dreiphasigem Betrieb und 230 V	123
Abbildung 59	Simulierte VR-Wirkungsgrade bei dreiphasigem Betrieb und 230 V	124
Abbildung 60	Gemessener Wirkungsgrad PFC	127
Abbildung 61	Auslöseschwellen von Fehlerstromschutzschaltern	128
Abbildung 62	EMV Messung - VR Konfig. B gegen VR-M	128
Abbildung 63	EMV Messung - VR Konfig. B gegen VR-M (optimiert)	129
Abbildung 64	Foto des Gesamtsystems	134
Abbildung 65	Foto des Schwungmassenspeichers	134
Abbildung 66	Foto der Zange und der Gleichspannungswandler	135
Abbildung 67	Leistungsabgabe der Schwungmasse	136
Abbildung 68	Strom am gesamtem Modul (gemessen)	136
Abbildung 69	Verschweißte Stahlbleche (1 mm)	137
Abbildung A.1.1	Selbstinduktivität der Schweißzange abh. vom Leiterdurchmesser	148
Abbildung B.2.1	Einordnung des Größenbedarfs von Folien- und Elektrolytkondensatoren	152
Abbildung B.3.1	Darstellung der Umfangsgeschwindigkeit der Schwungmasse	153
Abbildung B.3.2	Radius-Durchmesser-Kurve für das erforderliche Schwunggrad	154
Abbildung B.4.1	Lieferkennfeld einer PMSM mit Motorverlusten	154
Abbildung B.6.1	Simulationsumgebung zur Systemauslegung	156
Abbildung B.7.1	Packungsdichte pro Drossel	157
Abbildung B.7.2	Vergleichstabelle unterschiedlicher Ringkerne	159
Abbildung B.8.1	Vergleich der Entkopplungskondensatoren	161
Abbildung B.9.1	Regleroptimierung von TS_1 und TS_2 auf Führungsfolge bzw. Störunterdrückung	162
Abbildung B.9.2	Programmablaufplan der Gleichspannungssteller-Software	163
Abbildung B.9.3	Zeitliches Abfolgediagramm der Gleichspannungssteller-Regelung	163
Abbildung C.1.1	Simulationsmodell einer Halbbrücke	166
Abbildung C.1.2	Anordnung der Halbleiter in einem Leistungsmodul	166

TABELLENVERZEICHNIS

Tabelle 1	Systemspezifikationen	9
-----------	-----------------------	---

Tabelle 2	Qualitativer Vergleich zwischen dem Stand der Technik und der angestrebten Neuentwicklung	16
Tabelle 3	Qualitativer Vergleich der betrachteten Speichertechnologien	26
Tabelle 4	Zu identifizierende Stressgrößen zur Volumenabschätzung nach [12].	37
Tabelle 5	Zusammenfassung des Eigenschaftsvergleich der einzelnen Topologien	41
Tabelle 6	Vergleich Schwungmassenspeicher	45
Tabelle 7	Spezifikationen des Schwungmassenspeichers	46
Tabelle 8	Qualitativer Vergleich infrage kommender elektrischer Maschinen	52
Tabelle 9	Übersicht über die verwendeten Drosselstrukturen (nach [47] und [82]). In rot hervorgehoben ist die Auswirkung der parallelen Wicklungen N .	75
Tabelle 10	Qualitativer Vergleich guter und geringer Kopplung der Spulen	76
Tabelle 11	Vorgegebene Parameter und Parameterbereiche zur Optimierung der Halbleiter. Schrittweite in geschweiften Klammern.	87
Tabelle 12	Vergleich der Leistungsplatine mit magnetischer Kopplung der ungekoppelten Platine des Vorgängerprojekts	106
Tabelle 13	CM-Spannungen in PFC-Gleichrichter-Topologien	111
Tabelle 14	Simulierte Stromschwankungsbreite in Abhängigkeit von Topologie und Aktivierung des Einprägens der dritten Harmonischen	118
Tabelle 15	Vergleich der drei untersuchten VR-Topologien nach [38]	123
Tabelle B.5.1	Transformatoren (Beispiel)	155

AKRONYME UND ABKÜRZUNGEN

ASM	Asynchronmaschine
B6	Dreiphasiger Brückengleichrichter
B6-M	Dreiphasiger Brückengleichrichter mit Mittelpunktanzapfung
CCM	nicht lückender Betrieb = Continuous Current Mode
CM	Gleichtakt

	= Common Mode
DLC	Doppelschichtkondensator = Double Layer Capacitor
DM	Gegentakt = Differential Mode
EiKo	Elektrolytkondensator = Galliumnitrid = Schalter im aktiven Zweig beim Tiefsetzsteller
ICT	Intercell Transformer
KES	Kondensatorentladungsschweißen
LISN	Line Impedance Stabilization Network = Netznachbildung = Schalter im Freilaufzweig beim Tiefsetzsteller
MFWS	Mittelfrequenzwiderstandsschweißen
PFC	Power Factor Control = Leistungsfaktorregelung
PMSM	Permanentmagnet Synchronmaschine
PSFB	Phase Shifted Full Bridge = Phasenverschobene Vollbrücke
SiC	Silicon Carbide = Siliciumcarbid
SMD	Surface mounted device = Oberflächenmontiertes Bauelement
SMS	Schwungmassenspeicher
THD	Total Harmonic Distortion = Gesamte harmonische Verzerrung
TIM	Thermisches Interface Material
VGMGDS	Versetzt getaktete magnetisch gekoppelte Drosselspulen
VR	Vienna Rectifier = Ein dreiphasen-Dreipunkt-Pulsgleichrichter
VR-M	Vienna Rectifier - Modifiziert = Modifizierte Variante des VR mit Verbindung vom Neutralleiter an den Mittelpunkt des Zwischenkreises
VRM	Voltage Regulator Modules = Halbleiter mit breitem Bandabstand
ZK	Zwischenkreis

SYMBOLVERZEICHNIS

A_{Kern}	Kernquerschnitt
A_{W}	Fläche pro Windung im Querschnitt durch das Wickelfenster
B	Flussdichte
B_{sat}	Sättigungsflussdichte
$C_{\vartheta, X}$	Thermische Kapazität von Komponente X
D	Tastgrad
e_i	Stromregelfehler
E_{kin}	Kinetische Energie
E_{Speicher}	Energiegehalt des Speichers
f_s	Schaltfrequenz
G_X	Übertragungsfunktion der Komponente X
I_L	Strom durch Drosselspule
\hat{I}_L	Spitzenstrom durch Drosselspule
i_{sq}	Statorstrom in q-Richtung
i_{sd}	Statorstrom in d-Richtung
i_{zange}	Zangenstrom
J	Trägheitsmoment
J_{max}	Maximale Stromdichte
J_q	Trägheitsmoment um die Querachse
J_r	Trägheitsmoment um die Rotationsachse
k	Magnetische Kopplung
k_{boost}	Spannungsreserve für geregelten Hochsetzbetrieb
K_f	Formfaktor der Schwungmasse (Scheibe)
k_{GR}	Gleichrichtfaktor
L_d	Induktivität in d-Richtung
L_f	Zusätzliche Filterinduktivität
l_{Fe}	Eisenlänge
L_q	Induktivität in q-Richtung
$L_{\text{s,motor}}$	Statorinduktivität des Motors
L_{σ}	Streuinduktivität
$L_{\sigma, X}$	Streuinduktivität der Komponente X
M	Gegeninduktivität
$M_{\text{ü}}$	Spannungsübersetzungsverhältnis (Gleichspannungswandler)
m_i	Stromänderungsgeschwindigkeit
m_{Rad}	Masse des Schwungrades

n	Anzahl
n_{\max}	Maximale Drehzahl der Schwungmasse
n_{\min}	Minimale Drehzahl der Schwungmasse
p	Polpaarzahl der Maschine
$p_{\text{loss,gen}}$	Momentanwert der Verlustleistung im generatorischen Betrieb
$p_{\text{loss,mot}}$	Momentanwert der Verlustleistung im motorischen Betrieb
\bar{p}_{mot}	Mittlere Leistung der Maschine im motorischen Betrieb
$P_{\text{mot,nenn}}$	Nennleistung der Maschine im motorischen Betrieb
P_{Speicher}	Lade/-Entladeleistung des Speichers
p_{zange}	Leistung an Schweißzange
r	Radius
$R_{\text{m,Kern}}$	Reluktanz des Magnetkerns
$R_{\text{DS,ON}}$	Einschaltwiderstand des MOSFETs
$R_{\vartheta,X}$	Thermischer Widerstand von Komponente X
s	Schaltzustand
s_{Blech}	Blechdicke
T_0	Lebensdauer der Speichers laut Herstellerspezifikation
T_a	Ausschaltdauer
T_{dyn}	Maximales dynamisches Drehmoment der Maschine
T_e	Einschaltdauer
t_{entlade}	Entladezeitkonstante
T_{gen}	Drehmoment im generatorischen Betrieb
T_{mot}	Drehmoment im motorischen Betrieb
T_N	Nenn Drehmoment
T_{Pause}	Zeit zwischen zwei Schweißungen
$T_{\text{Schweiß}}$	Dauer der Schweißung
T_{therm}	Maximales thermisches Dauerdrehmoment
U_{Aus}	Ausgangsspannung
U_{Ein}	Eingangsspannung
U_{El}	Elektroden spannung
U_{Gen}	Ausgangsspannung des Generators
$U_{\text{Netz,max}}$	Maximale effektive Netzspannung
u_s	Spannung über Schalter
u_{zange}	Zangenspannung
$U_{\text{ZK,min}}$	Minimale Spannung des Zwischenkreises
i	Übersetzungsverhältnis
V_L	Volumen magnetischer Bauelemente
V_p	Permanentmagnet-Volumen

Δi_L	Stromschwankungsbreite in Drosselspule
η_{system}	Wirkungsgrad des Gesamtsystems
ϑ_a	Umgebungstemperatur
ϑ_{nenn}	Nenntemperatur
ϑ_X	Temperatur von Komponente X
μ_0	Magnetische Feldkonstante
μ_r	Permeabilitätszahl
ρ	Massendichte
ρ_e	El. Leitfähigkeit
ρ_x	Gewichtungsexponenten der Komponente X
σ_{max}	Maximale mechanische Spannung
τ_{TS2}	Dominierende Zeitkonstante von Komponente X
φ	Phasenwinkel
Φ	Magnetischer Fluss
Ψ_{AC}	Magnetischer Verkettungsfluss
Ψ_p	Permanentmagnet-Flussverkettung
ω_{el}	Elektrische Kreisfrequenz
ω_{mech}	Mechanische Kreisfrequenz

Teil I

MOTIVATION UND HINTERGRÜNDE ZUR SYSTEMAUSLEGUNG

Dieser Abschnitt beschreibt die Motivation der Arbeit, den Stand der Technik und umreißt die zu bewältigenden Herausforderungen. Des Weiteren wird hier das Gesamtsystem und seine Auslegung beschrieben. Zunächst wird die Technologie des Energiespeichers für die vorliegende Anwendung ermittelt, danach erfolgt die Auswahl der Topologie des Gesamtsystems.

EINLEITUNG

1.1 KONTEXT

Das konduktive Widerstandspressschweißen ist eines der wichtigsten industriellen Fügeverfahren, es gehört zur Gruppe der Pressschweißverfahren (siehe Abbildung 1). Zu den Widerstandsschweißverfahren zählt unter anderem das Punktschweißen, welches in der vorliegenden Arbeit vorrangig behandelt wird. Artverwandt mit dem Widerstandspunktschweißen ist das Buckelschweißen¹, auf das die Ausführungen in dieser Arbeit ebenfalls angewendet werden können. In der automatisierten industriellen Fertigung wird das Widerstandspunktschweißen in hohem Maße genutzt, um kosteneffizient Metallbleche zu fügen. Die zu fügenden Bleche werden gewöhnlich als Schweißgut bezeichnet. Das Verfahren wird nicht zuletzt in der Automobilfertigung und der Fertigung von Haushaltsgeräten eingesetzt [5], [76]. Um zwei Metallbleche zu fügen, werden diese zunächst durch zwei Elektroden mit einer regelbaren Kraft zusammengepresst (Abbildung 2). Dann wird eine Spannung an die Elektroden angelegt, wodurch ein Stromfluss durch die Bleche und somit eine Erwärmung des Schweißguts resultiert. Bei vielen Metallen wie z.B. Stahl geht diese Erwärmung – und damit das Aufschmelzen – vom Übergang der beiden Bleche aus, da der Übergangswiderstand an dieser Stelle vergleichsweise groß ist. Sowohl der elektrische Widerstand als auch der thermische Widerstand der Bleche ist sehr gering. Aus diesem Grund sind sehr hohe Ströme notwendig, um einerseits die erforderliche Wärmeenergie im Schweißpunkt zu erzeugen und andererseits zu verhindern, dass zu viel Wärme in die Umgebung der Schweißstelle abfließt [76], [39]. Der Abfluss von Wärme erhöht den erforderlichen Energiebedarf pro Schweißpunkt und kann zu einer unzureichenden Schweißqualität führen [5]. Nach dem Ausschalten des Schweißstroms erstarrt die Schmelze und führt zu einer hochfesten Punktverbindung. Normalerweise werden viele Schweißpunkte gesetzt, um zwei Werkstücke, in der Regel Bleche, zu verschweißen. Insgesamt werden auf diese Art beispielsweise in einem einzelnen Automobil im Mittel über 5000 Schweißpunkte gesetzt.

In typischen Widerstandsschweißanwendungen werden Spitzenströme im Bereich von mehrere kA bis über 100 kA bei Schweißzeiten von einigen 10 ms bis zu einer halben Sekunde genutzt. Die genaue Höhe des Schweißstroms, sein Verlauf und die Länge der Schweißung hängen vom

Das Punktschweißen ist nicht zuletzt aufgrund seiner hohen Automatisierbarkeit und der geringen Kosten pro Schweißung eines der wichtigsten Fügeverfahren

¹ Buckelschweißen ist ebenfalls ein Widerstandspress-Schweißverfahren. Bei diesem werden häufig mehrere Schweißpunkte gleichzeitig geschweißt. Die Position der Schweißpunkte wird durch vorher eingeprägte Buckel definiert. Wesentlich für die Erzeugung der Schweißströme im Vergleich zum Punktschweißen ist ein höherer benötigter Schweißstrom.

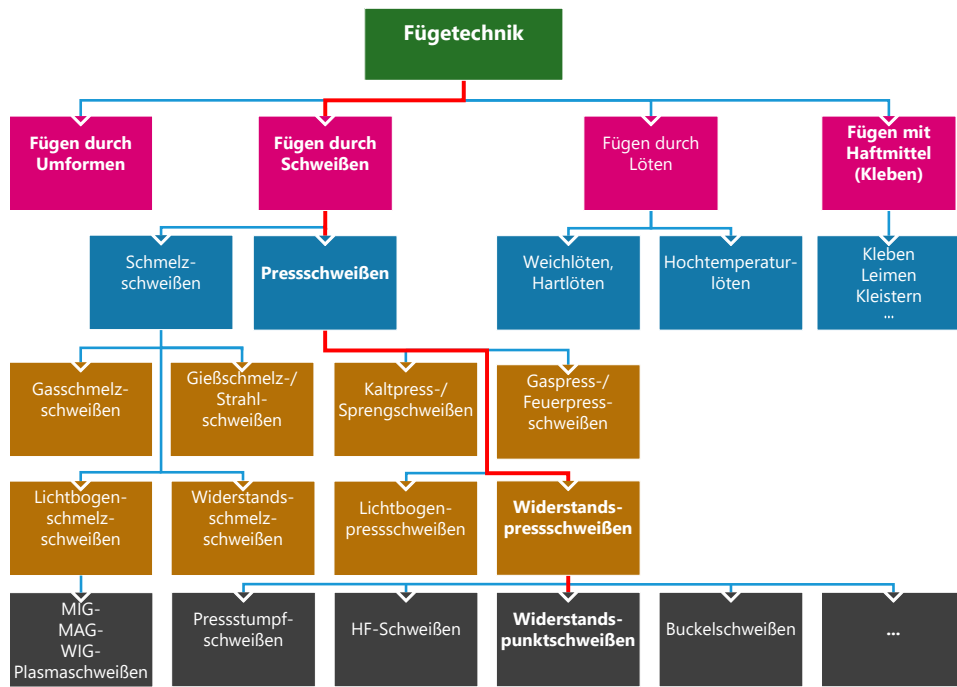


Abbildung 1: Einordnung des Punktschweißens innerhalb der Fügetechnik (unvollständig, nach DIN 8593 [20] und DIN 1910-100 [21])

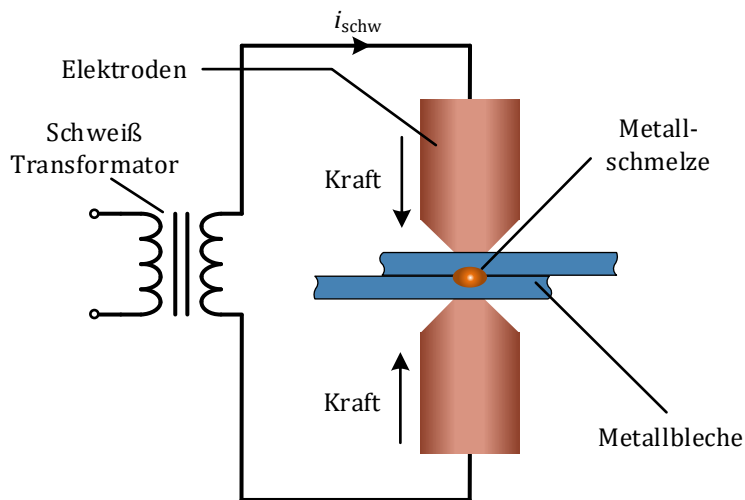


Abbildung 2: Widerstandspunktschweißen

Verfahren der Stromeinbringung, den Eigenschaften der Bleche (Material, Dicke, Beschichtung) und den spezifischen Qualitätsanforderungen der Anwendung ab. Als vereinfachende Übersicht können drei Kategorien unterschieden werden

- **Einimpulsschweißungen** werden hauptsächlich beim Fügen von Blechen mit Materialdicken von weniger als 3 Millimetern genutzt [53]. Dies betrifft einen Großteil der industriell zu fügenden Bleche.
- **Mehrimpulsschweißungen** typischerweise bei Blechen mit einer Dicke von mehr als 3 mm [53].
- **Kraft- und Stromprogrammenschweißungen** bei denen Kraft und Strom unabhängig voneinander eingestellt werden können, finden beim Schweißen von thermisch und metallurgisch anspruchsvollen Werkstoffen Anwendung [53]. Zu diesen Werkstoffen gehören Aluminiumlegierungen oder beschichtete Werkstoffe. Diese Materialien werden aufgrund von Masse- und Kostenoptimierungen vermehrt verarbeitet.

In Abbildung 3 ist der qualitative Zusammenhang zwischen Schweißdauer und Schweißstrom dargestellt. Für eine ausreichende Qualität des Schweißpunkts muss die richtige Temperatur der Schmelze erreicht werden. Zu hohe Temperaturen, verursacht durch zu lange Schweißdauern bei zu hohen Strömen, würden zu Spritzern des geschmolzenen Metalls führen. Bei zu kurzen Schweißdauern bei zu kleinen Strömen kann die Festigkeit der Schweißung nicht gewährleistet werden (Bindefehler, Haftschiweißung [53]). Hinzu kommt, dass ein erhöhter Wärmeabfluss zu einem Verzug der Materialien (Schrumpfungen und Spannungen) oder zur Beschädigung einer Beschichtung führen kann [22, 66]. Da längere Schweißzeiten implizieren, dass mehr Energie in die Umgebung abfließt [5] sind nach Möglichkeit kürzere Schweißzeiten bei hohen Schweißströmen anzustreben, um den Schweißprozess energieeffizient zu gestalten [75]. Es ist an dieser Stelle zu betonen, dass für die Energieeffizienz des Schweißsystems der Energiebedarf pro Schweißvorgang ausschlaggebend ist und nicht der elektrische Wirkungsgrad der Energiewandlerskette. Nach jedem Schweißvorgang muss die Schweißzange neu positioniert werden, was je nach System mehr als 4 s dauert, in der die Schweißzange keine Schweißleistung aufnimmt. Der Aussteuergrad, also das Verhältnis von Schweißzeit zu Positionierzeit mit sehr geringer Leistungsaufnahme, liegt damit bei unter 10 %. Die hohen gepulsten Schweißströme führen zu einem pulsierenden Lastprofil mit Leistungsspitzen von über 100 kW. Dies wiederum verursacht einen großen Installationsaufwand bei der Spannungsversorgung des Schweißsystems, zudem kann der pulsierende Leistungsbedarf zu Flicker im lokalen Netz führen [68]. Um den Spitzenleistungsbedarf am Netzanschlusspunkt zu reduzieren, muss ein lokaler Energiespeicher verwendet werden. Dieser Energiespeicher muss so ausgelegt sein, dass er mindestens die Energie eines Schweißvorgangs aufnehmen kann und mit der vollen Schweißleistung entladen werden kann. Der Schweißstrom soll während der Schweißung präzise geregelt in das Schweißgut eingebracht werden, sodass die Qualitätsanforderungen für verschiedene Materialien und Legierungen erfüllt werden.

Die genaue Regelung des Schweißstroms ist wichtig für die Qualität der Schweißung, da das Einbringen von Wärme in das Werkstück zu einer

Besonders bei niederohmigen Schweißgütern sind hohe Schweißströme anzustreben.

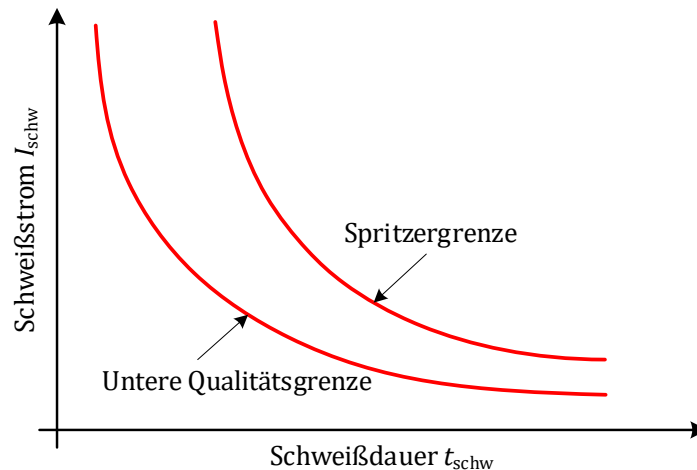


Abbildung 3: Anforderungen an den Schweißstrom (qualitativ) nach [72] bei konstanter Elektrodenkraft

chemischen und (metall-)physikalischen Änderung des Werkstücks führt. Diese Änderung ist immer nachteilig für das zu fügende Bauteil. Wobei legierte Metalle in der Regel nicht nur über eine niedrigere Schweißneigung verfügen, sondern auch empfindlicher auf die Einbringung von Wärme reagieren. (vgl. [66])

Für die Schweißqualität spielen weitere wichtige Parameter eine Rolle, wie die Form und der Durchmesser der Elektrodenkappe oder der Verlauf und die Höhe des Elektroden-Anpressdrucks. In der vorliegenden Arbeit wird die Schweißtechnik allerdings aus Perspektive der Elektrotechnik beschrieben, weshalb nahezu ausschließlich die Erzeugung und Regelung der Schweißströme behandelt wird.

1.2 MOTIVATION

Stand der Technik sind das Mittelfrequenzverfahren, bei dem kein Speicher verwendet wird, und das Kondensatorentladungsverfahren, bei dem der Schweißstrom nicht geregelt werden kann. Damit verfügen beide Technologien über signifikante Nachteile. Ziel dieser Arbeit ist daher eine Schweißstromquelle zu entwickeln, die mit Hilfe eines Speichers die Spitzenstrombelastung des Netzes deutlich reduziert und gleichzeitig einen exakt regelbaren Schweißstrom in die Schweißung einbringen kann. Des Weiteren soll das System, im Vergleich zum Stand der Technik, energieeffizienter sein, über eine geringe Baugröße verfügen und modular sein. Somit wird ein System erreicht, das aus technischer Sicht, dem Stand der Technik deutlich überlegen ist. Insgesamt soll das zu entwickelnde System über folgende Eigenschaften verfügen:

- Regelbarer Schweißstrom
 - um aktuelle und zukünftige Qualitätsstandards zu erfüllen.

Mit Hilfe der gezielten Wärme-einbringung durch den regelbaren Schweißstrom, sollen die negativen Auswirkungen auf das Werkstück durch den Prozess des Schweißens minimiert werden.

Die Kombination aus Schweißenergieentnahme aus einem Speicher und der exakten Regelbarkeit des Schweißstroms ist bisher einzigartig in der Punktschweißtechnik.

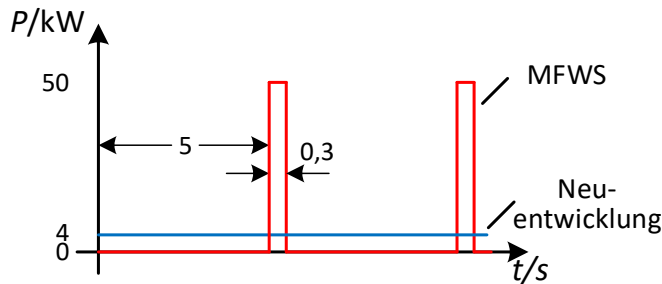


Abbildung 4: Leistungsaufnahme am Netzanschlusspunkt bei einer Einpulschweißung mit speicherbasiertem Schweißsystem (Neuentwicklung) gegenüber konventionellem Mittelfrequenzwiderstandsschweißen (MFWS)

- verschiedene Materialien und Legierungen zu schweißen (hochfeste Stähle, Aluminium etc.) .
- leicht anpassbar, um mit verschiedenen Materialstärken zu arbeiten.
- Enthält einen Energiespeicher, der im Stande ist die Energie für einen vollständigen Schweißvorgang zu puffern, zur
 - Reduktion der Spitzenleistung am Netzanschlusspunkt und um Verluste in den Zuleitungen zu reduzieren.
 - Implementierung einer Leistungsfaktorregelung zur Reduktion der Blindleistungsaufnahme und der gesamten harmonischen Verzerrung des Eingangsstroms.
 - Realisierung des gleichzeitigen Schweißens mit mehreren Schweißsystemen in einer Produktionslinie.
- Erhöhung der Schaltfrequenz der Wandler, um
 - die Größe passiver Komponenten wie Drosselspulen und Kondensatoren zu reduzieren.
 - die Schweißstromschwankungsbreite zu minimieren.
- Reduktion des Energiebedarfs für einen Schweißvorgang.

In Abbildung 4 ist die typische Leistungsaufnahme dargestellt, wie sie bei der Einpulschweißung von Blechen unter 3 mm Dicke [53] durchgeführt wird. Als erweiterte Motivation soll hier auch die absolute Energieeinsparung bei der Fertigung von industriellen Produkten berücksichtigt werden. Die Einsparung von Energie im Fügeprozess, um in automatisierten Fertigungen die Energieverbrauchs-kosten zu reduzieren, stellen einen zunehmend wichtigen Aspekt dar. Neben der direkten Energieeinsparung bei der Fügeaufgabe werden, durch den reduzierten Energieeintrag, auch die Folgekosten, wie z.B. für das Kühlsystem und den Elektrodenverschleiß, reduziert. Das seitens der Industrie derartige Einsparungen gefordert sind, zeigt unter anderem die Initiative „Think Blue.

Factory.“ von Volkswagen [74]. In diesem Vorhaben sollen Umweltauswirkungen der Automobilproduktion bis 2025 um 45 % im Vergleich zu 2010 gesenkt werden. Ein wichtiger Bestandteil ist dabei die Energieeinsparung und die Reduktion des CO₂-Ausstoßes, zu der die Fügetechnik einen Anteil leisten könnte. Neben VW verfügen andere Hersteller über ähnliche Programme [8]. Anhand einer Beispielrechnung soll dies veranschaulicht werden: Pro Karosserie werden etwa 4000 Schweißpunkte gesetzt. Für einen Schweißpunkt wird die Energiemenge (bei NIMAK für das Mittelfrequenzwiderstandsschweißen (MFWS)-Verfahren gemessen) von etwa 6,5 Wh aus dem Netz aufgenommen. Pro Fahrzeug führt dies zu einem Energiebedarf von 26 kWh. Im Jahr 2018 produzierte Volkswagen im Werk Wolfsburg etwa 704.000 Fahrzeuge. Dafür beträgt die reine Schweißenergie überschlägig 18,3 GWh. Durch die geplanten Innovationen zur Steigerung der Energieeffizienz, soll der Energiebedarf pro Schweißung um etwa 1/3 reduziert werden. Beim derzeitigen Strommix (Stand 2017) [42] würde sich dadurch die CO₂-Emission um etwa 3200 Tonnen reduzieren lassen. Zusätzlich ließen sich die Verluste im Versorgungsnetz reduzieren, die durch die hohen Lastspitzen und die Blindleistung entstehen. Die hierdurch verursachten Verluste hängen stark von den lokalen Gegebenheiten des Netzes ab und können daher nicht belastbar quantifiziert werden. Deutliche Einspareffekte bei der Anlageninvestition ergeben sich, wenn auf Blindleistungskompensationsanlagen in automatisierten Fertigungen verzichtet werden kann. Neben der Reduktion des Energiebedarfs ist die Verringerung der pulsformigen Netzbelastung von hoher technischer und wirtschaftlicher Bedeutung für das Stromnetz – gerade in Hinblick auf den Ausbau regenerativer Energien, die durch ihre fluktuierende Leistungsabgabe einen destabilisierenden Einfluss auf das Netz ausüben.

1.3 SYSTEMSPEZIFIKATIONEN

Die Systemspezifikationen (Tabelle 1) ergeben sich aus den industriellen Anforderungen an ein Punktschweißsystem. Ziel soll es sein, zunächst Stahlbleche wie im automobilen Karosseriebau zu fügen. Bereits bei Schweißströmen von 8 kA kann der größte Teil der industriell typischen Schweißungen durchgeführt werden. Durch den modularen Aufbau der Leistungsmodule, soll das System bei Bedarf erweitert werden können, um auch andere Materialien, Legierungen oder dickere Bleche fügen zu können. Der typische Spannungsabfall an den Elektroden liegt bei etwa 1 - 2 V. Auch mit höheren Spannungsabfällen soll geschweißt werden, dann ist jedoch in Hinblick auf die Maximalleistung von etwa 20 kW der Schweißstrom zu reduzieren. Der Schweißstrom soll in Verlauf und Größe exakt regelbar sein. Als Anhaltspunkt für die typische Anstiegs- und Abfallzeit sind etwa 50 ms vorgesehen. Schnellere Anstiegszeiten wären auch möglich. Die limitierende Komponente ist der Schwungradspeicher, der erst nach ca. 10 ms die volle Leistung liefern kann. Derart schnelle Anstiegszeiten sind allerdings nicht erwünscht, um die Emission magnetischer Wechselfelder zu begrenzen. Ein wichtiger Spezifikationspunkt ist

Tabelle 1: Systemspezifikationen

Parameter	Wert
Spannungsversorgung am Eingang	400 V, 3 Phasen AC, 50 Hz
Schweißstrom*	20 kA, (10 kA) jeweils bei 1-2 V
Stromschwankungsbreite	$\leq 1\%$ des Nennstroms
Auslegung der Leistungsstufen	Modular zur Erweiterung der Stromtragfähigkeit
Typische Schweißdauer bei Einpulsschweißungen	200-500 ms
Leerlauf	> 5 s
Stromanstiegszeit	≈ 50 ms
Schaltfrequenz der Wandler f_s	> 20 kHz (aufgrund Geräuschemission)
Spitzen-Schweißleistung*	40 kW, (20 kW)
Speicherkapazität*	34 kJ ≈ 9.6 Wh, (17 kJ ≈ 4.8 Wh)
Lebensdauer	20 Jahre, >10 Mio. Zyklen

*Es werden zwei Auslegungen betrachtet. Eine für die spätere Anwendung und eine mit geringerer Leistung für den Aufbau des Funktionsmusters (in Klammern).

außerdem die Größe der Stromschwankungsbreite, welche weniger als 1 % des Nennstroms betragen soll, dies ist bisher untypisch für Punktschweißsysteme. Die Schaltfrequenz der Gleichstromsteller soll so groß sein, dass keine akustischen Störgeräusche von Menschen vernommen werden, die z.B. durch Magnetostriktion verursacht werden. Um die Baugröße der passiven Komponenten zu begrenzen, liegt die Schaltfrequenz allerdings ohnehin über der Hörschwelle von ca. 20 kHz.

Die zusätzliche Funktionalität im Vergleich zum Stand der Technik bedingt eine aufwendigere Struktur des Systems mit mehreren Stufen und einer größeren Bauteilanzahl durch die hohe Parallelisierung und die komplexere Ansteuerung der Halbleiter. Eine zu hohe Anlageninvestitionssumme würde die neue Technologie – trotz verbesserter Eigenschaften – für die breite Masse der Anwendungen unökonomisch werden lassen. Zur Begrenzung der Systemkosten wird, so weit wie möglich, auf besonders teure Einzelkomponenten verzichtet. Wo keine Nachteile für die Performanz des Systems entstehen, werden überdies bereits am Markt verfügbare Baugruppen eingesetzt. Zum Beispiel würde es zu keinen Vorteilen für das System führen, einen eigenen Wechselrichter zum Betrieb der elektrischen Maschine zu entwickeln. Ein Seriengerät ist in diesem Fall wirtschaftlicher.

1.4 FORSCHUNGSZIELE UND GLIEDERUNG DER ARBEIT

- Als erster wichtiger Entwicklungsschritt wird die Topologie des Gesamtsystems zusammen mit einem passenden Energiespeicher ausgelegt. Die Auswahl des Energiespeichers wird maßgeblich die Leistungsfähigkeit und die Topologie selbst beeinflussen, daher kann die Auswahl der Systemtopologie und des Speichers nicht entkoppelt werden. Beide Schritte werden in Abschnitt 3 beschrieben. Das Forschungsinteresse besteht darin, Methoden zu finden, die zu einem industrienahen Systemkonzept führen.
- Das Projekt zielt darauf ab, einen hochdynamischen Energiespeicher zu entwickeln, der im Stande ist, den speziellen Anforderungen der Punktschweißtechnik mit ihren hohen Zyklenzahlen und kurzen Entladezeiten zu genügen. In Abschnitt 4 wird daher besonders die Speicherauslegung adressiert. Ein besonderes Interesse besteht darin, eine einfache Regelung des Systems zu finden, um den Sensor- und Regelungsaufwand zu reduzieren.
- Die Hauptherausforderung dieser Arbeit ist die Erzeugung und Regelung der hohen Schweißströme im Bereich mehrerer Kiloampere. Die Entwicklung eines Gleichspannungswandlers mit geringem Volumen, vergleichsweise hohem Wirkungsgrad und einer geringeren Ausgangsstromschwankungsbreite ist durchzuführen. Dies ist Inhalt von Abschnitt 5. Das Hauptforschungsinteresse liegt in den Untersuchungen, der Entwicklung und der Realisierung einer Schaltung mit mehreren ausgangsseitig gekoppelten Drosselspulen. Diese werden hier als magnetisch gekoppelte Drosselspule bezeichnet. In der Literatur sind häufig die Bezeichnung Coupled Inductors [82], Multi Interphase Transformer (MIPT) [56] oder *ICT* [16], [30], [47] und [29] zu finden, wobei letztere Bezeichnung zumeist bei gekoppelten Drosselspulen mit einem einzelnen verbundenen Kern verwendet wird.
- Durch das neue Systemkonzept mit Energiespeicher kann die Spitzeneingangsleistung des Systems deutlich verringert werden. Aus diesem Grund wird die Implementierung eines netzfreundlichen Gleichrichters in Abschnitt 6 behandelt. Dabei werden unterschiedliche Konzepte analysiert und ein Funktionsmuster beschrieben.
- In Abschnitt III werden schließlich die Ergebnisse des Gesamtsystems präsentiert. Zudem erfolgt eine Zusammenfassung und ein Ausblick auf nachfolgende Arbeiten.

2.1 STAND DER TECHNIK BEIM WIDERSTANDSPUNKTSCHWEISSEN

2.1.1 Mittelfrequenz-Punktschweißen

Die wichtigste und am meisten verbreitete Technologie beim Widerstandspunktschweißen ist das Mittelfrequenz-Widerstandsschweißen (MFWS), wie in Abbildung 5 dargestellt. Bei dieser Technologie wird die 3-phasige Netzspannung zunächst mit einem Diodengleichrichter gleichgerichtet, um dann mit einer aktiv schaltenden Transistor-Vollbrücke eine mittelfrequente Wechselspannung mit einer Frequenz von 1 ... bis 2 kHz zu generieren [68]. Der Mittelfrequenztransformator erzeugt daraufhin durch sein kleines Windungsverhältnis $\alpha \ll 1$ den hohen Schweißstrom und die kleine Ausgangsspannung im Bereich weniger Volt. In der Regel wird eine M2-Schaltung als Gleichrichter für die Schweißströme verwendet. Obwohl diese Technologie sehr simpel, günstig und robust ist, führt sie zu einigen Nachteilen:

Das MFWS zeichnet sich durch geringe Anlagenkosten, einen regelbaren Schweißstrom und eine hohe Robustheit aus.

- Der fehlende Energiespeicher¹ im System führt dazu, dass die gesamte Schweißleistung direkt aus dem Netz entnommen wird. Das impliziert, dass der Netzanschlusspunkt für diese Leistung ausgelegt werden muss, wodurch eine deutliche Überdimensionierung im Vergleich zur mittleren Leistung resultiert.
- Der pulsierende Leistungsbedarf verursacht Flicker im Netz [68].
- Da die Spitzenleistungsaufnahme sehr hoch ist, kann eine Leistungs-factorregelung (PFC) nicht praktikabel implementiert werden. Aus diesem Grund ist die gesamte harmonische Verzerrung des Stroms (THD) hoch und der Leistungsfaktor gering.
- Durch die hohe Spitzenleistung und den großen Blindleistungsanteil entstehen große ohmschen Verluste in den Zuleitungen.
- Die Blindleistungsaufnahme muss entweder in separaten Anlagen kompensiert werden oder es fallen Kosten für die Blindleistung an, die dem Netzbetreiber zu entrichten sind.
- In Produktionslinien mit mehreren Schweißsystemen müssen diese aufwendig synchronisiert und gegen gleichzeitiges Einschalten verriegelt werden, um eine Überlastung der Zuleitungen zu vermeiden.

¹ Mit Energiespeicher sind hier Speicher gemeint, die in der Lage sind signifikante Teile oder die gesamte Energie einer Schweißung zwischenzuspeichern. Kleinere Energiespeicher wie Filter oder Stützkondensatoren sind selbstverständlich zusätzlich vorhanden.

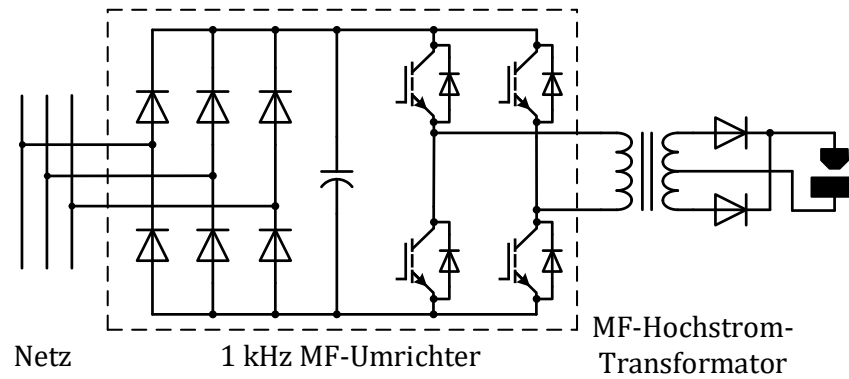


Abbildung 5: Mittelfrequenz-Widerstandsschweißen (MFWS)

- Ein Mittelfrequenz-Transformator ist relativ schwer im Vergleich zu einem Hochfrequenz-Transformator mit gleicher Übertragungsleistung, was zu entsprechend stärkeren Robotern und größerem Energieverbrauch wegen der Massenträgheit führt.
- Der Diodengleichrichter im Schweißstrompfad verursacht signifikante Verluste aufgrund des inhärenten Spannungsabfalls an dessen p-n-Übergängen². Der elektrische Gesamtwirkungsgrad liegt nur bei etwa 30%³.

2.1.2 Kondensatorentladungsschweißen

In bestimmten Anwendungen wird das Kondensatorentladungsschweißen (KES) vorzugsweise genutzt, da hiermit schwierig zu schweißende Werkstoffe prozesssicher zu fügen sind [22]. Wie in Abbildung 6 dargestellt, wird hierbei eine Batterie Folienkondensatoren über einen Umrichter, einen Hochspannungs-Transformator und einen Diodengleichrichter auf eine hohe Spannung von bis zu 3000 V aufgeladen. Wenn der Kondensator aufgeladen ist, wird dieser durch Einschalten eines Thyristors entladen. Dabei entsteht ein hoher Strompuls, der durch den Thyristor, den Hochstrom-Transformator, die Elektroden und das Schweißgut fließt [75]. Der Transformator reduziert dabei die Kondensatorspannung von mehreren Kilovolt auf die Schweißspannung von wenigen Volt. Dadurch wird auf Ausgangsseite ein Spitzenschweißstrom von mehr als 100 kA möglich. Der Strompuls dauert in der Regel weniger als 1 ms. Die einzige Möglichkeit den Schweißstrom zu beeinflussen, ist die Einstellung des Kondensator-Ladegrades vor der Schweißung. Eine Beeinflussung während der Schweißung oder die Beeinflussung der Strompulsform ist nicht möglich.

Beim KES lässt sich ein hoher Schweißstrom erzielen, der jedoch nicht regelbar ist.

² Im Unterschied zu MOSFETs, welche über keinen inhärenten p-n-Übergang im eingeschalteten Zustand verfügen.

³ Messung an einer marktüblichen MFWS-Anlage

Die Hauptvorteile des **KES** im Vergleich zum Mittelfrequenzwiderstandsschweißen sind die reduzierte und gleichmäßigere Leistungsaufnahme aus dem Versorgungsnetz und die geringen Wärmeverluste im lokalen Bereich außerhalb des Schweißpunkts. Der hohe Schweißstrom bietet besondere Vorteile beim Schweißen von Aluminium⁴. Allerdings gibt es auch beim **KES** entscheidende Nachteile:

- Der Strom kann weder abgeschaltet noch geregelt werden, da Thyristoren (mit Ausnahme von GTOs) nicht bei positivem Strom⁵ abschaltbar sind. Dies ist problematisch, da nach [5] eine optimale Festigkeit der Verbindung nur gegeben ist, wenn sowohl Schweißdauer als auch Schweißstrom auf das zu fügende Bauteil optimiert sind. Beim **KES** hängen aber beide Größen von der Vorladung des Kondensatorspeichers ab und sind somit nicht unabhängig einstellbar.
- Obwohl Hochspannungsfolienkondensatoren verwendet werden, ist die Energiedichte des Kondensatorspeichers sehr gering. Deswegen ist allein der Speicher so groß wie ein Kleiderschrank ($> 1 \text{ m}^3$). Eine derart große Menge an Folienkondensatoren ist überdies kostenintensiv.
- Da es keinen Einfluss auf den Stromverlauf gibt, somit auch keinen Einfluss auf die Änderungsgeschwindigkeit des Stroms und dessen Amplitude, werden die Möglichkeiten zum Einhalten der Normen für magnetische Wechselfelder stark eingeschränkt.
- Wie beim **MFWS** wird ein schwerer Hochstrom-Transformator auf dem Arm des Roboters benötigt, wodurch dessen Leistungsbedarf erhöht wird.

2.2 VERWENDETE METHODEN UND HILFSMITTEL ZUR AUSLEGUNG

Zur Auslegung der einzelnen Komponenten als auch des gesamten Systems, wird eine Vielzahl verschiedener Werkzeuge verwendet (Abbildung 7). Einerseits sollen so die einzelnen Komponenten wie z.B. die schaltenden Halbbrücken in den Gleichspannungswandlern realistisch und damit aussagekräftig modelliert werden, andererseits ist eine spätere Abstraktion notwendig, um das Betriebsverhalten des Systems in einer einzelnen Simulationsumgebung und in vertretbarer Rechenzeit wiedergeben zu können. Um die einzelnen Gleichspannungswandler-Stufen zu modellieren, wird Ansys Simplorer [4] verwendet und mit Spice-Modellen [26] der verwendeten Halbleiter erweitert, sodass realistische Schaltvorgänge mit den

⁴ Durch die bessere Wärmeleitfähigkeit von Aluminium im Vergleich zu Stahl, muss trotz der geringeren notwendigen Schmelztemperatur die gleiche Wärmemenge in die Schweißung eingebracht werden wie bei Stahl [23]. Wird nun noch berücksichtigt, dass der elektrische Widerstand von Aluminium geringer als bei Stahl ist und Aluminiumbleche durch ihre geringere volumetrische Festigkeit, bei einer bestimmten Anwendung dicker als Stahlbleche sind, resultiert hieraus die Notwendigkeit für erheblich höhere Schweißströme.

⁵ Stromfluss von Anode nach Kathode

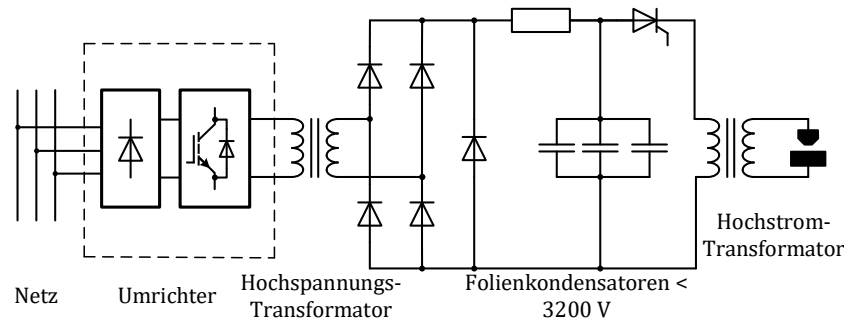


Abbildung 6: Schaltungstopologie beim Kondensatorentladungsschweißen [KES](#)

entsprechenden Verlustleistungen simuliert werden können. Dadurch sind folgende Auslegungsschritte möglich:

- Auswahl und Vergleich passender Halbleiterschalter.
- Bestimmung welcher Parallelisierungsgrad notwendig ist.
- Abschätzung der Verluste (Schalt- und Durchlassanteile).
- Auswahl der Größe und Abschätzung der Eigenschaften der passiven Komponenten.

Die gekoppelten Induktivitäten für die Gleichspannungswandler sind Schlüsselkomponenten im Gesamtsystem, deren Entwicklung von zentraler Bedeutung ist. Hierzu wird eine Kopplung der Softwareumgebungen Ansys Simplorer und Ansys Maxwell [4] durchgeführt. Dies ermöglicht es, die magnetischen Komponenten in einem 2D-FEM-Modell mit den simulierten Größen des elektrischen Schaltungsmodells zu beaufschlagen. Dadurch sind genauere Ergebnisse, ein schnelleres Übertragen von Änderungen im elektrischen in das magnetische Modell und umgekehrt sowie die Simulation von Wechselwirkungen möglich. Der Schwungmassenspeicher setzt sich aus der Schwungmasse, der elektrischen Maschine und dem Umrichter zusammen. Die Auslegung der Schwungmasse wird weitgehend mit Matlab [51] und Simulink [52] durchgeführt. Da die ausgewählte Schwungmasse konstruktiv einfach aufgebaut und der abgezielte Drehzahlbereich gering ist, kann diese Auslegung dank einiger Vereinfachungen ohne großen Aufwand durchgeführt werden. Zur Dimensionierung des Antriebs wird Matlab mit dessen Erweiterungen Simulink und Simscape genutzt. Dank Simscape und der darin verfügbaren Motormodelle kann eine präzise Nachbildung realer Antriebe bei akzeptablem Modellierungsaufwand erfolgen. Daher wird für ein Modell des Gesamtsystems, inklusive aller elektrischer und mechanischer Komponenten, auch Simscape benutzt. In dieser Umgebung kann das Zusammenspiel der einzelnen Komponenten untersucht werden. So soll die Auslegung der Zwischenkreiskondensatoren und der Filter untersucht und der Leistungsfluss überprüft werden. Eine wichtige Rolle spielt hier

Aufgrund der verschiedenen Systemkomponenten ist die Nutzung einer Vielzahl verschiedener Entwicklungsmethoden erforderlich.

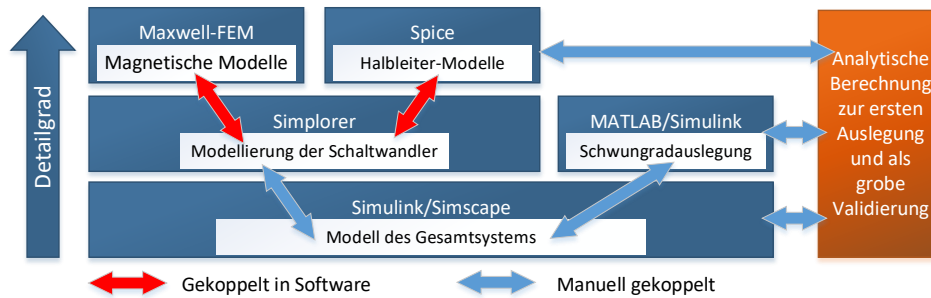


Abbildung 7: Verwendete Programme bei der Modellierung des Systems

die Streuinduktivität des in dieser Topologie eingesetzten Drehstrom-Transformators, auf die in Abschnitt 4.2.4 eingegangen wird. Die Simulation des Gesamtsystems ist außerdem wichtig, um die Regelstrategie des Systems auszulegen und zu überprüfen.

2.3 VERGLEICH DER ANGESTREBTEN NEUENTWICKLUNG MIT DEM STAND DER TECHNIK

Die direkte Gegenüberstellung (Tab. 2) der geplanten Neuentwicklung mit dem Stand der Technik zeigt, dass die Vorteile aus Netzfrendlichkeit und Schweißqualität der beiden Lösungen nach dem Stand der Technik (MFWS und KES) kombiniert und hinsichtlich der Vielseitigkeit sogar erweitert werden sollen. Die größten Herausforderungen sind die Kosten und die Robustheit der angestrebten Lösung. Die Herausforderungen lassen sich noch weiter präzisieren:

- Durch die zusätzliche Funktionalität ist eine höhere Anzahl von Systemkomponenten erforderlich.
 - Solange keine Redundanz vorliegt, führt die höhere Zahl der Komponenten zu einer höheren Ausfallwahrscheinlichkeit.
 - Durch mehrere Komponenten müssen diese miteinander interagieren. Dies ist einerseits aufwendig bei der Entwicklung und kann andererseits ein Fehlerpotential darstellen.
- Die erforderlichen Leistungswandler sollen mit einer höheren Frequenz arbeiten, wodurch MOSFETs den bisher genutzten IGBTs oder Thyristoren vorzuziehen sind.
 - Da einzelne MOSFETs nicht in der Lage sind die erforderlichen Schweißströme zu führen, ist ein hoher Parallelisierungsgrad (über 100 MOSFETs im Funktionsmuster) unabdingbar.
 - MOSFETs sind weniger robust als IGBTs. Dies wird beispielsweise bei der Kurzschlussfestigkeit deutlich.

Tabelle 2: Qualitativer Vergleich zwischen dem Stand der Technik und der angestrebten Neuentwicklung

Parameter	WSMF	KES	Neuentwicklung
Regelbarkeit	+	--	++
Wirkungsgrad	-	+	0
Kosten	+	-	--
Vielseitigkeit	0	0	+
Netzbelastung	-	+	+
Schweißqualität	0	0	+
Robustheit	+	0	-
EMV	0	-	+

Die Bewertung ist immer als positive, neutrale oder negative Eigenschaft zu verstehen. Ein Minus bei Kosten bedeutet daher hohe Kosten.

Teil II

SYSTEMAUSLEGUNG

In diesem Abschnitt wird das gesamte System entworfen. Zunächst die Gesamttopologie und dann die einzelnen Hauptkomponenten des Systems, welche den Schwungmassenspeicher, die Gleichspannungswandler und den netzfreundlichen Gleichrichter umfassen. Neben der Auslegung der Systemkomponenten werden jeweils die Hintergründe und die Ziele der Auslegung erörtert.

3.1 AUSWAHL DER SPEICHERTECHNOLOGIE

3.1.1 Vergleichende Analyse der Technologien

Der für die Anwendung erforderliche Energiespeicher muss in der Lage sein, die Energie eines Schweißvorgangs zu speichern und die gesamte Schweißleistung zuzüglich der systemischen Verlustleistungen abzugeben¹. Das Verhältnis aus Energiegehalt und Schweißleistung führt zu Entladezeitkonstanten im Bereich unter einer halben Sekunde. Ein Ragone-Diagramm (Abbildung 8) ist eine gute Möglichkeit, diejenigen Technologien zu identifizieren, die einen besonders leichten und kompakten Speicher ergeben. In der Regel ist dies auch ein erster Hinweis auf die grundsätzliche Eignung der Technologie und deren Kosten. Nach einer ersten Literatur- und Marktrecherche erscheinen Doppelschichtkondensatoren (DLC), Elektrolytkondensatoren (ELKos) und Schwungmassenspeicher SMS geeignet für diese Entladezeiten. Batterien würden zwar aufgrund ihrer hohen Energiedichte die erforderliche Energiemenge auf kleinem Volumen abspeichern, jedoch reicht die Leistungsdichte nicht für ein kompaktes System aus. Hier ist eine massive Überdimensionierung erforderlich (etwa das 100-fache des benötigten Energiegehalts). Darüber hinaus ist die hohe zu erreichende Zyklenzahl (10 Mio.) für Batterien eine außerordentliche Herausforderung. Supraleitende magnetische Energiespeicher bieten nicht die erforderliche Energiedichte. Aufgrund der notwendigen Kühlung auf Temperaturen von einigen 10 Kelvin über dem absoluten Nullpunkt sind dieser Speicher zu teuer für industrielle Anwendungen und bleiben bisher der Verwendung in Forschung und Militär vorbehalten. Sowohl die genauere Betrachtung von Batterien als auch die Betrachtung von supraleitenden magnetischen Energiespeichern wird deshalb verworfen.

Eine Übersicht über die Eigenheiten der verschiedenen betrachteten Energiespeicher bietet Abbildung 9. In der Skizze sind die Speicher jeweils für die Spezifikation nach der späteren Anwendung ($P_{\text{Speicher}} = 68 \text{ kW}$, $E_{\text{Speicher}} = 34 \text{ kJ}$) als auch für das Funktionsmuster ($P_{\text{Speicher}} = 34 \text{ kW}$, $E_{\text{Speicher}} = 17 \text{ kJ}$) angegeben. Es soll jedoch angemerkt werden, dass die Einordnung des Schwungmassenspeichers (bestehend aus elektrischer Maschine und Schwungmasse) aufgrund der zahlreichen Auslegungsvarianten und Optimierungszielen nur eine Abschätzung für die minimale Baugröße des SMS abbildet. Dennoch ist diese Darstellung gut geeignet, um eine vergleichende Einordnung der unterschiedlichen Speicher hin-

In Kapitel 3 werden zunächst die Speichertechnologie und anschließend die Wandlertopologien ausgewählt, um die optimale Systemarchitektur zu erhalten.

¹ Die Verlustleistung und die Verlustenergie dürfen keineswegs unterschätzt werden, da diese aufgrund der hohen Ströme und geringen Ausgangsspannung erheblich sind.

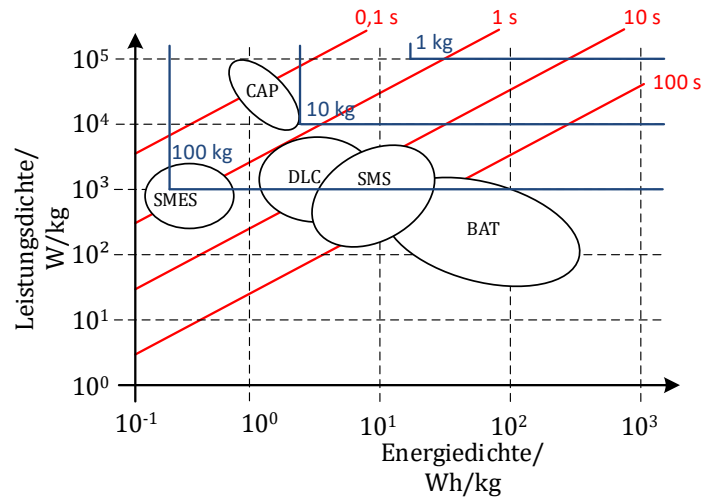


Abbildung 8: Gravimetrisches Ragone-Diagramm zur Einordnung verschiedener Speichertechnologien nach ihrer typischen Energie- und Leistungsdichte (nach [13, 50, 62, 81]). In blau ist die resultierende (minimale) Masse des Speichers für die hier beschriebene Anwendung dargestellt. In rot sind die Entladezeitkonstanten eingezeichnet.

sichtlich ihres Volumenbedarfs und des zu erreichenden Wirkungsgrades durchzuführen.

Folienkondensatoren sind als Energiespeicher im KES-Verfahren gebräuchlich. Insofern liegt die Nutzung dieser Technologie für die Neuentwicklung des Schweißsystems ebenfalls nahe. Allerdings verfügen Folienkondensatoren über eine vergleichsweise geringe Energiedichte, wodurch das Gesamtvolumen des Speichers sehr groß wird. In Anhang Abbildung B.2.1 sind verschiedene Folienkondensatorkonfigurationen für die Anwendung mit Baugröße und ihrer Spannung dargestellt. Die geringste Gesamtbaugröße wird bei Spannungen von etwa 1100 V mit einem speziellen Kondensator für eine hohe Energiedichte erzielt. Da mindestens 315 Stück dieser speziellen Kondensatoren verwendet werden müssen, ist der Preis dieser Konfiguration sehr hoch. Dabei liegt das Gesamtvolumen bei 350 Litern. Die Vorteile der Folienkondensatoren liegen in der hohen Leistungsdichte und den sehr geringen ohmschen Verlusten. Durch die massive Parallelisierung der Kondensatoren hätte der Speicher einen Wirkungsgrad von nahezu 100%. Dadurch ist seine Betriebstemperatur praktisch nur von der Umgebungstemperatur abhängig. Die daraus resultierenden niedrigen Temperaturen und Temperaturänderungsgeschwindigkeiten führen zu einer langen Lebensdauer.

Elektrolytkondensatoren ElKo verfügen, verglichen mit Folienkondensatoren über eine geringere Leistungsdichte aber dafür über eine höhere Energiedichte. Bei der vorliegenden Anwendung, ist die Energiedichte maßgeblich für die Größe des Elektrolytkondensator-Speichers. Das kleinste Gesamtvolumen des Speichers wird, wie in Anhang Abbildung B.2.1 dargestellt, bei Spannungen zwischen 500 V und 650 V erzielt. Bei diesen Elektrolytkondensatoren handelt es sich um Varianten, welche für eine ho-

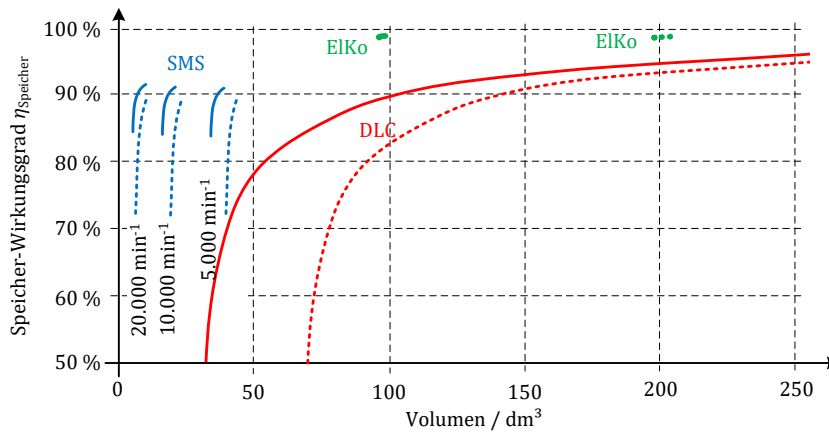


Abbildung 9: Wirkungsgrad über dem Volumen der möglichen Speichertechnologien (nach [46] und [35]). Durchgezogene Linie: Auslegung für Leistung des Funktionsmusters, gestrichelte Linie: Auslegung für Leistung in der Endanwendung.

he Energiedichte optimiert sind. Aus Gründen der hohen zyklischen Belastung sind allerdings für eine lange Lebensdauer optimierte **ELKo**-Typen notwendig, so kann eine Betriebsdauer von 20 Jahren erzielt werden. Unter Berücksichtigung dieses Aspekts sind Kondensatoren mit ca. 450 V Nennspannung und einem resultierenden Gesamtvolumen von etwa 200 Litern am besten geeignet. Bei der Berechnung der Verlustleistung muss die Abhängigkeit des Innenwiderstands von den Frequenzanteilen der Lade- und Entladeströme beachtet werden. Der äquivalente ohmsche Innenwiderstand steigt zu niedrigeren Frequenzen hin deutlich an². Bei der vorliegenden Anwendung sind die relevanten Stromfrequenzanteile sehr niederfrequent, wodurch die Verlustleistung im Vergleich zu typischen Anwendungen mit 100 Hz Frequenz der Stromschwankung signifikant (Faktor 5 bis 25, abhängig vom Typ und der Temperatur) erhöht wird [46], [57], [73]. Durch die notwendige Parallelschaltung vieler Kondensatoren ist der resultierende äquivalente Innenwiderstand des Gesamtspeichers und damit die Verlustleistung dennoch recht klein, weshalb ein sehr guter Wirkungsgrad von über 98 % resultiert. Weiterhin führt die große Masse des Kondensatorspeichers zu einer großen thermischen Zeitkonstante, wodurch die mittlere Verlustleistung relevant für die Erwärmung ist. Des Weiteren sind die Temperaturschwankungen gering, welche ansonsten maßgeblich zur Alterung von elektrischen Komponenten aller Art beitragen. Durch die geringe Verlustleistung und die geringen Temperaturschwankungen

² Begründet ist dies im Widerstand des Dielektrikums, welches bei niedrigen Frequenzen den überwiegenden Anteil des ESR ausmacht. Der Widerstand des Dielektrikums ist nicht ohmscher Natur und umgekehrt proportional zur Frequenz $R_{\text{Diel}} = \frac{\tan(\delta) \cdot k_{\text{temp}}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$. [57] Diese Darstellung ist stark vereinfacht, da auch $\tan(\delta)$ frequenzabhängig ist. Für eine detaillierte Beschreibung wird deshalb auf die Arbeit von Parler verwiesen [57].

kungen ist die Lebensdauer vor Allem durch die Umgebungstemperatur abhängig und kann wie folgt abgeschätzt werden [63]:

$$T = T_0 \cdot 2^{\frac{\vartheta_{\text{nenn}} - \vartheta_a}{10 \text{ K}}} \quad (1)$$

Dabei ist T_0 die vom Hersteller spezifizierte Lebensdauer bei Nenntemperatur ϑ_{nenn} und ϑ_a die Umgebungstemperatur. Anhand dieser Abschätzung erzielen die ausgewählten Zellen eine Lebensdauer von über 20 Jahren, wenn die Umgebungstemperatur geringer als 53°C ist. Aufwendigere Abschätzungen der Lebensdauer (wie in [63]), die auch den Effektivwert des Stroms berücksichtigen (siehe auch Anhang B.1), führen aufgrund der vergleichsweise kleinen Effektivströme pro Zelle nur zu einer Erwärmung des Zellenkerns von maximal 2 K und daher sogar zu einer erwarteten Lebensdauer von über 30 Jahren. Die Ergebnisse dieser Abschätzungen legen nahe, dass Elektrolytkondensatoren hinsichtlich ihrer Lebensdauer für die Anwendung geeignet sind.

Für Folien- und Elektrolytkondensatoren gilt gleichermaßen, dass ihre Attraktivität für Schweißanwendungen hin zu geringeren elektrischen Entladezeitkonstanten ($t_{\text{entlade}} = E_{\text{Speicher}}/P_{\text{Speicher}}$) steigt – wobei Folienkondensatoren im Vergleich zu Elektrolytkondensatoren bei noch kleineren Entladezeitkonstanten die beste Lösung darstellen.

Doppelschichtkondensatoren bzw. Superkondensatoren sind die Kondensatortypen mit der größten spezifischen Energiedichte, besitzen dafür aber eine vergleichsweise geringe Leistungsdichte. Für die vorliegende Anwendung ergibt sich entsprechend, dass für das Volumen des Doppelschichtkondensators nicht seine maximale Energiedichte, sondern die Leistungsdichte ausschlaggebend ist. Seine minimale Größe ist theoretisch so begrenzt, dass sein Innenwiderstand genauso groß wie der äquivalente Lastwiderstand ist. Dies führt gemäß Definition zu einem Wirkungsgrad von 50 %. Eine derart große Verlustleistung bei einem kleinen Speicher ist allerdings keine praktikable Lösung. Im kontinuierlichen Betrieb ist eine zu hohe Erwärmung die Folge, die entweder den thermischen Betriebsbereich überschreitet oder die zyklische Lebensdauer rapide vermindert. Aus diesem Grund muss der Zusammenhang zwischen Verlustleistung, Baugröße, Entladetiefe und Lebensdauer untersucht werden. Hierzu wurde zunächst die beste Zelle für die vorliegende Anwendung gesucht. Bei der Auswahl der Zelle sind Leistungsdichte, zyklische Lebensdauer und der äquivalente Serienwiderstand entscheidend. Die besten Eigenschaften bietet in diesem Fall die Zelle SCA 3200 von Skeleton. Zur Berechnung der Erwärmung wird der effektive Entladestrom während der Schweißung, der „End of Life“ ESR und der thermische Widerstand benutzt. Der ESR ist, genau wie beim [ElKo](#), frequenzabhängig. Besonders bei sehr hohen oder sehr niedrigen Frequenzen steigt der ESR stark an. Im relevanten Frequenzbereich zwischen etwa 1 Hz und 100 Hz ist die Widerstandsänderung im Vergleich zum [ElKo](#) jedoch deutlich geringer, denn der ESR steigt maximal um 50 % in Richtung kleiner Frequenzanteile. Diese Änderung des ESR ist dadurch zu begründen, dass zu den ohmschen Verlusten durch Kontaktierung und Leitungen zusätzlich der frequenzabhängige Widerstand der

Bei näherer Betrachtung bieten Elektrolyt- und Doppelschichtkondensatoren bestimmte Nachteile; z.B. nimmt im Laufe der Lebensdauer die Kapazität ab und der Innenwiderstand zu.

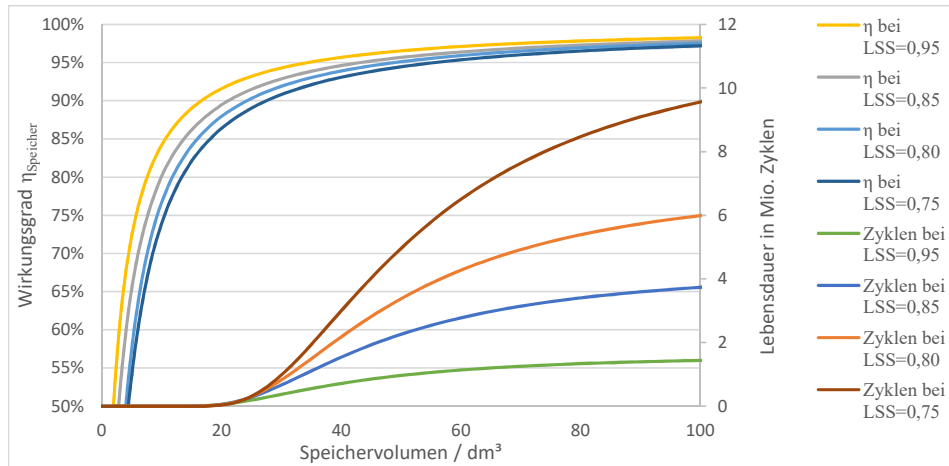


Abbildung 10: Wirkungsgrad und zyklische Lebensdauer des DLC-Speichers abhängig vom idealen Volumen und der Ladeschlussspannung LSS

Elektrolyts kommt [59]. Bei geringeren Frequenzen können die Ladungsträger tiefer in die Poren der Aktivkohle-Elektroden eindringen, wodurch der Weg der Ladungsträger durch das Elektrolyt länger wird [59].

Die Lebensdauer ist maßgeblich von der Zelltemperatur und der Ladeschlussspannung, also der maximalen Spannung der Zellen, abhängig [67]. Die Berechnungen führen zu den Verläufen, die in Abbildung 10 dargestellt sind. Es wird deutlich, dass das theoretisch mögliche, minimale Volumen des Speichers nicht für den kontinuierlichen Betrieb und die spezifizierten Zyklenzahlen erreicht werden kann. Darüber hinaus kann der Speicher nicht auf seine Nennspannung aufgeladen werden, da dies ebenfalls seine Lebensdauer verkürzt. Erst bei einer Ladeschlussspannung von höchstens 75 % der Nennspannung können die 10 Mio. Zyklen bei vertretbarem Volumen erreicht werden (110 Liter). Durch die geringere Ladeschlussspannung und den dabei vorliegenden größeren Spannungshub ist der effektive Strom bei konstanter Leistungsabgabe größer als bei einer höheren Ladeschlussspannung. Aus diesem Grund sinkt der Wirkungsgrad bei geringerer Ladeschlussspannung. Diese Betrachtung wurde für sehr gut gekühlte Einzelzellen durchgeführt. Um die Ergebnisse auf ein Speichermodul zu übertragen, müssen weitere Einschränkungen hinsichtlich des Bauvolumens gemacht werden, da die Verbindungstechnik, die Symmetrierung der Zellen, die Kühltechnik und das Gehäuse ebenfalls berücksichtigt werden müssen. Für den ausgewählten Zelltypen existiert ein Modul (SMA170V53FAF von Skeleton) mit Wasserkühlung (ohne Wasserkühlung ist die angestrebte Entwärmung nicht wie berechnet möglich). Das Modul verfügt etwa über die halbe Leistungsdichte wie die Einzelzellen. Folglich hat ein entsprechender Doppelschichtkondensatorspeicher für die angestrebten Spezifikationen ein Volumen zwischen 200

Die Größe des DLC wird maßgeblich durch eine massive Überdimensionierung zum Erreichen der Zyklenzahl dominiert.

und 250 Litern. Die Kosten betragen in etwa 15.000 €. Die Nutzung von Elektrolytkondensatoren führt zu etwas größeren Kosten ³.

Praktisch muss allerdings noch die Wechselwirkung von Innenwiderstand und Zyklenfestigkeit betrachtet werden: Ein hoher Innenwiderstand lässt die Temperatur des Kondensators ansteigen, wodurch dessen Alterung beschleunigt wird. Aufgrund der Alterung steigt wiederum der Innenwiderstand an, dies schränkt die maximale Leistungsabgabe weiter ein. Die Lebensdauer und die Zyklenfestigkeit des DLCs und deren Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, der Verlustleistung und der Entladetiefe. Um die geforderte Lebensdauer zu erreichen, ist daher eine massive Überdimensionierung des Doppelschichtkondensatorspeichers erforderlich. Darüber hinaus besteht eine starke Abhängigkeit des Speichervolumens mit dem Speicherwirkungsgrad. Ein großer Speicher (durch Überdimensionierung), verfügt über einen kleineren Innenwiderstand und daher über geringere ohmsche Verluste. In der vorliegenden Anwendung wird außerdem eine weitgehend konstante Leistungsabgabe des Speichers benötigt. Das führt dazu, dass bei einer größeren Entladetiefe ein höherer Entladestrom notwendig ist. Dies ist ein weiterer Effekt, der den Zusammenhang zwischen Speichergöße und seinem mittleren Wirkungsgrad verstärkt. Diese genannten Zusammenhänge führen dazu, dass eine deutliche Überdimensionierung des Kondensatorspeichers erforderlich ist (mehr als Faktor 3, siehe Abbildung 10). Aus diesem Grund wird die Energie- bzw. Leistungsdichte, wie im Ragone-Diagramm dargestellt, nicht erreicht.

Im Gegensatz zu des SMS ist, dass Energiegehalt und Leistung unabhängig von einander dimensioniert werden.

Die Auslegung eines Speichers für eine bestimmte Energiemenge bei der Abgabe einer bestimmten Leistung, also einer typischen Entladezeitkonstante, ist nicht zielgenau für die bisher betrachteten Kondensatortypen durchzuführen. Ein Schwungmassenspeicher hat bei dieser Anwendung gegenüber Kondensatoren oder Akkumulatoren den Vorteil, dass die speicherbare Energiemenge nahezu unabhängig von der Nennleistung dimensioniert werden kann. Die Auslegung der Schwungmasse bestimmt maßgeblich den Energiegehalt, während die Auslegung der elektrischen Maschine die Nennleistung des SMS bestimmt. Auf Abbildung 8 bezogen bedeutet dies, dass durch Verkleinern der Schwungmasse oder Vergrößern der elektrischen Maschine der Arbeitspunkt des SMS etwas nach links oben verschoben werden kann. Ein Schwungmassenspeicher kann somit exakt auf die spezifizierten Anforderungen ausgelegt werden, sofern diese nicht zu weit vom typischen Betriebsbereich eines Schwungmassenspeichers abweichen. Weitere Vorteile eines Schwungmassenspeichers sind seine hohe Lebensdauer (> 20 Jahre) [11] und die enorme Zyklenfestigkeit [19], welche vor allem durch die mechanischen Komponenten (Lager, Welle etc.) begrenzt werden. Mit der entsprechenden Dimensionierung dieser Komponenten kann die gewünschte Zyklenfestigkeit erreicht werden. Unvermeidlich ist allerdings die regelmäßige Wartung der verwendeten Lager [71]. Anders als bei elektrochemischen Energiespeichern

³ Aufgrund der schwankenden Marktpreise und Rabatte werden hier nur Größenordnungen und kein exakten Vergleichswerte aufgeführt.

ist außerdem die Speicherkapazität über die Lebensdauer konstant [25]. Es muss daher keine Überdimensionierung zur Kompensation der nachlassenden Speicherkapazität oder des steigenden Innenwiderstandes erfolgen. Eine weitere vorteilhafte Eigenschaft des Schwungmassenspeichers ist, dass keine umweltgefährdenden Stoffe verwendet werden und der Speicher sehr gut wiederverwertet werden kann. Zur Abschätzung des Speicherwirkungsgrades und des Volumens wird auf die Vorarbeiten von Krishna [46] zurückgegriffen. In den Vorarbeiten wurde anhand eines analytischen Motormodells in Matlab, die Verlustleistung in den verschiedenen leistungs- und drehzahlabhängigen Arbeitspunkten bei verschiedenen Motorauslegungen berechnet. Aus dieser Berechnung ergeben sich die Kennlinien für den Schwungmassenspeicher in Abbildung 9. Es wurde eine Permanentmagnet Synchronmaschine (PMSM) verwendet. Zu beachten ist hierbei, dass es sich um eigens für die Anwendung zu bauende SMS ohne zusätzliche Komponenten wie Gehäuse, Aufhängung oder Umrichter handelt. Es lassen sich jedoch die Eigenheiten eines Schwungmassenspeichers veranschaulichen:

- Die Größe des Speichers ist stark von der Drehzahl der Schwungmasse abhängig, da die speicherbare Energie der Schwungmasse quadratisch mit der Drehzahl zunimmt.
- Das Volumen der Schwungmasse allein beträgt bei $n = 5000 \text{ min}^{-1}$ und einem Radius $r = 0,15 \text{ m}$ nur etwa 7 Liter. Bei höheren Drehzahlen ist die Schwungmasse noch kleiner. Die Größe des Schwungmassenspeichers wird also maßgeblich durch die Größe der Elektrischen Maschine vorgegeben. Details zur Auslegung sind in Kapitel 4.2 zu finden.
- Die Größe der Schwungmasse hat keinen direkten Einfluss auf den Wirkungsgrad. Jedoch besteht ein indirekter Zusammenhang, da über die Größe der Schwungmasse der Drehzahlbereich bestimmt werden kann.
- Es gibt keine deutliche Abhängigkeit zwischen Speicherwirkungsgrad und Speichergröße. Durch eine größere elektrische Maschine kann zwar Einfluss auf z.B. die Kupfer- und die Eisenverluste genommen werden, allerdings ist der Effekt für den Wirkungsgrad aus folgenden Gründen nicht so deutlich wie beispielsweise beim DLC:
 - Verluste durch die Magnetisierung des Eisens sind grundsätzlich vorhanden und können nicht durch Vergrößerung der Komponenten vermieden werden.
 - Verluste durch Lagerreibung und Luftreibung hängen in erster Linie von der Drehzahl ab (lineare und quadratische Anteile[55]) und steigen bei größeren Maschinen im Normalfall an.
 - Bei einer Asynchronmaschine ist der Einfluss der Baugröße auf den Wirkungsgrad noch geringer ausgeprägt als bei Verwendung der PMSM. Dies lässt sich durch den geringeren Wirkungsgrad der Asynchronmaschine im Teillastbetrieb erklären.

Tabelle 3: Qualitativer Vergleich der betrachteten Speichertechnologien

Parameter	Folienkondensator	EiKo	DLC	SMS
Volumen	-	0	0	+
Wirkungsgrad	++	+	0	0
Lebensdauer	++	+/0	0	+
Geräusche	+	+	+	-
Stromrichter u. Regelungsaufwand	+	+	+	0
Kosten	-	0	+	+
Sicherheit	+	+	++	0
Dynamik	++	+/0	+	0

Die Bewertung ist immer als positive, neutrale oder negative Eigenschaft zu verstehen. Ein Minus bei Kosten bedeutet daher hohe Kosten.

3.1.2 Zusammenfassung der Speicherauswahl

Aufgrund seiner limitierten zyklischen Lebensdauer kann der DLC-Speicher seine Vorteile, insbesondere seine hohe Energiedichte nicht voll ausspielen. Folienkondensatoren sind die beste Lösung, wenn sehr kurze Strompulse gefordert werden, weswegen sie auch beim KES eingesetzt werden. Aufgrund der geringen Energiedichte und der hohen Investitionskosten sind Folienkondensatoren für die vorliegende Anwendung weniger geeignet als andere Energiespeicher. Elektrolytkondensatoren verfügen bei geringen Frequenzen über einen deutlich höheren äquivalenten Serienwiderstand als Folienkondensatoren. Da in der vorliegenden Anwendung eine große Anzahl von Elektrolytkondensatoren parallelgeschaltet werden müssen, um den erforderlichen Energiegehalt zu erreichen, erzielt der Elektrolytkondensator-Speicher dennoch einen hohen Wirkungsgrad von ca. 98%. Insgesamt ist die mangelnde Energiedichte der Hauptgrund, warum von der Verwendung von Elektrolytkondensatoren Abstand genommen wird. Bei kürzeren Entladezeitkonstanten, also beispielsweise einem System mit höherem geregelter Schweißstrom und kürzeren Schweißzeiten, ist ein Elektrolytkondensator-Speicher den anderen Speichertechnologien vorzuziehen. Aus dem Volumen-Wirkungsgraddiagramm (siehe Abbildung 9) ist zu entnehmen, dass der Schwungmassenspeicher weder der effizienteste Speicher noch der kleinste Speicher ist. Allerdings verfügt der SMS über die beste Kombination aus Baugröße und Wirkungsgrad. Veröffentlichungen [36, 46] und die dargestellten Ergebnisse zeigen, dass ein SMS

Momentan bietet der SMS die beste Wahl für die Anwendung. Langfristig ist das Potential vom DLC als höher einzuschätzen.

das beste Gesamtpaket aus Zyklfestigkeit, Baugröße und Wirkungsgrad erzielt. Aus diesem Grund wird der Schwungmassenspeicher für diese Anwendung ausgewählt. Natürlich sind weitere, kleinere Speicherelemente wie Elektrolytkondensatoren und Keramikkondensatoren essenziell für das Gesamtsystem: als Filter, im Zwischenkreis und zur Entkopplung der Schaltzellen.

3.2 TOPOLOGIEVERGLEICH UND AUSWAHL

3.2.1 Mögliche Topologiekonfigurationen

In diesem Abschnitt werden verschiedene denkbare Topologien zunächst dargestellt und beschrieben. In Abschnitt 3.2.2 erfolgt der Vergleich. Durch die vorherige Festlegung auf den Schwungmassenspeicher als primären Energiespeicher ist die Topologieauswahl auf den Schwungmassenspeicher (SMS) zugeschnitten. Ergebnisse dieses Vergleichs sind daher nicht ohne weiteres auf andere Energiespeicher übertragbar.

3.2.1.1 Topologie 1 - „DC-Abgriff“

Die dreiphasige Netzspannung wird zunächst durch einen Gleichrichter mit Leistungsfaktorregelung (PFC) gleichgerichtet. Der Stand der Technik ist eine PFC-Stufe in Hochsetzsteller-Ausführung. Diese erzeugt eine Zwischenkreisspannung U_{ZK} , von über 700 V. Alternativ ist eine PFC-Stufe in Tiefsetzsteller-Ausführung möglich, dies führt zu einer Zwischenkreisspannung von etwa 400 V [70]. Bei einem Tiefsetzsteller wird aber aufgrund des diskontinuierlichen Eingangsstroms ein größeres Eingangsfiler benötigt, weswegen bei allen Topologien eine PFC-Stufe mit Hochsetzsteller vorgesehen wird. Der Pulswechselrichter WR_1 erzeugt aus dem 700 V DC-Zwischenkreis die 3-phasige Wechselspannung zur Ansteuerung der elektrischen Maschine im motorischen Betrieb. Die Nennleistung des Stellers bei der Wechselrichtung muss aufgrund der geringeren Leistung im motorischen Betrieb etwa 5 kW betragen⁴. Wird die Schwungmasse entladen und somit aktiv abgebremst, ist eine Entladeleistung von ca. 50 kW gefordert. Dies hat zur Folge, dass die Dioden im Wechselrichter WR_1 zur Gleichrichtung des Rückspeisestroms in den Zwischenkreis für eine deutliche höhere Strombelastung ausgelegt sein müssen als die Halbleiter zur Wechselrichtung. Der Wechselrichter WR_1 muss also bidirektional und asymmetrisch ausgelegt werden. Aus diesem Grund kann kein marktüblicher Wechselrichter verwendet werden.

Im Gegensatz zu üblichen PFC-Gleichrichtern gibt es hier eine Besonderheit. Da die Schweißleistung deutlich höher als die Nennleistung des PFC-Gleichrichters ist, fällt die Spannung im Zwischenkreis während des Schweißvorgangs deutlich ab. Die Zwischenkreiskondensatoren können

⁴ Diese Leistung ergibt sich aus der mittleren Schweißleistung eines Schweißvorgangs \bar{P}_{mot} , die Dauer der Schweißung $T_{\text{Schweiß}}$, der Zeit zwischen zwei Schweißungen T_{Pause} und des gesamten Wirkungsgrades des Systems beim Schweißen η_{system} : $P_{\text{mot,nenn}} \geq \frac{\bar{P}_{\text{mot}}}{\eta_{\text{system}}} \cdot \frac{T_{\text{Schweiß}}}{T_{\text{Pause}}}$

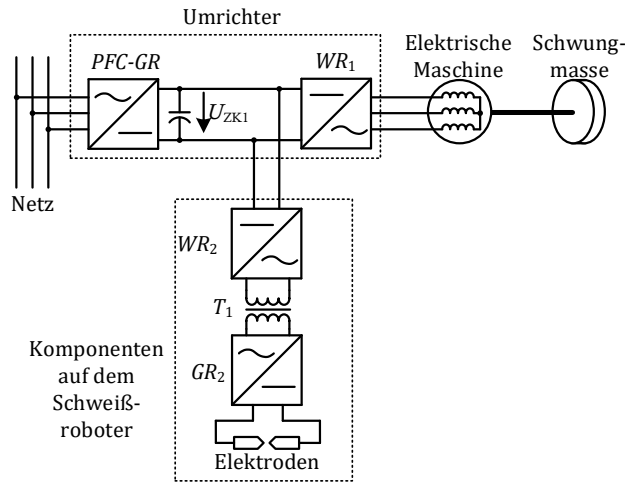


Abbildung 11: Topologie 1 - Variante mit Abgriff an Zwischenkreis 1

den Spannungseinbruch nicht signifikant reduzieren. Damit der PFC-Gleichrichter auch bei entladener Schwungmasse einen sinusförmigen Eingangsstrom aufnehmen kann, darf die Spannung im Zwischenkreis niemals zu weit abfallen.

$$U_{ZK,min} \geq U_{Netz,max} k_{GR} k_{boost} = 230 \text{ V} \cdot 1,1 \cdot 2,34 \cdot 1,1 \geq 650 \text{ V} \quad (2)$$

Für diese Abschätzung wurde eine maximale Eingangsspannung $U_{Netz,max}$ mit 10 % über Nenn-Netzspannung angenommen. Der Faktor $k_{GR} = 2,34$ resultiert aus einer passiven 6-pulsigen Diodengleichrichtung. Zusätzlich werden 10 % Spannungsreserve für das Hochsetzen vorgesehen ($k_{boost} = 1,1$), damit der Gleichrichter den Strom auch am Scheitelpunkt der Eingangsspannung regeln kann. Es wird somit deutlich, dass bei dieser Variante die Zwischenkreisspannung signifikant über die 700 V angehoben werden muss. Für den auch bei anderen Topologien definierten Drehzahlunterschied $n_{min}/n_{max} = 1/\sqrt{2}$ zwischen minimalem und maximalem Energiegehalt der Schwungmasse, bedeutet dies eine maximale Zwischenkreisspannung von $U_{ZK,min} \geq U_{ZK,min} \sqrt{2} = 920 \text{ V}$. Dies ist zu viel für die meisten marktüblichen Gleichrichter, Wechselrichter und Motoren. Auch die Zwischenkreiskondensatoren müssen auf die erhöhte Spannung ausgelegt werden. Diese Notwendigkeit zur Nutzung spezieller Komponenten ist bei der Auswahl zu berücksichtigen.

Um den Schweißvorgang einzuleiten, wird der Wechselrichter WR_2 angesteuert. Dieser sorgt auch für die Regelung des Schweißstroms, da der Transformator T_1 und der Gleichrichter GR_2 nicht in der Lage sind, den Strom aktiv zu beeinflussen. Nimmt WR_2 Leistung aus dem Zwischenkreis auf, sinkt die Zwischenkreisspannung ab. Der Zwischenkreis wird durch Entladen des Schwungmassenspeichers nachgeladen. Die Schaltfrequenz von WR_2 sollte bei mindestens 50 kHz liegen, damit eine kleine Baugröße von Transformator T_1 erreicht wird. Um einen guten Wirkungsgrad von Wechselrichter WR_1 zu erreichen, kann dieser als Resonanzwandler oder als Phasengesteuerte Vollbrücke PSFB ausgelegt werden [79]. Mögli-

cherweise können die parasitären Eigenschaften, nämlich die Streuinduktivität von T_1 sowie die Leitungsinduktivität der Zwischenverbindung für den Schwingkreis genutzt werden. Dies ist im Sinne eines kompakten Aufbaus sinnvoll. Problematisch ist an dieser Stelle, dass die Länge der Zwischenverbindung abhängig vom späteren Aufbau in der Produktion ist, wodurch die Resonanzfrequenz des Schwingkreises nicht exakt berechnet werden kann. Eine weitere Herausforderung bei der Verwendung mehrerer parallelgeschalteter Resonanzwandler ist die gleichmäßige Verteilung des Gesamtstroms auf die einzelnen Resonanzwandler. Diese Problematik wird unter anderem in [27], [60] und [2] behandelt. Um technische und patentrechtliche Herausforderungen zu umgehen, ist die Nutzung der Phasengesteuerten Vollbrücke und das Platzieren von Wechselrichter, Transformator und Gleichrichter als Modul auf dem Schweißarm anderen Konstellationen vorzuziehen. Dadurch wird auch die elektromagnetische Störaussendung reduziert, welche bei der Leitung von höherfrequenten Wechselgrößen zu massiven Problemen führen kann.

Der Transformator T_1 sorgt für die notwendige galvanische Trennung zwischen Netz und Schweißelektroden und für das Transformieren der hohen Spannung der Zwischenverbindung ($> 600\text{ V}$) auf die geringe Spannung an den Schweißelektroden (ca. 4 V). Er muss zwingend auf dem Schweißroboter in der Nähe der Schweißzange befestigt werden, damit die hohen sekundärseitigen Ströme ($> 1500\text{ A}$)⁵ erst direkt an der Schweißzange auftreten. Die Zuleitungen können folglich mit geringerem Querschnitt ausgelegt werden und die Verlustleistung wird reduziert.

Die Gleichrichtung in GR_2 erfolgt mittels einer M2-Schaltung oder eines Stromverdopplers [34]. Bei diesen Gleichrichtern liegt nur ein Halbleiter im Strompfad, im Gegensatz zu zwei Halbleitern bei einer Brückenschaltung. Diese GR-Varianten eignen sich besonders gut bei geringer Ausgangsspannung und hoher Stromstärke – genau wie bei der hier vorliegenden Anwendung. Als Halbleiter können Dioden verwendet werden, die zwar über eine hohe Strombelastbarkeit, aber auch über einen PN-Übergang verfügen, welcher zu einem Mindest-Spannungsabfall von $U_{CE} > 0,7\text{ V}$ führt. Eine andere Möglichkeit ist die Nutzung einer Synchrongleichrichtung mittels FETs zur Verringerung der Durchlassverluste. Allerdings müssen in diesem Fall genügend FETs parallel geschaltet werden, um nicht durch den Einschaltwiderstand $R_{DS,ON}$ einen höheren Spannungsabfall zu erzeugen als bei der Verwendung von Dioden. Durch das ohmsche Durchlassverhalten der MOSFETs und der damit einhergehenden quadratischen Abhängigkeit zwischen Strom und Verlustleistung, ist die Anzahl der erforderlichen parallelen Schalter sehr hoch. Im Synchrongleichrichter ist in der Regel jedoch keine aktive Symmetrierung der Ströme in den einzelnen MOSFETs möglich. Dies kann zu einer erheblichen Herausforderung werden. Eine weitere Herausforderung bei der Verwendung eines Synchrongleichrichters ist die präzise und störungsfreie Mes-

Bei allen Topologien sind die mit dem hohen Schweißstrom beaufschlagten Komponenten von höchster Bedeutung.

⁵ Ströme unter 1500 A können über Kupferleitungen am Roboterarm entlang geführt werden. Für höhere Ströme ist dies nicht ohne Weiteres möglich, aufgrund des notwendigen Querschnitts oder der Verlustleistung.

sung der Stromrichtung zur Erzeugung korrekter Gate-Signale. Aufgrund der bereits erwähnten Vorteile, wird ein Synchrongleichrichter mit MOS-FETs für die weiteren Vergleiche berücksichtigt.

3.2.1.2 Topologie 2 - „3 Gleichrichter“

Diese Topologie ähnelt im grundsätzlichen Aufbau der Topologie 1. Der entscheidende Unterschied ist die *direkte* Anbindung der Schweißstromquelle an die Motorklemmen. Dies führt dazu, dass der Motor-Wechselrichter vollständig unidirektional ist und für eine geringe Nennleistung von ca. 5 kW ausgelegt werden kann. Dadurch eröffnet sich die Möglichkeit einen marktüblichen Standardumrichter zu verwenden. Die bei Topologie 1 beschriebene Problematik, dass die Zwischenkreisspannung signifikant höher als 700 V sein muss, entfällt, weil es nun zwei Zwischenkreise gibt, von denen nur ZK_2 während der Schweißung deutlich entladen wird. ZK_1 wird durch Sperren des Wechselrichters nicht beeinflusst. Somit wird der gesamte Komponentenstrang vom Netz bis einschließlich des Wechselrichters durch Standardkomponenten realisiert. Dies wirkt sich vorteilhaft auf Kosten, Entwicklungsdauer und Robustheit des Systems aus.

Durch das Verbinden der Schweißstromquelle an die Motorklemmen wird ein zusätzlicher Gleichrichter GR_3 nötig. Dieser muss für eine Spitzenleistung von ca. 100 kW ausgelegt werden und speist den zweiten Zwischenkreis ZK_2 . Aufgrund der hohen Leistung bei vergleichsweise hoher Spannung ist ein 6-pulsiger Diodengleichrichter eine logische Wahl, da er eine einfache Umsetzung, geringe Kosten und geringe Verluste vereint. Die Zwischenkreisspannung in diesem Zwischenkreis ZK_2 ist bei voller Schwungmassendrehzahl ähnlich groß wie die in ZK_1 , sinkt aber bei geringer werdender Schwungmassendrehzahl kontinuierlich auf etwa $2/3$ der ursprünglichen Spannung ab. Die Komponenten WR_2 , T_1 und GR_3 entsprechen den Komponenten der Schweißstromquelle von Topologie 1.

3.2.1.3 Topologie 3 „Zwei elektrische Maschinen“

Bei Topologie 3 kann wie bei Topologie 2 ein marktüblicher Umrichter mit Leistungsfaktorregelung (PFC) implementiert werden. Der größte Unterschied zu den zuvor erwähnten Topologien besteht durch die Trennung von Motor und Generator und die Ausführung der Schweißstromquelle ohne Wechselfspannung. Zum Beschleunigen der Schwungmasse kann ein kompakter Motor mit einer Spitzenleistung von etwa 5 kW und einer der hohen Zwischenkreisspannung entsprechenden Nennspannung verwendet werden. Der Generator befindet sich auf der gleichen Welle wie der Motor, dieser muss allerdings für eine höhere Spitzenleistung (bis zu 50 kW) ausgelegt werden. Zudem ist es zweckmäßig die Windungszahlen im Generator so zu bemessen, dass eine Ausgangsspannung von unter 100 V erzielt wird. Durch die Wahl der Polpaarzahl des Generators kann die Frequenz der Ausgangsspannung in überschaubaren Grenzen beeinflusst werden, sodass die Schaltverluste in GR_2 vernachlässigbar sind und

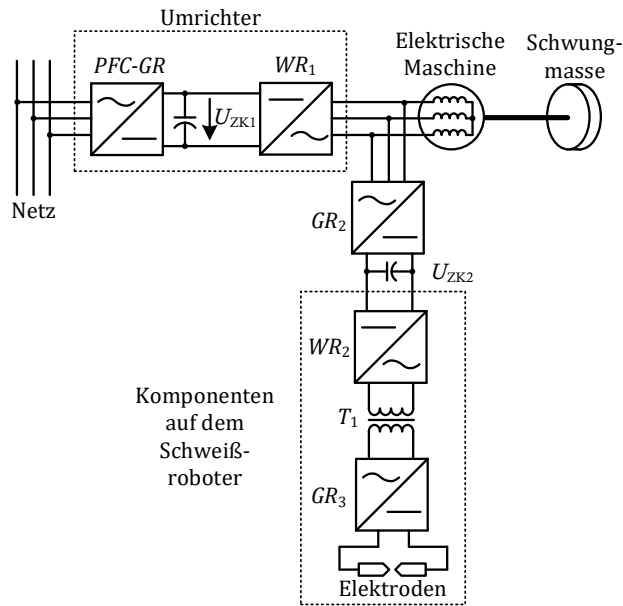


Abbildung 12: Topologie 2

die Baugröße der passiven Bauteile gering ist. Motor und Generator sind ausschließlich mechanisch gekoppelt, wodurch eine galvanische Trennung von Netz und Schweißelektroden erreicht wird. Ob es möglich ist, eine Diodenbrücke für GR_2 zu verwenden, muss noch untersucht werden. Denn mit Dioden ist im Motorbetrieb ein Stromfluss durch die Generatorwicklungen nicht zu verhindern, wodurch wiederum unnötige Verluste entstehen.

Die beiden Tiefsetzsteller TS_1 und TS_2 dienen dazu, die Ausgangsgleichspannung des Generators U_{Gen} auf die erforderliche Elektrodenspannung U_{El} herunterzusetzen. Es werden zwei Leistungssteller in Reihe benötigt, da das Spannungsverhältnis U_{Gen}/U_{El} so groß ist, dass der Tastgrad eines einzelnen Leistungsstellers zu klein ist. Dies führt zu sehr kurzen Einschaltzeiten der Halbleiter und zu einer schlechten Ausnutzung dieser Komponenten. Zwei Tiefsetzsteller sind folglich notwendig, bieten jedoch auch Vorteile. Entweder kann die Spannung in der Zwischenverbindung abhängig vom Betriebspunkt optimal eingestellt werden; alternativ kann einer der beiden Steller mit einem konstanten optimierten Tastgrad betrieben werden. Aufgrund der hohen Ströme in TS_2 sollte dieser mit MOSFETs im Freilaufzweig ausgelegt sein, um den Spannungsabfall an den Freilaufdioden zu vermeiden⁶. Auch bei Verwendung von zwei in Serie geschalteten Tiefsetzstellern ist der Tastgrad relativ klein. Dies ist in einer angepassten Auslegung der Schalter des Tiefsetzstellers zu berücksichtigen. Die relative kurze Einschaltzeit des aktiven Schalters mit hohen Strompulsen spricht für eine mögliche Verwendung von GaN-FETs neuester Generation, welche schnelle Schaltzeiten und eine gute Pulsstrombelastbarkeit aufweisen. Als

⁶ In der Literatur wird dies häufig als Synchrongleichrichter bezeichnet. Davon wird hier abgesehen, da es sich nicht um eine Gleichrichtung handelt.

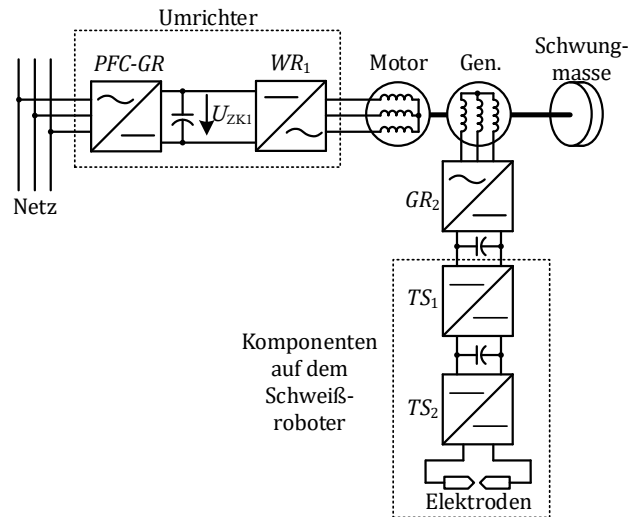


Abbildung 13: Topologie 3

Halbleiter für den Schalter im Freilaufpfad bieten sich hingegen konventionelle auf Silizium basierende MOSFETs an, da die Schaltverluste hier keine Relevanz haben. Zur notwendigen Glättung des Ausgangsstroms müssen Drosselspulen verwendet werden. Wie bereits erwähnt, sind die hohen Ausgangsströme nur durch die Verwendung mehrerer parallel geschalteter Steller möglich. Zur Verringerung der Schwankungsbreite des Ausgangsstroms⁷ sind diese versetzt zueinander anzusteuern. Der Nachteil dabei ist, dass die Schwankungsbreite des Ausgangsstroms abnimmt, jedoch nicht die Stromschwankungsbreite in einzelnen Drosselspulen. Um auch diese Stromschwankungsbreite zu reduzieren, bieten sich die magnetische Kopplung von Drosselspulen an. Das Wirkprinzip, warum magnetische gekoppelte Drosselspulen für die vorliegende Anwendung sinnvoll sind und die Umsetzung, wird ausführlich in Abschnitt 5.2 beschrieben. Hauptziele dieser Kopplung sind in diesem Fall geringere Kernverluste, ein geringes magnetisches Volumen und somit eine geringere Baugröße sowie Masse des gesamten Leistungsstellers [17].

Eine Variante von Topologie 3 ist die Kombination von Motor und Generator in einem Motorgehäuse. Damit die galvanische Trennung und die Spannungsübersetzung erhalten bleibt, muss die Maschine über separate Statorwicklungen für Motor- und Generatorbetrieb verfügen. Dabei ist die Nutzung des gleichen Rotors für beide Statorwicklungen realisierbar. Die Maschine übernimmt damit die Funktion von Motor, Generator und Transformator. Diese Lösung ist hinsichtlich der Baugröße und der Materialkosten vorteilhaft, stellt aber eine Sonderanfertigung dar. Diese komplexe Sonderanfertigung ist für das vorliegende Projekt ein erheblicher Nachteil, der nicht durch die Vorteile aufgewogen wird.

⁷ In der Literatur werden auch die Ausdrücke Stromrippel, überlagerter Wechselstrom oder Restwelligkeit verwendet.

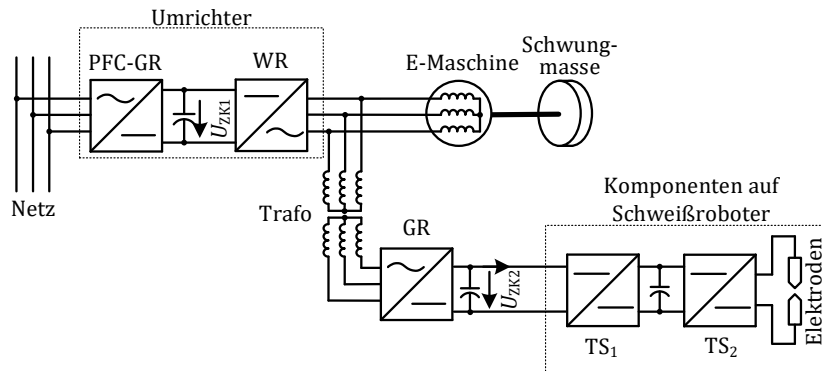


Abbildung 14: Topologie 4

3.2.1.4 Topologie 4 - „Dreiphasiger Transformator“

Topologie 4 (Abbildung 14) zeichnet sich durch die Verwendung einer einzigen elektrischen Maschine und dem Schweißleistungsabgriff zwischen Umrichter und elektrischer Maschine aus. Diese beschleunigt den Schwungmassenspeicher im motorischen Betrieb bei geringer Leistungsaufnahme. Im generatorischen Betrieb wird die in der Schwungmasse gespeicherte Energie mit hoher Leistung entnommen. Es kann dazu eine handelsübliche elektrische Maschine verwendet werden, ohne dass eine Sonderanfertigung erforderlich ist. Für die galvanische Trennung zwischen Netz und Schweißzange sowie für die Spannungstradernsformung auf unter 100 V wird ein dreiphasiger Mittelfrequenztransformator genutzt, dessen Betriebsfrequenz von Polpaarzahl und Drehzahl der elektrischen Maschine abhängt. Als Transformator und Gleichrichter ist ein Zwölfpuls-gleichrichter⁸ sinnvoll, um die Strom- und Spannungsschwankungsbreite zu reduzieren. Nach der Gleichrichtung folgt ein Zwischenkreis mit Stützkondensatoren und die beiden kaskadierten Gleichspannungswandler zum Stellen der hohen Schweißströme. Sie setzen die Spannung von ca. 80 V auf ca. 2 V herunter. Ein einzelner Gleichspannungswandler ist aufgrund des dazu notwendigen, geringen Tastgrades nicht in der Lage.

3.2.2 Vergleich der Varianten

3.2.2.1 Kriterien und Methoden

Zum Vergleich der verschiedenen Topologien werden folgenden Kategorien genutzt:

- **Baugröße:** Hierzu wird jede Topologie in den Kategorien Halbleiter, rotierende Maschinen, Transformatoren, Kondensatoren und Drosselpulen verglichen. Eine Besonderheit bei dieser Arbeit ist, dass das Volumen und die Masse der Komponenten einen größeren Einfluss auf das System haben, wenn sich diese an der Stromzange be-

⁸ Durch eine sekundärseitige Parallelschaltung von Stern- und Dreieckstransformator kann die Pulszahl verdoppelt werden.

finden. Dies hat den Hintergrund, dass dort weniger Platz zur Verfügung steht und die dortige Masse bei jeder Bewegung des Roboterarms beschleunigt werden muss. Aus diesem Grund wird zusätzlich unterschieden, wo sich die Komponenten befinden. In Abbildung 15 sind die möglichen Positionen der Komponenten am Roboterarm dargestellt.⁹

- **Verfügbarkeit** bereits käuflicher Komponenten. Eine gute Verfügbarkeit reduziert den Entwicklungsaufwand, die Kosten und erhöht die Robustheit des Systems.
- **Technische oder wirtschaftliche Risiken** deren Lösung schlecht abzusehen ist.
- **Skalierbarkeit / Parallelisierbarkeit:** Besonders eine Erweiterbarkeit der Topologie auf höhere Schweißleistungen ist von großer Relevanz. Auch die Möglichkeiten Zusatzfunktionen zu implementieren, soll bewertet werden.
- **Vielseitige Verwendbarkeit**, zum Beispiel zur Nutzung an einem Doppelschichtkondensator.

Zunächst soll der Größenbedarf der unterschiedlichen Topologien abgeschätzt werden. Dieser Größenbedarf soll auch eine relative Abschätzung für die Masse und die Bauteilkosten ermöglichen, da in grober Näherung ein linearer Zusammenhang zwischen Größe, Masse und Kosten gleicher Komponenten besteht. Aufgrund der Komplexität der Topologien mit ihren verschiedenen Modulen und den sich daraus ergebenden Optimierungsmöglichkeiten muss eine Vergleichsmethode genutzt werden, bei der nicht jede Topologie im Detail auszulegen ist. Ziel ist somit keine präzise Volumenangabe, sondern ein normierter Vergleich der Topologien. Für den Vergleich werden zunächst verschiedene Methoden auf ihre Eignung überprüft. Dazu zählen die Methoden „Converter Component Load Factor“ von Bruce Carsten [14], das Bewertungsverfahren von I. Cohen [15] und das Bewertungsverfahren von Bülo [12]. Andere Verfahren, welche auf Bauteildatenbanken zurückgreifen, wie z.B. das Bewertungsverfahren von Friedli [33], können nicht angewendet werden, da auf keine umfassende Datenbank für alle verschiedenen Komponententypen zurückgegriffen werden kann.

Beim Verfahren von Carsten, werden relevante Stressgrößen für jeden Bauteiltyp identifiziert, welche dann direkt proportional in den „Component Load Factor“ eingehen und laut Carsten proportional zum Volumen sind. Diese Vereinfachung ist, wie Bülo zeigt, mit einer hohen Ungenauigkeit behaftet. Cohen erweitert den Ansatz von Carsten geringfügig und berücksichtigt z.B. auch den überproportionalen Einfluss der Halbleitersperrspannung auf das Bauteilvolumen. Die Methode von Bülo erweitert

⁹ Neben dem hier gezeigten Industrieroboter kann das Schweißsystem auch für manuell bewegte Handschweißzangen eingesetzt werden. Die Positionierung der Komponenten bleibt dabei gleich.

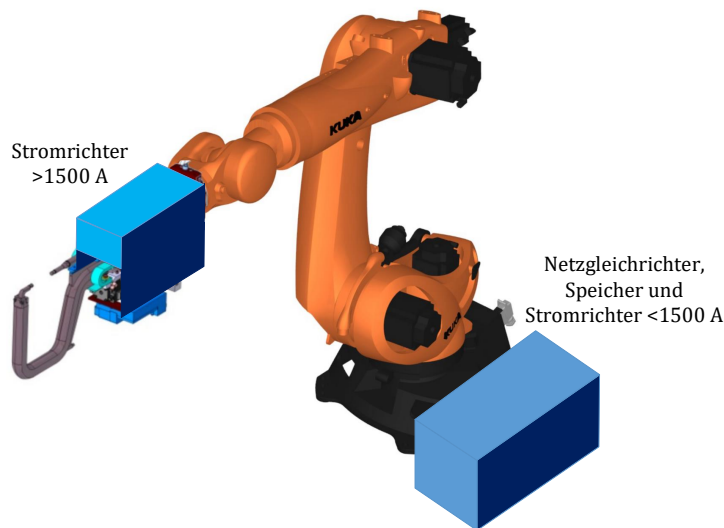


Abbildung 15: Beispielhafter Aufbau eines Schweißsystems. Die optimalen Positionen für die elektrischen Komponenten und den Speicher sind blau dargestellt. Der SMS kann nicht auf dem Roboterarm befestigt werden. Alle Hochstrom-Komponenten ($I \geq 1500 \text{ A}$) müssen sich an der Zange befinden.

den Ansatz von Cohen wie folgt: Hier werden die Parameter realer Bauelemente genutzt, um Korrektorexponenten zu generieren. Dadurch ist es z.B. möglich, bei Speicherdrosseln den nichtlinearen Einfluss des Verkettungsflusses, des Effektivstroms und des Spitzenstroms auf das Volumen zu berücksichtigen. Des Weiteren unterscheidet Bülo explizit zwischen Verlustleistung und Bauteilvolumen, bei anderen Veröffentlichungen wird hier ein linearer Zusammenhang angenommen. Da die Methode von Bülo [12] eine gute Vorhersagegenauigkeit für das Volumen bei einem verhältnismäßig geringem Zeitaufwand verspricht, wird diese Methode mit geringen Modifikationen für den Vergleich genutzt. Obwohl Bülo unterschiedliche Methoden für die Berechnung von Verlustleistungen und Bauteilvolumina definiert, wird der Fokus im folgenden vollständig auf die Bauteilvolumina gesetzt.

Die Methode nach Bülo wird gewählt, da sie ein gutes Verhältnis aus Genauigkeit zu Zeitaufwand bietet.

3.2.2.2 Vergleich nach Bülo

Um die Vergleichbarkeit zu gewährleisten, werden folgende Annahmen getroffen.

- Schaltfrequenz der Halbleiter = 50 kHz.
- Relative Stromschwankungsbreite an der Schweißzange $< 1 \%$.
- Relative Spannungsschwankung = 10 % in den Zwischenkreisen.
- Spannung am Ausgang des PFC-Gleichrichters 700 V.
- Alle Größen werden auf Nennleistung bezogen.

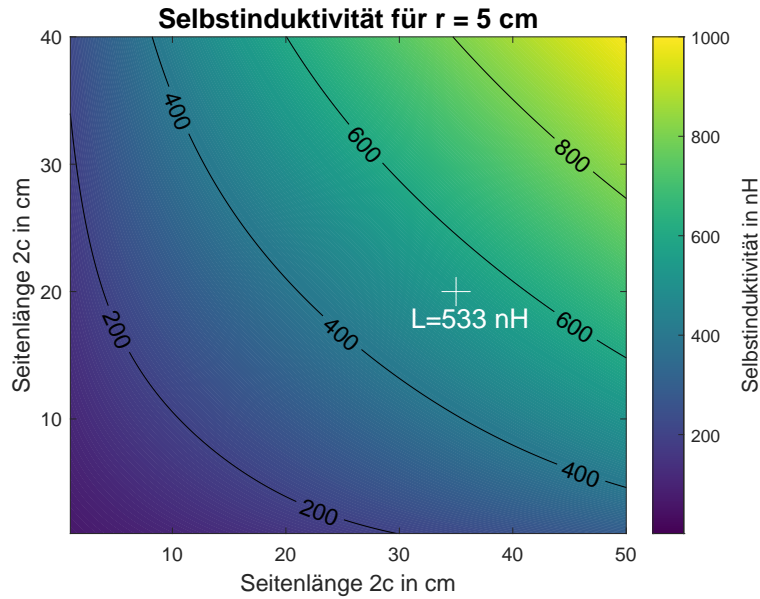


Abbildung 16: Auf Berechnungen basierende Selbstinduktivität der Schweißzangenengeometrie (Berechnung nach [1] weitere Diagramme und Erläuterung im Anhang A.1)

- Bei variablen Spannungen: Maximalspannung plus 20% für Spannungsfestigkeit, Minimalspannung zur Berechnung der Stromtragfähigkeit.
- Berücksichtigung ausschließlich relevanter leistungsführender Komponenten (ohne Platinen, Sensorik, Verbindungstechnik usw.).
- Keine zusätzliche Berechnung der Verluste.
- Parasitäre Selbstinduktivität der Stromzange >400 nH. Dieser Wert ist für alle verwendeten Stromzangen gültig. Die Abhängigkeit von den geometrischen Parametern lässt sich aufgrund der nahezu rechteckigen Struktur gut analytisch bestimmen (siehe Abbildung 16).

Alle vier Topologien werden, basierend auf den zuvor aufgelisteten Annahmen, analytisch ausgelegt, um die relevanten Stressgrößen für die jeweiligen Bauteiltypen in allen Teilen des Systems zu berechnen. Die Teile des Gesamtsystems sind als Blöcke in den Abbildungen 11 bis 14 dargestellt. Die Stressgrößen der Bauteiltypen sind in Tabelle 4 aufgeführt. Diese einzelnen Stressgrößen werden durch spezifische Gewichtungsexponenten, welche von Bülo für jeden Bauteiltyp ermittelt wurden, gewichtet und miteinander multipliziert. Beispielhaft ist dies an folgender Gleichung für eine Speicherdrossel dargestellt:

$$V_L = (\Psi_{AC})^{\rho_\Psi} (I_L)^{\rho_{IL}} \left(\hat{i}_L\right)^{\rho_{\hat{i}_L}} \left(\frac{1}{\Delta i_L}\right)^{\rho_{\Delta i}} \quad (3)$$

Die dargestellte Gleichung basiert auf der Arbeit von Bülo, ist aber für die Erfordernisse der vorliegenden Arbeit modifiziert. Die Gleichung berücksichtigt Verkettungsfluss Ψ_{AC} , Effektivstrom I_L , Spitzenstrom \hat{i}_L und

Tabelle 4: Zu identifizierende Stressgrößen zur Volumenabschätzung nach [12].

Bauteiltyp	Stressgrößen
Halbleiter*	Nennsperrspannung, Nenn-Effektivstrom, Strommittelwert
Kondensatoren	Ladung, Nennspannung, Strombelastung
Speicherdrosseln	Verkettungsfluss, Effektivstrom, Spitzenstrom, Stromschwankungsbreite
Transformatoren	Verkettungsfluss, Effektivstrom
rotierende Maschinen	Nennleistung

*In Abhängigkeit von der Halbleitertechnologie wird ein zusätzlicher Gewichtungsfaktor verwendet.

Stromschwankungsbreite Δi_L sowie deren jeweilige Gewichtungsexponenten ρ_ψ , ρ_{IL} , $\rho_{\hat{i}}$ und $\rho_{\Delta i}$. Eine Erläuterung hierzu ist in Anhang A.2 zu finden. Das Ergebnis aus Gleichung 3 wird mit allen gleichen Bauteiltypen der selben Topologie summiert und anschließend normiert.¹⁰

$$\sum V_{\text{Typ,TopX}} / \sum V_{\text{Typ,TopRef}} \quad (4)$$

Die verwendeten Gewichtungsexponenten ρ_x geben den Einfluss einer Stressgröße auf das Volumen wider und wurden von Bülo durch die Analyse einer Vielzahl realer Bauelemente erstellt. Auch wenn dieser empirische Ansatz zur Gewichtung der Stressgrößen nur eine Verallgemeinerung darstellt, gibt er die tatsächlichen Verhältnisse besser wieder als rein theoretische Ansätze anderer Bewertungsverfahren. Die Stressgrößen aller gleichen Bauteiltypen einer Topologie werden anschließend addiert und auf den Wert von Topologie 4 normiert. Dadurch können alle Topologien gegenübergestellt werden. Die Ergebnisse werden im nachfolgenden Kapitel beschrieben. Zusätzlich zum von Bülo verwendeten Vergleich der Halbleitervolumina wurde die Halbleiterfläche berechnet. Diese hat maßgeblich Einfluss auf die Größe der Platine und dürfte somit relevanter für das Volumen des Gesamtsystems sein als das Volumen der Halbleiter.

3.2.2.3 Ergebnisse des Volumenvergleichs und Einordnung

In Abbildung 17 ist der Baugrößenvergleich des Gesamtsystems (oben), d.h. aller wichtigen Komponenten zwischen Netz und Schweißgut, und der Komponenten an der Schweißzange (unten) dargestellt.

Bei den Halbleitern zeigt sich, dass die Topologien mit den Tiefsetzstellern ein geringeres Volumen aufweisen als die mit den Hochfrequenzwechselrichtern. Dies ist vor allem der Tatsache geschuldet, dass die Sperrspannung einen überproportionalen Einfluss auf das Halbleitervolumen hat. Da aber weniger das Volumen der Halbleiter-Chips, sondern primär die Halbleitergrundfläche Auswirkungen auf die Größe der Schaltungen hat,

Neben der Gesamtgröße der Komponenten ist zu beachten, wo diese platziert werden.

¹⁰ Auch wenn das Ergebnis aus Gleichung 3 eine Maßeinheit besitzt, ist dies nur eine Proportionalitäts-Größe, die keine direkte quantitative Aussage hat.

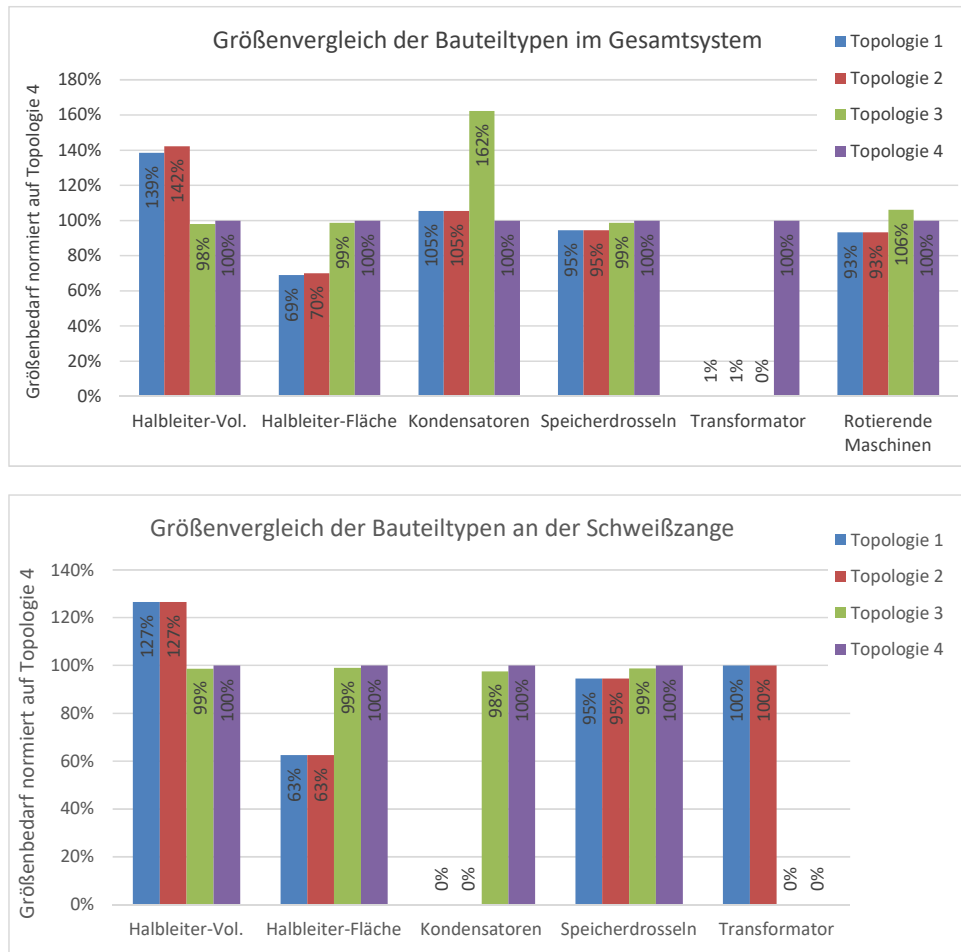


Abbildung 17: Normierter Größenvergleich der wichtigsten Komponentengruppen nach Topologie im Gesamtsystem (oben) und an der Schweißzange(unten).

ist diese ebenfalls dargestellt. Hier ergibt sich das umgekehrte Bild: Für die Topologien 1 und 2, welche durch den Einsatz der phasenverschoben Vollbrücke Halbleiter mit höher Sperrspannung und damit geringerem Effektivstrom einsetzen, wird eine geringere Halbleiterfläche erzielt. Die Gleichspannungssteller in den Topologien 3 und 4 erfordern durch die hohen Effektivströme eine große Halbleiterfläche. Die Zusammenhänge der Halbleitergröße gelten für das Gesamtsystem als auch für die Komponenten an der Schweißzange.

Bezüglich der Kondensatorgröße im Gesamtsystem benötigt Topologie 3 mehr Volumen als die anderen Topologien, da die Zwischenkreisspannung geringer ist als in Topologie 1 und 2. Im Vergleich zu Topologie 4, bei der nur ein 6-Puls-Gleichrichter verwendet werden kann, ermöglicht Topologie 4 die Nutzung eines 12-Puls-Gleichrichters, weswegen die Baugröße der Kondensatoren deutlich reduziert werden kann. An der Schweißzange kommen die Topologien 1 und 2 ohne signifikante Kondensatoren aus, doch auch die Topologien 3 und 4 benötigen eine vergleichsweise geringe Größe der Kondensatoren, diese müssen jedoch als Keramik- oder Folienkondensatoren aufgebaut werden und niederinduktiv an den jeweiligen Schaltzellen angebunden sein. Diese Bedingung führt zu einer vergleichsweise hohen Bauteilanzahl.

Die Größe der Speicherdrosseln ist für alle Topologien annähernd gleich, das gilt sowohl für das Gesamtsystem als auch an der Schweißzange.

Bei der Größe der Transformatoren gibt es erhebliche Unterschiede, obwohl bei den Topologien 1 und 2 zwei Transformatoren benötigt werden, ist das Volumen dieser erheblich kleiner als das Volumen des Transformators in Topologie 4. Dies liegt am erheblichen Unterschied der Transformatorfrequenzen¹¹, welche den maßgeblichen Faktor für die Spannungs-Zeitfläche und damit dem Kernvolumen darstellt. Bei Topologie 3 wird kein Transformator benötigt, da ein speziell ausgelegter Generator die Funktion des Transformators übernimmt. Beim Transformatorvolumen an der Schweißzange haben die Topologien 1 und 2 den größten Raumbedarf, da weder Topologie 3 noch Topologie 4 einen Transformator an dieser Stelle erfordern.

Zuletzt zeigt der Vergleich der rotierenden Maschinen einen ähnlichen Größenbedarf bei allen Varianten. Lediglich Topologie 3 benötigt etwa 10 % mehr Bauraum, da hier zwei Maschinen verwendet werden müssen: Ein Motor mit geringer Leistung und hoher Nennspannung und ein Generator mit hoher Leistung und geringer Nennspannung. Die Maschinen sind jedoch unerheblich für den Raumbedarf an der Schweißzange.

Durch die Vereinfachungen im durchgeführten Vergleich, ergeben sich verschiedene Punkte die zu beachten sind. Zum einen können nur gleiche Bauteilkategorien miteinander verglichen werden, beispielsweise kann die Baugröße von Halbleitern nicht mit denen der elektrischen Maschinen verglichen werden. Der Aufwand hinsichtlich Messtechnik und Ansteuerung wird nicht berücksichtigt. Zum anderen wird nicht zwischen weich-

¹¹ Der Faktor zwischen den Transformatorfrequenzen beträgt 500 (50 kHz bei Top1 sowie Top2 und 100 Hz bei Top.4).

und hartschaltenden Topologien unterschieden, dies ist letztendlich für die weichschaltenden Topologien nachteilig. Des Weiteren wird die bessere Eignung bestimmter Topologien für WBG-Halbleiter nicht honoriert. Die Tatsache, dass Volumina verglichen werden - auch für Halbleiter - ist für den Materialeinsatz und in erster Näherung für die Kosten korrekt, allerdings wird dadurch vernachlässigt, dass die Halbleiterfläche maßgeblich die Platinenfläche beeinflusst. Insgesamt führen die genannten Punkte dazu, dass tendenziell die Topologien 1 und 2 schlechter erscheinen, als dies bei einer exakten Auslegung mit Optimierung und unter Berücksichtigung aller Komponenten der Fall ist.

3.2.2.4 Zusammenfassung und Auswahl der Topologie

In Tabelle 5 sind die meisten „weichen“ Faktoren des Vergleichs aufgeführt. Zusammen mit dem quantitativen Volumenvergleich bilden sie das Fundament für die Auswahl der Topologie. Der Volumenvergleich der Topologien zeigt, dass es schwierig ist, einen objektiven Favoriten auf Basis des Baugrößenvergleichs zu ermitteln. Es ist absehbar, dass Topologie 1 und Topologie 2 insgesamt über eine geringere Systemgröße verfügen, dies dürfte ebenfalls die Gesamtkosten des Systems reduzieren. Die Topologien 3 und 4 profitieren davon, dass nur die beiden Tiefsetzsteller in der Nähe der Schweißzange platziert werden müssen, wodurch an dieser Stelle leichte Vorteile hinsichtlich Volumen und Masse erzielt werden. In Anbetracht der vereinfachenden Annahmen beim Volumenvergleich, sollte die Topologieauswahl stark von den in Kapitel 3.2.2.1 (Seite 34) aufgezählten Kriterien abhängen.

Topologie 4 wird ausgewählt. Die Kombination aus Standardkomponenten und vorteilhaften Gleichspannungstellern ist ausschlaggebend.

Unter Berücksichtigung aller aufgeführten Aspekte wird Topologie 4 ausgewählt. Besonders vorteilhaft sind die folgenden Eigenschaften: Topologie 4 basiert auf vielen Standardkomponenten. Der Schweißstromgenerator ist hochmodular: die an der Schweißzange platzierten Gleichspannungssteller lassen sich leicht auf beliebige Leistungen anpassen. Die Topologie ist sehr flexibel, da die Gleichspannungssteller z.B. auch mit einem DLC-Speicher verwendet werden können. Weiterhin kann die Ausgangsspannung einfach erhöht werden. Dies ist abhängig von der festen Transformatorübersetzung der Topologien 1 und 2 ggf. nicht möglich. Die Funktionalität die Ausgangsspannung auf etwa 20 V erhöhen zu können, ist bei bestimmten Schweißgütern sinnvoll, bei denen eine Oxidschicht entfernt werden muss. Des Weiteren sind die auf dem Schweißroboter befindlichen Komponenten leicht und kompakt. Dies ist deutlich höher zu bewerten als die Masse und das Volumen des Gesamtsystems. Wenn der Wirkungsgrad und die Größe des Gesamtsystems die primären Ziele der Auswahl darstellen, sind die Topologien 1 und 2 vorzuziehen.

Tabelle 5: Zusammenfassung des Eigenschaftsvergleich der einzelnen Topologien

	Vorteile	Nachteile
Top.1	<ul style="list-style-type: none"> • Hohe ZK-Spannung bis in den Roboterarm ⇒ Geringe Leitungsverluste • Weiches Schalten in WR2 möglich ⇒ Geringe Schaltverluste 	<ul style="list-style-type: none"> • WR₁ bidirektional, asymmetrische Auslegung <ul style="list-style-type: none"> • Schwankende Zwischenkreisspannung problematisch • Zwei Transformatoren auf Schweißarm notwendig • Parallelisierbarkeit und Regelung aufwendig ⇒ Modularität fraglich
Top.2	<ul style="list-style-type: none"> • Standard PFC und Antriebssystem • Hohe ZK-Spannung bis in Roboterarm • Weiches Schalten in WR2 möglich ⇒ Geringere Leitungs- und Schaltverluste 	<ul style="list-style-type: none"> • Zwei Transformatoren auf Schweißarm notwendig • Parallelisierbarkeit und Regelung aufwendig ⇒ Modularität fraglich
Top.3	<ul style="list-style-type: none"> • Motorumrichter ist Standardkomponente • Wandlerstufe an Zange leicht und kompakt • Kombination aus TS₁ und TS₂ erweitert den Spannungsbereich <ul style="list-style-type: none"> • Einfache, dynamische Stromregelung 	<ul style="list-style-type: none"> • Generator ist Sonderanfertigung • Hohe Ströme in der Zwischenverbindung • Zwei elektrische Maschinen benötigt • 6 Puls-GR führt zu großem Zwischenkreis-Kondensator
Top.4	<ul style="list-style-type: none"> • Standard PFC und Antriebssystem • Wandlerstufe an Zange leicht und kompakt • Einfache, dynamische Stromregelung 	<ul style="list-style-type: none"> • Zusätzlicher Transformator erforderlich • Frequenz des Transformators in Abhängigkeit von SMS-Drehzahl • Hohe Ströme in der Zwischenverbindung

Ein weiterer Vorteil der Topologien 3 und 4 ist, dass die Tiefsetzsteller sehr gut für eine alternative Speichervariante, nämlich [DLCs](#), eingesetzt werden können.

4.1 SMS-EINLEITUNG

4.1.1 Grundlagen

Die Idee, Energie kinetisch in Form einer rotierenden Masse zu speichern, ist schon Jahrtausende alt [6]. Heute werden Schwungmassenspeicher zum Zwischenspeichern elektrischer Energie genutzt, indem ein Motor elektrische Energie in kinetische Energie, also eine Rotation der Schwungmasse umwandelt. Die gespeicherte Energiemenge steigt dabei quadratisch mit der Drehzahl an. Soll die gespeicherte Energie entnommen werden, wird eine elektrische Maschine generatorisch betrieben. Bei diesem Vorgang wird die Schwungmasse abgebremst und die kinetische Energie wieder in elektrische gewandelt. Die speicherbare Energiemenge lässt sich wie folgt bestimmen:

$$E_{\text{kin}} = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega^2 \quad (5)$$

$$J = \int r^2 \, dm \xrightarrow{\text{für massive Scheibe}} J = \frac{1}{2} m \cdot r^2 \quad (6)$$

Um viel Energie zu speichern, muss also eine hohe Drehzahl ($2\pi\omega$) erreicht werden und die Schwungmasse sollte über ein hohes Trägheitsmoment J verfügen. Dabei ist r die Entfernung eines Massenelements m von der Drehachse. Es muss also möglichst viel Masse, möglichst weit von der Drehachse entfernt sein, um ein hohes Trägheitsmoment zu erzielen. Im Sinne der Energiedichte ist es somit zielführend, hohe Drehzahlen bei vergleichsweise großen Schwungmassenradien zu erreichen. Dabei entstehen jedoch hohe Fliehkräfte, die das Material der Schwungmasse mit der Dichte ρ teilweise bis an die Grenze zum Bersten belasten. Anhand der Zugfestigkeit eines Materials (maximale mechanische Spannung σ_{max}) lässt sich eine Aussage darüber treffen, welche Energiedichte bei einem bestimmten Material und einer bestimmten Form maximal erreicht werden kann:

$$\sigma_{\text{max}} \geq \rho \cdot r^2 \cdot \omega^2 \quad (7)$$

$$\omega^2 \leq \frac{\sigma_{\text{max}}}{\rho \cdot r^2} \quad (8)$$

$$\frac{E_{\text{kin}}}{m} = \frac{\frac{1}{2} J \cdot \omega^2}{m} \leq \frac{\frac{1}{2} J \cdot \frac{\sigma_{\text{max}}}{\rho \cdot r^2}}{m} = K_f \cdot \frac{\sigma_{\text{max}}}{\rho} \quad (9)$$

mit dem Formfaktor der Schwungmasse für die Scheibe gleicher dicke

$$K_f = \frac{1}{2} \frac{J}{m \cdot r^2} = 0,5 \quad (10)$$

In Kapitel 4 wird die Auswahl und Auslegung des Schwungmassenspeichers, bestehend aus Schwungmasse, elektrischer Maschine und Transformator, erläutert.

folgt somit:

$$\frac{E_{\text{kin}}}{m} \leq \frac{1}{4} \frac{\sigma_{\text{max}}}{\rho} \quad (11)$$

Die maximale Energiedichte in einem Schwungmassenspeicher wird demzufolge erreicht, wenn ein leichtes, sehr zugfestes Material genutzt wird. Um diese hohe Energiedichte zu erreichen, müssen allerdings sehr hohe Drehzahlen und Umfangsgeschwindigkeiten erreicht werden. Dies ist – wie nachfolgend erläutert wird – nicht immer sinnvoll, daher können heute verwendete Schwungmassenspeicher prinzipiell in zwei Kategorien unterschieden werden: Langsamdrehende Stahlschwungmassen aus massiven Stahlscheiben oder Zylindern und schnelldrehende Verbundfaser-Schwungmassen als dickwandiger oder dünnwandiger Ring.

4.1.2 Stand der Technik

Während Stahlschwungräder seit vielen Jahrzehnten in verschiedenen Nischen der Industrie Anwendung finden, sind Kohlefaserschwungmassen eine interessante Perspektive zur Stabilisierung der Stromversorgungsnetze gegen kurze Lastspitzen. Auch in der Raumfahrt gibt es Anwendungen für Verbundfaser-Schwungmassen, hier kann der gyroskopische Effekt sogar vorteilhaft verwendet werden. Im Mobilitätssektor wurden Schwungmassen auch vereinzelt eingesetzt, hier stellt der gyroskopische Effekt jedoch einen Nachteil dar, der durch eine aufwendige kardanische Aufhängung kompensiert werden muss. In Tabelle 6 sind die beiden Varianten als Vergleich dargestellt. Aus technischer Sicht bieten schnelldrehende Verbundfaser-Schwungmassenspeicher zahlreiche Vorteile, wie die höhere Energiedichte, eine geringere Selbstentladung und einen leichteren Berstschutz¹. Diese Vorteile müssen allerdings durch eine größere Anzahl an Zusatzaggregaten erkauft werden, welche aufgrund der hohen Drehzahlen bzw. Umfangsgeschwindigkeit notwendig werden: Zur Verringerung der Luftreibung wird ein Vakuum genutzt, wodurch ein hermetisch abgeschlossenes Gehäuse und eine Vakuumpumpe benötigt werden. Zur Verringerung der Lagerreibung und des Lagerverschleißes ist eine Magnetlagerung inklusive Stellglied und Regelung erforderlich. Aufgrund des Vakuums und der dadurch stark eingeschränkten Wärmeableitung wird ein aufwendiges Kühlkonzept benötigt. Insgesamt ist damit zu rechnen, dass die Kosten eines Hochdrehzahl-Schwungmassenspeichers mindestens 5 Mal so groß sind wie die eines langsam drehenden Stahlschwungmassenspeichers. Hinzu kommt der deutlich höhere Entwicklungs- und Konstruktionsaufwand bei einem Hochdrehzahl-Schwungmassenspeicher sowie höhere technische Risiken wie strukturelle Probleme aufgrund von Resonanzen, die Dichtheit der Vakuumkammer oder die Ausfallsicherheit der Magnetlagerung. Der Vergleich in Tabelle 6 fasst die Unterschiede anschaulich zusammen.

Hochdrehzahl SMS aus Verbundfaser sind technologisch überlegen, spielen ihre Vorteile hier aber nicht aus und sind deutlich kostenaufwendiger.

¹ Die höhere Masse des Berstschutzes bei Stahlschwungmassen ist notwendig, da diese bei Zerstörung schlagartig in wenige große Fragmente zerbersten, während sich Verbundfaserschwungmassen kontinuierlich in kleinere Fragmente zerlegen.[58]

Tabelle 6: Vergleich Schwungmassenspeicher

Material	Stahl	Glas- oder Kohlefas- ser
Drehzahl	niedrig (bis 12.000 min^{-1})	hoch (bis 100.000 min^{-1})
Form [58]	Scheibe gleicher Di- cke oder Festigkeit	Dicker oder dünner Ring
Elektrische Maschine [58]	ASM, PMSM, SRM	PMSM, SRM (hoch- drehzahl)
Atmosphäre [58]	Leichtes Gas, Ver- ringerter Luftdruck, Luft	Gutes Vakuum
Energiedichte [61]	70,6 Wh/kg	250 - 400 Wh/kg
Masse des Gehäuses inkl. Berstschutz [64]	$2 \cdot m_{\text{Rad}}$	$0,5 \cdot m_{\text{Rad}}$
Lagerung [58]	Wälzlager, Gleitlager (selten: zusätzlich Magnetlager)	Magnetlager
Selbstentladung [48]	3-20 %/h	<1-10 %/h
Integration von Ma- schine und Schwung- masse	gering	hoch
Kosten [58]	100 %	500 %

Tabelle 7: Spezifikationen des Schwungmassenspeichers

	Anwendung	Funktionsmuster
Spitzenleistung SMS (generatorischer Betrieb)	68 kW	34 kW
Spitzenleistung SMS (motorischer Betrieb)	6,8 kW	3,4 kW
Speicherkapazität	34 kJ ($\approx 9,6$ Wh)	17 kJ ($\approx 4,8$ Wh)
Lebensdauer	20 Jahre, >10 Mio. Zyklen	
Radius der Schwungmasse	0,15 m	
Maximale Drehzahl	5000 min^{-1}	
Entladetiefe DoD	50 %	

4.2 SMS-AUSLEGUNG

4.2.1 Spezifikation

Tabelle 7 fasst die gegebenen Spezifikationen für die Schwungmasse zusammen, die durch die gegebene Anwendung vorliegen. Bei den Leistungen und der Speicherkapazität sind die Werte für die spätere Anwendung sowie für das Funktionsmuster gegeben. Der maximale Radius ist auf 15 cm beschränkt, da die Schwungmasse so in ein bestehendes Schweißsystem integrierbar ist. Die maximale Drehzahl liegt nur bei 5000 min^{-1} , damit Standardantriebe verwendet werden können und die Anforderungen an Lagerung, Atmosphäre in der die Schwungmasse rotiert und Sicherheitseinrichtungen nicht zu hoch werden. Die maximale Entladetiefe ist auf 50 % des Nenn-Energiegehalts beschränkt, was zu einem Spannungshub an den Motorklemmen und am Zwischenkreis von (idealisiert) $u_{\min}/u_{\max} = 1/\sqrt{2}$ führt. Letztendlich darf der Spannungshub nicht zu groß sein, damit die nachfolgenden Wandler in besseren Arbeitspunkten operieren können und nicht zu große Ströme in den Leitungen zum Gleichspannungswandler auftreten.

4.2.2 Schwungmasse

In Kapitel 4 wurden bereits das Grundprinzip und die beiden unterschiedlichen Auslegungs-Varianten eines Schwungmassenspeichers beschrieben. In der vorliegenden Arbeit wird eine konventionelle Stahlschwungmasse (Scheibe/Zylinder konstanter Dicke) verwendet, da sie günstiger ist, mit weniger Zusatzaggregaten auskommt und auf verfügbare und erprobte Bauteile wie eine elektrische Maschine aus der Großserie mit passendem Umrichter zurückgegriffen werden kann. Die Nachteile der Stahlschwungmasse fallen in der vorliegenden Anwendung kaum ins Gewicht:

- Die höhere Selbstentladung ist kein relevantes Problem, da die Zyklendauern sehr kurz sind. Die Energieverluste durch die Selbstentladung sind daher vernachlässigbar klein gegenüber den Lade- und vor allem den Entladeverlusten.
- Durch die geringe zu speichernde Energiemenge ist die Schwungmasse auch bei geringer Maximaldrehzahl vergleichsweise kompakt. Bei einer deutlich höheren Betriebsdrehzahl sind Zusatzkomponenten erforderlich, die die gewonnene Volumenreduktion kompensieren.
- Eine einfache, robuste Konstruktion mit wenigen Zusatzaggregaten wirkt sich positiv auf die Ausfallzeiten aus.
- Durch die zuvor begründete Einschränkung auf geringe Drehzahlen und einen begrenzten Radius besitzt eine Stahlschwungmasse eine höhere Energiedichte als eine Verbundfaser-Schwungmasse, da die Stahlschwungmasse über eine höhere Dichte (ca. das 5-fache) und daher über ein höheres Trägheitsmoment verfügt.
- Durch die geringe kinetische Energiemenge im Speicher ist das Risiko des Berstens zwar nicht zu unterschätzen, das notwendige Schutzgehäuse kann aber verhältnismäßig dünnwandig sein.
- Die Masse des Schwungmassenspeichers ist in Bezug auf das Gesamtsystem von untergeordneter Rolle, da sich der Speicher nicht auf dem Schweißroboter befindet, sondern stationär davor. Somit sind die von ihm erzeugten gyroskopischen Effekte (Kreiselmoment bei erzwungener Präzession) nicht nachteilig².

Die Schwungmasse ist die am einfachsten zu modellierende und auszulagende Komponente des Speichers. Bei der Modellierung können aufgrund einer kurzen Zyklendauer und geringer Umfangsgeschwindigkeit einige Vereinfachungen vorgenommen werden, wie das Vernachlässigen von Lager- und Luftreibung. Die Auslegung der Schwungmasse lässt sich somit mit wenigen einfachen Gleichungen realisieren. Mit diesen Randbedingungen ist Stahl aufgrund seiner größeren Dichte einem Kohlefaser-schwungrad hinsichtlich Platzbedarf überlegen. In Abbildung 18 ist das Volumen einer Stahlschwungmasse (Farbcodierung) über der Drehzahl und dem Radius bei einer Entladetiefe (DoD) von 50 % aufgetragen. Der Drehzahlhub, also die Differenz zwischen maximal- und Minimaldrehzahl, beträgt dabei $n_{\min}/n_{\max} = 1/\sqrt{2}$. Das Hauptziel der Auslegung ist es, innerhalb der vorgegebenen Randbedingungen ein möglichst geringes Volumen zu erreichen. Da der Radius mit der 4. Potenz im Nenner in das Volumen eingeht, ist es sinnvoll, den maximal möglichen Radius von 150 mm auszunutzen. Die Drehzahl geht mit der 2. Potenz im Nenner in das

² Bei einer Befestigung auf einem beweglichen Objekt ist ein Hochdrehzahl-speicher mit geringerem Trägheitsmoment besser geeignet. Dieser sollte zusätzlich kardanisch aufgehängt sein. [62]

Volumen ein und sollte daher ebenfalls möglichst groß sein, muss allerdings mit einem verfügbaren Motor kompatibel sein. Für das in Abbildung 18 markierte Beispiel käme es bei einer Maximaldrehzahl von 4500 min^{-1} auf ein Volumen von 7 Litern, dies entspräche einer Masse von annähernd 55 kg. Beim Volumen muss berücksichtigt werden, dass hier allein das Volumen der Schwungmasse ohne Motor und Gehäuse berechnet wurde. Mit einem dünnwandigem Gehäuse³ würde das Volumen der Schwungmasse auf mindestens 11 Liter anwachsen. Die Masse der Schwungscheibe inklusive Gehäuse würde nach [64] etwa 150 kg betragen.

Im Sinne einer geringen SMS-Größe sollte die maximale Drehzahl und der maximal zur Verfügung stehende Radius ausgenutzt werden.

Auch wenn an dieser Stelle keine detaillierte mechanische Auslegung erfolgen kann, sollte dennoch versucht werden die Schwingungsneigung aufgrund der Eigenfrequenzen der Schwungmasse zu begrenzen. Dazu sollte das Trägheitsmoment um die Drehachse J_r entweder geringer als 80% oder größer als 130% im Vergleich zum Trägheitsmoment der Querachse J_q sein [71]:

$$\frac{J_r}{J_q} \geq 130\% \vee \frac{J_r}{J_q} \leq 80\% \quad (12)$$

für einen massiven Zylinder mit

$$\frac{J_r}{J_q} = \frac{\frac{1}{2}m \cdot r^2}{\frac{1}{4}m \cdot r^2 + \frac{1}{12}m \cdot l^2} \quad (13)$$

ergibt sich für das Verhältnis von Zylinderlänge und Radius

$$\frac{l}{r} \leq 127\% \vee \frac{l}{r} \geq 212\% \quad (14)$$

Somit sollte entweder ein länglicher Zylinder oder eine Scheibe als Schwungmasse verwendet werden, um Eigenresonanzen zu vermeiden. In Hinblick auf die Energiedichte ist die Scheibe zu bevorzugen. Mit den vorliegenden Spezifikationen wird diese Bedingung erfüllt, die Schwungmasse kommt auf eine Dicke von 8 cm. Damit ist

$$\frac{J_r}{J_q} = 548\%, \quad (15)$$

dies ist zusätzlich in Abbildung B.3.2 (Anhang) veranschaulicht. Die Schwingungsneigung ist damit reduziert, dennoch muss viel Wert auf das Auswuchten der Schwungmasse und eine robuste Aufhängung gelegt werden.

4.2.3 Elektrische Maschine

Die elektrische Maschine ist eine Schlüsselkomponente des Systems, diese kann allerdings nicht beliebig ausgelegt werden, weil ein bereits auf

³ Das Gehäuse sollte röhrenförmig sein und die Schwungmasse mit möglichst wenig Abstand umschließen, um eine höhere Festigkeit beim Bersten zu gewährleisten und eine unnötige Erhöhung der Luftreibung durch Wirbel zu vermeiden [62]. Zur Berechnung des Raumbedarfs wurde dennoch ein rechteckige Struktur angenommen, da der Totraum an den Ecken schlecht nutzbar ist.

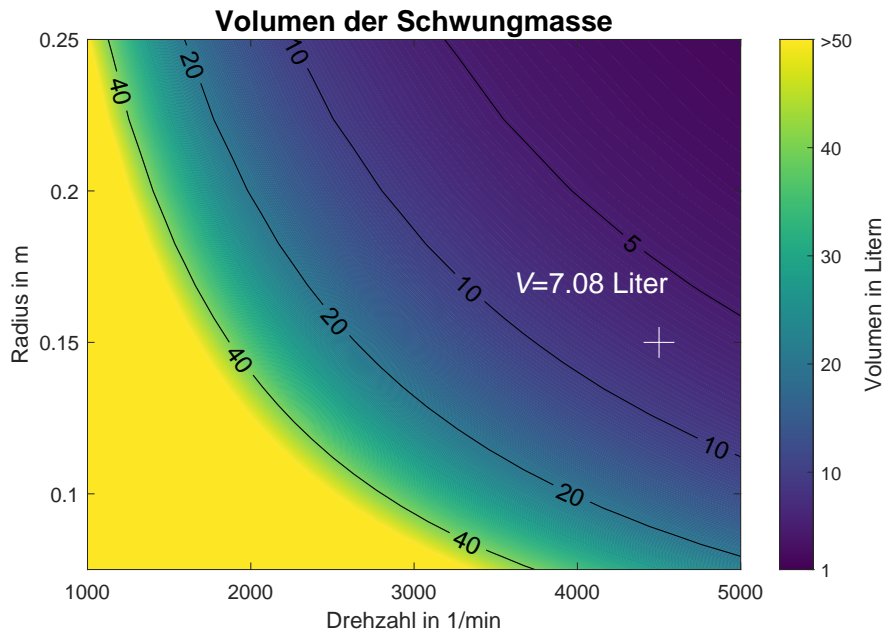


Abbildung 18: Volumen der Schwungmasse in Abhängigkeit von Radius und maximaler Drehzahl für den spezifizierten Energiegehalt

dem Markt verfügbarer Motor genutzt werden soll (Erläuterung in Kapitel 3.2). Hinzu kommt, dass der Motor den Umrichter mit der Schwungmasse im motorischen Betrieb sowie die Schwungmasse mit dem Transformator im generatorischen Betrieb verbindet. Die Auslegung der Maschine muss demnach sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb – welche sich erheblich hinsichtlich der Maximalleistung unterscheiden – für das System geeignet sein. Zunächst muss untersucht werden, welcher Motortyp verwendet werden soll.

Primär kommen Permanentmagnet-Synchronmaschinen (PMSM) und Asynchronmaschinen (ASM) in Frage, da diese am meisten verbreitet sind. Allerdings werden zunächst auch synchrone und geschaltete Reluktanzmaschinen in den Vergleich aufgenommen. Eine Gegenüberstellung ist in Tabelle 8 zu finden. Reluktanzmaschinen bieten bei Schwungmassenspeichern den Vorteil, dass sie günstig zu fertigen sind, da sie keine Permanentmagneten und keine Kupferleiter im Rotor benötigen, aufgrund ihrer Bauweise besonders gut hohen Drehzahlen widerstehen und über geringe Rotorverluste verfügen. Für viele Anwendungen ist es auch von Vorteil, dass Reluktanzmaschinen im unbestromten Zustand kein Drehmoment erzeugen, wodurch die Selbstentladung des Schwungmassenspeichers reduziert wird. Beide Reluktanzmaschinen-Typen verfügen jedoch über den Nachteil, dass der Stromrichter und Regelungsaufwand vergleichsweise hoch ist (besonders bei der geschalteten Reluktanzmaschine) und der Leistungsfaktor klein ausfällt. Reluktanzmaschinen verfügen zudem über eine im Vergleich zu den anderen Maschinen hohe Drehmomentschwankung und eine hohe Geräuschentwicklung. Der Hauptgrund, warum diese Ma-

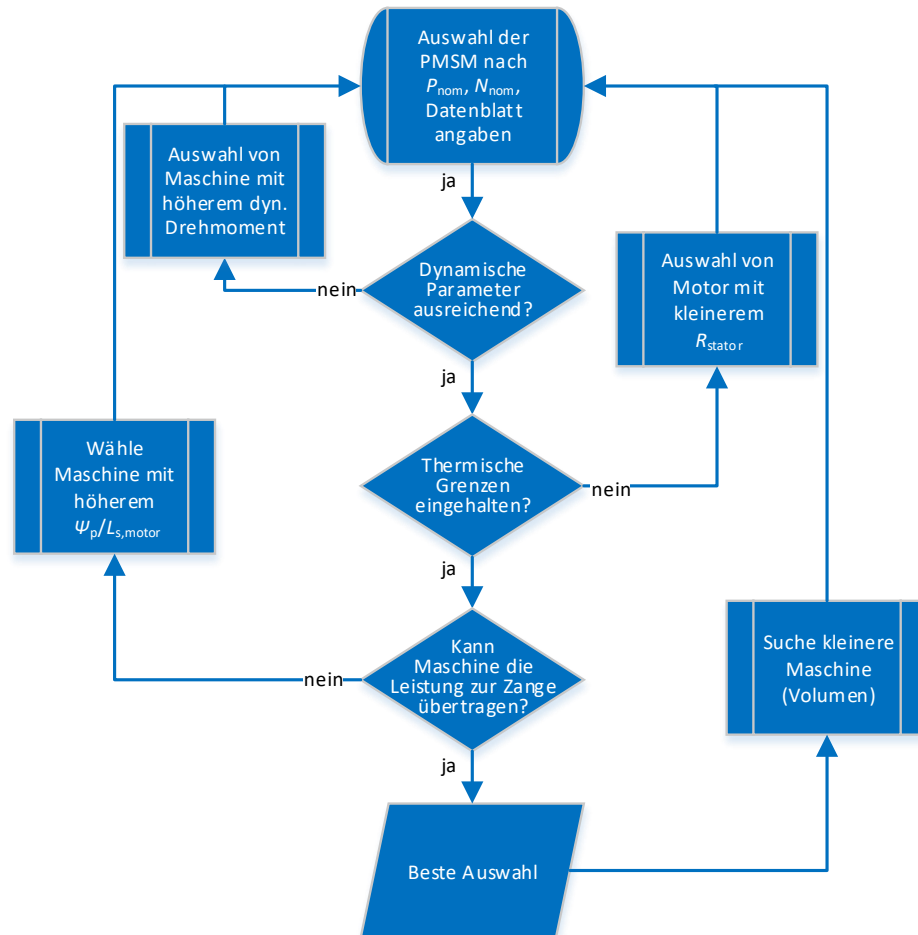


Abbildung 19: Vorgehen bei der Auswahl einer geeigneten elektrischen Maschine

schinentypen nicht weiter betrachtet werden, ist jedoch die schlechte Verfügbarkeit von Standardantrieben.

PMSM und **ASM** sind am Markt in der benötigten Leistungsklasse verfügbar und zudem in Kombination mit Umrichtern zu erwerben. Für die **ASM** sprechen die hohe Verfügbarkeit, geringere Kosten und die hohe Robustheit. Die **PMSM** ist aus technischer Sicht für viele Anwendungen die beste Maschine, dies wird durch den hohen Wirkungsgrad, die hohe Dynamik, die hohe Leistungsdichte und den besten Leistungsfaktor deutlich. Für die gegebene Anwendung wird die PMSM aus einem weiteren Grund bevorzugt, welcher durch die Betriebsstrategie begründet ist: Ein Standard Umrichter speist die elektrische Maschine mit etwa 4 kW im motorischen Betrieb und beschleunigt so die Schwungmasse. Wenn die Schwungmasse auf Nenndrehzahl ist, kann eine Schweißung gestartet werden. Dazu muss der Wechselrichter gesperrt werden, da bei einer Schweißung die Impedanz auf der Ausgangsseite des Umrichters massiv abnimmt und dieser in den Fehlermodus schalten würde. Wichtig ist, dass die Sensorik des Wechselrichters auch im generatorischen Betrieb aktiv bleibt, um das spätere stoßfreie Wiederaufschalten zu erleichtern. Da aber der Wechselrichter während der Schweißung gesperrt ist, würde bei einer Asynchronmaschi-

*Ein relevanter
Vorteil der PMSM
ist, dass die
Rotor-Erregung
immer vorhanden
ist.*

ne eine nicht zu beeinflussende Entmagnetisierung des Rotors stattfinden. Damit würde das stellbare Drehmoment der ASM mit der Zeit abnehmen. Während die Leistung für den Schweißstrom gleich bleibt und die Drehzahl der Schwungmasse mit fortschreitender Entladung abnimmt, nimmt das erforderliche Drehmoment hingegen zu. Durch diesen Widerspruch ist die PMSM besser geeignet, hier muss der Rotor nicht extern erregt werden. Auch wenn die Anzahl der verfügbaren Hersteller für PMSM-Antriebe hoch ist, stellen die Hersteller nur selten genügend Information zur Verfügung, um den Antrieb zu modellieren. Aus diesem Grund wurden vor allem PMSMs von LTI Motion, SEW-Eurodrive und Leroy-Somer verwendet, die nach einer Voruntersuchung der Daten geeignet erscheinen und aufgrund zahlreicher Datenblattangaben genau modelliert werden können.

Die Auslegung einer Maschine soll zunächst an einer konkreten Maschine⁴ erläutert werden. Zur Veranschaulichung wird das Drehmoment-Drehzahl-Diagramm für die elektrische Maschine und die Last genutzt, indem zudem das Wirkungsgradkennfeld der Maschine hinterlegt ist (Abbildung 20). In weiß ist die Lastkennlinie im generatorischen T_{gen} und in blau die Lastkennlinie für den motorischen Betrieb T_{mot} eingezeichnet. Die minimale Größe der Maschine wird vorwiegend durch den generatorischen Betrieb und dessen Nutzungsgrad vorgegeben. Zum einen muss die Maschine in der Lage sein, das maximale mechanische Drehmoment im genutzten Drehzahlbereich zu erreichen. Diese dynamische Anforderung an das Drehmoment T_{dyn} für die vergleichsweise kurze Dauer des generatorischen Betriebs wird durch die mechanische Belastbarkeit⁵ der Maschine und das Kipp-Drehmoment vorgegeben. Bei der hier betrachteten Maschine liegt das Kipp-Drehmoment nur um Faktor 1,5 über dem Nenndrehmoment T_{N} . Dieser Wert hängt von der Auslegung der Maschine ab. Die ausgewählte Maschine kann, wie in Abbildung 20 zu erkennen, bei der dynamischen Belastung betrieben werden. Zusätzlich muss die thermische Belastung überprüft werden. Weil die Maschine im generatorischen Betrieb oberhalb des thermischen Dauerdrehmoments T_{therm} betrieben wird, sind die Statorströme größer als dies dauerhaft möglich ist. Dank der hohen thermischen Zeitkonstante der Maschine und seiner Statorwicklungen (mehrere Minuten) ist allerdings nicht die maximale Verlustleistung, welche für weniger als eine Sekunde anliegt, sondern die mittlere Verlustleistung relevant. Die mittlere abgegebene Leistung und das mittlere abgegebene Drehmoment über einen vollen Lade-Entladezyklus liegt bei etwa 20 % der Spitzenleistung bzw. des Spitzendrehmoments. Durch die quadratische Abhängigkeit der Statorwicklungsverluste vom Statorstrom kann abgeschätzt werden, dass eine Überlastung der Maschine um mehr als Faktor 2 im generatorischen Betrieb möglich ist. Eine genauere Berechnung erfolgt durch die Nutzung des Verlustkennfeldes der Maschine im

Bei der Auswahl der Maschine ist die mechanisch-dynamische Beanspruchung und die thermische Beanspruchung zu berücksichtigen.

⁴ Leroy Sommer LSRPM 160 LR (52 kW).

⁵ Die mechanische Belastbarkeit ist relevant, da über die lange Lebensdauer sehr viele hohe Drehmomentsprünge durchgeführt werden, welche u.A. die Motorwelle stark beanspruchen.

Tabelle 8: Qualitativer Vergleich infrage kommender elektrischer Maschinen [28],[54],[10],[7].

Parameter	Asynchronmaschine	Permanentmagnet Synchronmaschine	Geschaltete Reluktanzmaschine	Synchron Reluktanzmaschine
Kosten	+	-	+	+
Leistungs- und Drehmomentdichte	0	++	+	-
Wirkungsgrad	0	++	+	0
Robustheit	++	0	++	+
Geräusche	+	+	-	+
Stromrichter-aufwand	0	0	-	0/-
Leistungs-faktor	0	++	0/-	-
Regelungs-aufwand	+	0	-	-
Verfügbarkeit	++	0	-	-
Dynamik	0	++	+	0

Die Bewertungen sind als: ++ = sehr vorteilhaft / + = vorteilhaft / 0 = ausgewogen / - = nachteilig zu lesen.

Anhang Abbildung B.4.1 und der Integration der Verlustleistung über eine Zyklus:

$$P = \frac{1}{T} \int (p_{\text{loss,gen}}(t) + p_{\text{loss,mot}}(t)) dt \quad (16)$$

Neben der dynamischen und thermischen Maximalleistung der Maschine ist es entscheidend, wie viel Leistung die Maschine im generatorischen Betrieb an die Schweißzange übertragen kann, da die Maschine im generatorischen Betrieb nicht aktiv angesteuert wird. Die maximale Leistung, die übertragen werden kann, hängt von der elektrischen Frequenz, dem Verkettungsfluss der Permanentmagnete, der Induktivität der Statorwicklungen und der gesamten Streuinduktivität (Primär und Sekundär) des Transformators ab. Unter Vernachlässigung ohmscher Spannungsabfälle und einem hohen Leistungsfaktor aus Sicht des elektrischen Maschine, lässt sich die maximal übertragbare Leistung zu folgendem Term vereinfachen:

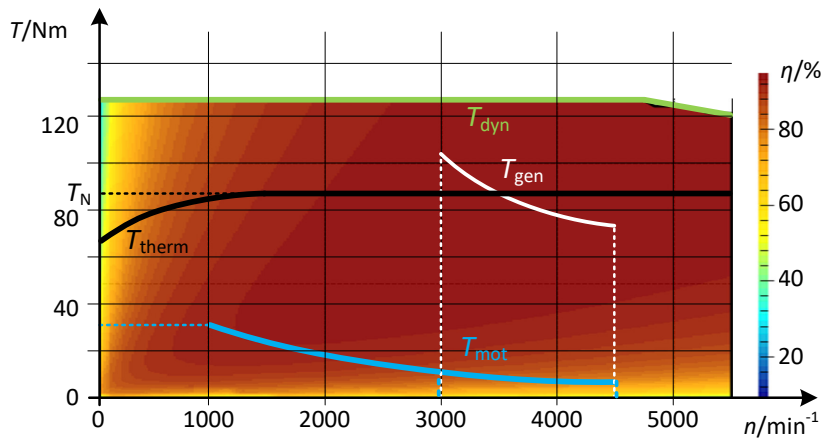


Abbildung 20: Lieferkennfeld (simuliert) einer geeigneten realen PMSM mit den Arbeitsbereichen im motorischen und generatorischen Betrieb.

$$P_{\max} = \frac{\omega_{el} \cdot \Psi_p^2}{2(L_{\sigma, \text{trafo}} + L_{s, \text{motor}})} \quad (17)$$

Daher ermöglicht eine höhere elektrische Frequenz eine Erhöhung der maximal übertragbaren Leistung. Da die maximale Drehzahl mechanisch (durch den Motor oder die Schwungmasse) begrenzt ist, kann die elektrische Frequenz nur durch Vergrößern der Polpaarzahl beeinflusst werden $\omega_{el} = p \cdot \omega_{\text{mech}}$. Dennoch muss berücksichtigt werden, wie die Statorinduktivität des Motors $L_{s, \text{motor}}$ und die Permanentmagnet-Flussverkettung Ψ_p mit veränderter Polpaarzahl beeinflusst werden.

$$T_{n, \text{mot}} = \frac{3}{2} p (i_{sq} \Psi_p + (L_d - L_q) i_{sd} \cdot i_{sq}) \quad (18)$$

Da das Reluktanzmoment bei den untersuchten Motortypen vergleichsweise gering ist, kann der letzte Term vernachlässigt werden.

$$T_{\text{Reluktanz}} = \frac{3}{2} (L_d - L_q) i_{sd} \cdot i_{sq} \approx 0 \quad (19)$$

$$(20)$$

Die Leistung beträgt somit:

$$P_{n, \text{mot}} = \frac{3}{2} p i_{sq} \Psi_p \omega_{\text{mech}} \quad (21)$$

$$\Psi_p = \frac{2 P_{n, \text{mot}}}{3 i_{sq} \omega_{\text{mech}} p} \quad (22)$$

$$p \sim \omega_{el} \sim \frac{1}{i_{sq}} \text{ für } \Psi_p = \text{const.}, \text{ oder} \quad (23)$$

$$p \sim \omega_{el} \sim \frac{1}{\Psi_p} \text{ für } i_{sq} = \text{const.} \quad (24)$$

Daraus folgt, dass eine Maschine mit einer höheren Polpaarzahl ihre Leistung mit einem geringeren Permanentmagnet-Verkettungsfluss oder mit geringerem i_{sq} verglichen mit einem Motor mit gleicher Nennleistung, aber geringer Polpaarzahl erzeugen kann. Dies bedeutet im übrigen nicht direkt, dass eine Maschine mit geringerer Polpaarzahl über eine höhere Drehmoment- oder Leistungsdichte verfügt, denn um bei höherer Polpaarzahl den gleichen Verkettungsfluss aufzubringen, würde mehr Permanentmagnet-Volumen benötigt, sodass sich beide Effekte herauskürzen.⁶ ($\Psi_p \sim V_p/\rho$).

Durch einsetzen von (22) in (17) folgt:

$$P_{max} = \frac{\omega_{el} \cdot \left(\frac{2P_{n,mot}}{3i_{sq}\omega_{el}}\right)^2}{2(L_{\sigma,trafo} + L_{s,motor})} \quad (25)$$

$$P_{max} = \frac{2P_{n,mot}^2}{9(L_{\sigma,trafo} + L_{s,motor})i_{sq}^2\omega_{mech}\rho} \quad (26)$$

Auf den ersten Blick ist eine Maschine mit höherer Polpaarzahl eine gute Wahl, da diese die elektrische Frequenz erhöht und somit nach (17) auch die maximale Leistungsübertragung. Bei bestimmter Nennleistung der Maschine und einem definierten Statorstrom in q-Richtung i_{sq} folgt nach (21), dass Ψ_p kleiner wird, wenn ρ vergrößert wird. Da aber die maximal übertragbare Leistung mit Ψ_p^2 und die Leistung der Maschine nur linear von Ψ_p abhängt, ist eine Erhöhung der Polpaarzahl kontraproduktiv. Folglich verfügt eine hinsichtlich der maximal übertragbaren Leistung optimale Maschine über einen hohen Verkettungsfluss Ψ_p , einen kleinen i_{sq} und eine kleine $L_{s,motor}$. Für jede untersuchte Maschine wird die maximal übertragbare Leistung berechnet. Die ausgewählte Maschine erfüllt die Anforderungen an die dynamische Leistungsabgabe, die thermische Leistung und eine ausreichende Leistungsübertragung von Schwungmasse zur Schweißzange. Zudem muss berücksichtigt werden, dass auch der Transformator die Anforderungen an die Leistungsübertragung erfüllt. Deswegen ist die Kombination aus Motor und Transformator zu betrachten.

4.2.4 Transformator

Der Transformator sorgt für die galvanische Trennung zwischen Netz und Schweißzange sowie für die Spannungsanpassung zwischen dem Motor und den Tiefsetzstellern. Die Übersetzung ist so auszulegen, dass die drehzahlabhängige Ausgangsspannung des Generators auf eine niedrigere effektive Ausgangsstrangspannung von ca. 20 V bis 40 V transformiert wird. Die gleichgerichtete Ausgangsspannung des Transformators soll zwischen 70 V und 100 V betragen ($U_{GR} \approx 2, 34 U_{Strang}$), weil aus Sicherheitsgründen

⁶ Indirekt kann eine höhere Polpaarzahl dennoch zur Erhöhung der Leistungsdichte beitragen, da ein einzelnes Polpaar einen geringeren Anteil am Verkettungsfluss Ψ_p verursacht, wodurch die Statorzähne kleiner dimensioniert werden können. Des Weiteren ist der Abstand zwischen den Polpaaren geringer, weswegen die Wickelköpfe kleiner und letztendlich der Motor kürzer wird [9]

keine Spannungen von mehr als 100 V auf der Sekundärseite auftreten dürfen. Da der Transformator – ebenso wie die Gleichstromsteller – nur zu etwa 10 % der Betriebsdauer aktiv ist, wird dieser in Überlast betrieben. Dabei muss einerseits eine Sättigung des Kerns, andererseits eine thermische Überlastung der Wicklung und des Magnetkerns verhindert werden. Weiterhin ist zu beachten, dass die meisten am Markt angebotenen Transformatoren für Betrieb bei Netzfrequenz ausgelegt sind und die hier vorliegende elektrische Frequenz, abhängig von der Polpaarzahl und der Drehzahl des Motors, größer ist (100 Hz – 250 Hz). Die erhöhte Frequenz im Vergleich zur Nennfrequenz reduziert die Gefahr der Kernsättigung, da eine Spannungspolarität kürzer angelegt wird und bei angenommener gleicher Induktivität zu einer geringeren Flussänderung führt $\hat{B} \sim 1/f$. Die Flussdichte ist demzufolge unproblematisch. Darüber hinaus müssen die Kernverluste betrachtet werden. Diese setzen sich maßgeblich aus Ummaagnetisierungsverlusten und Wirbelstromverlusten zusammen. Da aber die Wirbelstromverluste

$$P_{\text{Wirbel}} = \frac{(\pi \cdot f \cdot s \cdot \hat{B})^2}{6 \cdot \rho \cdot \rho_e} \quad (27)$$

(mit ρ = Dichte Trafoblech, ρ_e = el. Leitfähigkeit, s = Blechdicke)

aufgrund $\hat{B} \sim 1/f$ gleich bleiben, stellt dies ebenfalls kein Problem dar.

Für die Hystereseverluste gilt:

$$P_{\text{Hys}} \sim f \cdot \hat{B}^2, \quad (28)$$

aufgrund $\hat{B} \sim 1/f$ werden die Hystereseverluste sogar geringer. Die Kernverluste sind somit unproblematisch, wenn der Transformator bei höherer Frequenz betrieben wird.

Allerdings wird der Transformator hier gezielt überlastet, also bei deutlichen größeren Strömen betrieben. Dies soll im Folgenden untersucht werden. Allgemein gilt, dass die Größe des Stroms nicht die Flussdichte im Kern beeinflusst. Es besteht daher kein direkter Zusammenhang zwischen Kernquerschnitt und Maximalstrom. Indirekt ist dies jedoch durchaus der Fall. Denn offensichtlich sind die Kupferverluste maßgeblich für den Maximalstrom. Durch die Beziehung

$$N \cdot A_{\text{Kern}} = \frac{U_{\text{eff}}}{(k_{\text{form}} \cdot f \cdot B_K)} = \text{const} \quad (\text{mit } k_{\text{form}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}) \quad (29)$$

wird deutlich, dass die Windungszahl N direkt antiproportional zum Kernquerschnitt ist. Das wiederum führt dazu, dass ein kleiner Kern mehr Windungen benötigt, wodurch weniger Fläche pro Windung zur Verfügung steht. Mit:

$$\begin{aligned} I_{\text{max}} &= A_{\text{Cu}} \cdot J_{\text{max}} = \frac{A_W \cdot k_{\text{Cu}} \cdot J_{\text{max}}}{N} \\ &= \frac{A_W \cdot A_{\text{Kern}} \cdot k_{\text{Cu}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_{\text{form}} \cdot f \cdot B_K}{U_{\text{eff}}} \end{aligned} \quad (30)$$

kann der Gesamtzusammenhang anschaulich dargestellt werden. Obwohl die Beziehung hier linear aussieht, ist dies in der Praxis nur annähernd der Fall, da die maximale Stromdichte J_{\max} aus thermischen Gründen abhängig von k_{form} und A_W ist.

Bei den beschriebenen Zusammenhängen darf nicht allein die thermische Belastung betrachtet werden, sondern auch ihr Effekt auf den Wirkungsgrad. So kann es aufgrund der langen thermischen Zeitkonstante durch die hohe Transformator Masse möglich sein, den Transformator um Faktor 3 zu überlasten⁷. Allerdings würde eine derart hohe Überlastung mit einem geringeren Wirkungsgrad des Transformators einhergehen. Dies würde nicht nur den Systemwirkungsgrad verringern, sondern bedeutete auch, dass der Schwungmassenspeicher größer ausgelegt werden müsste, da der Generator einerseits mehr Leistung erzeugen und die Schwungmasse andererseits mehr Energie speichern müsste. Vor diesem Hintergrund sollte der Transformator nicht zu klein dimensioniert werden.

Eine weitere wichtige Größe des Transformators ist seine Streuinduktivität. Diese stellt eine Impedanz im Strompfad zwischen Schwungmassenspeicher und Schweißzange dar und beeinflusst somit sowohl die Anstiegszeit des Stroms als auch die maximal übertragbare Leistung. Um den Einfluss der Streuinduktivität korrekt zu beschreiben, wird das Modell des gesamten Systems (Anhang Abbildung B.6.1) verwendet. Für eine möglichst realistische Modellierung des Transformators wird ein Datenblatt eines erhältlichen Transformators verwendet, wobei die Streuinduktivität der Wicklungen aufgrund der angegebenen Kurzschlussspannungen abgeschätzt wird. Ein tabellarischer Vergleich verschiedener Transformatoren ist in Anhang B.5.1 zu finden.

Für Transformatoren in der Leistungsklasse zwischen 10 kW und 25 kW (hier jedoch mit dem Übertragungsverhältnis $\ddot{u} = 1$), liegt die Streuinduktivität etwa zwischen 0,4 mH und 0,5 mH. Die maximal übertragbare Leistung beträgt, wie bereits im Abschnitt „Motor/Generator“ beschrieben:

$$P_{\max} = \frac{(\omega_{\text{el}} \cdot \Psi_{\text{P}}^2)}{2(L_{\sigma, \text{Trafo}} + L_{\sigma, \text{Motor}})} \quad (31)$$

Die Streuinduktivität des Transformators hat somit erheblichen Einfluss auf die maximal übertragbare Leistung. Aus diesem Grund darf die Streuinduktivität einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Durch die Simulation zeigt sich, dass eine primärseitige Streuinduktivität von $L_{\sigma,1} \leq 500 \mu\text{H}$ (abhängig vom verwendeten Motor) erforderlich ist, um die notwendige Schweißleistung zu übertragen. Die sekundärseitige Streuinduktivität wurde mit $L_{\sigma,2} = L_{\sigma,1}/\ddot{u}^2$ abgeschätzt. Die erforderliche Stromanstiegszeit ist mit den verfügbaren Streuinduktivitäten unproblematisch.

Für die vorherigen Betrachtungen wurde angenommen, dass ein handelsüblicher Netztransformator ausgewählt wird, dessen Wicklungen an-

⁷ Dieser Faktor ergibt sich durch die quadratische Abhängigkeit der Kupferverluste vom Strom bei 10 Prozent Belastungsdauer bei Vollast.

gepasst werden. Falls ein eigens für die Anwendung angepasster Transformator angefertigt wird, kann das Trafo-Volumen reduziert werden. Die Masse und das Volumen des Transformators kann näherungsweise mit $m \sim V \sim 1/\omega$ verringert werden, wenn folgende Bedingungen gelten.

- Eine verringerte Blechdicke muss die Wirbelstromverluste im Kern gering halten.
- Es dürfen keine zu hohen Frequenzen im Kern auftreten, für die typische Trafoblech-Legierungen nicht geeignet sind.

4.3 SMS - FAZIT

4.3.1 Simulationsergebnisse

Durch die Nutzung des Systemmodells mit den Parametern der ausgewählten Komponenten soll nun ein Teil des Ladevorgangs der Schwungmasse, die Umschaltung auf den anschließendem Schweißvorgang und Umschaltung auf den Ladebetrieb simuliert werden. Somit können alle relevanten Betriebsbedingungen abgebildet werden.

In Abbildung 21 und Abbildung 22 sind die wichtigsten elektrischen und mechanischen Größen dargestellt. In der Zeit τ_{mot} von 0 s bis 0,4 s wird die PMSM motorisch betrieben. Die Drehzahl des Schwungrades steigt in der Zeit auf etwa 4500 min^{-1} . Auf die Darstellung des gesamten Ladezeitraumes wurde verzichtet. Die Drehzahl des Motors wird mittels feld- bzw. flussorientierter Regelung eingestellt. Für geringe Drehzahlen wird das motorische Drehmoment begrenzt (bis ca. 1000 min^{-1}) darüber erfolgt eine Leistungsbegrenzung auf etwa 4 kW. Diese Leistung wird vollständig aus dem Netz aufgenommen. Der Drehzahlbereich unterhalb von 3000 min^{-1} wird nur zum Anlaufen aus dem Stillstand benutzt und ist nicht Teil des typischen Lastprofils. Dieser Bereich ist daher nicht in den Diagrammen von Abbildung 21 und Abbildung 22 dargestellt. Im Zeitraum τ_{gen} von 0,4 s bis 0,9 s findet die Schweißung statt. Dazu wird die Pulsfreigabe des Wechselrichters gesperrt, wobei aber die Sensorik aktiv bleibt und der Drehwinkel des Motors weiterhin bekannt bleibt. Durch die Sperrung der Pulse wird verhindert, dass der Umrichter in den Fehlermodus schaltet, da er während des Schweißens einen Kurzschluss am Ausgang feststellen könnte⁸. Nun kann die Schweißung eingeleitet werden, indem die Tiefsetzsteller TS_1 und TS_2 aktiviert werden. Dabei wird TS_2 mit einem für ihn günstigen konstanten Tastgrad von ca. 0,15 betrieben. Dies ist sinnvoll, da so die Stromschwankungsbreite pro Strang und am Ausgang reduziert wird und gleichzeitig eine relativ große Übersetzung zwischen Eingang und Ausgang erzielt wird. Die optimale Reduktion der Stromschwankungsbreite würde bei einem Tastgrad von 20 % erzielt werden. Dennoch wird der Tastgrad von TS_2 so bemessen, dass nur ein vorgelagerter Tiefsetzsteller TS_1 in der Lage ist, den unterlagerten Steller TS_2 zu versorgen. Je größer der Tastgrad von TS_2 ist, desto höher muss der Ausgangsstrom von TS_1 sein. Die Regelung des Ausgangsstroms erfolgt mit TS_1 , welcher seinen Ausgangsstrom I_{TS_1} regelt. Eine detailliertere Beschreibung der Auslegung der Tiefsetzsteller ist in Abschnitt 5 zu finden. Der Ausgangsstrom von TS_2 $I_{TS_2, \text{Aus}}$ und damit der Schweißstrom ergibt sich anhand des Übersetzungsverhältnisses D_{TS_2} mit guter Näherung zu $I_{TS_2, \text{Aus}} = I_{TS_1, \text{Aus}} / D_{TS_2}$.

Die Simulation zeigt, dass die Regelung des Schweißstromes alleine durch TS_1 erfolgen kann.

Neben dieser Stromregelung muss zusätzlich eine Spannungsüberwachung durchgeführt werden, sodass abhängig vom Widerstand des Schweißgutes keine zu hohe Spannung am Eingang des Tiefsetzstellers

⁸ Dies wäre mit einer Modifikation der Umrichterregelung zu umgehen, würde aber dem Ansatz, wenn möglich, Standardkomponenten zu verwenden, entgegenwirken.

TS₂ anliegt. Im Funktionsmuster wird dies durch eine kaskadierte Regelstruktur mit unterlagerter Strom- und überlagerter Spannungsregelung realisiert. Während der Zeit im generatorischen Betrieb ist zu erkennen, dass die Leistungsaufnahme aus dem Generator in etwa konstant bleibt, da die Schweißleistung aufgrund des konstanten Lastwiderstands ebenfalls gleich bleibt. Das Motordrehmoment wächst an, um den gleichzeitigen Abfall der Drehzahl zu kompensieren. Die beiden Komponenten der Motorströme i_d und i_q stellen sich automatisch ein. Die i_q -Komponente ist der drehmomentbildende Strom und dementsprechend proportional zum Drehmoment. Die i_d -Komponente ist der flussschwächende Strom. Der Betrag dieses Anteils wird mit geringerer Drehzahl größer, da die generierte Spannung am Ausgang des Generators mit fallender Drehzahl geringer wird. Somit muss der Permanentmagnetfluss stärker geschwächt werden, um die Spannungsgrenze weiterhin einzuhalten. Da die generierte Spannung der elektrischen Maschine drehzahlabhängig ist, wird das Übersetzungsverhältnis des Transformators so gewählt, dass die Gleichrichterspannung auf der Sekundärseite zu keiner Zeit größer als 100 V ist. Diese Spannungsgrenze ist so gewählt, dass Sicherheitsanforderungen an die Funktionskleinspannung⁹ in der Schweißtechnik eingehalten werden.

4.3.2 Zusammenfassung

Schwungmasse

- Die Parametrierung der Schwungmasse ist relativ einfach.
- Bei der gegebenen Randbedingung wird das Schwungrad über ein Volumen von mindestens 7 Liter verfügen. Mit Gehäuse und rechteckigem Nutzvolumen sind es über 10 Liter.
- Da das Schwungrad leichter anzupassen ist als die elektrische Maschine, gibt diese die exakten Anforderungen vor.

Transformator

- Elektrische Frequenz liegt zwischen 100 Hz und 250 Hz (je nach Wahl des Motors und Ladegrad des Schwungrades). Die Reduktion der Transformatorgröße (Masse und Volumen) gegenüber eines 50 Hz Transformators ist dadurch möglich.
- Die Verwendung eines für 50 Hz bzw. 60 Hz ausgelegten Transformators hinsichtlich Flussdichte und Kernverlusten ist problemlos möglich. Für die mögliche Höhe der Überlastung ist die Stromdichte in den Leitern entscheidend.
- Der maximale thermische Überlastungsgrad kann die sinnvolle Überlastung übersteigen, da die Verluste den Gesamtwirkungsgrad verschlechtern und sowohl die erforderliche Leistung als auch die zu speichernde Energie des Schwungmassenspeichers erhöhen.

⁹ 120 V für Gleichspannungen nach IEC 60449

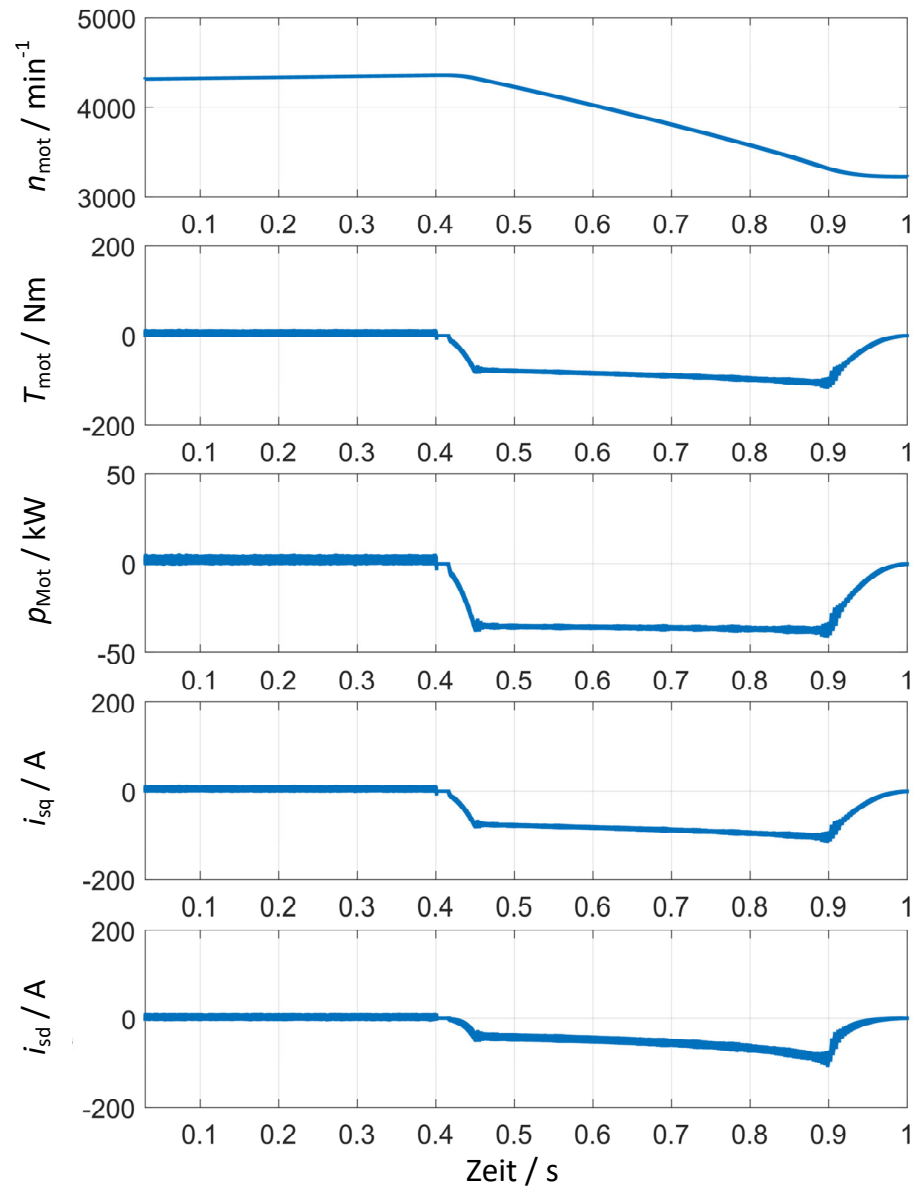


Abbildung 21: Simuliertes Betriebsverhalten der elektrischen Maschine über einen Entladevorgang (0,4 s bis 1 s). Es ist nur das Ende des Ladevorgangs dargestellt (0 s bis 0,4 s). n_{mot} = Drehzahl von Schwungrad und Maschine; T_{mot} = Drehmoment der Maschine; p_{Mot} = Elektrische Leistung der Maschine; i_{sd} = d-Komponente des Statorstroms i_{sq} q-Komponente des Statorstroms

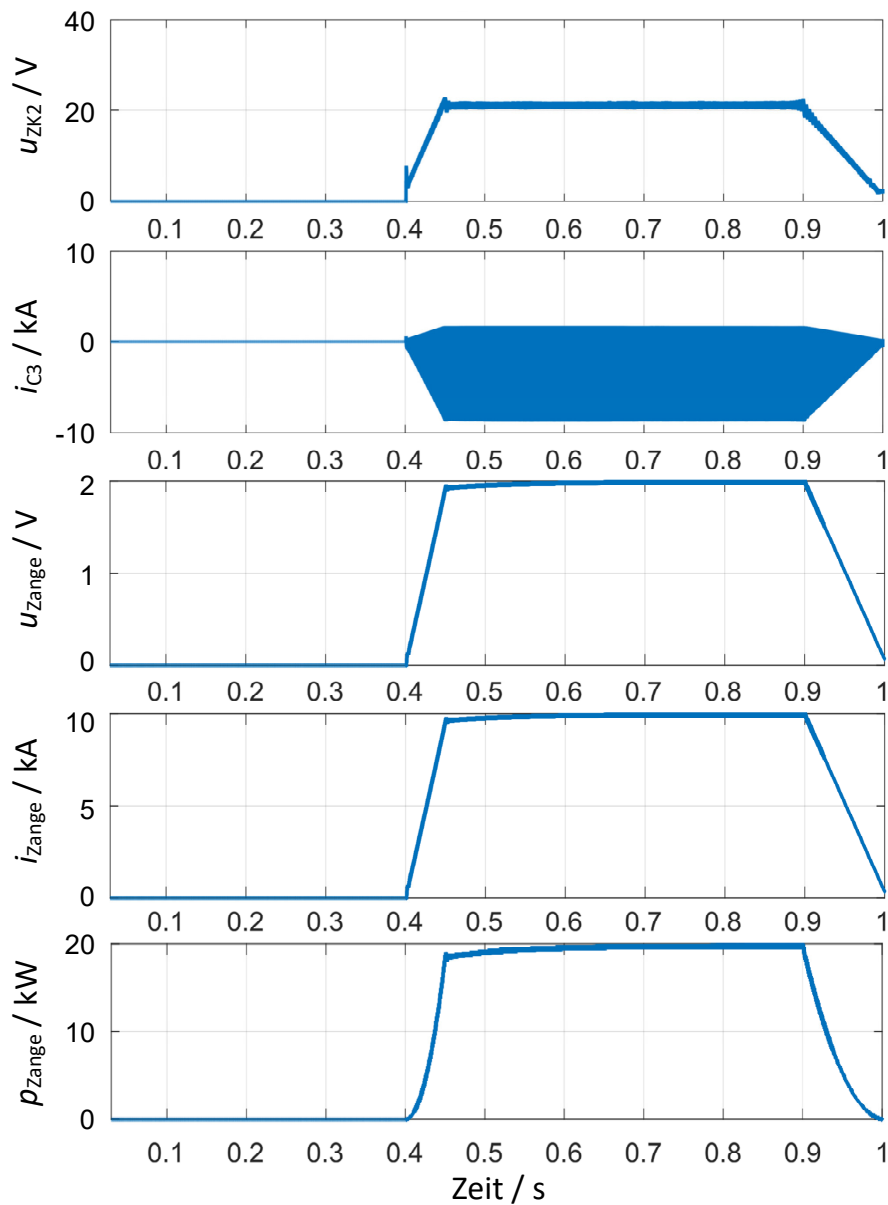


Abbildung 22: Simulierter Verlauf der elektrischen Größen an der Zange und am Tiefsetzsteller. u_{ZK2} = Gleichgerichtete Spannung nach Transformator; i_{c3} = Strom in Zwischenkreiskondensatoren zwischen TS_1 und TS_2 ; u_{Zange} = Zangenspannung; i_{Zange} = Zangenstrom; p_{Zange} = Leistung an Schweißzange

- Zu beachten ist die Transformator-Streuinduktivität bei konventionellen marktüblichen Transformatoren, die durch ihre Impedanz die Leistungsübertragung limitiert. Einen streuflussarmen Transformator erhält man durch eine bessere magnetische Kopplung, welche bei Transformator-kernen mit großen Wickelbreiten resultiert oder durch eine geschickte Verschachtlung der Wicklungen, was aber wegen des höheren Isolationsaufwands eine ausreichende Größe des Wickelfensters erfordert.

5.1 MOTIVATION

5.1.1 Kontext

Der Gleichspannungswandler TS_2 , welcher sich am nächsten an den Schweißelektroden befindet (siehe Abbildung 14), muss die höchsten Ströme wandeln. Durch die Nutzung von MOSFETs bei dem hohen benötigten Schweißstrom resultiert eine große notwendige Halbleiterfläche, da ein in etwa linearer Zusammenhang zwischen Effektivstrom und Halbleiterfläche besteht [12]. Des Weiteren benötigen MOSFETs im Vergleich zu IGBTs in etwa das 2,5-fache Volumen bei gleichem Nenn-Effektivstrom [12]. Für den gesuchten Nennspannungsbereich kommen ausschließlich diskrete, kleinflächige Bauelemente in Frage, wodurch letztendlich ein großer Parallelisierungsaufwand verursacht wird. Vor diesem Hintergrund wird ersichtlich, dass dies zu einer großen Platinenfläche führt, welche auch Platz für die weiteren Komponenten des Gleichspannungsstellers bieten muss. Mit der Zahl der diskreten MOSFETs steigt ebenso der Bedarf an Treibern und Kondensatoren, die dicht an den Halbleitern liegen müssen. Bei der Auslegung haben die Kosten- und Baugrößenreduktion die oberste Priorität, daher werden die Abmessungen höher gewichtet als der elektrische Wirkungsgrad. Infolgedessen ist mit der größten Verlustleistung in dieser Stufe zu rechnen, weshalb ein Wasser-Kühlkreislauf erforderlich ist. Insgesamt führt der hohe Parallelisierungsgrad und die Vielzahl der Randbedingungen zu einer hohen Komplexität beim Entwurf, dies betrifft sowohl die elektrische als auch die mechanische Auslegung.

Eine besondere Rolle beim Tiefsetzsteller TS_2 nehmen die ausgangsseitigen Drosselspulen ein, die aufgrund der hohen Ströme und der spezifizierten geringen Stromschwankungsbreite eine große Baugröße und Masse verursachen. Um der Bedeutung der magnetischen Komponenten Rechnung zu tragen, wird die Auslegung detailliert in Abschnitt 5.2 beschrieben. Es kommt hinzu, dass die Masse und das Bauvolumen von Komponenten in der Nähe der Schweißelektroden, also am Ende des Schweiß-Roboterarmes, deutlich negativere Auswirkungen haben als Komponenten am Roboterfuß. Somit hat der Gleichspannungswandler TS_2 einen erheblichen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems, weswegen dessen Auslegung besonders fokussiert wird.

5.1.2 Stand der Technik

Bisher werden Gleichspannungssteller nicht in der serienmäßigen Punktschweißtechnik angewendet, weshalb aus diesem Bereich kein Stand der

In Kapitel 5 wird die Auswahl und Auslegung des Gleichspannungswandlers im Detail beschrieben.

Technik beschrieben werden kann. In Abschnitt 5.2.5 werden kurz Anwendungen mit ähnlichen Charakteristika beschrieben. Die Besonderheit in der vorliegenden Arbeit ist, dass ein galvanisch nicht getrennter Gleichspannungswandler für ein sehr kleines Übersetzungsverhältnis ($M = U_a/U_e$) benötigt wird. Um dieser Anforderung gerecht zu werden, gibt es mehrere Lösungsansätze:

1. Ein einzelner Tiefsetzsteller dessen Schaltfrequenz so gering ist, dass auch bei sehr kleinen Tastgraden genug Zeit zum Ein- und Ausschalten des aktiven MOSFETs bleibt. ($D = T_e/T_a \approx M = U_a/U_e$)
2. Ein Tiefsetzsteller mit Mittenabgriff an der Ausgangs-Drosselspule („Tapped-Inductor Buck Converter“)[80], welcher höhere Tastgrade ermöglicht.
3. Die Kaskadierung von zwei Tiefsetzstellern, sodass die jeweiligen Steller mit größeren Tastgraden betrieben werden können und die Ausnutzung der Halbleiter angehoben wird. Zudem können die Drosselspulen kleiner ausgeführt werden.

Ein einzelner Tiefsetzsteller ist durch das erforderliche Übersetzungsverhältnis sehr nachteilig. Zum einen werden die Halbleiter im Eingangstrompfad aufgrund ihrer geringen Einschaltdauer nur schlecht ausgenutzt. Andererseits erzeugen sie trotz ihres vergleichsweise geringen mittleren Stroms hohe Verluste, da das Verhältnis zwischen leitendem Zustand und den Schaltperioden sehr gering ist. Eine Reduktion der Schaltfrequenz ist ebenfalls unerwünscht, da dies zu größeren passiven Bauteilen führt und keinen Einfluss auf die schlechte Ausnutzung der Bauteile im aktiven Pfad hat.

Eine Drosselspule mit Mittenabgriff (Tapped-Inductor) bietet den großen Vorteil, dass ein Übersetzungsverhältnis N durch die Position des Abgriffs vordefiniert werden kann. Dabei bezeichnet N_1 die Windungszahl vor dem Abgriff und N_2 die Windungszahl nach dem Abgriff.

$$N = \frac{N_1 + N_2}{N_2} \quad (32)$$

$$d = N \frac{U_{\text{aus}}}{U_{\text{ein}}} \quad (33)$$

Dadurch ist ein höherer Tastgrad d und somit eine bessere Ausnutzung der Halbleiter möglich. Allerdings kommt es beim Tapped-Inductor-Tiefsetzsteller zu erheblichen transienten Spannungsspitzen beim Schalten aufgrund der Streuinduktivität der Ausgangsdrossel. Abhilfe schafft eine äußerst streuarmer Ausgangsdrossel oder ein Entlastungsnetzwerk (Snubber). Eine besonders streuarmer Konstruktion durch mehradrige, verschachtelte Wicklungen ist aufgrund der hohen Stromwerte problematisch. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Ausgangsspannung durch das konstruktiv eingestellte Übersetzungsverhältnis nach oben begrenzt ist. Das Stellen einer höheren Ausgangsspannung zum Entfernen einer Oxidschicht auf dem Schweißgut wird somit stark eingeschränkt.

Aus den genannten Gründen wird eine zweifach kaskadierte Gleichstromstellerstruktur verwendet. Diese soll zum einen modular gestaltet sein, zum anderen soll sie es ermöglichen, auch Ausgangsspannungen von bis zu 25 V mit reduzierter Leistung zu stellen.¹ Idealerweise sollen der überlagerte Steller TS_1 und der unterlagerte Steller TS_2 über die gleiche Struktur und die gleichen Abmessungen in Breite und Länge verfügen, um eine gute Integrierbarkeit ins System und geringere Kosten zu gewährleisten. Durch die höhere Stromlast des unterlagerten Stellers muss dieser stärker parallelisierbar sein als der überlagerte Steller. Aufgrund der hohen Bedeutung des unterlagerten Stellers wird dessen Auslegung fokussiert. Daher wird im folgenden Abschnitt die Auslegung der Ausgangsdrossel des unterlagerten Gleichspannungsstellers thematisiert.

¹ Dieser Betriebsmodus dient dazu, eine ggf. vorhandene Oxidschicht auf dem Schweißgut (z.B. bei Aluminium) aufzubrechen

5.2 MAGNETISCH GEKOPPELTE DROSSELSPULENSTRUKTUR

5.2.1 *Idealisierte Beschreibung der Kopplungsarten*

Aufgrund der hohen Ausgangsströme im unterlagerten Gleichspannungswandler ist eine Parallelschaltung mehrerer separater Gleichspannungsteller – im vorliegenden Fall Halbbrücken – unumgänglich. Dies wirft die Frage auf, wie die Ströme der einzelnen Halbbrücken zusammengeführt werden und welche Ausgangsdrossel die besten Eigenschaften für diese Parallelschaltung bietet. Durch die Verfügbarkeit verschiedener separat angesteuerter Stromzweige, im Folgenden Stränge genannt, sind verschiedene Drosselstrukturen denkbar, die nachfolgend zunächst analytisch verglichen werden. Es wird jeweils nicht lückender Betrieb (CCM) angenommen, da im Lück- oder Lückgrenzbetrieb die geforderte Stromschwankungsbreite an der Schweißzange schwer zu realisieren ist und die Effektiv- sowie Spitzenstrombelastung der Bauelemente weiter ansteigt.

5.2.1.1 *Einzelne Drosselspule*

Bei einem Gleichspannungswandler mit einer einzelnen Drosselspule, betrieben im CCM, hat der Strom einen dreieckförmigen Wechselanteil mit gleicher Frequenz wie die Schaltfrequenz des Wandlers (siehe Abbildung 23). Offensichtlich ist, dass der Spulenstrom i_L dem Gesamtstrom i_{ges} entspricht. In Abhängigkeit von der Auslegung ist die Stromschwankung und somit die magnetische Flussschwankung im Kern erheblich. Bei der hier vorliegenden Spezifikation hingegen, muss die Stromschwankungsbreite sehr klein sein, dies führt zu einer hohen benötigten Induktivität. Gleichzeitig muss die Spule sehr hohe Ströme führen und bei dem dadurch resultierendem hohen Gleichanteil des magnetischen Flusses nicht sättigen, dies führt in Summe zu einem großen Spulenvolumen. Des Weiteren ist die Möglichkeit viele Transistoren parallel an einer einzelnen Drosselspule zu betreiben limitiert, da ein ungerichtetes Parallelschalten zu Symmetrieungsproblemen führen kann.

5.2.1.2 *Nicht gekoppelte versetzt getaktete Drosselspulen*

Eine Möglichkeit, die Größe der Drosselspulen zu reduzieren und gleichzeitig N Halbbrücken-zweige zu parallelisieren, ist die Verwendung einer eigenen Drosselspule pro Strang, die magnetisch nicht mit anderen Strängen gekoppelt ist. Die Ansteuerung der Halbbrücken-zweige erfolgt versetzt. Dies wird als versetzte Taktung oder „phase-shift-switching“ bezeichnet (siehe Abbildung 24). Die Verschiebung der Taktung erfolgt, abhängig von der Anzahl paralleler Stränge N , gleichmäßig verteilt über eine Periode $\varphi = 360^\circ/N$. Aufgrund dieser Herangehensweise sind die dreieckförmigen Stromverläufe in den Spulen gegeneinander verschoben. Der Gesamtstrom des Wandlers ergibt nach dem Superpositionsprinzip eine um den Faktor N geringere Stromschwankungsbreite als in den Drossel-

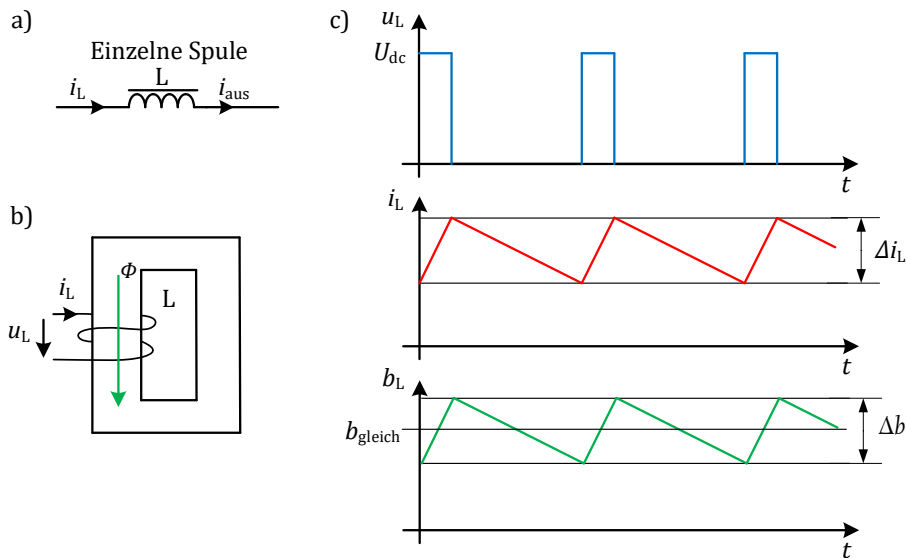


Abbildung 23: Idealisiertes Wirkprinzip: Einzelne Drosselspule: a) Anordnung b) Magnetisches Ersatzschaltbild c) Kurvenverläufe

spulen der Stränge. Gleichzeitig erhöht sich die effektive Frequenz der Gesamtstromschwankung um den Faktor N .

In der Regel wird die Gesamtstromschwankungsbreite von der Anwendung vorgegeben. Es ist somit durch versetzte Taktung möglich, die Induktivität der einzelnen Drosselspulen deutlich zu reduzieren. Dadurch steigen allerdings, bedingt durch höhere Strom- und Flusschwankungen, die Verluste in den Drosselspulen. Ursächlich sind steigende Hysterese- und Wirbelstromverluste sowie steigende Wicklungsverluste aufgrund des Skin- und Proximity-Effekts. Auch in den Halbleitern kann es zu höheren Verlusten kommen, da der Effektivstrom und die Einschaltströme durch die größere Stromschwankung ansteigen.

5.2.1.3 Magnetisch gekoppelte versetzt getaktete Drosselspulen

Im Vergleich zur vorherigen Variante ist die magnetische Kopplung der Strangdrosselspulen der einzige topologische Unterschied. Die Kopplung kann mittels eines einzigen Kerns oder mehrerer Kerne erfolgen. In der Literatur werden bei einer Kopplung aller Stränge mit einem Kern häufig die Bezeichnungen *Intercell Transformer ICT*, *Interphase Transformer* oder *(Multiphase) Coupled Inductors* verwendet.

Als Veranschaulichung werden zunächst zwei ideal gekoppelte Drosselspulen zur magnetischen Kopplung von zwei Strängen angenommen (siehe Abbildung 24). Wie bei der nicht gekoppelten Variante werden die Stränge versetzt getaktet, wodurch eine 180° verschobene Rechteckspannung an den Einzelwindungen anliegt. Durch die magnetische Kopplung (Gleichtakt/CM) ist der Strom in beiden Wicklungen gleich. Bei einer idealen Kopplung der Phasen gibt es keine Streuinduktivität. Dies hat zur Folge, dass es keine Glättungen von Gegentakt (DM)-Größen, und somit keine Glättung der schaltfrequenten Stromschwankung gibt.

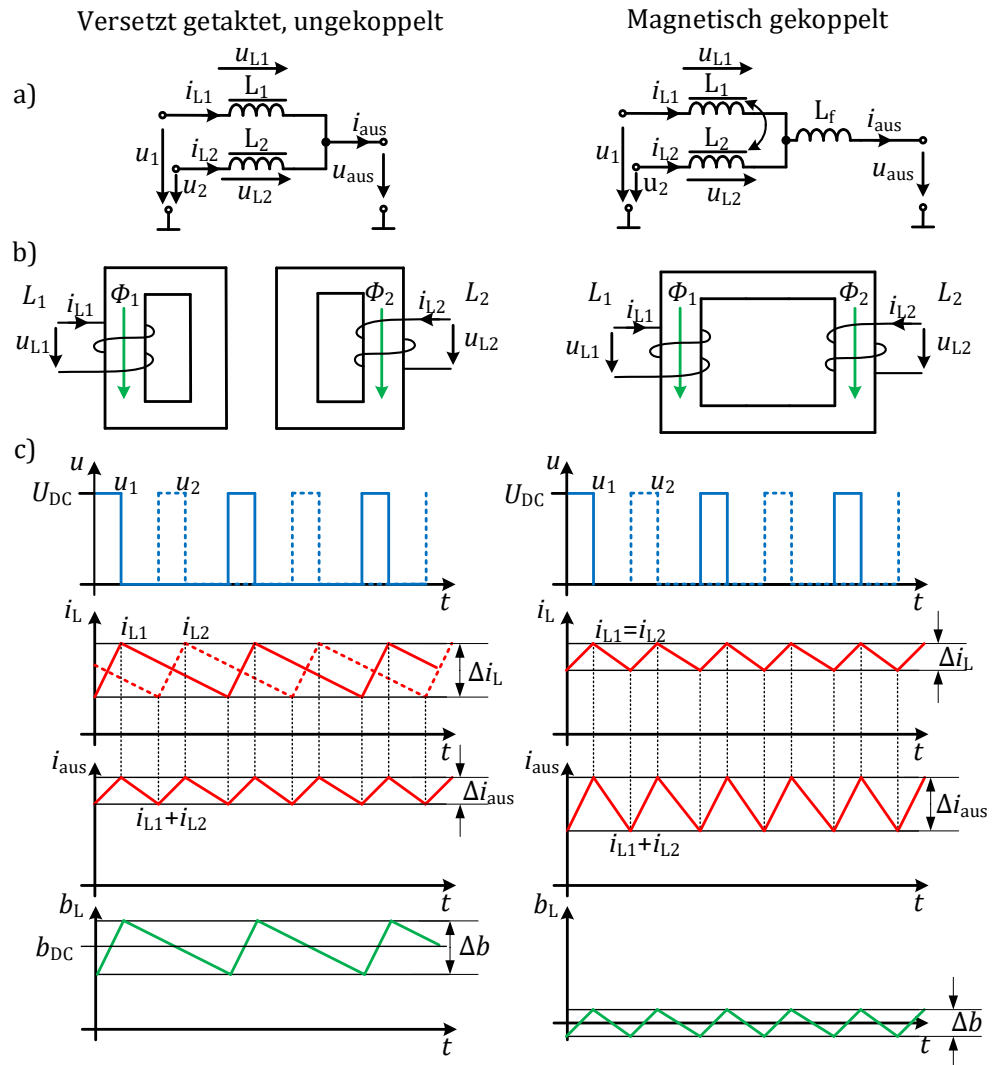


Abbildung 24: Idealisiertes Wirkprinzip: Magnetisch ungekoppelte (links) und magnetische gekoppelte Drosselpulen (rechts): a) Anordnung b) Magnetisches Ersatzschaltbild c) Kurvenverläufe

Aus diesem Grund ist bei idealer oder bei sehr guter Kopplung zwingend eine zusätzliche Glättungsdrosselspule L_{filter} notwendig, welche die Stromschwankungsbreite begrenzt. Da die ausgangsseitige Frequenz dank der Kopplung mit Anzahl der verkoppelten Zweige N multipliziert wird, kann die Glättungsdrossel L_{filter} kleiner als bei Nutzung einer einzelnen Drosselspule ausgelegt werden. In den verkoppelten Spulen L_1 und L_2 wird der Gegentaktanteil des Stroms und des magnetischen Flusses durch die Anzahl der Zweige N geteilt. Der Gleichanteil des Flusses verringert sich bei dieser idealen Betrachtung zu Null.

Um die Kopplung zu realisieren, wird ein Aufbau verwendet, wie er in Abbildung 24 dargestellt ist. Die einzelnen Wicklungen werden gegensinnig an den gemeinsamen magnetischen Kern angelegt, wodurch die Gleichanteile der magnetischen Spannungen ebenfalls in entgegengesetzte Richtungen zeigen und sich demzufolge aufheben. Die Gleichanteile des magnetischen Flusses $\bar{\Phi}_1$ und $\bar{\Phi}_2$ sind somit nach dem Superpositionsprinzip ebenfalls gegensinnig, wodurch sich kein Gleichanteil des Flusses aufbaut. Die äquivalente Reluktanz für den magnetischen Gleichanteil des Flusses ist demnach unendlich groß.

Für die schaltfrequenten Wechselanteile sieht dies anders aus. Zunächst kann angenommen werden, dass beide verkoppelten Spulen exakt gleich groß sind: $L_1 = L_2$. Bei idealer magnetischer Kopplung $k = 1$ fließt ein gleich großer Strom durch die Wicklungen: $i_{L1} = i_{L2}$ wodurch folglich auch

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} \quad (34)$$

gilt. Bei der hier angenommen idealen Betrachtung mit einer Kopplung von $k = 1$ entspricht dies einer unendlich großen DM-Induktivität.

Die Gegeninduktivität ist:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (35)$$

Für die Spannungen über den einzelnen gekoppelten Spulen gilt:

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (36)$$

$$u_{L2} = L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt} \quad (37)$$

Unter der Annahme idealer Kopplung $M = L_1 = L_2$ ist das Ergebnis der Gleichungen 36 und 37 gleich Null.

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} - L_1 \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (38)$$

$$u_{L2} = L_2 \frac{di_2}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} = 0 \quad (39)$$

Des Weiteren können die Selbstinduktivitäten L_1 und L_2 aufgrund des hochpermeablen Kernmaterials ohne Luftspalt im Vergleich zur Magnetisierungsinduktivität als groß betrachtet werden. Das führt dazu, dass die Ströme i_{L1} und i_{L2} gleich groß sind.

Daraus folgt ebenso, dass eine Spannung, die z.B. an L_1 angelegt wird, die gleiche Stromänderung in L_1 und in L_2 hervorruft. Durch das gegenseitige Wicklungsschema und das Fehlen einer Gegenspannung ist die Gegentakt-Induktivität Null. In der Realität ist die Gegentakt-Induktivität nicht Null sondern abhängig von der Streuinduktivität relativ klein. An dieser geringen Gegentakt-Induktivität lässt sich auch erkennen, dass keine große inhärente Symmetrierung der Ströme in den einzelnen Strängen besteht. Es muss folglich durch andere Methoden z.B. eine Strangstromregelung oder den positiven Temperaturkoeffizienten der elektrischen Leiter die Symmetrie der Ströme sichergestellt werden.

Wenn nun eine gewisse Streuung berücksichtigt wird, kann die Vereinfachung aus 38 nicht angewendet werden:

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (40)$$

Abhängigkeit von i_2 auflösen:

$$\frac{di_2}{dt} L_2 = u_{L2} + M \frac{di_1}{dt} \quad (41)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{u_{L2}}{L_2} + \frac{M}{L_2} \frac{di_1}{dt} \quad (42)$$

Durch Einsetzen in 36 folgt:

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} - \left(M \frac{u_{L2}}{L_2} - \frac{M}{L_2} \frac{di_1}{dt} \right) \quad (43)$$

Umstellen, sodass M ersetzt werden kann:

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} - \frac{M \cdot u_{L2}}{L_2} + \frac{M^2}{L_2} \frac{di_1}{dt} \quad (44)$$

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} - \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right) \frac{M \cdot u_{L2}}{L_2} \quad (45)$$

mit dem Kopplungsfaktor $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} (1 - k^2) - \frac{k \sqrt{L_1 L_2} u_{L2}}{L_2} \quad (46)$$

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} (1 - k^2) - k \cdot u_{L2} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (47)$$

$$u_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} (1 - k^2) - k \cdot u_{L1} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (48)$$

mit der Streuinduktivität $L_{\sigma 1} = L_1 (1 - k^2)$; $L_{\sigma 2} = L_2 (1 - k^2)$

$$u_{L1} = L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} - k \cdot u_{L2} \quad (49)$$

$$u_{L2} = L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} - k \cdot u_{L1} \quad (50)$$

Nachdem nun die Spannungsabfälle bekannt sind, sollen die Erkenntnisse auf einen typischen zeitlichen Verlauf bei einer versetzt getakteten 2-Strang-Drosselspule angewendet werden. Hierzu wird die vom Kopplungsfaktor abhängige Stromänderungsgeschwindigkeit und darauf basierend die Stromschwankungsbreite hergeleitet. Für diesen Vorgang wird das von Zhu [82] eingeführte Ersatzschaltbild (Abbildung 25) genutzt. Es bietet den Vorteil, dass der Magnetisierungsstrom, der in anderen Modellen oder Ersatzschaltbildern asymmetrisch einer einzelnen Transformatorseite oder Wicklung zugeordnet wird, symmetrisch auf beide Stränge verteilt wird. Für das genutzte Modell werden die gekoppelten Spulenstränge in zwei Komponenten zerlegt; die eingekoppelte Gegenspannung, die durch den Strom des anderen Strangs hervorgerufen wird und die eigentliche Induktivität der Spule. In Abbildung 26 können die nachfolgenden Herleitungen für zwei Schaltperioden grafisch nachvollzogen werden.

Die Spannung über dem gesamten Strang ist abhängig von den Schaltstellungen s_1 und s_2 . Bei $s = 1$ sind die Drosselspulen eingangsseitig mit U_{DC} verbunden, bei $s = 0$ mit Masse. Masse ist auch das Bezugspotential in den Diagrammen.

$$u_{L1} = s_1 U_{DC} - U_{aus} \quad (51)$$

Um die Spannung über der Streuinduktivität zu berechnen, muss zunächst die physikalisch nichtexistierende Spannung u_x bekannt sein:

$$u_{x1} = s_1 U_{DC} + k u_{L2} = s_1 U_{DC} + s_2 k U_{DC} - k U_{aus} \quad (52)$$

Damit ergibt sich die Spannung an der Drossel abhängig von den Schaltzuständen s zu:

$$u_{L\sigma1} = u_{x1} - U_{aus} = s_1 U_{DC} + s_2 k U_{DC} - (1 + k) U_{aus} \quad (53)$$

Nun lassen sich die Stromänderungsgeschwindigkeiten $\frac{di}{dt} = m_i$ zu den unterschiedlichen Schaltintervallen bestimmen; bei $s_1 = 1$ in Strang 1 liegt die größte positive Steigung an:

$$m_{is1} = \frac{U_{DC} - (1 + k) U_{aus}}{L_{\sigma1}} \quad (54)$$

$$m_{is2} = \frac{k U_{DC} - (1 + k) U_{aus}}{L_{\sigma1}} \quad (55)$$

$$m_{if} = \frac{-(1 + k) U_{aus}}{L_{\sigma1}} \quad (56)$$

In Abhängigkeit vom Tastgrad D und der Schalt-Periodendauer T_S lässt sich nun die Stromschwankungsbreite für die größere Auslenkung bei Ansteuerung des gleichen Strangs und die kopplungsabhängige Auslenkung bei Ansteuerung des gekoppelten Strangs berechnen.

$$\Delta i_{s1} = m_{is1} D T_S = \frac{U_{DC} - (1 + k) U_{aus}}{L_{\sigma1}} D T_S \quad (57)$$

$$\Delta i_{s2} = m_{is2} D T_S = \frac{k U_{DC} - (1 + k) U_{aus}}{L_{\sigma1}} D T_S \quad (58)$$

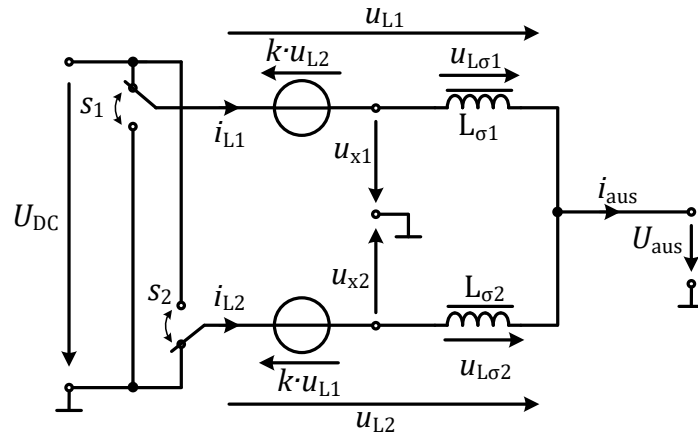


Abbildung 25: Ersatzschaltbild der gekoppelten Drosselspule mit Modellvorstellung in Form von Trennung von Induktivität und eingekoppelter Gegenspannung nach [82].

Mit diesen Gleichungen lässt sich anschaulich der Effekt des Kopplungsfaktors auf den Kurvenverlauf zeigen. Bei einer Kopplung von $k = 1$ gibt es keinen Unterschied zwischen Δi_{s1} und Δi_{s2} , jedoch wird wie schon zuvor beschrieben (siehe Gl. 38 und 39) kein Spannungsabfall über der Drosselspule und somit auch keine Filterwirkung erzielt. Bei einer Kopplung $k = 0$ verhält sich die Schaltung erwartungsgemäß wie zwei nicht gekoppelte Drosselspulen.

Auch wenn in der vorliegenden Anwendung mit kleinen Tastgraden ($D < \frac{1}{n_{\text{Stränge}}}$) gearbeitet wird, soll nicht unerwähnt bleiben, dass sich besonders große Stromänderungsgeschwindigkeiten bei der Überlappung der Einschaltzeiten von s_1 und s_2 erreichen lassen. Dann gilt:

$$m_{is,\max} = \frac{U_{DC} + kU_{DC} - (1+k)U_{aus}}{L_{\sigma 1}} \quad (59)$$

Diese Eigenschaft lässt sich vorteilhaft nutzen, bei kleinen Tastgraden ist die Stromschwankungsbreite durch die moderate Steilheit der Stromänderung gering. Wenn aber eine hohe Dynamik erforderlich ist, kann der Strom dennoch schnell erhöht werden.

In diesem Abschnitt wurde die Kopplung von nur 2 Strängen beschrieben und hergeleitet, da dies die Zusammenhänge am besten veranschaulicht. Das gleiche Vorgehen ist auch für eine Kopplung von N-Strängen möglich. Zur kompakteren Darstellung wird im nachfolgenden Kapitel auf die Herleitungen verzichtet, und nur auf die wichtigsten Gleichungen und deren Konsequenzen für die Auslegung eingegangen.

5.2.2 Erweiterte Darstellung für die Kopplung von N Drosselspulen

Bisher wurde exemplarisch die Kopplung von zwei Wicklungen beschrieben. In vielen Fällen kann jedoch die Kopplung weiterer Wicklungen die

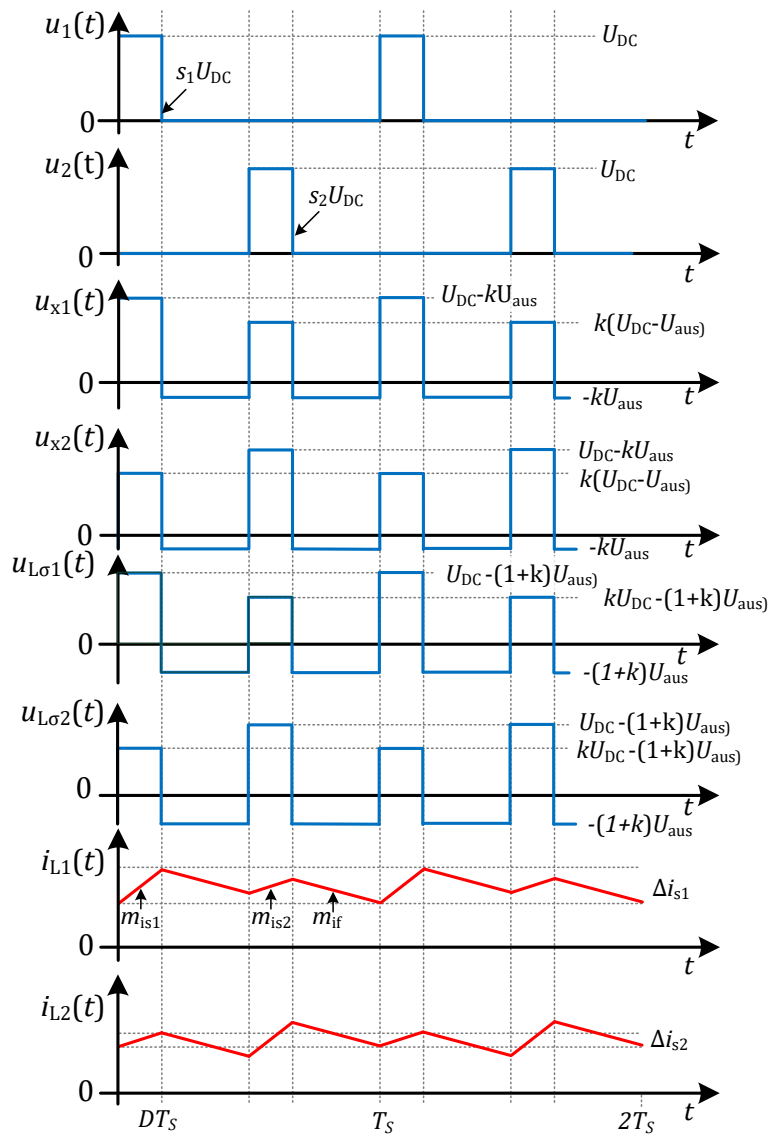
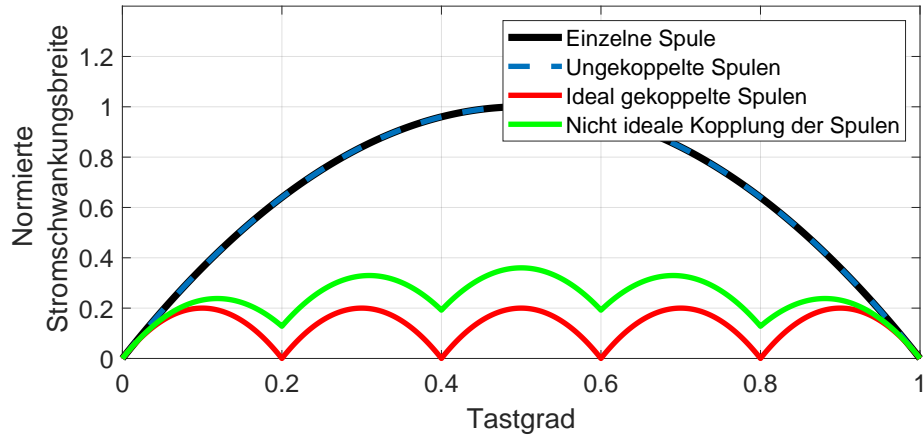
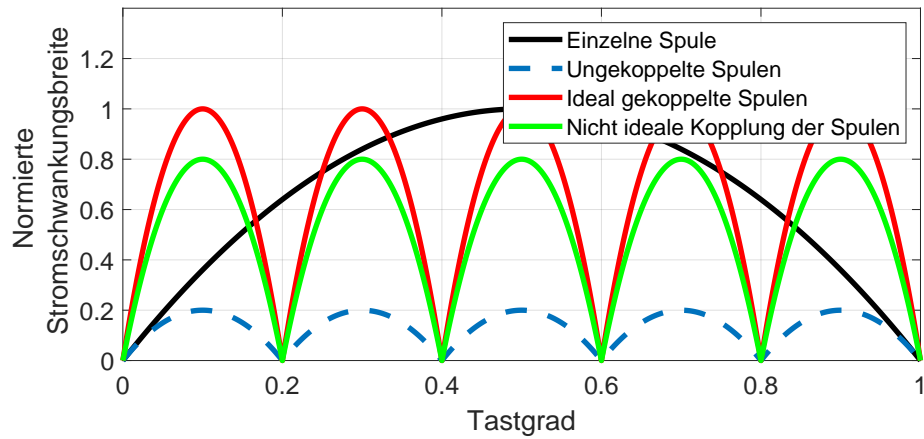


Abbildung 26: Kurvenverläufe von Strom und Spannung bei gekoppelter Drosselspule mit Trennung in Gegenspannung und Induktivität



(a) Stromschwankungsbreite in den einzelnen Drosselspulen



(b) Stromschwankungsbreite am Ausgang

Abbildung 27: Stromschwankungsbreite abhängig vom Tastgrad für eine einzelne oder 5 parallele Drosselspulen. Normiert auf die Schwankungsbreite einer einzelnen Drosselspule. Annahme: Alle L gleich groß, für gekoppelte Drosselspulen ist eine zusätzliche Filterdrosselspule vorgesehen. Bei den nicht ideal gekoppelten Spulen wurde ein Koeffizient von 0,8 angenommen.

Tabelle 9: Übersicht über die verwendeten Drosselstrukturen (nach [47] und [82]).
In rot hervorgehoben ist die Auswirkung der parallelen Wicklungen N .

	Einzelne Spule		Ungekoppelte Spulen		Ideal gekoppelte Spulen	
f_{aus}	$= f_s$	-	$= N \cdot f_s$	+	$= N \cdot f_s$	+
ΔI_L	$= \Delta I_{\text{out}}$ $= \frac{D(1-D) \cdot U_{\text{DC}}}{L \cdot f_s}$	0	$= \frac{D(1-D) \cdot U_{\text{DC}}}{L \cdot f_s}$	0	$= \frac{D'(1-D') \cdot U_{\text{DC}}}{(L_\sigma + L_f N) \cdot f_s \cdot N}$	+
ΔI_{aus}	$= \Delta I_L$ $= \frac{D(1-D) \cdot U_{\text{DC}}}{L \cdot f_s}$	0	$= \frac{\Delta I_{L, \text{ungekoppelt}}}{N}$ $= \frac{D'(1-D') \cdot U_{\text{DC}}}{L \cdot f_s \cdot N}$	+	$= \Delta I_{L, \text{gekoppelt}} \cdot N$ $= \frac{D'(1-D') \cdot U_{\text{DC}}}{(L_\sigma + L_f N) \cdot f_s}$	0
ΔU_{aus}	$= \frac{D(1-D) \cdot U_{\text{DC}}}{8 \cdot L \cdot C \cdot f_s^2}$	0	$= \frac{D'(1-D') \cdot U_{\text{DC}}}{8 \cdot L \cdot C \cdot f_s^2 \cdot N}$	+	$= \frac{D'(1-D') \cdot U_{\text{DC}}}{8 \cdot (L_\sigma + L_f N) \cdot C \cdot f_s^2}$	0
Volumen	Mittel	0	Größer	-	Kleiner	+
Dynamik	Langsam	-	Langsam	-	Schnell	+
Aufwand	Gering	+	Mittel	0	Hoch	-

$$\text{mit } D' = (D - m/N)N \text{ und } \lfloor m \rfloor = D \cdot N.$$

$\lfloor m \rfloor$ bedeutet, dass m auf den nächsten Integer abgerundet wird.

Vorzüge verkoppelter Drosselspulen verstärken. In Tabelle 9 werden alle drei zuvor beschriebenen Varianten in Abhängigkeit von der Anzahl der parallelen Wicklungen N verglichen. Bei den Varianten mit mehreren Wicklungen beträgt die Frequenz des Ausgangsstroms das N -fache der Schaltfrequenz. Ein großer Unterschied zwischen ungekoppelten und gekoppelten Drosselspulen ist, dass bei ungekoppelten Spulen die Stromschwankungsbreite am Ausgang durch eine Parallelschaltung von N Strängen um den Faktor N verringert wird. Bei gekoppelten Spulen wird im Gegensatz dazu die Stromschwankungsbreite in den einzelnen Stranginduktivitäten erheblich verringert, der Faktor N wird aufgrund nicht idealer Kopplung k nur mehr oder weniger gut angenähert. Dadurch – und die weitgehende Aufhebung des Fluss-Gleichanteils – wird eine kleinere magnetische Aussteuerung ohne Gleichanteil in den Kernen erzielt. Dies bedeutet folglich, dass eine kleinere Fläche der magnetischen Hystereseschleife erzielt wird. Insgesamt lässt sich so das magnetische Gesamtvolumen deutlich reduzieren. Des Weiteren können durch die geringere Stromschwankungsbreite pro Strang die Leitverluste und die Schaltverluste im MOSFET² sowie die Leitverluste in den elektrischen Leitern reduziert werden. Diesen positiven Eigenschaften steht der höhere Aufwand gegenüber.

² Eine größere Stromschwankungsbreite bedeutet geringere Einschalt- und höhere Ausschaltverluste im MOSFET. Abhängig von der Schaltcharakteristik können auch niedrigere Schaltverluste resultieren.

Tabelle 10: Qualitativer Vergleich guter und geringer Kopplung der Spulen

	Gute Kopplung k	Geringe Kopplung k
Einfluss auf Glättung des Ausgangsstroms	Schlechter	Besser
Gleichanteil des magnetischen Flusses	Kleiner	Größer
Schwankungsbreite des magnetischen Flusses	Höher $N \cdot f_s$ dominant	Geringer f_s dominant

5.2.3 Reale gekoppelte Drosselspulen

In realen gekoppelten Spulen ist immer eine gewisse Streuinduktivität (L_σ) vorhanden. Durch die Geometrie der Spule und die Wahl des Kernmaterials kann gezielt auf die Größe der Streuinduktivität Einfluss genommen werden. Ziel ist es in diesem Fall, unter anderem die Größe der zusätzlichen Glättungsdrossel zu reduzieren oder komplett zu ersetzen. Eine Herausforderung ist dabei, dass die Größe des Streuflusses genau bemessen werden muss. Dies geht häufig mit einer aufwendigen Auslegung und Fertigung der Strukturen einher. Eine Möglichkeit ist beispielsweise das Einfügen eines magnetischen Streupfades. Um dies zu realisieren, können keine Standardkerne verwendet werden. Bei einem Sonderbau der Kernstruktur, insbesondere wenn ein einzelner Kern alle Stränge koppeln soll, ist es sehr aufwendig eine homogene Flussverteilung in allen Teilen des Kerns zu realisieren. Beispiele für solche Sonderbauformen sind in [16], [30], [47] und [29] zu finden.

Neben dem erhöhten Aufwand bei der Konstruktion gibt es weitere Effekte, die zu berücksichtigen sind, wenn eine zusätzliche Glättungsdrossel vermieden werden soll (Tabelle 10). Mit verringerter Kopplung ist die Kompensation des magnetischen Flusses vermindert und die Stromschwankungsbreite erhöht. Insgesamt erhöht sich die Flussdichte (Gleich- und Wechselanteil) im Kern. Durch den zusätzlichen Streupfad und den höheren magnetischen Fluss geht somit ein Teil des durch die Kopplung eingesparten magnetischen Volumens verloren.

Wie in der Herleitung und den Tabellen gezeigt wird, sind die grundsätzlichen Zusammenhänge bekannt. Für eine genaue Auslegung ist jedoch eine FEM-Simulation zweckmäßiger als ein analytisches Vorgehen, um weitere Effekte wie die magnetische Hysterese genau nachzubilden oder um die Streuflüsse präziser zu bestimmen.

5.2.4 Art der magnetischen Kopplung

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, mehr als zwei Wicklungen magnetisch zu koppeln. Naheliegender ist zunächst die Kopplung auf einem ge-

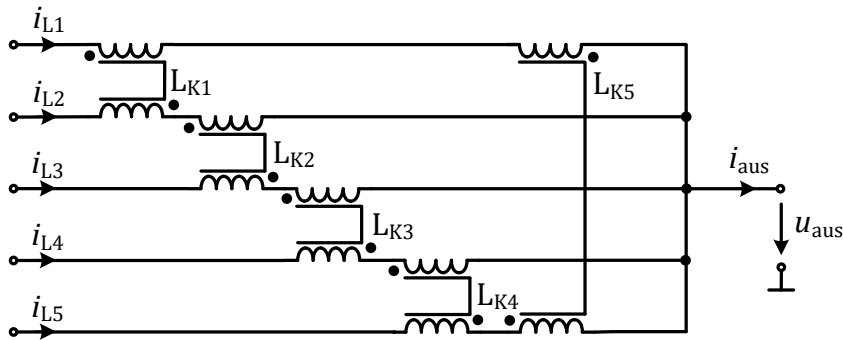


Abbildung 28: Kopplung von 5 Strängen mittels der zyklischen Verkettung (nach [56]). Dabei koppelt ein Kern L_{K_n} jeweils 2 elektrische Stränge.

meinsamen magnetischen Kern, wodurch aber spezielle magnetische Bauformen erforderlich werden. Daneben gibt es eine Vielzahl von Möglichkeiten zwei auf einem Kern gekoppelte Wicklungen, elektrisch mit weiteren magnetisch gekoppelten Drosseln zu verschalten. In Parks Arbeit [56] findet sich ein Vergleich verschiedener Varianten. Für die vorliegende Arbeit ist die zyklische Verkettung („Cyclic Cascade“ [56]) am sinnvollsten, deren Aufbau in Abbildung 28 dargestellt ist. Dabei werden zwei benachbarte Stränge jeweils mit einem Kern gekoppelt. Somit werden N -Kerne für die Kopplung von N -Strängen benötigt. Die zyklische Verkettung zeichnet sich durch folgende positive Eigenschaften aus:

- Es können identische Standardkerne verwendet werden, z.B. Toroidkerne, UI-Kerne, etc.
- Die Leitungsführung ist einfach und kurz, da es keine Verzweigungen gibt und jeder elektrische Leiter nur durch zwei Kerne zu führen ist.
- Eine gute Modularisierbarkeit, da beliebig viele Stränge gekoppelt werden können, wobei die Anzahl der Kerne immer der Zahl der Stränge entspricht.
- Die insgesamt benötigte Induktivität ist vergleichsweise gering [56].
- Der Strom in jedem Strang ist einzeln regelbar. Dies ist wichtig, um Sättigung aufgrund von Gleichflüssen zu vermeiden.

5.2.5 Anwendungen gekoppelter Drosselspulen und Vorzüge für die Nutzung in Schweißanwendungen

Es existieren verschiedene Anwendungen, bei denen versetzt getaktete magnetische gekoppelte Drosselspulen [VGMGDS](#) vorteilhaft eingesetzt werden. Ein Hauptanwendungsgebiet sind Voltage Regulator Modules ([VRM](#)), welche im Wesentlichen bei der Spannungsversorgung von Prozessoren (CPU und Grafikprozessoren) eingesetzt werden. Es handelt sich dabei

um Tiefsetzsteller für hohe Ausgangsströme bei vergleichsweise niedrigen Ausgangsspannungen. Also Eigenschaften, welche in ähnlicher Form auch beim Punktschweißen erforderlich sind. Insgesamt sind Anwendungen besonders geeignet, bei denen das magnetische Volumen, die Eisenverluste oder die Dynamik von hoher Bedeutung sind. In den folgenden Anwendungen sind magnetisch gekoppelte Drosselspulen im Einsatz:

- Voltage Regulator Modules [77], [78], [16]
- Wandler für Betrieb mit festem Tastgrad (Point of load - converter) [49]
- Unterbrechungsfreie Stromversorgungen [29]
- Gleichspannungswandler für Automobilanwendungen [18]
- Photovoltaik-Wechselrichter [16]

5.2.6 Praktische Umsetzung

Bei der praktischen Umsetzung besteht das Ziel darin, die Vorteile der gekoppelten Drosselspulen möglichst gut für die Eigenheiten der Schweißstromerzeugung einzusetzen. Durch die magnetische Kopplung, ist es möglich die Flussdichte in den Kernen gering zu halten, wodurch ein geringes Volumen der Kerne erzielt wird. Zur Reduktion der Ausgangstromschwankung muss eine bestimmte äquivalente Filterinduktivität erreicht werden, die sich aus der Streuinduktivität L_σ und eine zusätzlichen Filterdrosselspule L_f zusammen setzt .

$$\Delta I_{\text{aus}} = \frac{D'(1 - D') \cdot U_{\text{DC}}}{(L_\sigma + L_f N) \cdot f_s} \quad (60)$$

$$\text{mit } D' = (D - m/N)N \text{ und } \lfloor m \rfloor = D \cdot N$$

Die Streuinduktivität kann durch spezielle Kerngeometrien mit Streupfaden erreicht werden, bei guter magnetischer Kopplung ist der Einsatz einer zusätzlichen Filterinduktivität unabdingbar. Beide Varianten (Streupfad oder Zusatzdrossel) führen zu einem größeren Platzbedarf und höheren Kosten. Im Falle der Schweißanwendungen kann jedoch die Geometrie der Schweißzange genutzt werden, denn der Strom durch die Schweißzange spannt prinzipbedingt eine recht große und gut definierte Fläche auf. Anders als bei anderen Anwendungen kann daher von einer definierten parasitären Mindestinduktivität ausgegangen werden. Bei typischen Schweißzangen, liegt diese bei mindestens $L_{\text{Zange}} \geq 450 \text{ nH}$ (siehe Anhang Abbildung A.1.1).

Der Lösungsansatz ist nun, diese parasitäre Streuinduktivität zu nutzen, sodass keine zusätzlichen Streupfade oder zusätzliche Drosseln benötigt werden. Durch die Nutzung von MOSFETs und die erforderliche hohe Stromstärke ist eine massive Parallelisierung von Halbbrücken ohnehin notwendig. Somit stellt es keinen großen Zusatzaufwand dar, die effektive Frequenz der Schweißstromschwankung soweit anzuheben,

dass die parasitären induktiven Effekte der Schweißzangengeometrie die Schweißstrom-Schwankungsbreite unter den gewünschten Maximalwert reduzieren. Da die Zangengeometrie direkt im Ausgangsstrompfad liegt, führt sie die hohe Frequenz aller versetzt getakteten Halbbrücken und kann – als Luftspule – nicht sättigen. Letztendlich ergibt sich dadurch die vorteilhafte Gleichung:

$$\Delta I_{\text{aus}} = \frac{D'(1-D') \cdot U_{\text{DC}}}{(L_{\sigma} + (L_f + L_{\text{Zange}})N) \cdot f_s} \quad (61)$$

Für die praktische Realisierung ergeben sich aus diesen Erkenntnissen folgenden Anforderungen für die Kernstruktur:

- Geringer Aufwand und Kosten bei der Herstellung und beim Aufbau.
- Ein Streupfad wird nicht benötigt.
- Eine gute Kopplung wird bevorzugt, da so der Wechselanteil der magnetischen Flüsse in den Kernen geringer bleibt. Dadurch kann der benötigte Kernquerschnitt reduziert werden.
- Eine hohe Induktivität pro Windung ist erforderlich, um die Zahl der notwendigen Wicklungen gering zu halten. Dies ist bei der gegebenen Anwendung besonders wichtig, da aufgrund der hohen Ströme in der Regel Kupferschienen verwendet werden, die sehr aufwendig zu wickeln sind.
- Eine symmetrische Geometrie, bei der kein Magnetkern bzw. Magnetkernabschnitt höheren Flussdichten ausgesetzt wird, ist vorteilhaft.

Anhand der Vorgaben können Sonderbauformen, welche häufig bei Kernen mit Streupfaden obligatorisch sind, ausgeschlossen werden. Diese Sonderbauformen würden zu höheren Kosten führen. Leiterstrukturen zur Kopplung mehrerer Wicklungen in einem Ferritkern können ebenfalls ausgeschlossen werden, da sie neben dem Nachteil der Kosten zusätzlich zu einer unsymmetrischen Flussdichteverteilung führen. Insgesamt eignen sich monolithische Kernstrukturen weniger für die vorliegende Anwendung. Durch die Anforderung einer guten Kopplung, eines symmetrischen Aufbaus und einer hohen Induktivität pro Wicklung (d.h. auch kein Luftspalt), erscheinen Toroid-Kerne am besten geeignet. Diese sind zudem in einer Vielzahl von Materialien und Größen verfügbar und weisen gute magnetische Eigenschaften bei geringem Streufluss auf.

Die Auswahl und der Vergleich verschiedener Toroid-Kerne ist im Anhang (Abbildung B.7.2) dargestellt. Dabei wurde unter anderem berücksichtigt, welche Stromasymmetrie jeder Kern führen kann, bevor er sättigt. Dies ist wichtig, da die Stromsymmetrieregulierung nicht im Stande ist, die Ströme in den gekoppelten Strängen beliebig genau zu symmetrieren. Für

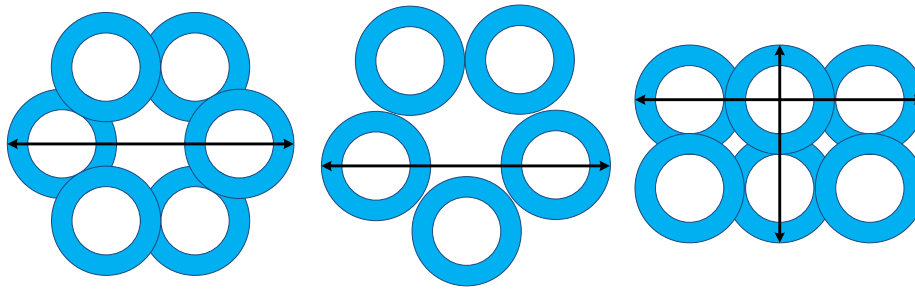
einen hohen Sättigungsstrom I_{sat} ist daher ein großes Produkt aus der Sättigungsflussdichte B_{sat} und der Reluktanz des Kerns $R_{\text{m,Kern}}$ von Vorteil:

$$I_{\text{sat}} = \frac{I_{\text{Fe}} B_{\text{sat}}}{\mu_r \mu_0} = R_{\text{m,Kern}} B_{\text{sat}} \quad (62)$$

Dementsprechend führt ein größerer Kernquerschnitt nicht zu einem erhöhten Sättigungsstrom, da die Reluktanz im gleichen Maß verringert wird wie der Querschnitt, auf den sich der Fluss verteilt, erhöht wird. Andererseits ist es für eine möglichst gute magnetische Kopplung (Kopplungsfaktor k nahe an 1) von Vorteil, wenn das Kernmaterial über eine möglichst hohe Permeabilität μ_r verfügt. An dieser Stelle muss demnach abgewogen werden, ob eine bessere Kopplung oder ein höherer akzeptabler Sättigungsstrom favorisiert wird. Aus diesem Grund werden zwei Kerntypen mit unterschiedlichen Charakteristika ausgewählt; ein nanokristalliner Kern mit hoher Sättigungsflussdichte und hoher Permeabilität und ein konventioneller Ferritkern mit vergleichsweise geringer Sättigungsflussdichte und Permeabilität. Messungen haben später gezeigt, dass der nanokristalline Kern betrieben werden kann, dafür aber eine sehr genaue Stromregelung mit softwareseitiger Justierung der Stromsensoren erforderlich ist. Dies ist für eine robuste industrielle Anwendung ungeeignet, weshalb letztendlich die Ferritkerne ausgewählt wurden.

Bei der Anordnung der Kerne ist darauf zu achten, dass die Struktur kompakt und einfach zu modularisieren ist, sodass in folgenden Entwicklungsschritten mehrere Stufen parallelisiert werden können. Die Anzahl der zu koppelnden Kerne ist an eine Reihe praktischer Überlegungen gebunden:

- Wie in Abbildung 27 dargestellt gibt es verschiedene lokale Minima für die Stromschwankungsbreite. Die Anzahl der Kerne sollte folglich so gewählt werden, dass der Tastgrad in typischen Arbeitspunkten nahe einem solchen Minimum liegt. Wenn dies nicht möglich ist, sollte der typische Tastgrad zumindest nicht auf einem lokalen Maximum liegen.
- Ein Modul mit den gekoppelten Kernen soll auf eine nahezu quadratische Grundfläche mit den Abmessungen von 20 x 20 cm passen. Auf diese Weise können bestehende Schweißsysteme, welche die gleichen Abmessungen besitzen einfach auf die neue Technologie umgerüstet werden.
- Je mehr Kerne gekoppelt werden, desto höher ist die resultierende Frequenz am Ausgang des Moduls. Dies wirkt sich positiv für die Filterwirkung der parasitären Zangeninduktivität aus.
- Eine zu große Kernanzahl erschwert es eine sinnvolle Anordnung in der Ebene mit hoher Packungsdichte zu finden. Zudem bedeutet eine hohe Kernanzahl einen erhöhten Aufwand bei der mechanischen Konstruktion, der Ansteuerung und Regelung.



Anordnung	a)	b)	c)
Breite bzw. Länge	$2d_a + d_i$	$2,7d_a$	$2d_a + d_i$ $2d_a - (d_a - d_i)/2$
Höhe	$2h$	$1h$	$2h$
Normierte Vol. Packungsdichte pro Kern ⁵	177 %	100 %	103 %

Abbildung 29: Verschiedene in Frage kommende Anordnungen von Ringkernen mit der relevanten Maximalausdehnung.

⁵ Für den realen Kern mit $d_i/d_a = 0,54$.

Unter Berücksichtigung dieser Überlegungen wurden Varianten mit 5 bis 8 Kernen überprüft. 7 Kerne müssen verworfen werden, da diese nicht kompakt im vorgegebenen Bauraum platziert werden können. In Abbildung 29 sind drei verschiedene Anordnungsvarianten dargestellt.³ Dabei wurde darauf geachtet, dass die Innendurchmesser nicht verdeckt werden, um genug Raum für die Wicklungen zu lassen. Die Außenabmessungen der Varianten sind entweder nur vom Außendurchmesser d_a und Höhe h der Kerne (bei Variante b) oder zusätzlich vom Innendurchmesser d_a abhängig (bei Variante a und c). Dies führt zu unterschiedlichen Größenverhältnissen zwischen den Anordnungen, abhängig vom Verhältnis der Durchmesser d_i/d_a . Für den Volumenbedarf pro Kern normiert auf den Volumenbedarf von Variante b bedeutet dies, dass die Anordnung a grundsätzlich schlechter als b ist und Variante c besser ist, wenn $d_i/d_a < 0,5$.⁴ Für die meisten und auch für den im Funktionsmuster verwendeten Kern bedeutet dies, dass Variante b am kompaktesten ist, weswegen diese ausgewählt wird. Nachfolgend werden weitere Vorteile von Variante b aufgezeigt.

5.2.7 Verhalten der Flüsse im Funktionsmuster

In Abbildung 31 ist der Verlauf der magnetischen Flüsse über einen vollen Zyklus ($1/f_s \cdot n$) in allen Ringkernen dargestellt. Die geometrische Anordnung der Kerne ist in einem Fünfeck realisiert. Sowohl der Winkel zwi-

³ Die Anzahl der Kerne beträgt absichtlich (von links nach rechts): 6, 5, 6 – Für Variante a und Variante c muss aufgrund der Überlappung eine gerade Kernanzahl gewählt werden. 8 Kerne würden die Packungsdichte verringern. Bei Variante b würden mehr als 5 Kerne ebenfalls die Packungsdichte verringern.

⁴ Eine erweiterte Erklärung mit grafischer Darstellung ist im Anhang B.7.1 zu finden.

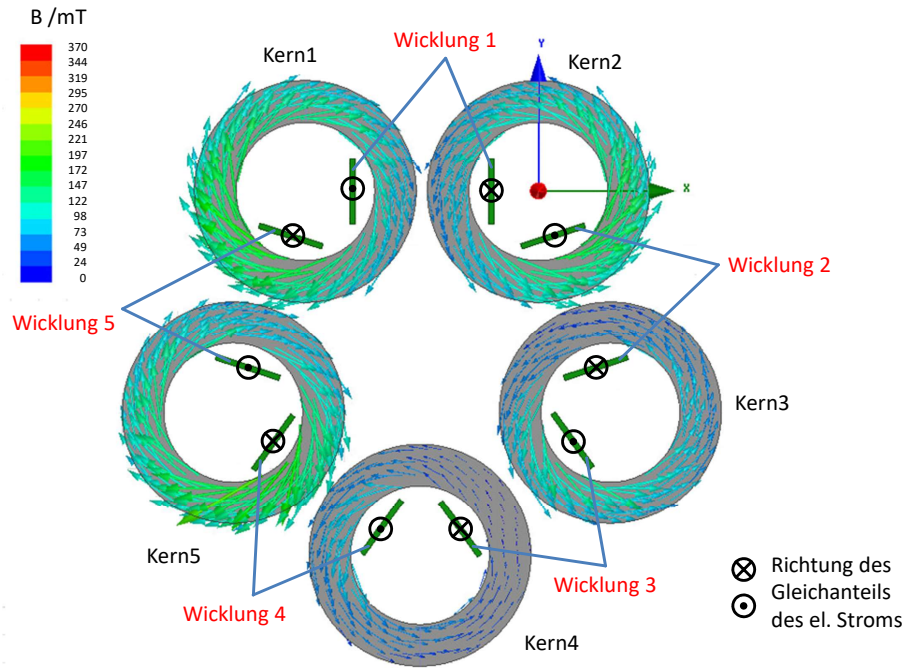


Abbildung 30: Flussdichteverteilung in den Toroid-Kernen. Die Vektorlänge stellt die Größe der Flussdichte und die Vektorrichtung die Richtung des Flusses dar. Der Zeitpunkt der Darstellung entspricht $t=20$ ms in Abbildung 31.

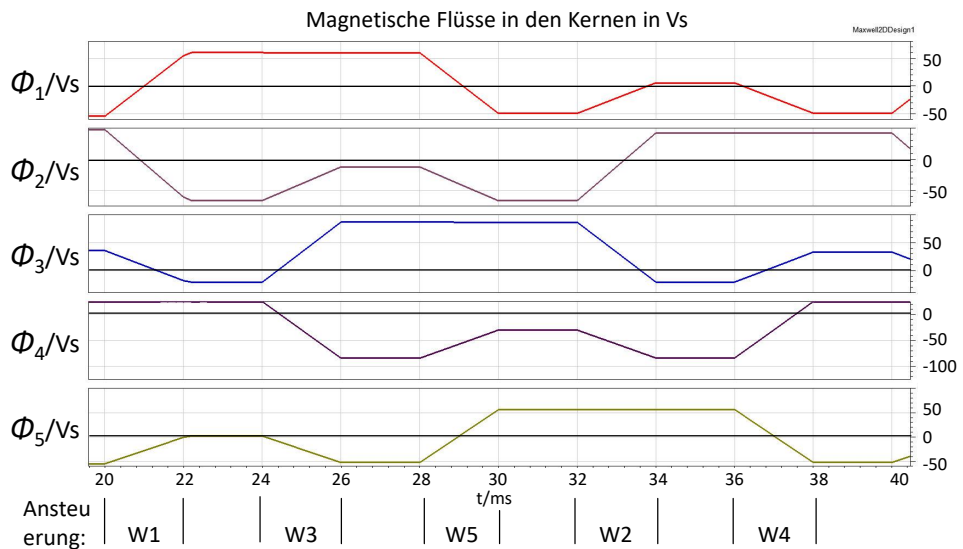


Abbildung 31: Verlauf der Flüsse in den einzelnen Kernen über eine vollständige Periode (simuliert). Zudem ist die jeweils angesteuerte Wicklung entsprechend der Zuordnung aus Abbildung 30 gekennzeichnet.

schen zwei benachbarten Kernen als auch zwischen zwei benachbarten Wicklungen beträgt somit $\varphi = 360^\circ/5 = 72^\circ$. Die Ansteuerung, der mit den entsprechenden Wicklungen verbundenen Halbbrücken, ist ebenfalls dargestellt. Die Ansteuerungsreihenfolge erfolgt wie bereits beschrieben nicht sequentiell (W_1, W_2, \dots) sondern um 144° versetzt (W_1, W_3, W_5, W_2, W_4). Der optimale Versatz ergibt sich für eine ungerade Anzahl von Wicklungen durch

$$\varphi_{\text{Versatz}} = \frac{(N-1) \cdot 180^\circ}{N} \quad (63)$$

Durch das Einschalten des oberen MOSFETs an der ersten Halbbrücke wird eine Spannung über Wicklung 1 angelegt. Diese Spannung führt zu einer Stromänderung in Wicklung 1, wodurch ein magnetischer Fluss in den Kernen 1 und 2 aufgebaut wird, da Wicklung 1 durch diese geführt ist. Durch den Fluss in den Kernen 1 und 2 wird eine Spannung in den Wicklungen 2 und 5 induziert, welche ihrerseits eine Stromänderung in den Wicklungen verursachen.

Die magnetische Flussänderung, die mittels Wicklung 1 in den Kernen 1 und 2 erzeugt wird, teilt sich so auf, dass durch Wicklung 2 und 5 jeweils nur die Hälfte der Flussänderung von Wicklung 1 auftritt. Dies ist dadurch begründet, dass sich die Ursache des Flusses von Wicklung 1, also die durch die Kopplung induzierte Spannung, auf die anderen beiden Wicklungen verteilt. Bei Wicklung 2 führt die Stromänderung zu einem Fluss in den Kernen 2 und 3, für Wicklung 5 entsprechend zu einem Fluss in den Kernen 4 und 5. In Wicklung 3 und Wicklung 4 wird ebenfalls ein Strom erzeugt, dieser führt allerdings zu keinem Fluss in Kern 4, da sich die magnetischen Spannungen der Wicklungen 3 und 4 über Kern 4 aufheben. Durch diese Betrachtung wird deutlich, dass zwar nur zwei Wicklungen direkt magnetisch gekoppelt sind, durch die elektrische Kopplung aber dennoch eine indirekte Kopplung aller Kerne vorliegt. Als Unterschied zur idealisierten Betrachtung, ist zu erkennen, dass der Fluss kaum merklich abfällt, wenn die Zwischenkreisspannung an keine der Wicklungen angelegt ist. Das liegt daran, dass in der Anwendung kein Ausgangskondensator verwendet wird. Dies hat zur Folge, dass die Ausgangsspannung, wenn kein oberer Halbbrückenschalter eingeschaltet ist, ungefähr Null beträgt. Somit gilt für die Spannung über der entsprechenden Wicklung nach Gleichung 53:

$$\begin{aligned} u_{L,\sigma n} &= u_{x1} - U_{\text{aus}} = s_1 U_{\text{DC}} + s_2 k U_{\text{DC}} - (1+k) U_{\text{aus}} \\ &\approx 0 U_{\text{DC}} + 0 k U_{\text{DC}} - (1+k) 0 \approx 0 \end{aligned} \quad (64)$$

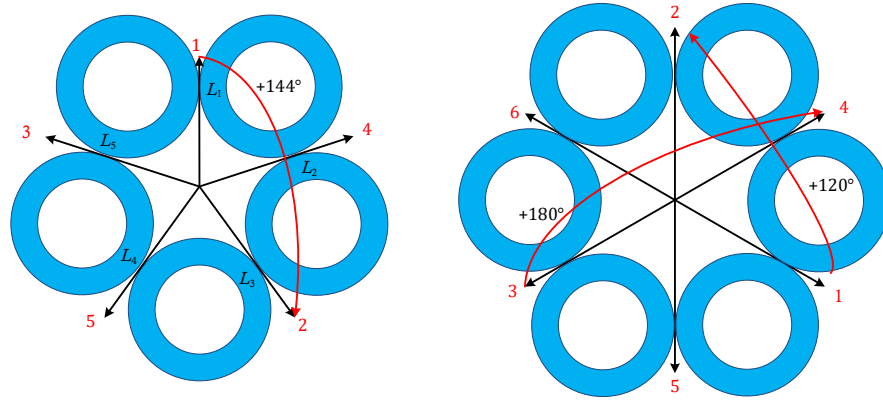


Abbildung 32: Vergleich der Ansteuerungsabfolge zwischen 5- und 6-Kern Variante

Umgeformt für N gekoppelte Induktivitäten ist die Spannung für die Induktivität n :

$$\begin{aligned}
 u_{L,\sigma n} &= \left[s_n U_{\text{DC}} + \frac{k}{1 - (N-2)k} \sum_{m=1}^N s_m U_{\text{DC}} \right] - \frac{(N-1)k U_{\text{aus}}}{1 - (N-2)k} - U_{\text{aus}} \\
 &\approx \left[0 \cdot U_{\text{DC}} + \frac{k}{1 - (N-2)k} \sum_{m=1}^N 0 \cdot U_{\text{DC}} \right] - \frac{(N-1)k \cdot 0}{1 - (N-2)k} - 0 \approx 0
 \end{aligned} \tag{65}$$

Anhand der Darstellung in Abbildung 31 wird zudem gezeigt, warum nicht immer die nächste Wicklung (sequentiell) angesteuert wird, sondern eine möglichst gegenüberliegende. Die Ansteuerung einer bestimmten Wicklung erhöht den magnetischen Fluss in den anliegenden Kernen. Wenn daraufhin eine benachbarte Wicklung angesteuert wird, erhöht sich der magnetische Fluss in den anliegenden Kernen weiter. Eine Ansteuerung einer gegenüberliegenden Wicklung hingegen, führt zum Flussanstieg an einer anderen Stelle. Folglich ist der maximale Fluss bei gegenüberliegender Ansteuerung geringer. Im vorliegenden Fall ergibt sich durch die Ansteuerreihenfolge W_1, W_3, W_5, W_2, W_4 eine Reduktion des magnetischen Flusses von 60 % im Vergleich zur sequentiellen Ansteuerung. Weiterhin zeigt sich der Vorteil einer ungeraden Wicklungs- bzw. Kernanzahl, da der Winkel der Ansteuerungs-Abfolge über beliebig viele Perioden konstant ist. In Abbildung 32 ist der Unterschied zwischen 5 und 6 Kernen dargestellt. Bei 5 Kernen ist der Winkel der Ansteuerungs-Abfolge konstant 144° , bei 6 Kernen schwankt er zwischen 120° und 180° . Dies führt zu einer asymmetrischen Flussdichteverteilung und damit einer schlechteren Ausnutzung der Kerne.

5.3 AUSLEGUNG DER GLEICHSPANNUNGSWANDLER

5.3.1 Auslegung und Auswahl der Komponenten

Besonders wichtig für die Performanz der Schaltung ist die Auswahl und Aufteilung der MOSFETs. Da eine Vielzahl von möglichen Kombinationen in Frage kommt und auch die Schaltfrequenz noch nicht exakt definiert ist, werden verschiedenen Konfigurationen hinsichtlich ihrer Verlustleistung pro Chip und der Gesamtverlustleistung berechnet. Des Weiteren kann ihr jeweiliger Flächenbedarf abgeschätzt werden. Das Vorgehen ist dabei wie folgt gegliedert:

- Auswahl geeigneter Halbleiter im Rahmen einer Internetrecherche bei den gängigen Halbleiterherstellern und Distributoren.
- Definition eines sinnvollen Rahmens der Entwurfsparameter z.B. Frequenzbereich und die Schrittweite zwischen den Frequenzen.
- Berechnung der Verlustleistungen pro Chip und insgesamt für die vorliegende Konfiguration.
- Prüfung, ob die jeweilige Konfiguration hinsichtlich der Verlustleistung pro Chip thermisch stabil ist, d.h. dass der Chip in der Lage ist, die Verlustleistung bei optimaler Kühlung abzuführen.
- 2-Dimensionale Darstellung des Optimierungsproblems nach Pareto. Dabei werden die möglichen Entwurfsparametersätze in Abhängigkeit von ihrer Verlustleistung und ihres Flächenbedarfs in ein Diagramm eingetragen.
- Auswahl einer Pareto-optimalen Auslegung. Gegebenenfalls Abwägung mit weichen Faktoren denen nur ungenügend in der Optimierung Rechnung getragen werden kann.
- Überprüfung des ausgewählten Parametersatzes in einer Schaltungssimulation.

Bei der Optimierung werden zwei Zielfunktionen angesetzt. Die erste ist die Gesamtverlustleistung aller Halbleiter, da diese den größten Verlustanteil im Tiefsetzsteller ausmacht und die Verlustleistung als Wärme abgeführt werden muss. Die maximale Verlustleistung pro Chip ist nicht Teil der Zielfunktion, wird aber als thermisches Ausschlusskriterium mit in den Ablauf der Optimierung einbezogen. Bei der Berechnung der Halbleiterverluste werden die Durchlassverluste, die Schaltverluste, die Umladeverluste und die Reverse Recovery-Verluste betrachtet.

Die zweite Zielfunktion ist der Flächenbedarf aller Halbleiter der jeweiligen Auslegung. Dabei wird durch einen Gewichtungsfaktor die Aufteilung der Chipfläche auf eine höhere Anzahl an MOSFETs bestraft. So ist ein Halbleiter mit 1 cm^2 Fläche 4 Halbleitern mit jeweils $1/4 \text{ cm}^2$ Fläche vorzuziehen. Der Hintergrund ist, dass mehrere Halbleiter zusätzlichen

Bauraum durch die Abstände untereinander einnehmen. Mehrere Halbleiter benötigen auch zusätzlichen Aufwand bei der Ansteuerung. Nicht zuletzt ist es herausfordernder, eine homogene Stromaufteilung unterhalb der parallelen Halbleiter zu gewährleisten.

Durch die sehr hohen Schweißströme ergibt sich die Anforderung nach einer untypisch starken Parallelisierung von MOSFETs.

Durch die sehr hohen Ströme im Gleichspannungswandler kommen MOSFETs mit möglichst geringem Einschaltwiderstand $R_{DS,ON}$ in Frage. Die Sperrspannung sollte so gering wie möglich sein. Dies liegt an dem näherungsweise linearen Zusammenhang von Nenn-Sperrspannung, Kanallänge und Kanalwiderstand. Mit einer maximalen Eingangsspannung von 30 V am Tiefsetzsteller TS₂ werden MOSFETs der Spannungsklasse von mindestens 60 V benötigt. Aufgrund möglicherweise auftretender Lastschwankungen an der Zange, die zur Erhöhung der Zwischenkreisspannung führen und des noch unbekanntes Platinenlayouts⁶ werden zur Sicherheit MOSFETs mit einer Nenn-Sperrspannung von 80 V und 100 V betrachtet. Ein weiterer Grund für die relative große Sperrspannung der Halbleiter ist, dass auf ein Entlastungsnetzwerk verzichtet werden soll. Bei der Vorauswahl der MOSFETs wird außerdem auf einen geringen Einschaltwiderstand $R_{DS,on}$ und eine hohe Stromtragfähigkeit geachtet. Es werden verschiedene Gehäuseformen betrachtet von großen Leistungsmodulen, über etablierte bedrahtete Gehäusevarianten (TO-247) bis zu modernen SMD-Gehäusen (HSOF-8). Auch werden verschiedene Hersteller in die Auswahl miteinbezogen. Neben Silizium-MOSFETs wird auch ein GaN-FET betrachtet (GaN-Systems GS61008P). Neben der Auswahl der MOSFETs sind das Verhältnis und die Anzahl von „oberen“ Tiefsetz-MOSFETs zu den „unteren“ Freilauf-MOSFETs ein wichtiges Kriterium zur optimierten Auslegung der Schaltung. Hier wird ein Rahmen von 1 bis 6 parallelen Bauelementen angesetzt. Für den einzigen GaN-Transistor im Vergleich, wird der Rahmen auf 14 Bauelemente erhöht, da diese über eine vergleichsweise kleine Chip-Fläche verfügen. Der Rahmen für den betrachteten Bereich der Schaltfrequenz ist nach unten, durch die vorgegebenen maximalen Stromschwankungsbreite bei der bereits definierten Ausgangsdrosselspule vorgegeben. Die festgelegten Parameter und der Parameterbereich der Optimierung ist in Tabelle 11 aufgelistet.

In Abbildung 33 sind alle betrachteten Konfigurationen in Abhängigkeit von ihren Verlusten im beschriebenen Arbeitspunkt und ihrem Flächenbedarf dargestellt. Es zeigt sich, dass eine Vielzahl von Kombinationen eine sehr gute Kombination aus Flächenbedarf und Verlustleistung zeigen, welche allerdings nicht anwendbar sind, da die Chips nicht gekühlt werden können. Die Pareto-Front wird näherungsweise durch eine Hyperbel gebildet. Der minimale Flächenbedarf beträgt etwa 650 mm² bei einer Verlustleistung von 490 W. Die Minimale Verlustleistung beträgt etwa 177 W bei einem Flächenbedarf von 1700 mm². Die Konfigurationen an der Pareto-Front zwischen diesen Punkten, stellen einen optimalen Kompromiss dar. In Abbildung 34 sind nur die thermisch möglichen Kombinationen darge-

⁶ Das Platinenlayout ist maßgeblich für die parasitären Induktivitäten der Kommutierungsmasche verantwortlich. Laut Simulation werden Schaltspannungsspitzen von mehr als 25 V über dem Potential der Eingangsspannung erwartet.

Tabelle 11: Vorgegebene Parameter und Parameterbereiche zur Optimierung der Halbleiter. Schrittweite in geschweiften Klammern.

Typ	Vorgabe oder Auswahlbereich
Ausgangsstrom	500 A
Eingangsspannung	20 V
Schaltfrequenz	40-70 kHz {10 kHz}
Anzahl Tiefsetz FETs	1-4 {1}
Anzahl Freilauf FETs	1-6 {1}
FET Typen	VMO1200-01F, IPT015N08N5, IPT015N10N5, IPB025N10N3, IRF100P218, NTBLS1D1N08H, FDBL86062F085, TK2R9E10PL, GS61008P
Max. Verlustleistung pro Chip P_{chip}^1	70 W

¹ Zunächst überschlägig angesetzt, wird später für in Frage kommende Bauteile überprüft. Ist bei dieser Anwendung stark von den thermische Kapazitäten und dem Kühlkonzept abhängig (siehe Abbildung 36 und 37).

stellt. Durch die grafische Unterscheidung der Parametersätze abhängig von der Schaltfrequenz wird deren Einfluss dieser auf die Auslegungen verdeutlicht.

Die Analyse belegt, dass mindestens 5 Halbleiter benötigt werden, damit an den einzelnen Halbleiterchips eine beherrschbare Wärmemenge erzeugt wird. Das Minimum beträgt dabei 2 Tiefsetz-FETs und 3 Freilauf-FETs. Insgesamt zeigt sich, dass das Verhältnis zwischen der Anzahl der Tiefsetz-Transistoren und Freilauf-Transistoren deutlich geringer ist, als dies der Tastgrad vermuten lässt. Grund sind die erheblichen Schaltverluste in den Tiefsetz-MOSFETs, wohingegen in den Freilauf-MOSFETs kaum Schaltverluste auftreten. Das im Vergleich befindliche Bauelement in Modulbauweise (VMO1200-01F) stellt sich trotz der hohen Stromtragfähigkeit und der hohen abführbaren Wärmemenge als nicht besonders gut geeignet heraus. Dies liegt vor allem an den hohen Schalt- und Reverse-Recovery-Verlusten. Auch bedrahtete Bauelemente zeigen insgesamt eine schlechtere Performanz als SMD-Bauelemente, da bei den vorliegenden Bauelementen mit sehr geringem Einschaltwiderstand die Gehäuseart („Packaging“) einen signifikanten Anteil am Einschaltwiderstand ausmacht. Die Berechnungen zeigen ebenfalls, dass die Schaltverluste einen vergleichsweise großen Anteil der Gesamtverluste ausmachen, weswegen SMD-Gehäusearten mit geringer parasitärer Induktivität auch hier wesentlich zu einer guten Performanz beitragen. Moderne Gehäuseformen verfügen somit gerade bei hohen Strömen über einige Vorteile durch die kurzen Zuleitungen, mit welchen eine geringere parasitäre Induktivität und ein geringerer gehäusespezifischer Widerstand einhergehen. Insgesamt führt dies zu geringen Durchlass- und Schaltverlusten. GaN-Bauelemente sind aufgrund ihrer zu geringen Chipfläche noch keine gleichwertige Alternative. Es müssten zu viele Bauelemente parallelisiert werden, damit der

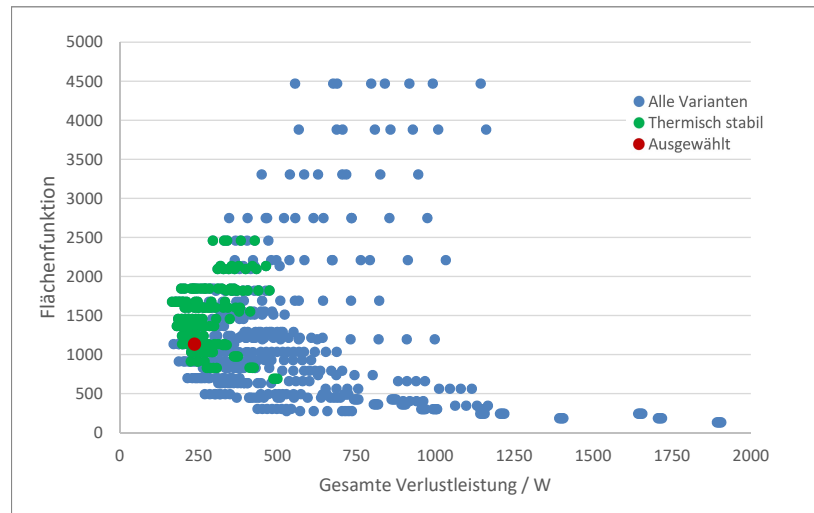


Abbildung 33: Optimierte Auslegung der Halbleitertypen und Verteilung zwischen Tiefsetz- und Freilaufschaltern im Tiefsetzsteller. Menge aller möglichen Entwurfsparameter.

Gesamt-Einschaltwiderstand zu reinen Si-Bauelementen konkurrenzfähig wird. Auch der Preis für eine einzelne Halbbrücke ist dann um ein Vielfaches höher. Die weiteren Eigenschaften der GaN-Elemente (Schaltverluste, Reverse Recovery, thermischer Widerstand usw.), sind denen der Silizium-Bauelemente überlegen⁷. Die Schaltfrequenz ist ein relevanter Faktor für die Halbleiterverluste, da die Schaltverluste in einigen potentiellen Auslegungen relativ groß sind (nahezu 50 % der Halbleiterverluste). Aus diesem Grund ist eine Reduzierung der Schaltfrequenz ein wichtiger Parameter zur Verringerung der Verlustleistung. Für geringe Verluste sollte sie sich daher nahe der minimalen Schaltfrequenz bewegen.

Es wird eine Konfiguration mit 6 Silizium-MOSFETs „IPT015N10N5“ von Infineon ausgewählt. Dieser ist, bezüglich der Verlustleistung und des minimalen Flächenbedarfs die zweitbeste Wahl. Da er aber nur geringfügig mehr Verluste als sein Schwestermodell mit 80 V Sperrspannung (IPT015N08N5) verursacht, wird der 100 V-Typ aufgrund der zusätzlichen Spannungsreserve favorisiert. Auch wenn die Konfiguration mit 2 Tiefsetz- und 3 Freilauf-FETs thermisch realisierbar ist, wird eine 2 Tiefsetz- und 4 Freilauf-FET-Konfiguration bevorzugt. Dies lässt sich durch ein besseres Schaltungslayout erklären, bei dem jeder Tiefsetz-FET zwei Freilauf-FETs in direkter Nachbarschaft hat (siehe Abbildung 35). Dadurch werden ei-

Durch eine Vergrößerung der Drosselspule ist eine weitere Verringerung der Schaltfrequenz denkbar. Dies ist in diesem Fall durch den begrenzten Bauraum nicht realisierbar.

⁷ In einer im Rahmen des Projekts betreuten Abschlussarbeit [44] wurde dennoch die Nutzung von GaN-Bauelemente in der Schweißtechnik untersucht. Es wurde gezeigt, dass durch die massive Parallelschaltung einige Vorteile der GaN-Transistoren verloren gehen. Dies ist vor allem bestimmten Herausforderungen beim Layout geschuldet. So ist es schwierig, sowohl die Haupt-Kommutierungsmasche zu minimieren und gleichzeitig die Gate-Ansteuerung für alle Transistoren (gleich) niederimpedant zu halten. Insgesamt muss dadurch die Schaltgeschwindigkeit reduziert werden, wodurch sich einige der GaN-spezifischen-Vorteile relativieren.

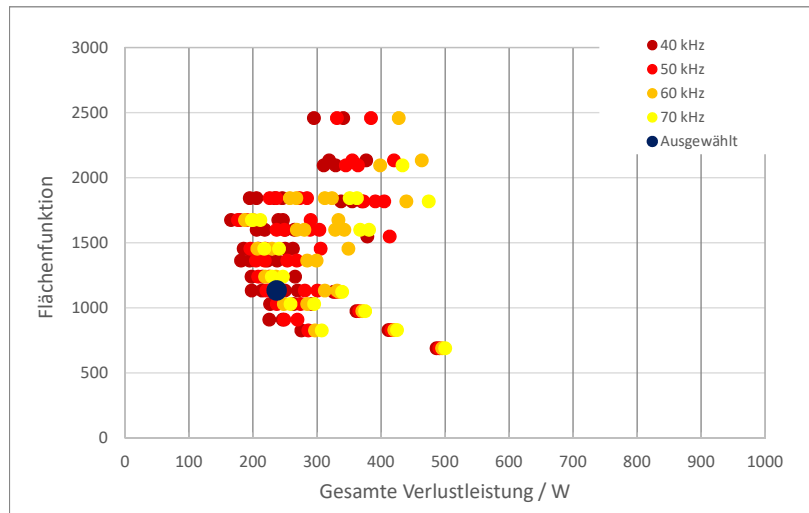


Abbildung 34: Optimierte Auslegung, nur thermisch stabile Konfigurationen (mögliche Zielfunktionswerte) abhängig von der Schaltfrequenz

ne gleichmäßige Stromaufteilung und eine kleine Kommutierungsmasche gewährleistet.

Die Kühlung wird durch thermische Durchkontaktierungen (*thermal vias*) zur Unterseite der Platine gewährleistet, da das Bauelement „Bottom Cooled“ ist. Dank der großen Kupferfläche auf der Ober- und Unterseite der Leistungsplatine und des geringen thermischen Widerstands des SMD-Chips befindet sich eine große thermische Kapazität mit niedriger thermischer Impedanz nahe am Chip (siehe Abbildung 36). Dies stellt einen großen Vorteil aufgrund des gepulsten Schweißstromes dar. Dabei kann die Kupferfläche während der Schweißdauer eine vergleichsweise große Wärmemenge aufnehmen, die nach dem Schweißen an die Wasserkühlung abgegeben wird. Allein die thermische Kapazität der Kupferfläche auf der oberen Platinenseite $C_{\vartheta, \text{Kupfer}, o}$ nimmt eine genügende Wärmemenge auf, sodass der Temperaturanstieg des Chips während der Dauer eines Schweißvorgangs „nur“ ca. 210 K betrüge. Durch die andere Platinenseite $C_{\vartheta, \text{Kupfer}, u}$ und im geringen Maße der thermischen Kapazität des Gehäuses $C_{\vartheta, \text{Gehäuse}}$ wird soviel Wärme aufgenommen, dass nur wenig Wärme während der Schweißung durch das Thermische Interface Material (TIM) mit vergleichsweise großem Wärmewiderstand $R_{\vartheta, \text{TIM}}$ geleitet werden muss. In Abbildung 37 ist der Temperaturverlauf in den einzelnen Schichten des Cauer-Modells dargestellt, welches in MATLAB nachgebildet ist. Die relevanten Parameter können aus Datenblättern, Materialangaben und der Geometrie extrahiert werden. Dabei wird nur der eindimensionale Wärmefluss modelliert. Außerdem berücksichtigt das Modell nur den konduktiven Wärmestrom bis zur Kühlflüssigkeit, welche idealisiert mit konstant 20°C angenommen wird. Konvektion und Abstrahlung werden ebenfalls vernachlässigt, da sie verglichen mit der Kondukti-

on nur einen geringen Einfluss auf den Wärmetransport haben.⁸ Es zeigt sich, dass die Wärmekapazitäten den Temperaturanstieg signifikant verlangsamen, sodass die Chiptemperatur ϑ_{Chip} nicht das erlaubte Maximum von 175 °C überschreitet. Die Wärmekapazität von Chip und Gehäuse sind so gering, dass sie die Temperaturänderungsgeschwindigkeit kaum beeinflussen. Die vergleichsweise große Temperaturdifferenz zwischen der Unterseite der Platine und dem Kühlkörper ist durch den hohen Wärmewiderstand des TIMs zu erklären. Die Wärmekapazität des Kühlkörpers ist aufgrund seiner Masse so groß, dass die Temperatur während einer einzelnen Schweißung kaum ansteigt. Insgesamt ist der Wärmewiderstand der Kette von Chip bis zur Kühlflüssigkeit gering genug, dass alle Temperaturen zwischen den einzelnen Schweißvorgängen den Wert des Kühlfluids erreichen.⁹ Das Modell zeigt, dass die hier angenommene maximale Verlustleistung abgeführt werden kann, wenn diese über 0,5 ms generiert wird. Zusätzlich ist erkennbar, dass die maximale Verlustleistung nicht dauerhaft abgeführt werden kann und dass für kurze Zeit (<0,5 ms) eine gewisse Überlast möglich ist. Um die Eignung der ausgewählten Konfiguration zu validieren, wird das SPICE-Modell in Simplorer importiert. Die Verfügbarkeit des Bauelements als Modell vom Hersteller, stellt einen weiteren Vorteil des ausgewählten MOSFETs dar. Durch die Simulation kann die Verlustleistung und das Schaltverhalten inkl. bisher nicht berücksichtigter Effekte wie der parasitären Induktivitäten, der Gate-Ansteuerung und der nichtlinearen Bauelementeigenschaften überprüft werden. Das verwendete Simulationsmodell ist im Anhang Abbildung C.1.1 dargestellt. Mit der hier beschriebenen Konfiguration sind die Frequenzen 40 kHz und 50 kHz möglich. Obwohl eine niedrigere Frequenz geringe Verluste bedeuten, wird die 50 kHz Variante ausgewählt, um einen besonders glatten Schweißstrom zu erreichen. Falls dennoch Probleme auftreten, wird die Frequenz entsprechend reduziert. Mit der Verringerung der Schaltfrequenz um etwa 20 % ist mit einer Reduzierung des gesamten Halbleiterverluste von fast 10 % zu rechnen.

Die beschriebene ausgewählte Konfiguration ist in den Abbildungen 33 und 34 markiert. Sie liegt nicht auf der Pareto-Front, aber in akzeptabler Nähe. Die Kombination aus dem MOSFET IPT015No8N5 mit 80 V Sperrspannung, 2 Tiefsetz-FETs und 3 Freilauf-FETs sowie 40 kHz Schaltfrequenz ist beispielsweise ein Pareto-optimaler Parametersatz, der aber aufgrund der bereits genannten Punkte nicht verwendet wird.

Die Auswahl der Endkopplungskondensatoren ist im Detail im Anhang Abschnitt B.8 erläutert. Aufgrund von Vorteilen beim Volumen, dem Flächenbedarf, der geringeren parasitären Induktivität und der höheren Flexibilität werden Keramikkondensatoren anstelle von Folienkondensatoren

⁸ Da die Wärme-Abstrahlung von der Differenz der 4. Potenzen der absoluten thermodynamischen Temperaturen abhängt, ist diese bei einer maximalen Differenz zwischen offener Oberfläche und Luft von < 80 K und absoluten Temperaturen von unter <400 K sehr gering. Die Konvektion ist ebenfalls zu vernachlässigen, da die Oberfläche der erhitzten Komponenten zu gering ist und kein aktiv erzeugter Luftstrom über diese streicht.

⁹ Tatsächlich wird dieser nicht erreicht, es stellt sich aber ein statischer Minimalwert von etwa einem Kelvin über der Temperatur des Kühlmittels ein.

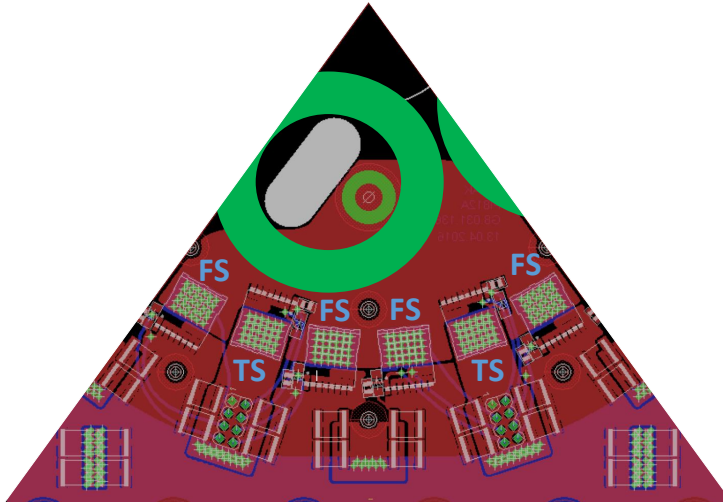


Abbildung 35: Layout einer Halbbrücke der Leistungsplatte von TS₂ mit Anordnung der Tiefsetz-Schaltern (TS) und Freilauf-Schalter (FS). Unterhalb der Halbleiter befinden sich die Keramikcondensatoren. [Layout erstellt von der NIMAK GmbH]

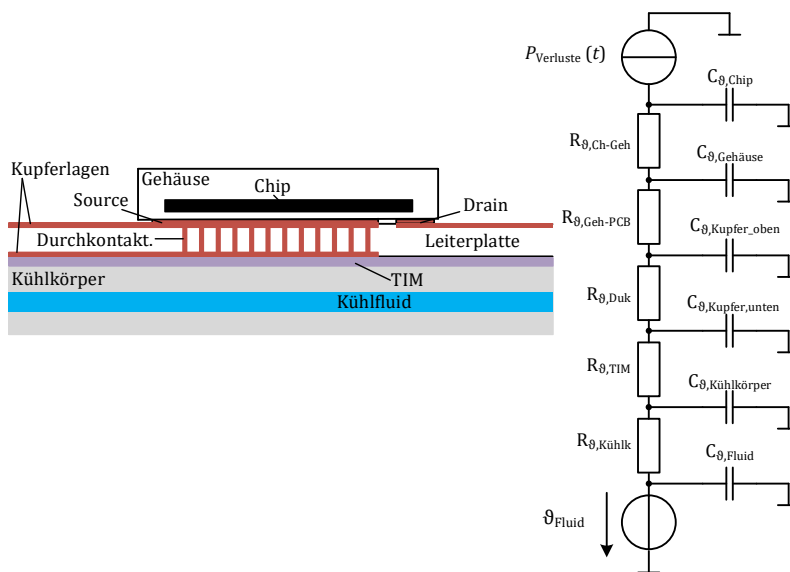


Abbildung 36: Abführung der Verlustleistung der MOSFETs, links mechanisch und rechts als Cauer-Modell. Einige niederimpedante Übergänge wurden vernachlässigt. Abkürzungen: Ch = Chip, Geh = Gehäuse, Duk = Durchkontaktierung, TIM = Thermisches Interface Material

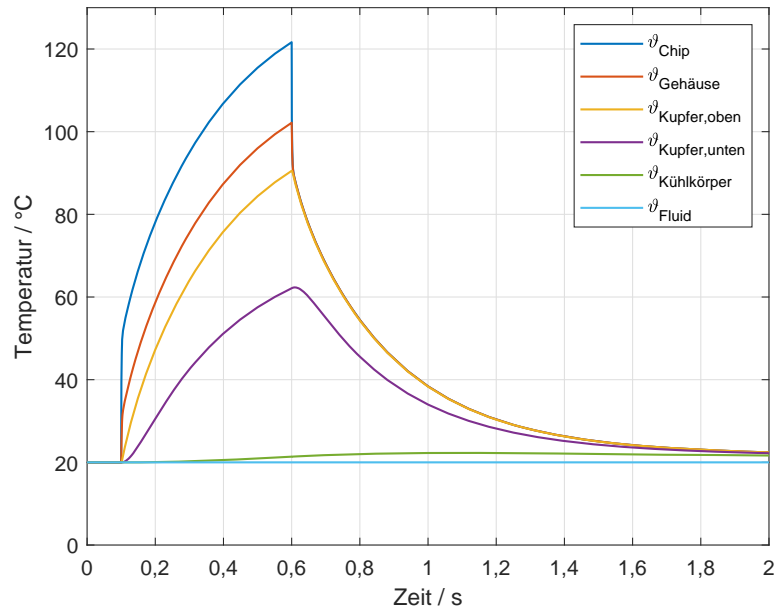


Abbildung 37: Temperaturverteilung im MOSFET über der Zeit. Start der Schweißung bei 0,1 s, Ende bei 0,6 s.

ausgewählt. Details zur Platzierung und Dimensionierung sind ebenfalls im Anhang Abschnitt B.8 zu finden.

5.3.2 Funktionsmuster

Das Funktionsmuster der Leistungsplatine wurde im Rahmen des Kooperationsprojekts von der NIMAK GmbH aufgebaut. Die schematische Anordnung der wichtigsten Bauelemente ist im Anhang in Abbildung C.1.2 zu finden. Ein Leistungsmodul besteht aus jeweils 5 Halbbrücken, die sternförmig auf der Leistungsplatine angeordnet sind (siehe Abbildung 38). Hier ist auch die Anordnung der magnetisch gekoppelten Ausgangsdrosseln zu erkennen. In der Mitte befindet sich der durchgehende Leiter in Zylinderform für den Gesamt-Ausgangsstrom. Außerhalb des Halbleiterkreises befinden sich die Endkopplungskondensatoren, welche als Keramik Kondensatoren ausgeführt sind. Direkt unter der Leistungsplatine befindet sich der mit Kühlflüssigkeit durchströmte ringförmige Kühlkörper (siehe Abbildung 39). Je nach Konfiguration befinden sich zusätzliche Ringkerne der Ausgangsdrossel zur Verbesserung der Kopplung innerhalb des Kühlkörper-Rings oder Hall-Stromsensoren mit etwa den gleichen Abmessungen. Es ist gut zu erkennen, dass die Wicklung aus massiven Kupferblechen besteht, die über einen geringen DC-Widerstand verfügen und eine einfache und günstige Aufbautechnik ermöglichen. Mit einer höheren Windungszahl als 1 ist diese Methode nicht sinnvoll anwendbar. Oberhalb der Leistungsplatine befindet sich die Steuerplatine mit einem Mikrocontroller, den Spannungsversorgungen, sämtlichen Gate-Ansteuerungen und den Analogschaltungen für die Messwert-Erfassung. In Abbildung 40 ist die Modularität der Schaltung gut zu sehen, bei der

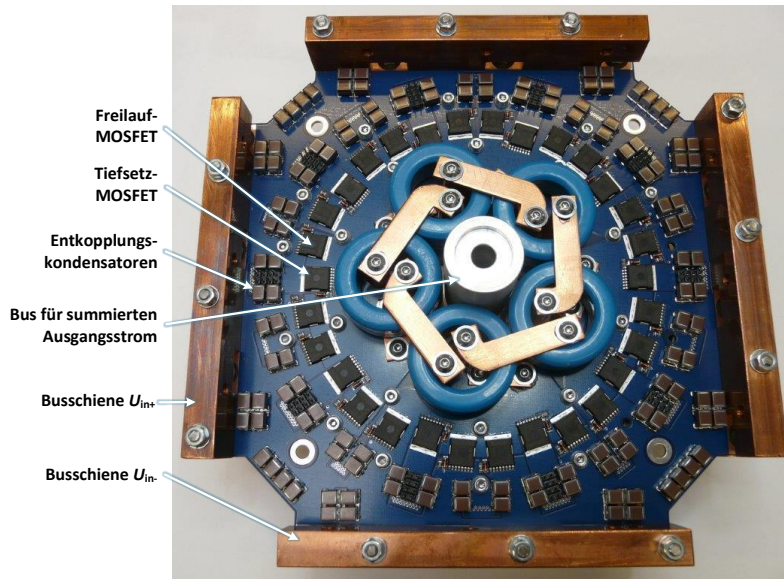


Abbildung 38: Leistungsplatine von TS₂ bestückt mit Ferritkernen, ohne aufsteckbare Treiberplatine.

vier Einzelmodule zu einem Schweißstromgenerator gestapelt sind. Im Zentrum der Platinen ist der durchgehende Leiter zu erkennen, der mit der positiven Schweißelektrode verbunden wird. Ganz vorne ist die Treiberplatine des ersten Moduls abgebildet. Die Metallbleche an den Seiten (auf 3 Uhr und 9 Uhr) sind die niederimpedante Zuleitung an der Eingangsseite von TS₂. Die Bleche oben und unten (12 Uhr und 6 Uhr) stellen das Massepotential dar, welches gleichzeitig der Rückleiter des Schweißstroms ist. Der Kühlkörper ist ebenfalls mit Masse verbunden.

5.4 SOFTWARE UND REGELUNG

5.4.1 Regelungskonzept

Das Regelungskonzept für die beiden Tiefsetzsteller TS₁ und TS₂ ist in Abbildung 41 dargestellt. Das Gesamtkonzept basiert darauf, dass nur TS₁ aktiv den Ausgangsstrom regelt. TS₂ wird auf einen konstanten und für die Stromschwankungsbreite sowie das Übersetzungsverhältnis optimierten Tastgrad eingestellt. Wie in Abbildung 41 zu erkennen ist, erweitert sich dadurch die Regelstrecke, was in der Auslegung berücksichtigt werden muss. Die Idee ist, dass durch das Regeln des Tastgrades von TS₁ direkt der Ausgangsstrom von TS₁ beeinflusst wird. Der sich langfristig im Mittel einstellende Gesamt-Ausgangsstrom I_{ges} von TS₂ kann mittels

$$I_{\text{ges}} = \sum I_{\text{TS2},n,\text{aus}} = \frac{\sum I_{\text{TS2},n,\text{ein}}}{d_{\text{TS2}}} = \frac{I_{\text{TS1},\text{aus}}}{d_{\text{TS2}}} \quad (66)$$

berechnet werden. Allerdings führen die zusätzlichen Zeitkonstanten der erweiterten Strecke für eine verringerte Regeldynamik und eine verringerte

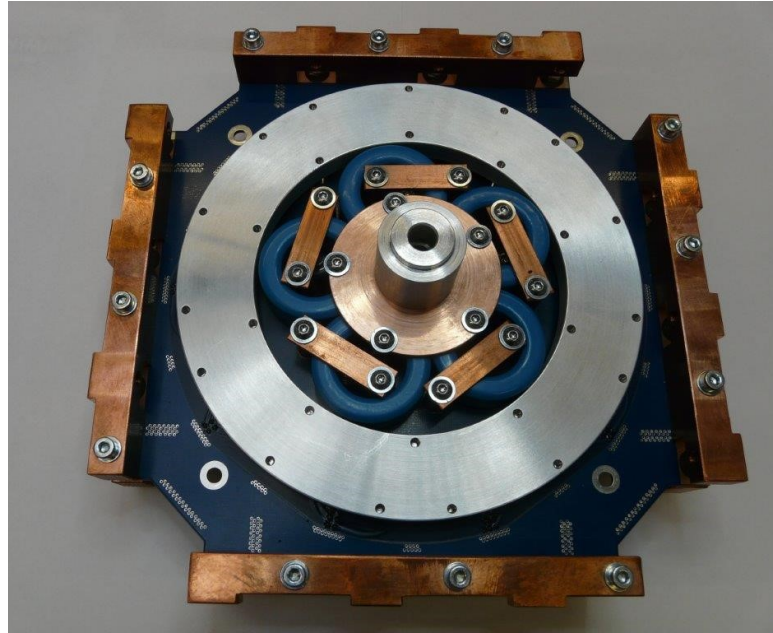


Abbildung 39: Leistungsplatine von TS₂ (Unterseite) inkl. wassergekühltem Kühlkörper aus Aluminium. Konfiguration mit zusätzlichen Ringkernen.

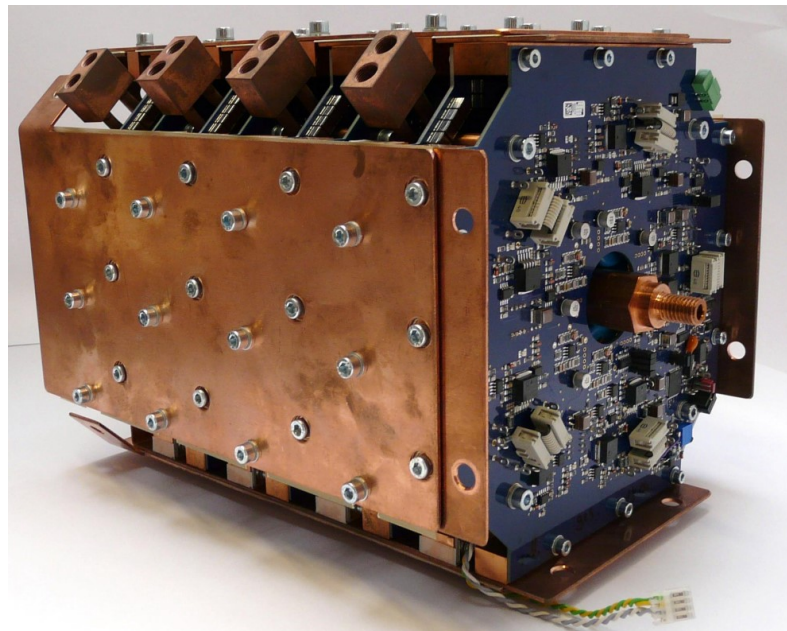


Abbildung 40: 5 Module der Leistungssteller, die als Parallelschaltung zusammen den Steller TS₂ bilden.

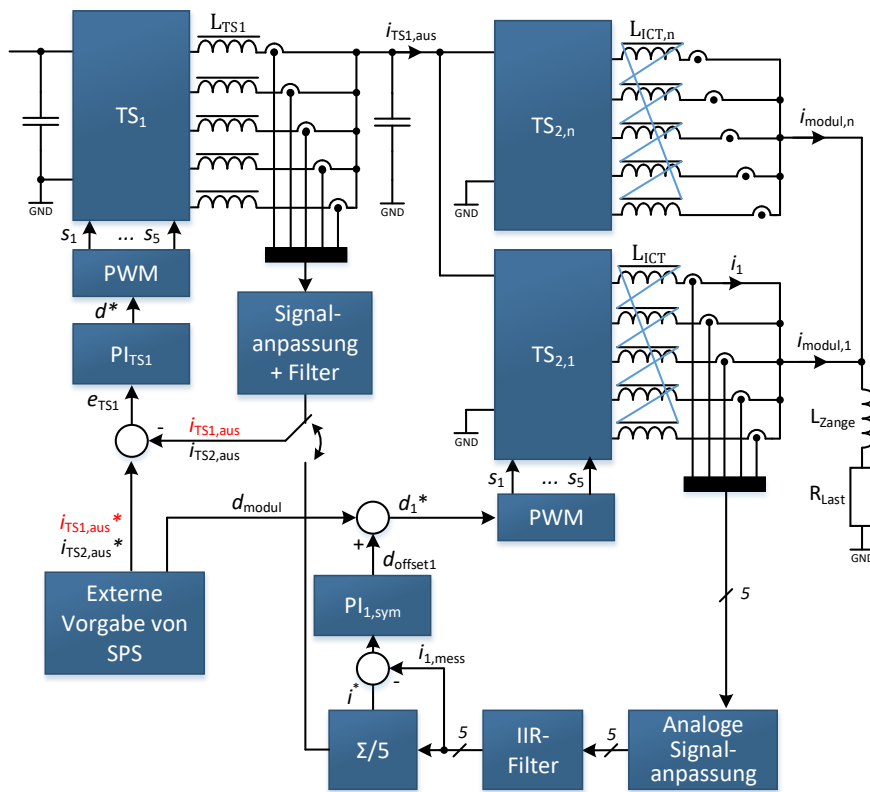


Abbildung 41: Stromregelungskonzept für die Tiefsetzsteller TS_1 und TS_2 . Der Inhalt der TS-Blöcke ist im Anhang in Abbildung C.1.2 dargestellt.

te Stabilität. Besonders die Zwischenkreiskondensatoren führen zu einer hohen Zeitkonstante, da bei Stromänderungen zunächst die Kondensatoren geladen oder entladen werden müssen, bevor die Stromänderung am Ausgang wirksam wird. Da die maximale Stromänderungsgeschwindigkeit ohnehin begrenzt werden soll, wird die geringe Regeldynamik in Kauf genommen.

Wie in Abbildung 41 zu erkennen ist, werden hier zwei Möglichkeiten der Strommessung verfolgt, die aber zu einer ähnlichen Reglerperformanz führen. Es kann einerseits der Ausgangsstrom von TS₁ als Reglergröße genutzt werden. Der eigentlich zu regelnde Ausgangsstrom aller TS₂ Module wird dann durch Kenntnis des Tastgrades und der Eingangsspannung von TS₂ errechnet. Die zweite Variante ist die Summation aller Ausgangsströme von TS₂ als Regelgröße. Auf die dazu notwendigen Sensoren haben beide Varianten keinen Einfluss, da ohnehin alle Zweigströme gemessen und überwacht werden müssen. Die Dynamik des Reglers wird ebenfalls nicht maßgeblich beeinflusst, da die Zeitkonstanten für die Stromänderung in TS₂ als auch die Messung und Summation der Einzelströme im Vergleich zur Spannungsänderung am Zwischenkreiskondensator und zur Stromänderung in TS₁ gering sind.

Die Kopplung der Stränge mit hochpermeablen Kernen von TS₂ bedingt, dass die Ströme in den einzelnen Strängen möglichst gleich groß sind. Unterschiedlich große Impedanzen der einzelnen Stränge und geringe Unterschiede bei der Ansteuerung der Halbleiter sind ursächlich für eine Stromasymmetrie. Diese Effekte können nicht gänzlich vermieden werden, weswegen eine aktive Strangstromsymmetrierung anzustreben ist. Die Symmetrie-Regelung wird in Abschnitt 5.4.4 im Detail beschrieben.

5.4.2 Gesamtstromregelung

Für die Auslegung der Stromregelung müssen zunächst die Regelstrecken beider Steller identifiziert werden, da sie Teil des Stromregelkreises sind. Für TS₁ ist die Spannungsübertragungsfunktion entscheidend, da die Spannung gestellt wird und die Ausgangsspannung die relevante Eingangsgröße für den nachgeschalteten Tiefsetzsteller TS₂ ist. Es handelt sich bei TS₁ um ein schwingfähiges System 2. Ordnung mit Dämpfung, bestehend aus den Ausgangsdrosseln von TS₁, dem Zwischenkreiskondensator zwischen den beiden Tiefsetzstellern und der Widerstände im System (Leitungen, MOSFETs, Serienwiderstände der Drosselpulen etc.).

$$G_{S,TS_1}(s) = \frac{\bar{u}_{\text{aus},TS_1}}{\bar{u}_{\text{schalt}}} = \frac{1}{\tau_{TS_1}^2 \cdot s^2 + 2d \cdot \tau_{TS_1} \cdot s + 1} \quad (67)$$

$$\text{mit } \bar{u}_{\text{schalt}} = d_{TS_1} \cdot \bar{u}_{\text{ein},TS_1} \quad , \quad \tau_{TS_1} = \frac{1}{\omega_{TS_1}} = \sqrt{LC} \quad (68)$$

$$\text{und } d = \frac{Z_0}{2R} \quad , \quad Z_{0,TS_1} = \sqrt{\frac{L_{TS_1}}{C_{TS_1}}} \quad (69)$$

Der Steller TS_2 ist ein PT_1 -System für die Stromregelung, seine für die Streckenübertragungsfunktion relevanten Bauelemente sind die Ausgangsdrosselspule und die Widerstände in Steller und Last.

$$G_{S,TS_2,c}(s) = \frac{\bar{i}_{aus,TS_2}}{\bar{u}_{ein}} = \frac{1}{L_{TS_2} \cdot s + R_{TS_2}} = \frac{1}{R_{TS_2}} \frac{1}{\tau_{TS_2} \cdot s + 1} \quad (70)$$

Die Zeitkonstante des Stromsensors kann guten Gewissens vernachlässigt werden, da die Hall-Sensoren über eine hohe Bandbreite und eine geringe Totzeit verfügen. Allerdings sollte die Zeitkonstante der Filterung und des Stellgliedes τ_{sens} berücksichtigt werden:

$$G_{S,TS_2',c}(s) = \frac{\bar{i}_{aus,TS_2}}{\bar{u}_{ein}} = \frac{1}{\frac{\tau_{TS_2}}{R_{TS_2}} \cdot \tau_{sens} \cdot s^2 + \frac{\tau_{TS_2}}{R_{TS_2}} \cdot s + R_{TS_2} \cdot \tau_{sens} \cdot s + R_{TS_2}} \quad (71)$$

Die Gesamtstrecke $G_S(s)$ für die Stromregelung setzt sich aus den beiden Teilstrecken der Steller zusammen. Ohne die zusätzliche Dämpfung von G_{S,TS_2} ist zwar ein stabiler Betrieb möglich, allerdings müsste der P-Anteil dann soweit reduziert werden, dass die Dynamikanforderungen nicht zu erfüllen sind.

$$G_S(s) = G_{S,TS_1}(s) \cdot G_{S,TS_2'}(s) \quad (72)$$

Die resultierende Term der Strecke ergibt sich somit zu:

$$G_S(s) = \frac{1}{\left(\tau_{TS_1}^2 \cdot \frac{\tau_{TS_2}}{R_{TS_2}} \cdot \tau_{sens} \cdot s^4 + \tau_{TS_1}^2 \cdot \frac{\tau_{TS_2}}{R_{TS_2}} \cdot s^3 + \tau_{TS_1}^2 \cdot R_{TS_2} \cdot \tau_{sens} \cdot s^3 \dots \right.} \\ \dots + 2d \cdot \tau_{TS_1} \cdot \frac{\tau_{TS_2}}{R_{TS_2}} \cdot \tau_{sens} s^3 + \tau_{TS_1}^2 \cdot R_{TS_2} \cdot s^2 + 2d \cdot \tau_{TS_1} \cdot \frac{\tau_{TS_2}}{R_{TS_2}} \cdot s^2 \dots \\ \dots + 2d \cdot \tau_{TS_1} \cdot R_{TS_2} \cdot \tau_{sens} \cdot s^2 + \frac{\tau_{TS_2}}{R_{TS_2}} \cdot \tau_{sens} s^2 + 2d \cdot \tau_{TS_1} \cdot R_{TS_2} s \dots \\ \left. \dots + \frac{\tau_{TS_2}}{R_{TS_2}} \cdot s + R_{TS_2} \cdot \tau_{sens} \cdot s + R_{TS_2} \right) \quad (73)$$

Aufgrund der Komplexität des Ausdrucks wird die Reglerauslegung und die Prüfung der Stabilität mit Hilfe von MATLAB durchgeführt. Die Strecke ist aufgrund der vorhandenen Speicherelemente, nämlich der Ausgangsdrosseln der Tiefsetzsteller und dem Zwischenkreiskondensator gedämpft schwingfähig. Dank der Widerstände der Wandler, der Leitungen und besonders der ohmschen Last ist jedoch genügend Dämpfung im System, sodass ein einschleifiger PI-Regler verwendet werden kann.

Die Reglerauslegung soll darauf abzielen, dass sich ein guter Kompromiss zwischen Störübertragung und Führungsübertragungsverhalten erreicht wird. Dazu wird der Regler zunächst nach dem Betragsoptimum-Verfahren ausgelegt. Bei diesem Verfahren wird Reglernachstellzeit entsprechend der dominanten Streckenzeitkonstanten gewählt. Damit wird

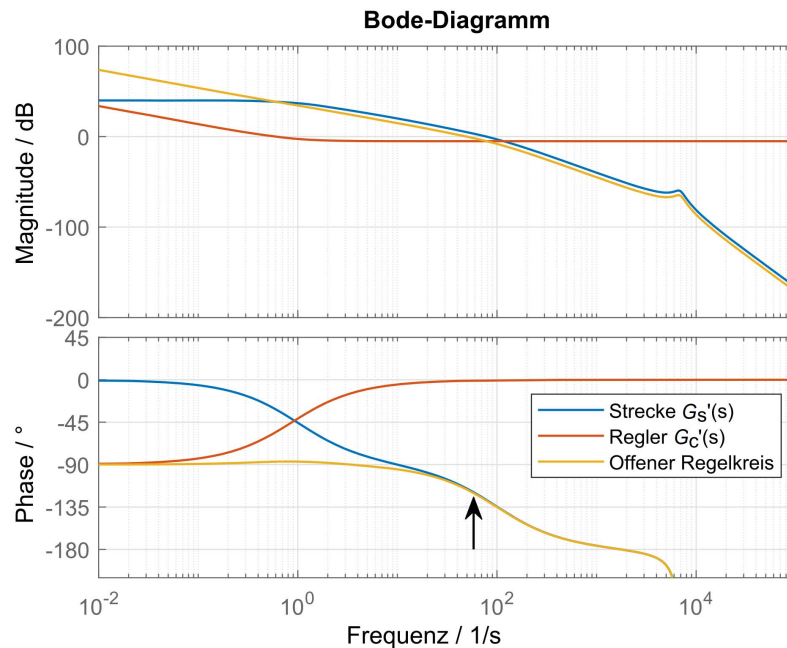


Abbildung 42: Bode-Diagramm zur Auslegung der Stromregelung von TS_1 und TS_2 . Der Pfeil markiert die Phasenreserve von ca. 60° .

erreicht, dass sich die Polstelle der Strecke mit der Nullstelle des Reglers kürzt. Durch dieses Verfahren wird ein sehr gutes Führungsverhalten bei einem weniger gutem Verhalten auf Störeinflüsse erreicht. Da das Führungsverhalten aufgrund einer Begrenzung der Stromsollwertänderungen nicht mit Sollwertsprüngen beaufschlagt wird, wird die Reglerbandbreite etwas angehoben, um ein ausgewogeneres Verhältnis zwischen Führungs- und Störverhalten zu erreichen. Die Phasenreserve wurde großzügig auf etwa 60° ausgelegt, wodurch auch bei verändertem Verhalten der Last eine stabile Regelung garantiert werden kann. In Abbildung 42 ist der Bodeplot der gewählten Auslegung dargestellt. Da die Streckenübertragungsfunktion $G_S(s)$ über die Maßeinheit Ω und die Reglerübertragungsfunktion über die Maßeinheit $1/\Omega$ verfügt, werden für den Bodeplot folgende Normierungen verwendet, um beide Funktionen dimensionslos zu machen:

$$G_S'(s) = \frac{G_S(s)}{\Omega} \quad \text{und} \quad G_C'(s) = G_C(s) \cdot \Omega \quad (74)$$

Im Anhang Abbildung B.9.1 ist die Stromreglerauslegung von TS_1 und TS_2 für unterschiedliche Optimierungsziele dargestellt. Dabei handelt es sich um die Auslegung nach dem Betragsoptimum und eine Auslegung nahe des symmetrischen Optimums zur besseren Störunterdrückung. Abhängig vom Verhalten der realen Schaltung können nun Parameter zwischen diesen beiden Optimierungszielen gewählt werden, sodass ein für die Praxis guter Kompromiss gefunden wird.

5.4.3 Verbesserte Auslegung der Gesamtstromregelung

Auch wenn der hier beschriebene Ansatz mit einer einschleifigen Regelung in der Praxis zufriedenstellend funktioniert, gibt es leistungsfähigere Regelungsmethoden. Zwar handelt es sich letztendlich um eine Stromregelung, dennoch ist die Zwischenkreisspannung eine maßgebliche Zustandsgröße des Systems. Aus diesem Grund sollte diese bestmöglich geregelt werden. Daher ist eine Kaskadenreglerstruktur eine bessere Regelungsmöglichkeit. Zusätzlich sollte noch eine Vorsteuerung verwendet werden, da die Eingangs- und Ausgangsspannung von TS_1 ohnehin gemessen wird. Insgesamt würden die genannten Änderungen die Reglerperformanz signifikant steigern, wobei sowohl die Führungsfolge als auch die Störunterdrückung profitierten.

5.4.4 Aktive Symmetrierung der Ströme

Die Grundidee der Symmetrierung ist, dass die Symmetrieregung unabhängig von der Gesamtstromregelung durchgeführt wird, indem die Einzelströme so geregelt werden, dass sie zu gleichen Teilen zum Gesamtstrom beitragen. Dass dies möglich ist und dass die Symmetrieregung von der Gesamtstromregelung entkoppelbar ist, wird von Jovanovic [43] gezeigt.

Zunächst wird von einer externen SPS¹⁰ ein Sollwert für den Gesamtstrom vorgegeben, der in einer äußeren Regelschleife den „allgemeinen“ Tastgrad d_{modul} erzeugt. Dieser allgemeine Tastgrad ist für alle Stränge identisch. Die Symmetrierung wird dadurch erreicht, dass die einzelnen Zweigströme gemessen und anschließend gefiltert werden (siehe Abbildung 43). Durch Addition der Einzelströme wird der Gesamtstrom des Moduls berechnet, so kann auch auf einen zusätzlichen Modulstromsensor verzichtet werden. Nun wird der Gesamtstrom des Moduls durch die Anzahl der Stränge geteilt. Der so berechnete durchschnittliche Zweigstrom ist ein geeigneter Sollwert, auf den die Einzelströme geregelt werden müssen. Der Regelfehler für den Strom i_1 ist daher:

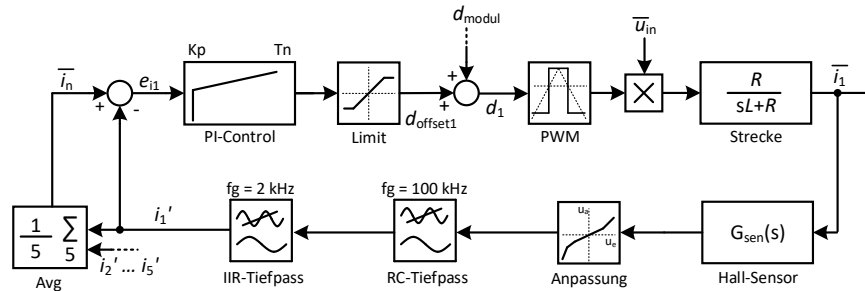
$$\epsilon_{i1} = \bar{i}_n - i_1' = \frac{1}{5} \left(\sum i_n' \right) - i_1' \quad (75)$$

Die Ausgangsgröße der Zweigstromregelung wird auf den allgemeinen Tastgrad addiert, welcher daher im Quellcode als „offset“ bezeichnet ist. Der Tastgrad jeden einzelnen Stranges setzt sich somit aus dem allgemeinen Anteil und dem Anteil zur Symmetrierung („offset“) zusammen:

$$d_{\text{strang},x} = d_{\text{modul}} + d_{\text{offset},\text{strang},x} \quad (76)$$

Die beschriebene Regelungsidee und die geforderte Genauigkeit der Stromsymmetrierung bedingen, dass die Strangströme möglichst genau gemessen werden können. Neben der Messtechnik selbst ist die

¹⁰ Dabei handelt es sich um die Standardsteuerung des Projektpartners, die für die neue Schaltungstopologie angepasst ist.

Abbildung 43: Symmetrierungs-Stromregelung in einem Modul von TS₂

Signalverarbeitung von großer Bedeutung. Zur Strommessung werden Hall-Sensoren von LEM verwendet. Zur Signalverarbeitung werden ein Operationsverstärkerschaltung und eine Nullpunktjustierung mittels des Mikrocontrollers eingesetzt.

Bei Wandlung und Übertragung der Spannungssignale wird das eigentliche Nutzsignal von einem starken, hochfrequenten Rauschen überlagert. Dieses Rauschen wird einerseits leitungsgebunden, andererseits durch elektromagnetische Felder eingekoppelt. Eine Nutzung des ungefilterten Signals ist unmöglich, da die Amplitude des Rausch-Signals zu groß ist. Zur Filterung wird zunächst ein analoges RC-Tiefpassfilter verwendet, das sich möglichst nahe an den ADC-Eingängen des Mikrocontrollers befindet. Trotz der deutlichen Dämpfung ist das analoge Filter nicht ausreichend. In der Praxis ist das ideale Tiefpassverhalten eines RC-Gliedes nicht zu erreichen, durch parasitäre Induktivitäten wird die Dämpfung zu sehr hohen Frequenzen schlechter. Aus diesem Grund wird zusätzlich ein digitales Tiefpassfilter 2. Ordnung im Mikrocontroller implementiert. Das Filter ist als IIR (Infinite Impuls Response)-Filter mit Bessel-Charakteristik¹¹ ausgelegt. Es wird eine Grenzfrequenz von 2 kHz gewählt, welche die störende Wechselanteile dämpft und dennoch schnell genug ist, um relevante Stromänderungen zu messen. Da hier für die Symmetrierung Sorge getragen werden muss, ist es nicht notwendig, Stromänderungen im Bereich der Schaltfrequenz zu messen.

Die Abtastfrequenz entspricht nicht der Schaltfrequenz $f_s = 50 \text{ kHz}$, sondern $f_{\text{abtast}} = 41 \text{ kHz}$, um dennoch Regular Sampling zu ermöglichen. Der Grund wird im folgenden Abschnitt 5.4.5 näher erläutert. Bei der Datenverarbeitung werden nur 16 Bit Integer und, wenn notwendig, 32 Bit Integer genutzt. Mangels einer Floating-Point-Unit im Mikrocontroller ist die Berechnung mit Gleitkommawerten zu zeitaufwendig. Auch eine Realisierung eines Filters höher Ordnung scheitert an der limitierten Rechenzeit, welche durch die Filterung und Regelung der 5 Ströme begrenzt ist.

¹¹ Es soll ein Filter ohne „Welligkeit“ der Dämpfung unter- oder oberhalb der Grenzfrequenz und ohne Überschwingen auf Sprünge gewählt werden. Die Steilheit des Amplitudengangs im Bereich der Grenzfrequenz ist weniger relevant. Alternativ zu Bessel ist auch Butterworth möglich, mit schärferem Amplitudengang, aber mit dem Nachteil des Überschwingens.

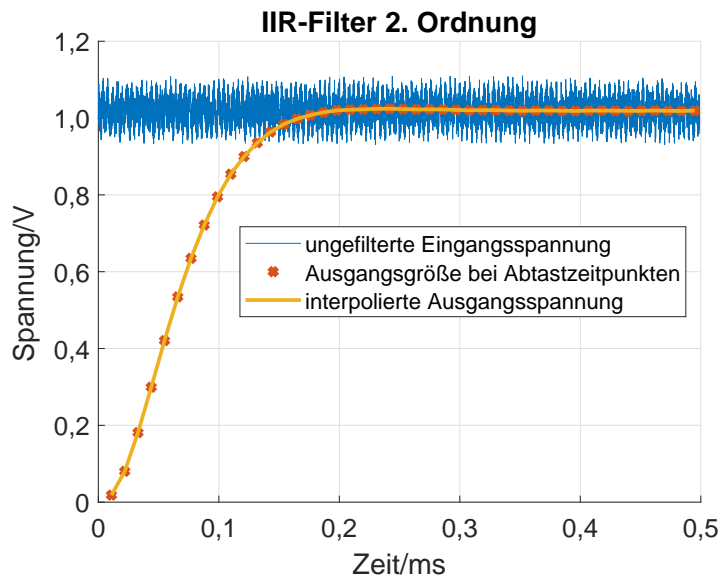


Abbildung 44: Auswirkungen des IIR-Filters auf das modellierte Messsignal des Stromsensors (Sprungantwort). Die Ausgangsspannung des Filters liegt nicht physisch an, sondern ist ein Digitalwert.

Um die Funktionsweise des Filters zu überprüfen, wird das Filter zunächst in MATLAB aufgebaut und mit einem Testsignal überprüft, welches ein ähnliches Spektrum und Signal-Rausch-Verhältnis wie das tatsächliche Signal aufweist. In Abbildung 44 ist die Sprungantwort des gefilterten Signals auf das Testsignal dargestellt. Die Kreuze geben die Abtastzeitpunkte des Filters an, die den Abtastzeitpunkten der Implementierung im Mikrocontroller entsprechen. Es ist zu erkennen, dass das Signal nach 0,2 ms eingeschwungen ist. In Anbetracht der vergleichsweise langsamen Stromänderung ist dies schnell genug. Der eingeschwungene Wert des gefilterten Signals entspricht dem Mittelwert des ungefilterten Signals. Dies ist auch so erwünscht, da das Rauschen auf dem Signal mittelwertfrei ist. Nach der theoretischen Überprüfung wird das Filter im Mikrocontroller mittels künstlich eingepprägten Störsignals getestet. Es arbeitet wie erwartet.

5.4.5 Ansteuerung

Zur Anpassung der Ausgangsspannung bzw. des Ausgangsstroms muss der Tastgrad im Betrieb geändert werden, dies gilt abhängig vom Betriebspunkt auch für den Steller TS₂. Es stellt sich nun die Frage, zu welchem Zeitpunkt der Periode dies geschehen muss, um eine möglichst gute Flussdichteverteilung zwischen den gekoppelten Kernen zu erreichen. Es sind nun grundsätzlich drei Möglichkeiten zu unterscheiden.

- Sofortige Änderung auf den berechneten oder den durch die Regelung vorgegebenen Wert.

- Änderung des Tastgrades zu Beginn einer vollen Periode T . Das würde bedeuten, dass immer die Halbbrücke des gleichen Kerns zuerst den neuen Tastgrad stellt.
- Quasi-kontinuierliche Änderung, sodass der Tastgrad mindestens bei $T/5$ geändert wird.

Um die drei Möglichkeiten zu vergleichen, wird ein PLECS-Modell mit den Parametern der geplanten Drosselstruktur erstellt und so die Flussdichte für alle drei Möglichkeiten in allen Kernen berechnet. Dabei wird der Momentanwert über die Dauer mehrerer Perioden aufgezeichnet.

Es zeigt sich, dass eine quasi-kontinuierliche Tastgradänderung hinsichtlich der Flussdichte in den Kernen die beste Lösung darstellt. Die sofortige Änderung des Tastgrades und die Änderung zu Beginn einer vollen Periode führen zu einem bleibenden Gleichanteil der Flussdichte und damit zu einem höheren Spitzenwert. Ein solches Verhalten erhöht die Kernverluste und kann zu Instabilitäten führen, da die Induktivität bei der erhöhten Flussdichte abnimmt. Die Änderung des Tastgrades sukzessive für jede Halbbrücke führt dazu, dass sich nahezu kein Gleichanteil in den Kernen bildet und somit die Spitzenflussdichte deutlich kleiner bleibt. Wenn nun zum Schaltzeitpunkt eines neuen Stranges ein neuer Tastgrad berechnet werden würde, dies entspräche einer Frequenz von 250 kHz, wird die Leistungsfähigkeit des Mikrocontrollers überschritten. Aus diesem Grund wird der Tastgrad zum Erreichen von Regular Sampling jeweils für den nächsten Strang in der nächsten Periode berechnet und übergeben (siehe Anhang Abbildung B.9.3. Die Abtastfrequenz ergibt sich dementsprechend zu:

$$f_{\text{abtast}} = f_s \frac{N_{\text{Stränge}}}{N_{\text{Stränge}} + 1} = 41 \text{ kHz} \quad (77)$$

Als Nachteil dieses Verfahrens wird die Dynamik leicht reduziert, da der Tastgrad nicht sprunghaft geändert werden kann und die Abtastfrequenz reduziert wird. Dies stellt allerdings keinen Nachteil dar, da die Stromänderungsgeschwindigkeit zur Optimierung der Schweißqualität und aus EMV-Gründen¹² ohnehin zu begrenzen ist.

Damit nicht nur die unterschiedlichen Stränge eines Moduls versetzt getaktet werden, sondern alle Stränge aller Module, erfolgt zusätzlich eine Synchronisierung zwischen den einzelnen Modulen. Ein ausgewähltes Master-Modul gibt zu Anfang eines jeden PWM-Zyklus einen Synchronisationspuls aus. Alle Module sind mittels einer Synchronisationsleitung verbunden, die jeweils direkt an eigene Synchronisations-Pins der Mikrocontroller angeschlossen sind. Die PWM-Timer aller Module synchronisieren sich auf diesen Puls und erhalten vom Master-Modul eine modulspezifische Verzögerung der Taktung. Bei 4 Modulen ergibt sich somit eine Frequenz der Stromschwankung von 1 MHz. Die Synchronisation ist genauer als 50 ns. Weitere Details zum Ablauf des Quellcodes und zum

¹² Hier geht es primär um den Schutz der Produktionsmitarbeiter vor magnetischen Wechselfeldern.

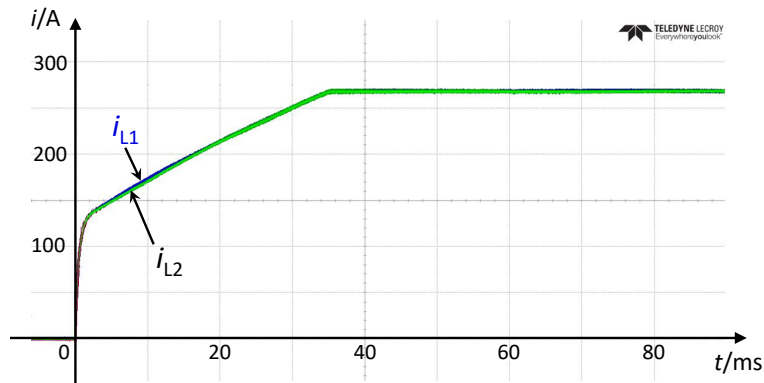


Abbildung 45: Stromaufteilung zwischen zwei parallelen Zweigen der gekoppelten Induktivität

Timing werden zugunsten der Kompaktheit nicht explizit erläutert. Allerdings ist der Programmablaufplan im Anhang in Abbildung B.9.2 und die zeitliche Abfolge bei Regelung und Regular Sampling in Abbildung B.9.3 übersichtlich dargestellt.

5.4.6 Validierung der Reglerauslegung

In Abbildung 45 ist die Stromregelung und die Symmetrieregung aktiv. Kleinere Asymmetrien, wie sie bei etwa 10 ms auftreten, werden ausgeglichen, sodass es zu keiner Kernsättigung kommt.¹³ Ohne Strangstromsymmetrierung würde die Asymmetrie anwachsen und schließlich zur Sättigung der Kerne führen. Nach der vorgegebenen Beschränkung der Stromänderungsgeschwindigkeit erfolgt der Übergang in den Konstantstrombetrieb ohne Probleme. Der Strom wird konstant auf dem Sollwert gehalten und verfügt über eine äußerst geringe Stromschwankungsbreite (etwa 10 A).¹⁴

In Abbildung 46 ist der Strom in einem Strang (Strom durch einen Kern) und der Gesamtstrom der 5 Stränge, also der Modul-Ausgangsstrom, dargestellt. Der Betriebspunkt liegt bei etwa 60 % des Nennstroms, da die präzisen Stromzangen nicht für höhere Ströme ausgelegt sind. In der Abbildung ist zu erkennen, dass die Stromschwankungsbreite (Spitze-Spitze) jeweils bei etwa 10 A liegt, somit wird die Anforderung aus der Spezifikation erfüllt (siehe Tabelle 1; Stromschwankungsbreite $\leq 1\%$ des Nennstroms). Wenn mehrere Module parallel geschaltet werden, wird sich dieser Wert noch verringern, da die einzelnen Module gegeneinander versetzt getaktet werden. In Abbildung 46 ist außerdem die Spannung an den Eingangskondensatoren zu erkennen. Die Spannung schwankt etwa 2,7 V um den Mittelwert von ca. 25 V, dies liegt im akzeptablen Bereich. Bei der Auslegung wurde eine Spannungsschwankungsbreite von etwa 10 % - 15 %

¹³ Dies gilt für alle Stränge. Es konnten aufgrund der verfügbaren Stromzangen jedoch nur zwei Ströme gleichzeitig gemessen werden.

¹⁴ Stromzange Tektronix TCP404XL mit 100 MHz Bandbreite

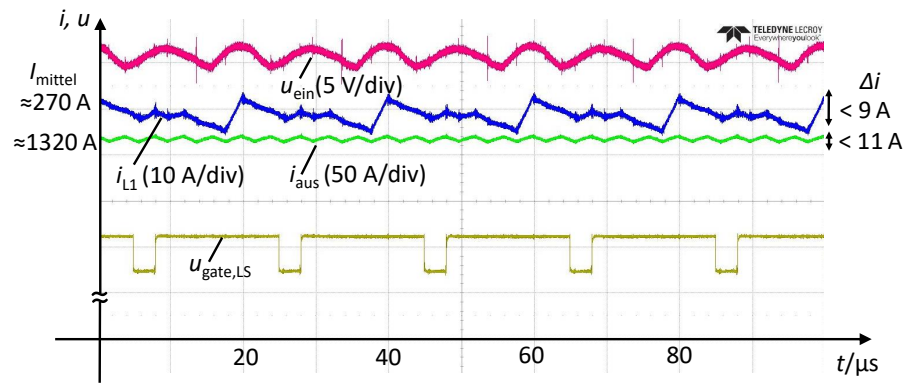


Abbildung 46: Stromschwankung pro Strang am Ausgang (gemessen) und Spannungsschwankung am Eingang von TS_2 .

eingepplant. Die Unsicherheit liegt dabei an der unterschiedlichen Entfernung der Kondensatoren von der aktiven Schaltzelle und der damit nicht exakt bekannten Impedanz. Des Weiteren ist die Kapazität der verwendeten Keramikkondensatoren von der anliegenden Gleichspannung, der Temperatur und den Fertigungstoleranzen abhängig.

Der gesamte Ausgangsstrom, also der Schweißstrom wird durch die Parallelschaltung mehrerer Steller TS_2 erreicht. Die Messergebnisse diesen Aufbaus inkl. dem vorgeschalteten Steller TS_1 werden bei den Ergebnissen des gesamten Systems in Abschnitt 7.2 beschrieben und dargestellt.

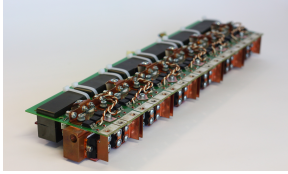
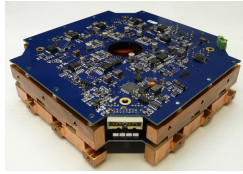
5.5 ERGEBNISSE UND ZUSAMMENFASSUNG

5.5.1 Vergleich mit Vorgängerschaltung

Durch die speziellen Eigenschaften und Anforderungen der Leistungsstufe lassen sich kaum vergleichbare Schaltungen für einen realistischen Vergleich finden – vor allem nicht für die vorliegende Anwendung. Aus dem Vorgängerprojekt [46] gibt es jedoch eine Schaltung mit nahezu gleichen Parametern. Diese Schaltung verwendet einen deutlich anderen Formfaktor und nutzt ungekoppelte Ausgangsdrosseln. In Tabelle 12 zeigt der Vergleich des neu entwickelten Funktionsmusters mit der Schaltung aus dem Vorgängerprojekt signifikante Vorteile der Neuentwicklung. Durch verschiedene Anpassungen kann der Ausgangsstrom bzw. die Ausgangsleistung bezogen auf das Volumen „Leistungsdichte“ deutlich erhöht werden. Besonders das Volumen der Ausgangsdrosseln ist erheblich geringer. Dies liegt zum überwiegenden Teil an der magnetischen Kopplung der Drosselspulen. Wenn eine präzise Stromsymmetrierung angewandt wird, ist das magnetische Volumen der Neuentwicklung um 68 % geringer. Ohne aktive Stromregelung mit doppeltem Kernvolumen beträgt die Reduktion immerhin noch etwa 38 %. Gleichzeitig ist der Ausgangsstrom der Neuentwicklung über ein Drittel größer. Das Volumen des neuentwickelten Leistungsmoduls ist 26 % geringer, obwohl mehr Komponenten integriert sind. Neben den magnetischen Komponenten gab es zahlreiche Verbesserungen im Vergleich zum Vorgängermodul, die zu einem kompakteren System führen.

- Es werden bessere MOSFETs mit niedrigeren Schalt- und Durchlassverlusten sowie einem verbesserten Kühlkonzept verwendet.
- Durch die bessere MOSFET-Eigenschaften kann auf zusätzliche Dioden, parallel zu den Bodydioden der Tiefsetz-MOSFETs verzichtet werden.
- Das Verhältnis von Tiefsetz- zu Freilauf-MOSFETs ist optimiert.
- Anstelle von Folienkondensatoren können Keramikkondensatoren verwendet werden, welche näher an den Schaltzellen platziert sind und über eine höhere Kapazitätsdichte verfügen. Durch die kleinere Kommutierungsmasche werden wiederum schnellere Schaltvorgänge möglich.
- Die Treiber- und Versorgungsschaltungen sind besser in das System integriert.
- Durch die kreisförmige Anordnung ist die Impedanz zu den einzelnen Schaltzellen geringer und gleichmäßiger.
- Insgesamt führen die Verbesserungen zu einer Volumenreduzierung bezogen auf den Strom von fast 40 %.

Tabelle 12: Vergleich der Leistungsplatine mit magnetischer Kopplung der ungekoppelten Platine des Vorgängerprojekts

	Ungekoppelt	Magnetisch gekoppelt
		
	Abb.: 1 Modul	Abb.: Modul inkl. Treiber
U_{ein}	20-30 V	20-30 V
U_{aus}	1-3 V	1-3 V
Nennstrom pro Modul	1,5 kA	> 2 kA
Magnetisches Vol.	0,42 L (0,75 L mit Spulenkörper)	0,13 L (geregelt) 0,26 L (ungeregelt)
Volumen des Leistungsmoduls	2,97 L ohne Eingangskond. und Treibern	2,36 L mit Eingangskond. und Treibern
Stromschwankungsbreite pro Drossel	Mittel (50 A)	Sehr gering (10 A pro Zweig)
Stromschwankungsbreite am Ausgang	Sehr gering (10 A / Anzahl der Module)	Sehr gering (10 A / Anzahl der Module)
Wirkungsgrad	Unbekannt	59 % @ 1.5 kA/Modul ¹

¹ Gemessen in einer im Rahmen des Projekts betreuten Abschlussarbeit [3].

Der Wirkungsgrad des Stellers im Vorgängerprojekt ist unbekannt. Für einen typischen Betriebspunkt (1,5 kA Ausgangsstrom pro Modul, 3 Module parallel, Spannungsabfall am Ausgang des Stellers 1,5 V) wird beim neuen Steller ein Wirkungsgrad von 59 % erreicht. Dies ist weniger als erwartet, aber besser als der Wirkungsgrad von Transformator und Diodengleichrichter beim MFWS, welcher beim gleichen Betriebspunkt auf einen Wirkungsgrad von 50 % kommt [3]. Die Gründe für den geringeren Wirkungsgrad als erhofft, sind bei den Schaltverlusten zu suchen, da aufgrund hoher transientscher Schaltspannungen größere Gatewiderstände eingesetzt wurden als für einen verlustoptimierten Betrieb wünschenswert sind.

6.1 MOTIVATION UND RAHMENBEDINGUNGEN

6.1.1 Anwendung und Ziele

Ein Gleichrichter mit Leistungsfaktorregelung (PFC oder netzfreundlicher Gleichrichter) ist im Anwendungsbereich von Schweißsystemen noch nicht industrieller Standard. Ein wesentlicher Grund hierfür ist, dass ein solcher Gleichrichter aufgrund der hohen Eingangsleistung (über 50 kW) beim MFWS zu kostenintensiv und in der Realisierung sehr aufwendig ist. Bei einer speicherbasierten Lösung, wie sie hier vorgeschlagen wird, beträgt die Eingangsleistung in etwa 4 kW. Abhängig davon, wie viele Module parallelisiert werden, kann die Eingangsleistung auch höher sein – mit einem gewöhnlichen dreiphasigen 16 A Anschluss sind etwa 11 kW Eingangsleistung möglich. Diese Leistung ist im Gegensatz zur Eingangsleistung des MFWS-Systems gut mit einem aktiven PFC-Gleichrichter zu übertragen¹. Wenn es gelingt die Kosten gering zu halten, bietet die Nutzung eines solchen Gleichrichters verschiedene Vorteile im Vergleich zum MFWS:

- Weniger passive Filterkomponenten
- Geringe Blindleistungsaufnahme
- Geringe Verzerrung des Eingangsstroms
- Bessere Netzspannungsqualität und geringe Störung anderer Geräte im lokalen Netz
- Erfüllung aktueller und zukünftiger Normen hinsichtlich der Oberschwingungsströme

Neben der Nennleistung gibt es noch weitere anwendungsspezifische Vorgaben. Eine galvanische Trennung zwischen Netz und Schweißzange ist bereits im System vorhanden, daher muss diese nicht durch den Gleichrichter und den Wechselrichter realisiert werden. Eine Rückspeisung von Energie ins Netz ist nicht notwendig, ein unidirektionaler Gleichrichter ist folglich ausreichend. Allerdings soll der Gleichrichter an verschiedenen Netzspannungssystemen betrieben werden können:

- dreiphasig 400 V, 50 Hz (Außenleiterspannung)
- dreiphasig 208 V, 60 Hz (Außenleiterspannung)

¹ Dies ist der Fall, da es sich um eine häufig eingesetzte Leistungsklasse handelt, bei der keine Parallelschaltung von Halbleitern oder spezielle Komponenten erforderlich sind.

Kapitel 6 beschreibt die Architektur-Auswahl und Auslegung eines netzfreundlichen Gleichrichters mit Fokus auf die Besonderheiten des Schweißsystems.

- einphasig 230 V, 50 Hz
- einphasig 120 V, 60 Hz
- einphasig 240 V, 60 Hz (Split-Phase)²
- Betrieb ohne Neutralleiter bei dreiphasigen Netzen

Von höchster Priorität bei der Auslegung sind geringe Kosten. Auch eine kleine Baugröße und ein guter Wirkungsgrad sind erstrebenswert. Für bidirektionale netzfreundlichen dreiphasigen Gleichrichter kommt dtandardmäßig ist eine vollgesteuerte dreiphasige Vollbrücke **B6** zum Einsatz. Wenn kein bidirektionaler Leistungsfluss erforderlich ist, kommt außerdem der unidirektionale Vienna Gleichrichter **VR** in Frage (Abbildung 47). Die Vienna-Topologie ist als Dreipunkt-Gleichrichter durch einen getrennten, in Reihe geschalteten Zwischenkreis charakterisiert, der in der Regel aus zwei Kondensatorbänken mit jeweils >400 V Nennspannung besteht (siehe Abbildung 47, Kapazitäten C_1 und C_2).

Die ursprüngliche Variante des Vienna Rectifiers ist nicht für den einphasigen Betrieb vorgesehen. Wenn ein **VR** dennoch einphasig betrieben werden soll, muss der Neutralleiter des Versorgungsnetzes mit dem Mittelpunkt M des Zwischenkreises verbunden werden kann durch die modifizierte VR-Topologie (**VR-M**) realisiert werden (siehe Abbildung 48). Im folgenden wird außerdem gezeigt, dass der Dreipunktgleichrichter mit geteiltem Zwischenkreises vorteilhaft für die Reduktion von Lagerströmen³ genutzt werden. Genau wie der **VR** ohne Mittelpunktanbindung ist der vollgesteuerte B6-Gleichrichter (**B6**) in seiner typischen Form (Abbildung 49) auch nicht für einphasige Netzsysteme vorgesehen. Aus diesem Grund wird hier ebenfalls eine Mittelpunktanbindung verwendet (**B6-M**, Abbildung 50).

6.1.2 Stand der Technik

Eine hinsichtlich Wirkungsgrad und Leistungsdichte etablierte Topologie für die unidirektionale dreiphasige PFC-Gleichrichtung ist der Vienna Rectifier **VR** [45], [32], vgl. Abbildung 47. Da es sich beim **VR** um eine Dreipunkt- („3-Level“) Gleichrichter-Topologie handelt, ergeben sich im Vergleich zu Zweipunkt-Topologien Vorteile bei der Halbleiterauswahl: Durch geringere Schaltspannungen können 650 V-Typen verwendet werden, welche deutlich geringere Schalt- und Leitverluste als 1200 V-Typen aufweisen. Ferner ermöglicht die zusätzliche Spannungsebene die Nutzung einer kleineren Speicherdrossel, da die Spannungs-Zeitflächen über dieser kleiner sind.

² Hierbei werden zwei Leiterspannungen in Reihe geschaltet, um die Spannung zu verdoppeln. Die Neutralleiterpotentiale liegen dabei in der Mitte und sind für das angeschlossene Endgerät nicht verfügbar.

³ Es handelt sich hierbei um Gleichtakt (**CM**)-Ströme, die über die mechanische Lagerung des Rotors fließen und durch Elektroerosion (Metallübertragung zwischen Kugeln und den Laufringen des Lagers) zu Verschleiß führen.

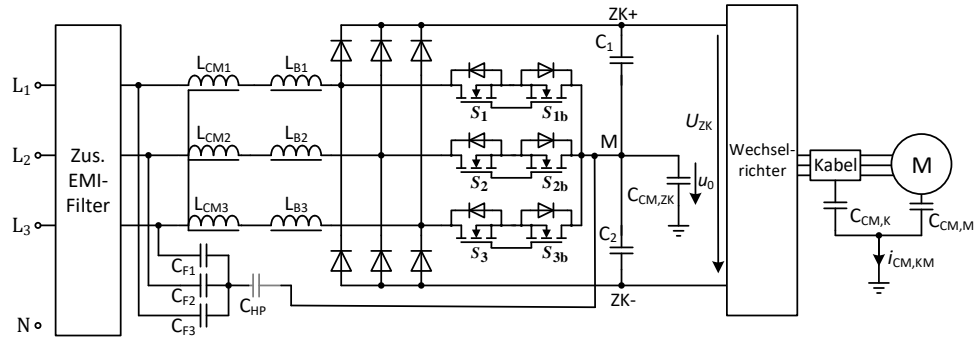


Abbildung 47: Schaltbild des Vienna Rectifiers inkl. Wechselrichter und elektrischer Maschine mit den relevantesten CM-Kapazitäten in Konfig. A (C_{HP} entfernt) und Konfig. B (C_{HP} eingesetzt).

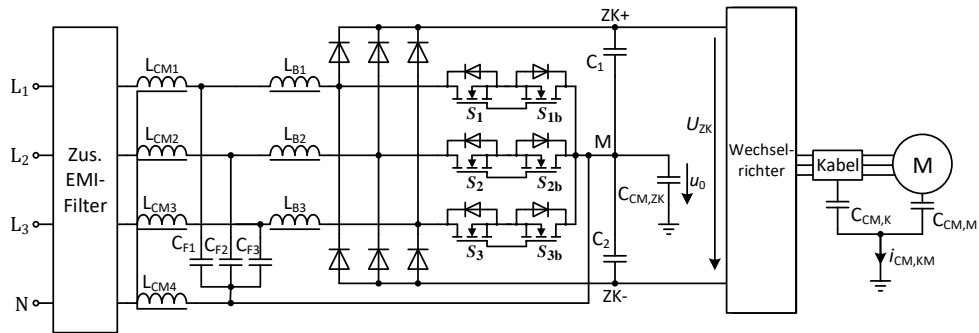


Abbildung 48: Schaltbild des modifizierten Vienna Rectifiers mit Neutralleiter am Mittelpunkt angeschlossen (VR-M) inkl. Wechselrichter und elektrischer Maschine mit den relevantesten CM-Kapazitäten

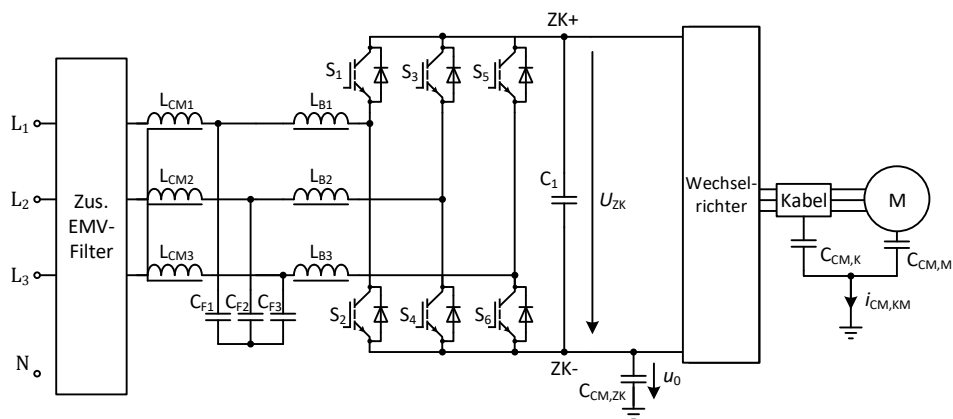


Abbildung 49: Schaltbild vollgesteuerten dreiphasigen Brückenschaltung (B6) inkl. Wechselrichter und elektrischer Maschine mit den relevantesten CM-Kapazitäten

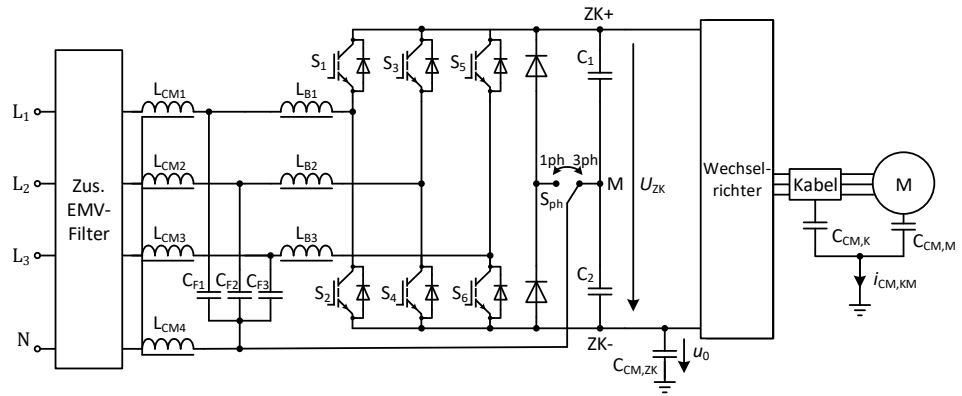


Abbildung 50: Schaltbild der vollgesteuerten dreiphasigen Brückenschaltung mit Mittelpunktanbindung (B6-M) inkl. Wechselrichter und elektrischer Maschine mit den relevantesten CM-Kapazitäten

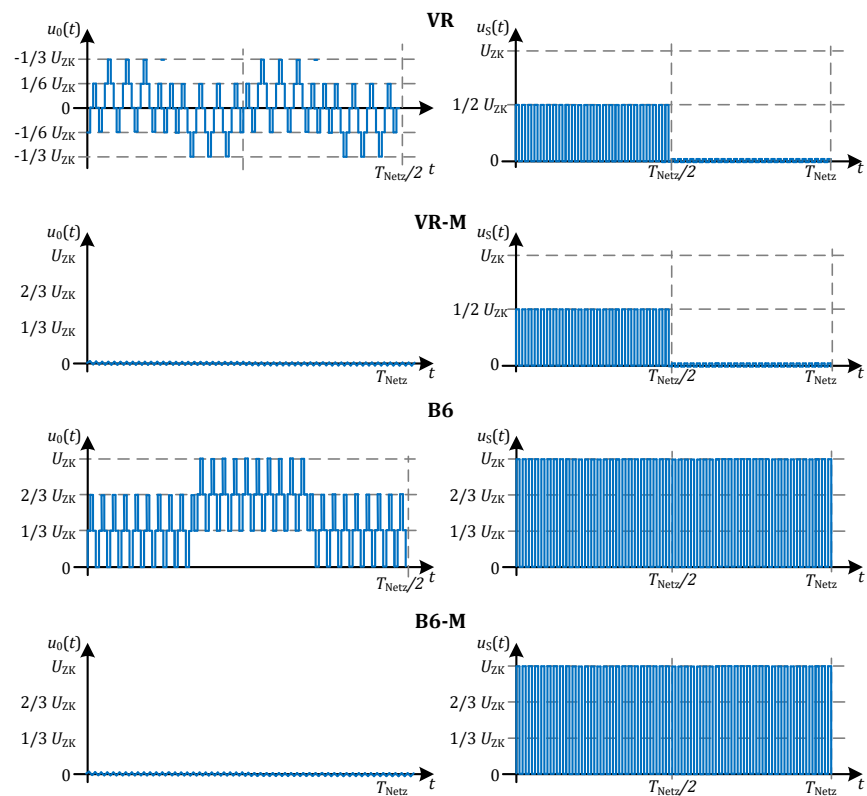


Abbildung 51: Idealierte Darstellung der CM-Spannungen in den betrachteten PFC-Topologien. Zu beachten ist, dass zur vereinfachten Darstellung der Spannungslevel, sowohl die Schaltfrequenz als auch der Tastgrad nicht den tatsächlichen Verhältnissen entspricht.

Tabelle 13: CM-Spannungen in PFC-Gleichrichter-Topologien

	VR (Konfig. a)	VR-M	Vollgesteuerte B6	Vollgesteuerte B6-M
Δu_0^1	$\approx \frac{1}{6} U_{ZK}$	≈ 0	$\approx \frac{1}{3} U_{ZK}$	≈ 0
$\Delta u_{\text{Schalt}}^1$	$\approx \frac{1}{2} U_{ZK}$	$\approx \frac{1}{2} U_{ZK}$	$\approx U_{ZK}$	$\approx U_{ZK}$

¹ Spannungshub erfolgt innerhalb einer Spannungsflanke.

Die Spannung u_0 ist in den Abbildungen 47 bis 50 eingezeichnet, die Spannung u_{Schalt} ist die zu sperrende Spannung über einem beliebigen ausgeschaltetem MOSFET bzw. IGBT.

Eine weiteres relevantes Kriterium bei der Topologie-Auswahl ist die elektromagnetische Verträglichkeit. Hierzu ist die Erzeugung von CM-Spannungen, abhängig von der Topologie, zu betrachten. In der ursprünglichen Konfiguration des **VR (Konfiguration A)**, schwankt das Mittelpunktpotential (M) mit Schaltfrequenz um etwa $1/6$ der Zwischenkreisspannung ($\Delta V_0 \approx 1/6 U_{ZK}$)⁴. C_{HP} wird in Abbildung 47 nicht bestückt, also offen sein, wodurch es keine Verbindung von M zu einem künstlichen Neutralleiterpotential gibt. Diese Konfiguration treibt deutliche CM-Ströme über die an den Zwischenkreis und den Wechselrichter angeschlossenen Kapazitäten C_{CM} gegen PE [40].

Zur Verringerung der CM-Spannungen und damit der CM-Ströme, wird eine niederohmige Verbindung zu einem virtuellen N-Potential für Schaltfrequenzen via C_{HP} geschaffen (**VR Konfiguration B**) und so der Filteraufwand reduziert. Diese Variante hat die ursprüngliche Konfiguration A des **VR** weitgehend verdrängt. Die Einspeisung der dritten Harmonischen zur Erhöhung des Modulationsbereichs und zur Reduktion der Belastung der Zwischenkreiskondensatoren ist weiterhin möglich. Allerdings ergibt sich dadurch eine niederfrequente Schwingung ($f_{3\text{harm}} = 150$ Hz beziehungsweise 180 Hz) auf dem M-Potential. Aus diesem Grund – und weil hochfrequente CM-Spannungen nicht ausreichend verhindert werden können – schwanken die Zwischenkreispotentiale (ZK+ und ZK-) nach wie vor und erzeugen nennenswerte Ableitströme über C_{CM} , insbesondere wenn C_{CM} hohe Werte annimmt. Um dieses Problem zu beseitigen, wird ein anderer Ansatz vorgeschlagen([65], [38]): Der Mittelpunkt (M) wird hierbei galvanisch direkt mit dem Neutralleiter des Versorgungsnetzes (N) verbunden, daher wird die Topologie als **VR-M** bezeichnet (siehe Abbildung 48).

In Tabelle 13 und in Abbildung 51 auf der linken sind die zu erwartenden CM-Spannungen u_0 für die vier Schaltungstopologien gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass die CM-Spannungshübe am Zwischenkreis ΔV_0 bei einer geschalteten dreiphasigen Vollbrücke am größten sind. Der **VR** (Konfiguration A) hat im Vergleich zum **B6** nur die halben Spannungs-

Sowohl schaltfrequente als auch netzfrequente Spannungsänderungen sind Hauptverursacher von Ableitströmen.

⁴ Hierbei handelt es sich nur um den schaltfrequenten Spannungshub der durch einen einzelnen Schaltvorgang hervorgerufen wird. Aus der Strom-Spannungsbeziehung für Kapazitäten $i_{CM}(t) = C_{CM} \frac{du(t)}{dt}$ wird deutlich, warum die schnellen schaltfrequenten Spannungsänderungen besonders hohe CM-Ströme verursachen.

hübe gegen PE. Die beiden Topologien mit Mittelpunktanbindung **B6-M** und **VR-M** verfügen idealerweise über keinerlei Spannungsabfälle gegen PE⁵. Zudem ist in Tabelle 13 und in Abbildung 51 auf der rechten Seite dargestellt, dass Dreipunkt-Gleichrichter wie die VR-Topologien geringere schaltfrequente CM-Spannungshübe der Halbleiter gegen PE erzeugen als eine dreiphasige Vollbrücke [69], [41]. Hier wird durch das Schalten der MOSFETs eine schnelle Spannungsänderung der Halbleiter-Substrate hervorgerufen. Die Substratflächen bilden einen „Plattenkondensator“ mit dem Kühlkörper welcher in der Regel auf PE-Potential liegt. Der Abstand zwischen Kühlkörper und Halbleiterchip wird maßgeblich durch die Isolation zwischen MOSFET und Kühlkörper bestimmt. Diese Halbleiterspannungshübe ΔV_{Schalt} sind insofern von hoher Bedeutung, da sich die hier erzeugten CM-Ströme nicht ohne Nachteile verringern oder vermeiden lassen (z.B. dickere Isolation und dadurch höherer thermischer Widerstand) und somit hochfrequente Ableitströme erzeugen.

Durch die galvanische Kopplung des Mittelpunktes mit dem Neutralleiter („ZeroCM“) sind neben den bereits erwähnten Vorteilen folgende weitere Punkte zu beachten:

- Es ist keine Einspeisung der dritten Harmonischen möglich, dies führt zu einem reduzierten Modulationsbereich⁶.
- Das Verhalten von Speicherdrossel und CM-Drossel wird verändert, wodurch eine Neuauslegung dieser Komponenten erforderlich ist.
- Alle drei Phasen können unabhängig voneinander moduliert und geregelt werden (wie drei einphasige Hochsetzsteller).
- Die Schaltung eignet sich gut für einphasige Eingangsspannungen (auch Split-Phase). Durch die Nutzung des Neutralleiters als Rückleiter können alle drei Phasen-Rails parallel geschaltet werden.

Zur genauen Analyse der Unterschiede wird zunächst eine theoretische Untersuchung durchgeführt, bevor die Ergebnisse von **VR-** Konfiguration B und dem **VR-M** anhand von zwei Prototypen mit 11 kW Nennleistung und hoher Leistungsdichte vergleichend demonstriert werden. Zweipunkt-Gleichrichter, wie beispielsweise eine dreiphasige Vollbrücke (**B6** und **B6-M**), werden aufgrund der beschriebenen Nachteile nicht weiter betrachtet.

⁵ In der Realität ist dies nicht zu erreichen, da parasitäre Impedanzen zwischen dem Mittelpunkt und dem Neutralleiter sowie zwischen dem Neutralleiter und PE zu geringen Spannungsabfällen führen.

⁶ Bei gegebener Netz-Eingangsspannung, ist eine höhere Mindest-Zwischenkreisspannung erforderlich.

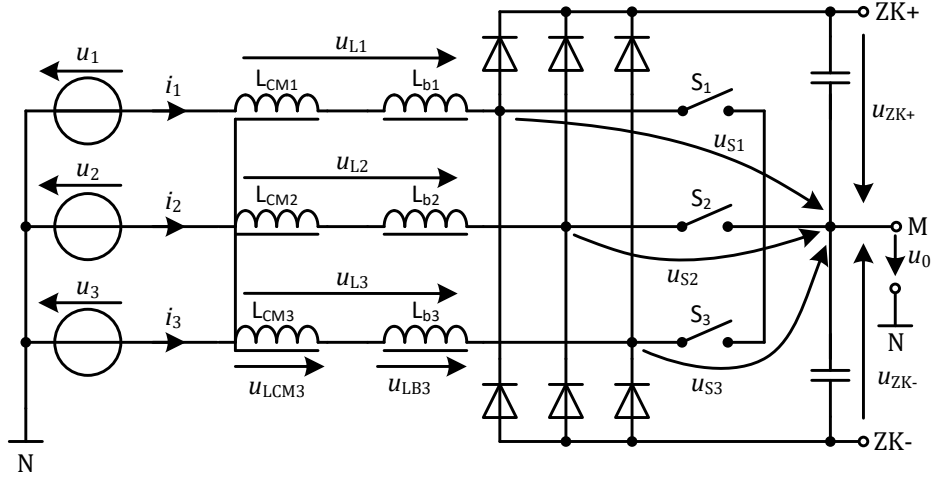


Abbildung 52: Vereinfachtes Schaltbild des Vienna Rectifiers für den analytischen Schaltungsvergleich.

6.2 AUSLEGUNG DES NETZFREUNDLICHEN GLEICHRICHTERS

6.2.1 Theoretischer Vergleich zwischen schwebendem und angebundenem Mittelpunkt

Um die Unterschiede der untersuchten Topologien zu verstehen, wird zunächst der Betrieb von Konfiguration A und B analysiert. Besonderes Augenmerk wird dabei auf die Spannungen und Ströme durch die CM-Drosselspule sowie auf die Speicherdrosselspulen gelegt, da für die verschiedenen Konfigurationen wesentliche Unterschiede im Funktionsprinzip identifiziert werden können. Es wird ein ideales Dreiphasensystem mit $n \in \{1; 2; 3\}$ als Parameter für die einzelnen Phasen betrachtet:

$$u_n(t) = \hat{u}_n \cdot \cos(\omega t - (n-1) \cdot 120^\circ) \quad (78)$$

Die Spannungen über den Schaltern $u_{S,n}$ hängen von den Schaltzuständen und den Polaritäten der Netzspannungen in den betrachteten Phasen ab:

$$u_{S,n} = \begin{cases} U_{ZK+} & \text{für } S_n = 0 \cap u_n > 0 & \text{Zustand}_n : + \\ 0 & \text{für } S_n = 1 & \text{Zustand}_n : 0 \\ U_{ZK-} & \text{für } S_n = 0 \cap u_n < 0 & \text{Zustand}_n : - \end{cases} \quad (79)$$

mit

$$S_n(t) \in \{0; 1\} \quad \text{und} \quad (80)$$

$$\text{Zustand}_n(t) \in \{+; 0; -\}. \quad (81)$$

Daraus folgt der Spannungsabfall in der Masche jeder Phase $n = 1; 2; 3$:

$$u_n = u_{LCM} + u_{LB,n} + u_{S,n} + u_o \quad (82)$$

⁷ Bei guter magnetischer Kopplung, welche bei CM-Spulen in der Regel vorliegt, sind die Spannungsabfälle über jeder CM-Spule gleich groß $u_{LCM,n} = u_{LCM}$.

Die Spannungen über den CM-Induktivitäten u_{LCM} ergeben sich aus der Summe der Phasengleichungen:

$$0 = 3u_{\text{LCM}} + \sum_{k=1}^3 u_{\text{LB},k} + \sum_{k=1}^3 u_{\text{S},k} + 3u_0 \quad (83)$$

$$u_{\text{LCM}} = -\frac{1}{3} \left(\sum_{k=1}^3 u_{\text{LB},k} + \sum_{k=1}^3 u_{\text{S},k} + 3u_0 \right) \quad (84)$$

Der Spannungsabfall an den CM-Induktivitäten kann auch mit Hilfe des Verkettungsflusses Ψ_{CM} bzw. des Flusses Φ_{CM} und der Windungszahl ausgedrückt werden.

$$u_{\text{LCM}} = \frac{d\Psi_{\text{CM}}}{dt} = N \frac{d\Phi_{\text{CM}}}{dt} \quad (85)$$

Unter Verwendung der verketteten Ströme (MMF) und der magnetischen Permeanz des CM-Kerns λ_m ist der magnetische Fluss:

$$\Phi_{\text{CM}} = N \cdot \sum_{k=1}^3 i_k \cdot \lambda_m \quad (86)$$

Nun kann Gleichung 86 in Gleichung 85 eingefügt werden, was den Zusammenhang von Spannungsabfall CM-Induktivität und dem Summenstrom beschreibt.

$$u_{\text{LCM}} = N^2 \lambda_m \frac{d \sum_{k=1}^3 i_k}{dt} = L_{\text{CM}} \frac{d \sum_{k=1}^3 i_k}{dt} \quad (87)$$

Der gleiche Ansatz ergibt für den Spannungsabfall über einer *einzelnen* Speicher-Drosselspule.

$$u_{\text{LB},n} = \frac{di_n}{dt} \cdot L_B \quad (88)$$

Um den aufsummierten Spannungsabfall über allen Speicherdrosseln zu erhalten, wird Gleichung 87 in Gleichung 88 eingesetzt:

$$\sum_{k=1}^3 u_{\text{LB},k} = L_B \sum_{k=1}^3 \frac{di_k}{dt} = L_B \frac{d \sum_{k=1}^3 i_k}{dt} = u_{\text{LCM}} \frac{L_B}{L_{\text{CM}}} \quad (89)$$

Das Einfügen von Gleichung 89 in 84 und Umstellen nach u_{LCM} resultiert in:

$$u_{\text{LCM}} = -\frac{1}{3 + L_B/L_{\text{CM}}} \left(\sum_{k=1}^3 u_{\text{S},k} + 3u_0 \right) \quad (90)$$

Darin ist $\sum_{k=1}^3 u_{\text{S},k}$ die Summe aller Schalterspannungen, die abhängig vom jeweiligen Schaltzustand $Zustand = (Zustand_1, Zustand_2, Zustand_3)$ mit den Operatoren $\#_+(\cdot)$, $\#_-(\cdot)$ direkt angegeben werden kann:

$$\sum_{k=1}^3 u_{S,k} = \#_+(Zustand) \cdot U_{DC+} + \#_-(Zustand) \cdot U_{DC-} \quad (91)$$

Darin gibt $\#_+(Zustand)$ die Anzahl der $+$ -Symbole im Schaltzustandstapel $Zustand$ an, $\#_-(Zustand)$ hingegen die Anzahl der $-$ -Symbole.

Unter Berücksichtigung von Gleichung 90 können drei relevante Fälle unterschieden werden:

- a) In **Konfiguration A** oszilliert das Mittelpunkt-Potential mit Schaltfrequenz. Für die Gleichtaktspannung u_o gilt

$$u_o \approx -\frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 u_{S,k} \quad (92)$$

In diesem Fall ist nach Gleichung 90 kein Spannungsabfall über den CM-Drosseln vorhanden $u_{LCM,A} \approx 0$.

Durch die schaltfrequente Spannungsänderung des Mittelpunktpotentials (M-Potentials) folgt eine schaltfrequente Spannungsänderung des Zwischenkreises sowie des nachfolgenden Wechselrichters. Alle parasitären oder als diskrete Bauteile ausgeführten Y-Kapazitäten $C_{CM,ZK}$, $C_{CM,K}$ und $C_{CM,M}$ (Abbildung 47) die sich am Zwischenkreis befinden oder mit diesem galvanisch oder kapazitiv verbunden sind, erzeugen daher große Ableitströme durch C_{CM} nach PE. Aus diesem Grund wird Konfiguration A nicht zum Vergleich herangezogen.

- b) In **Konfiguration B** ist das M-Potential galvanisch nicht mit dem Neutralleiter N verbunden, verfügt aber über eine niedrige Impedanz zu einem virtuellen N-Potential für hohe Frequenzanteile (z.B. schaltfrequente Anteile und deren Harmonische). Dies wird durch Implementierung eines kapazitiven Kopplungspfades (C_{HP} in Abbildung 47) erreicht. Mit guter Annäherung folgt hier $u_o \approx 0$ und Gleichung 90 wird vereinfacht zu:

$$u_{LCM,B} = -\frac{1}{3 + L_B/L_{CM}} \left(\sum_{k=1}^3 u_{S,k} \right) \quad (93)$$

- c) Beim **VR-M** wird der Neutralleiter galvanisch mit dem Mittelpunkt des Zwischenkreises verbunden, weswegen keine Injektion der dritten Harmonischen möglich ist. Da eine Sättigung der CM-Drosselspulen vermieden werden soll, müssen diese jetzt zusätzlich den Neutralleiter einschließen und demzufolge auf eine Vierwicklungs-Ausführung erweitert werden. Dies hat zur Folge, dass eine zusätzliche Impedanz zwischen M und N eingefügt wird. Diese Impedanz ist für CM-Größen deutlich größer als für DM-Größen, da die zur Dämpfung von CM-Störungen relevanten Selbst- und

Gegeninduktivitäten deutlich größer sind als die Streuinduktivität, welche die DM-Störungen dämpft ($L_m \gg L_\sigma$). Um dennoch hochfrequente Spannungsschwankungen auf dem Mittelpunktpotential zu minimieren, werden die Kondensatoren C_{F1} , C_{F2} und C_{F3} (in Abbildung 48) zwischen die Speicher- und die CM-Drossel geschaltet, wodurch beide Induktivitäten voneinander entkoppelt werden. Folglich wird die Belastung der CM-Drossel reduziert, da keine signifikanten Spannungszeitflächen über ihr auftreten ($u_{LCM} \approx 0$), im Gegenzug wird die Speicherdrosselspule stärker belastet.

$$u_{Ln} = u_n - u_{sn} - u_{LCM} = u_n - u_{sn} - 0 \quad (94)$$

Demzufolge muss die Induktivität der Speicherdrosselspule erhöht werden, um die gleiche Stromschwankungsbreite wie in Konfiguration B zu erhalten. Zur zusätzlichen Dämpfung von CM-Spannungen, werden Y-Kondensatoren konverterseitig von der CM-Drosselspule eingesetzt (nicht abgebildet).

6.2.2 Auswirkungen des Einprägens der dritten Harmonischen auf das Mittelpunktpotential

Wenn der Neutralleiter gemäß VR-M an den Mittelpunkt angebunden wird, kann letzterer nicht durch Einprägung der dritten Harmonischen schwingen, weswegen im Folgenden die Auswirkungen dieser Einschränkung betrachtet werden. Beim Einprägen der dritten Harmonischen wird eine niederfrequente (150 Hz bzw. 180 Hz) sinusförmige oder dreieckige Spannung an das M-Potential angelegt. Dies ist natürlich nur möglich, wenn M keine niederohmige Verbindung für niederfrequente Ströme zum Neutralleiter hat. Mit dem Hinzufügen der dritten Harmonischen werden folgende Ziele verfolgt [40]:

- Ein erhöhter Modulationsbereich, wodurch eine niedrigere Zwischenkreisspannung bei gegebener Eingangsspannung möglich ist.
- Eine Minimierung der Strombelastung des Ausgangskondensators.

Nach [40] liegt die optimale eingeprägte Dreiecksspannung⁸ im Bereich

$$M_3 = \frac{2\hat{u}_o}{\hat{u}_n} = \frac{1}{3} \dots \frac{1}{4} \quad (95)$$

Abhängig vom Primärziel der Einprägung wird entweder eine der beiden Grenzen oder ein Kompromiss gewählt. $M_3 = \frac{1}{3}$ ermöglicht den größten Modulationsbereich, wohingegen $M_3 = \frac{1}{4}$ den Mittelpunktstrom und damit die Belastung der Zwischenkreiskondensatoren minimiert. Besonders die Fähigkeit den Modulationsbereich zu erweitern bietet relevante Vorteile. So liegt die typische Zwischenkreisspannung bei VR-Gleichrichtern

⁸ Eine sinusförmige Spannung führt zu vergleichbaren Ergebnissen. Häufig wird eine dreiecksförmige Spannung bevorzugt, da sie leichter zu generieren ist.

mit Einprägung bei etwa 700 V und bei Gleichrichtern ohne Einprägung bei etwa 800 V. Mit 800 V Zwischenkreisspannung wird der Wirkungsgrad typischerweise etwas geringer, das Kondensatorvolumen und die Kosten werden erhöht. Dies ist zu berücksichtigen, wenn eine Auslegung mit Mittelpunktanbindung an den Neutralleiter gewählt wird.

Die Einspeisung der dritten Harmonischen verschiebt die Spannungsspiegel des Mittelpunkts u_0 und verändert damit die Spannungsabfälle über den Speicherdrosselspulen, was sich auch auf die Stromschwankungsbreite in den Speicherdrosselspulen auswirkt. In welche Richtung sich die Stromschwankungsbreite verschiebt, kann nicht allgemeingültig gesagt werden. Die Hauptgründe sind:

- Da der Spannungsabfall der Speicherdrosselspule bei Verwendung der dritten Oberwelleneinspeisung drei mal pro Netzperiode erhöht und reduziert wird, hängt die Stromschwankungsbreite vom betrachteten Zeitbereich innerhalb einer Netzperiode ab.
- Da die Stromschwankungsbreite von der Spannungszeitfläche über der Speicherdrossel abhängt, ist sie nicht nur von u_0 , sondern auch vom Tastverhältnis abhängig, welcher von der Stromregelung während der Netzperiode stetig angepasst wird. Dies kann zu einer größeren oder kleineren Stromschwankungsbreite führen, je nachdem, ob das Tastverhältnis in Richtung oder weg von 0,5 verschoben wird, wo die höchste Stromschwankungsbreite auftritt.

Wenn der Effekt der Einspeisung der dritten Harmonischen für die analytische Berechnung der Spannungen berücksichtigt werden muss, kann Gleichung 90 verwendet werden. Für die Spannung u_0 ist in diesem Fall die folgende Dreiecksfunktion einzusetzen:

$$u_{0,\text{tri}}(t) = M_3 (\max\{u_1(t), u_2(t), u_3(t)\} + \min\{u_1(t), u_2(t), u_3(t)\}) \quad (96)$$

$$= 2M_3 \left| \max \left[1 - \left(6f_{\text{Netz}} \left(t - T \frac{2\varphi + \pi}{4\pi} \right) \right) \bmod(2), -1 \right] \right| - M_3 \quad (97)$$

Da die Stromschwankungsbreite von vielen Parametern abhängt, wird eine Simulation für den Vergleich der Topologien genutzt. In Tabelle 14 ist die Stromschwankungsbreite für jede Topologie für die wichtigsten Betriebspunkte dargestellt. Sie beinhalten den Betrieb bei Vollast in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Zwei relevante Werte der Stromschwankungsbreite sind hervorgehoben;

- die maximale Stromschwankungsbreite $\Delta i_{b,\text{max}}$, die den Zeitpunkt der höchsten momentanen Eisenverluste anzeigt.
- die Stromschwankungsbreite bei dem Netzstrom-Grundamplitudenwert \hat{i}_n , der die maximale Flussdichte definiert, da hier die Addition der Stromschwankung und der Grundschwingung maximal ist.

Tabelle 14: Simulierte Stromschwankungsbreite in Abhängigkeit von Topologie und Aktivierung des Einprägens der dritten Harmonischen

	$U_n = 184 \text{ V}$ $P_{\text{aus}} = 10,5 \text{ kW}$		$U_n = 230 \text{ V}$ $P_{\text{aus}} = 10,5 \text{ kW}$		$U_n = 247 \text{ V}$ $P_{\text{aus}} = 10,5 \text{ kW}$	
	\hat{i}_n	$\Delta i_{b,\text{max}}$	\hat{i}_n	$\Delta i_{b,\text{max}}$	\hat{i}_n	$\Delta i_{b,\text{max}}$
Gemessene Größe	$\Delta \dot{i}_{b,n}$ / A	$\Delta \dot{i}_{b,n}$ / A	$\Delta \dot{i}_{b,n}$ / A	$\Delta \dot{i}_{b,n}$ / A	$\Delta \dot{i}_{b,n}$ / A	$\Delta \dot{i}_{b,n}$ / A
VR Konfig. B MIT Injektion	1,19	2,12	1,84	2,10	2,21	2,30
VR Konfig. B OHNE Injektion	0,92	2,19	2,88	2,88	1,50 ¹	3,5
VR-M	5,17	6,23	1,90	5,81	0,00 ¹	5,50

¹ Zur besseren Vergleichbarkeit wurde eine Zwischenkreisspannung von 700 V angenommen, diese führt ohne Injektion der dritten Harmonischen bei maximaler Eingangsspannung zur Ausreizung des Tastgrades ($D=1$). Bei Konfig. B bleibt durch die Kopplung und das Schalten der anderen beiden Phasenströme eine Stromschwankung bestehen.

Die Ergebnisse zeigen, dass der **VR-M** eindeutig die höchste Stromschwankungsbreite aufweist. Der Vergleich zwischen Konfiguration B mit und ohne Einspeisung der dritten Harmonischen zeigt eine Reduzierung der Stromschwankungsbreite bei aktivierter Einspeisung der dritten Harmonischen. Die Abhängigkeit der Stromschwankungsbreite vom Belastungsgrad ist gering, sodass die relativen Verhältnisse prinzipiell für unterschiedliche Lasten gültig sind.

6.2.3 Nähere Betrachtung der CM-Störungen

Die Realisierung der Gleich- und Wechselrichter-Einheit ohne Transformator stellt besondere Herausforderungen an die Begrenzung von Gleichtaktstörungen (**CM**), weswegen diese nun genauer analysiert werden. Gegentaktstörungen (**DM**) sind ebenfalls bei der Filterauslegung zu beachten, hier gibt es jedoch keine expliziten Besonderheiten dieser Systemarchitektur.

CM-Störungen breiten sich als Gleichtaktstörungen gleichzeitig in einer Richtung auf allen Leitern (inklusive Neutralleiter) aus. Der Rückstromkreis wird über die PE-Leiter oder andere mit PE verbundene Strukturen, wie z.B. Gehäuse, Abschirmbleche, Kühlkörper etc., geschlossen. Da keine niederohmige galvanische Verbindung zwischen den leistungsführenden Leitern und PE existiert, sind CM-Ströme – solange kein Fehlerfall vorliegt – reine Wechselgrößen. Hinsichtlich der Erfüllung relevanter Nor-

men für leitungsgebundene Störungen lassen sich zwei Frequenzbereiche unterscheiden.

1. Niederfrequente CM-Ströme können, sofern sie nicht innerhalb der Schaltung geschlossen werden, das Gerät verlassen und so einen ggf. vorhandenen Fehlerstromschutzschalter auslösen. Je nach Anschlussort gibt es verschiedene Auslöseschwellen für Fehlerströme, welche deutlich zu unterschreiten sind, damit weitere Geräte, die ihrerseits Fehlerströme verursachen, am selben Stromkreis zu betreiben sind.
2. Höherfrequente CM-Ströme führen in Abhängigkeit von der Netzimpedanz zu CM-Spannungen an den Eingangsklemmen der Schaltung. Für einheitliche Messergebnisse wird die Schaltung daher an einer genormten Netznachbildung (LISN) betrieben. Der für diverse Normen relevante Bereich für leitungsgebundene CM-Spannungen⁹ liegt in der Regel zwischen 150 kHz und 30 MHz.

In Abbildung 53 ist der Hauptausbreitungspfad für niederfrequente CM-Ströme dargestellt. Dafür ursächlich sind die parasitären Kapazitäten, die im Kabel zwischen Leiter und geerdeter Schirmung und im Motor zwischen den Motorwicklungen und dem geerdeten Gehäuse gebildet werden. Die Ströme durch diese Kapazitäten werden durch die Rechteckspannung¹⁰ des Wechselrichters erzeugt. Um den Stromkreis dieser CM-Ströme zu schließen, werden Y-Kondensatoren an den Zwischenkreis angeschlossen. Entweder wie abgebildet oder symmetrisch an die positive und negative Zwischenkreisschiene. Damit ausreichend große Y-Kondensatoren verwendet werden können, ist es entscheidend, dass das Zwischenkreispotential selbst nicht gegen das Erdpotential oszilliert. Im vorliegenden Fall wird dies durch die Neutralleiteranbindung sichergestellt.

Durch die verteilten parasitären Effekte des Kabels (L und C) werden hochfrequente Anteile gedämpft. In Frequenzbereich ab mehreren MHz dominiert daher eine anderer Ausbreitungspfad für CM-Ströme. Dieser ist in Abbildung 54 gekennzeichnet. Hauptverursacher sind in diesem Fall die geschaltete Spannungsflanken der Halbleiterflächen, welche mit dem Kühlkörper quasi einen „Plattenkondensator“ bilden. Dieser Effekt gilt für alle Halbleiter im System, die eine Spannung schalten und mittels eines geerdeten Kühlers entwärmt werden.

6.2.4 Auswahl der VR-Topologie

Es lassen sich drei verschiedene Vienna Rectifier Topologien unterscheiden, den T-Typ (Abbildung 55), den Zell-Typ mit einem Schalter „Zell-Typ 1S“ (Abbildung 56) und den Zell-Typ mit zwei Schaltern „Zell-Typ

⁹ Die Norm unterscheidet nicht zwischen CM- und DM-Störpegeln, es wird immer die Überlagerung beider Signalarten gemessen.

¹⁰ Präziser wäre an dieser Stelle trapezförmige Spannung, da die Flankensteilheiten aufgrund der Schalter und der Kommutierungsmasche begrenzt sind.

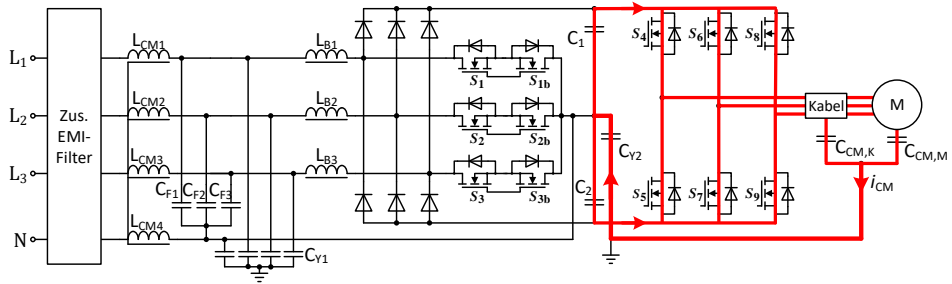


Abbildung 53: Ausbreitungspfad niederfrequenter CM-Störungen.

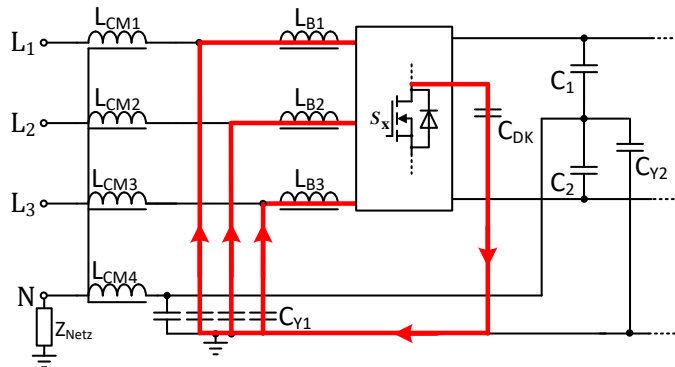


Abbildung 54: Ausbreitungspfad hochfrequenter CM-Störungen, dominiert durch die Kontaktflächen von Halbleiter und Kühlkörper.

2S'' (Abbildung 57). Die Unterschiede beziehen sich ausschließlich auf ihre Schaltzellen, was sich auf Anzahl und Typen der Halbleiter auswirkt. Wirkungsgrad, Kosten, Funktionssicherheit und in eingeschränktem Maße das EMV-Verhalten¹¹ sind von der VR-Topologie abhängig. Regelverhalten, Modulationsschemata, passive Komponenten, CM-Aspekte und der Fehlerstrom sind bei allen Ausprägungen des VR ähnlich. Deshalb gilt die CM-Analyse aus Abschnitt 6.2.1 für alle Konfigurationen.

Die **T-Typ** Topologie benötigt Dioden mit typischerweise 1200 V Sperrspannung, da über ihnen die volle Zwischenkreisspannung anliegt. Da diese Dioden mit Schaltfrequenz belastet werden, müssen sie darüber hinaus besonders schnell sein. Um die Sperrverzögerungszeit-Verluste („Reverse-Recovery-Verluste“) gering zu halten, werden typischerweise Siliciumcarbid (Silicon Carbide (SiC))-Dioden verwendet. Gleichzeitig zeichnet sich die Topologie dadurch aus, dass im Freilaufmodus jeweils nur eine Diode pro Phase im Strompfad liegt und 2 MOSFETs im aktiven Modus, wenn die MOSFETs eingeschaltet sind.

Bei der **Zell-Typ 1 - Schalter** Topologie wird nur ein geschalteter MOSFET pro Phase verwendet. Alle Halbleiter können als 600 V bzw. 650 V - Typen ausgelegt werden. 2-Dioden pro Phase müssen mit Schaltfrequenz

¹¹ Die Unterschiede beim EMV-Verhalten beziehen sich vor allem auf die unterschiedlichen Flankensteilheiten der Schaltspannungen und eine unterschiedliche große Gesamt-Halbleiterfläche, die kapazitiv mit dem Kühlkörper verbunden sind. Die Auswirkungen gelten primär für CM-Störungen bei hohen Frequenzen ab mehreren MHz.

sperren. Die anderen 4 Dioden können als langsame Gleichrichtdioden ausgewählt werden. Aus diesem Grund verfügt die „Zell-Typ 1S“ vor allem über kostengünstige Bauteile. Nachteilig ist, dass 2 Dioden pro Phase im Freilaufmodus im Strompfad liegen. Im aktiven Pfad, wenn der MOSFET eingeschaltet wird, befinden sich 2 Dioden und ein MOSFET im Strompfad.

Die Topologie **Zell-Typ 2S** benötigt zwei MOSFETs pro Phase, dafür aber 2 Dioden weniger als die „Zell-Typ 1S“ Topologie. Auch bei der „Zell-Typ 2S“ können ausschließlich Bauteile mit 650 V Sperrspannung verwendet werden. Im Freilaufmodus befinden sich 2 Dioden pro Phase im Strompfad. Im aktiven Strompfad sind es eine Diode und ein MOSFET. Im Vergleich zur „Zell-Typ 1S“ profitiert diese Topologien bei hohen Tastgraden, also besonders bei niedriger Eingangsspannung von der reduzierten Diodenanzahl und damit reduzierten Leitverlusten.

Wie beschrieben, werden die Verluste durch Nutzung des **VR-M** (ZeroCM) von der CM-Drossel zur Speicherdrosselspule verlagert, die Zwischenkreisspannung muss auf 800 V erhöht werden und es ist keine Injektion der dritten Harmonischen möglich. Dies beeinflusst das Tastverhältnis und verändert somit die Verlustbilanz von Halbleitern im Freilaufpfad und der Halbleiter im Strompfad bei eingeschalteten MOSFETs. Besonders bei niedriger Netzspannung ist das Einschaltintervall der aktiven Bauelemente länger, was den Einfluss der zusätzlichen Dioden im Strompfad erhöht. In Abb. 58 und Abb. 59 sind die simulierten Wirkungsgrade aller VR-Topologien in der Konfiguration mit Mittelpunktanbindung **VR-M** dargestellt. Die T-Typ Topologie verfügt jeweils über den besten Wirkungsgrad und die „Zell-Typ 1S“ über den schlechtesten. Diese Reihenfolge gilt für sämtliche Betriebspunkte, ist jedoch umso ausgeprägter, je geringer die Netzspannung ist, da hier die zusätzlichen Durchlassverluste der Dioden besonders zum Tragen kommen. Die Schaltverluste an den MOSFETs sind jeweils nahezu identisch. Entscheidende Unterschiede resultieren in den Durchlassverlusten der Dioden und im geringen Maße in den Reverse-Recovery-Verlusten, welche teilweise in den Dioden und teilweise in den MOSFETs in Wärme umgesetzt werden.

Die Betriebsart der Schaltung, ob sie einphasig oder dreiphasig betrieben wird, ist für die Wirkungsgraddifferenz der Topologien von untergeordneter Bedeutung, da sich die Schaltungen wie parallel geschaltete Hochsetzsteller verhalten. Für die Zwischenkreiskondensatoren ist jedoch der einphasige Betrieb aufgrund der mit doppelter Netzfrequenz pulsierenden Eingangsleistung mit Abstand die belastendste Betriebsart, dies gilt es bei der Auslegung zu beachten.

Neben dem Wirkungsgrad und der Leistungsdichte sind die funktionale Sicherheit sowie die Kosten wesentliche Faktoren bei der Topologie-Auswahl. In Tabelle 15 ist ein Vergleich hinsichtlich der wichtigsten Kriterien dargestellt. Es zeigt sich, dass die Zell-Typ Topologien zwar über einen geringeren Wirkungsgrad und eine geringere Leistungsdichte verfügen, dies wird primär durch die höhere Zahl der Dioden im Leistungspfad verursacht. Gleichzeitig sind die zusätzlichen Dioden jedoch ursächlich für

Die zusätzlichen Durchlassverluste der Zell-Typ Topologien führen dazu, dass die T-Typ Topologie hinsichtlich des Wirkungsgrades und der Leistungsdichte die beste Wahl ist.

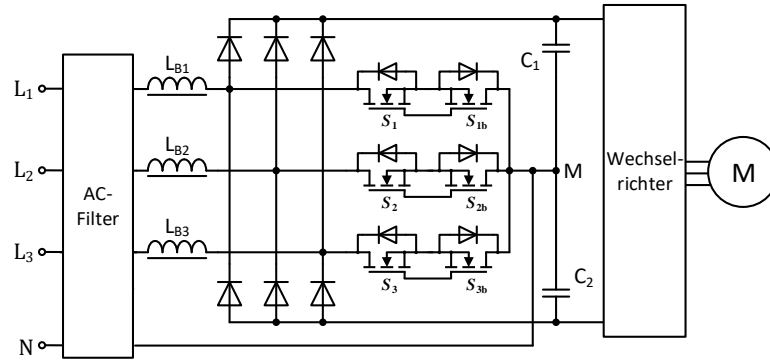


Abbildung 55: Vereinfachtes Schaltbild des T-Typ - Vienna Rectifiers mit Mittelpunktanbindung (VR-M).

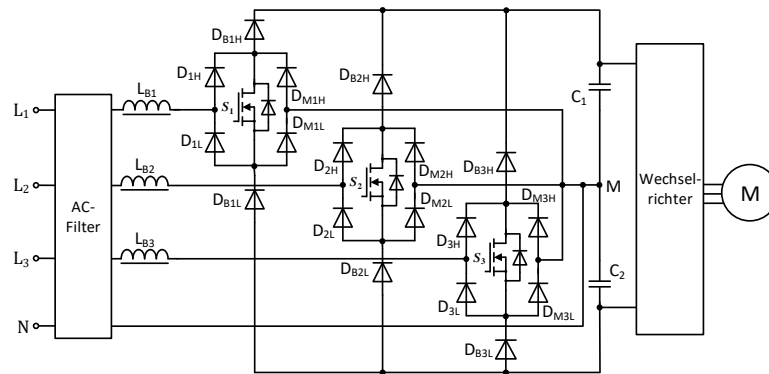


Abbildung 56: Vereinfachtes Schaltbild des Zell-Typ 1S - Vienna Rectifiers mit Mittelpunktanbindung (VR-M).

eine höhere funktionale Sicherheit, da im Fehlerfall eine zusätzliche Barriere besteht, die verhindert, dass die Zwischenkreisspannung am Netz anliegen kann. Die geringeren Kosten der Zell-Typ Topologien resultieren durch günstigere Halbleiter. Für den T-Typ müssen 1200 V SiC-Dioden verwendet werden, wohingegen bei den Zell-Typ Topologien günstige Silizium Dioden mit 650 V Sperrspannung ausreichen¹². Bei der Zell-Typ 1S muss darüber hinaus nur ein Schalter und somit nur eine Treiberschaltung pro Phase verwendet werden.

Für die gegebene Anwendung lässt sich keine der verglichenen Topologien eindeutig als am besten geeignet identifizieren. Abhängig vom jeweiligen Projekt muss individuell entschieden werden, wie zwischen Performanz und Kosten bzw. funktionaler Sicherheit gewichtet wird. Aufgrund der ausgewogenen Eigenschaften des Zell-Typ 2S wird diese Topologie für die vorliegende Arbeit ausgewählt.

¹² Die äußeren Dioden der Zell-Typ Topologien ($D_{Bn,H}$ und $D_{Bn,L}$, Abbildung 56 und 57) müssen ebenfalls als schnelle Diode ausgeführt werden, allerdings sind in der Spannungs-kategorie bis 650 V ausreichend schnelle Si-Dioden verfügbar.

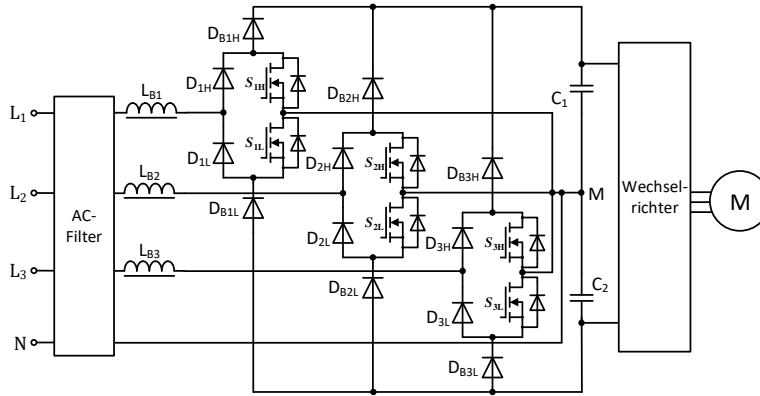


Abbildung 57: Vereinfachtes Schaltbild des Zell-Typ 2S - Vienna Rectifiers mit Mittelpunktanbindung (VR-M).

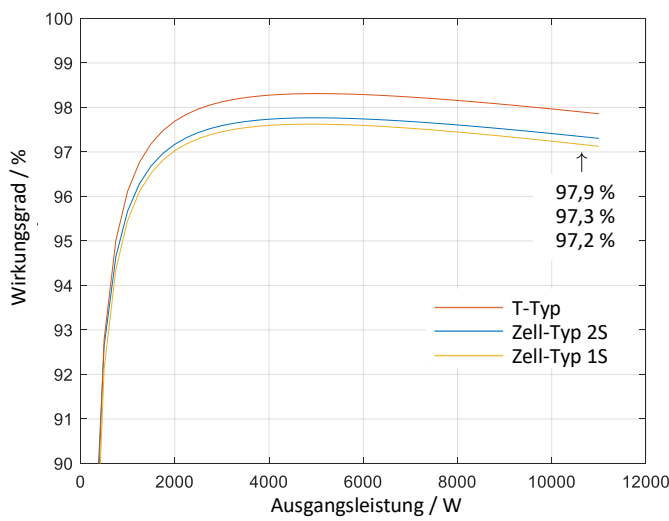


Abbildung 58: Simulierte Wirkungsgrade der verschiedenen Vienna Topologien mit Mittelpunktanbindung bei dreiphasigem Betrieb und 230 V Eingangsspannung aufgetragen über der Last.

Tabelle 15: Vergleich der drei untersuchten VR-Topologien nach [38]

	T-Type	Zell-Typ 1S	Zell-Typ 2S
Wirkungsgrad	+	-	0
Leistungsdichte	+	-	0
Funktionale Sicherheit	-	+	0
Bauteilkosten	-	+	0/+
Zahl und Spg. langsamer Dioden/Phase	0	4	2
Zahl und Spg. schneller Dioden/Phase	2	2	2
Zahl und Spg. Transistoren/Phase	2	1	2
	650 V	650 V	650 V
	1200 V	650 V	650 V
	650 V	650 V	650 V

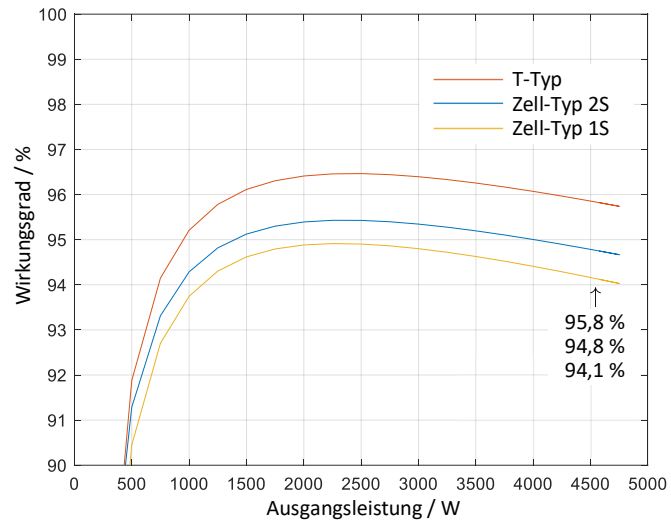


Abbildung 59: Simulierte Wirkungsgrade der verschiedenen Vienna Topologien mit Mittelpunktanbindung bei einphasigem Betrieb und 120 V Eingangsspannung aufgetragen über der Last.

6.3 ERGEBNISSE UND ZUSAMMENFASSUNG

6.3.1 Ergebnisse

Die Diagramme in Abbildung 60 zeigen die Ergebnisse aus Vergleichsmessungen zwischen dem VR in Konfiguration B und dem VR-M ohne nachgeschalteten Wechselrichter. Hierzu wird ein existierender VR vermessen, auf den VR-M umgerüstet und anschließend erneut vermessen. Dabei werden nur die in Abschnitt 6.2.1 beschriebenen Änderungen eingefügt: Nutzung einer Vier-Wicklungs-CM-Drossel, Verschieben der X-Kondensatoren C_{F1} , C_{F1} und C_{F1} zwischen L_{CM} und L_B , sowie Einsatz einer Speicherdrosselspule mit erhöhter Induktivität. Da geringere CM-Störpegel zu erwarten sind, soll fortan anstelle von zwei CM-Drosselspulen nur eine verwendet werden. Das Vorgehen, einen bestehenden VR nach Konfiguration B zu ändern, soll einerseits die Eigenschaften des Konzepts verdeutlichen, andererseits führt das Anknüpfen an eine bestehende Auslegung dazu, dass im VR-M nicht der Reife- und Optimierungsgrad erreicht wird wie in der Ausgangsvariante Konfiguration B.

Abbildung 60 zeigt, dass der VR-M im gesamten Lastbereich über einen höheren Wirkungsgrad verfügt (+ 0,3 % im Durchschnitt). Dies ist hauptsächlich auf reduzierte Verluste in der CM-Drossel zurückzuführen. Deutlich wird dies auch an der CM-Drosseltemperatur: In Konfiguration B liegt die Temperatur der konverterseitigen CM-Drossel bis zu 100 K über der Umgebungstemperatur und beim VR-M nur etwa 12 K. Grund sind, wie in Abschnitt 6.2.1 hergeleitet, die erheblichen Unterschiede der Spannungszeitflächen. Zu hohen Leistungen hin nehmen die Wirkungsgradvorteile vom VR-M leicht ab. Hierfür ursächlich sind primär erhöhte ohmsche Wicklungsverluste der Speicherdrosselspulen.

Des weiteren zeigt die Abbildung reduzierte Ableit- bzw. Fehlerströme (Effektivwerte) für den VR-M über den gesamten Lastbereich. Diese Ströme bestehen hauptsächlich aus schaltfrequenten Anteilen ab mehreren zehn kHz, die für die Fehlerstromrichtlinien weniger relevant sind. In Abbildung 61 sind die Auslösecharakteristik eines Fehlerstromschalters und die auf der Gefahr durch Herzkammerflimmern begründeten frequenzabhängigen Grenzwerte abgebildet. Es wird deutlich, dass vor allem niederfrequente Anteile für den Fehlerstromschalter relevant sind, welche durch die galvanische Anbindung des M-Potentials an den Neutralleiter wirksam unterdrückt werden.

Abbildung 60 zeigt weiterhin auch die Total Harmonic Distortion = Gesamte harmonische Verzerrung (THD) des Eingangsstromes. Diese ist in Konfiguration B bei höheren Lasten etwas besser. Eine weiter optimierte Stromregelung sollte in der Lage sein die THD des Stroms für Konfiguration C ebenfalls unter 3 % zu senken. Dies wird nicht angestrebt, da der bereits erreichte THD-Wert ausreichend¹³ ist, um die Grenzwerte der

¹³ Für die Einhaltung der Normen ist nicht die THD ausschlaggebend, vielmehr ist für jede n-te Oberschwingung ein Maximalstrom vorgegeben, der nicht zu überschreiten ist. Dies

Oberschwingungsströme einzuhalten. Eine weitere Verringerung der THD oder der Oberschwingungsströme erbringt keine zusätzlichen Vorteile.

Beim Leistungsfaktor hat der VR-M leichte Vorteile bei geringer Last. Insgesamt bewegen sich die Werte beider Konfigurationen auf einem sehr hohen Niveau, weshalb kein Anlass für Optimierungen in dieser Kategorie besteht. Eine Messung an einem Diodengleichrichter eines derzeit verwendeten Punktschweißsystems zeigt im Vergleich lediglich einen Leistungsfaktor $\cos\varphi = 0,61$ [3] bei ähnlicher Eingangsleistung¹⁴.

In Abb.62 sind die Ergebnisse der durchgeführten EMV-Tests für die beiden Konfigurationen bei Vollast zusammengestellt. Es ist zu erkennen, dass der Störpegel des VR-M trotz der Nutzung eines einstufigen CM-Filters im Frequenzbereich bis etwa 8 MHz um durchschnittlich 10 dB μ V reduziert wird. Bei etwa 11 MHz werden jedoch mehr Störungen emittiert. Wesentliche Ursache hierfür ist die deutlich gestiegene parasitäre Koppelkapazität der Speicherdrosselspule, welche nun eine Resonanzstelle bei etwa 11 MHz aufweist. Trotz des in weiten Bereichen verbesserten EMV-Verhaltens ist das Störspektrum noch deutlich zu hoch, sodass weitere Anpassungen notwendig sind. Aus diesem Grund wird die Schaltung hinsichtlich der Störemission optimiert:

- Räumliche Trennung der „schmutzigen“ Signale mit hohen Spannungs- und Strom-Flankensteilheiten und der „sauberen“ Signale auf der Netzseite des Filters.
- Nutzung einer separaten Filter-Platine.
- Hinzufügen einer zweiten CM-Drosselspule, sodass wie in Konfiguration B ein 2-stufiges Filter genutzt wird.
- Platzieren von Abschirmblechen und Kapselung der Schaltung mittels Gehäuses.
- Verwendung einer Speicherdrosselspule mit verringerter Koppelkapazität.
- Niederimpedante Anbindung der Y-Kondensatoren an eine Gehäusemasse zur verbesserten Unterdrückung von HF-Störströmen.

Das Ergebnis der Verbesserung ist in Abbildung 63 visualisiert, in der Konfiguration B neben der optimierten Auslegung des VR-M dargestellt ist. Die Verbesserungen zeigen eine deutliche Minderung der Störemissionen bis in den zweistelligen MHz-Bereich. Bis etwa 1,7 MHz wird die EN55032 Class B - Norm¹⁵ zum Teil deutlich unterschritten. Ab 2 MHz

wurde für die Schaltung mittels eines Leistungsmessgeräts überprüft. Für eine einfache Vergleichbarkeit wird hier die THD verwendet.

¹⁴ Da das für den Vergleich verwendete MFWS-System für höhere Leistung ausgelegt ist, sei angemerkt, dass der Leistungsfaktor bei Nennleistung auf Werte von etwa $\cos\varphi = 0,7$ ansteigt.

¹⁵ Es wurden strengere Grenzwerte angenommen als eigentlich im industriellen Umfeld notwendig. Die 55032 Class A würde nur punktuell bei 5, 7 und 10 MHz überschritten.

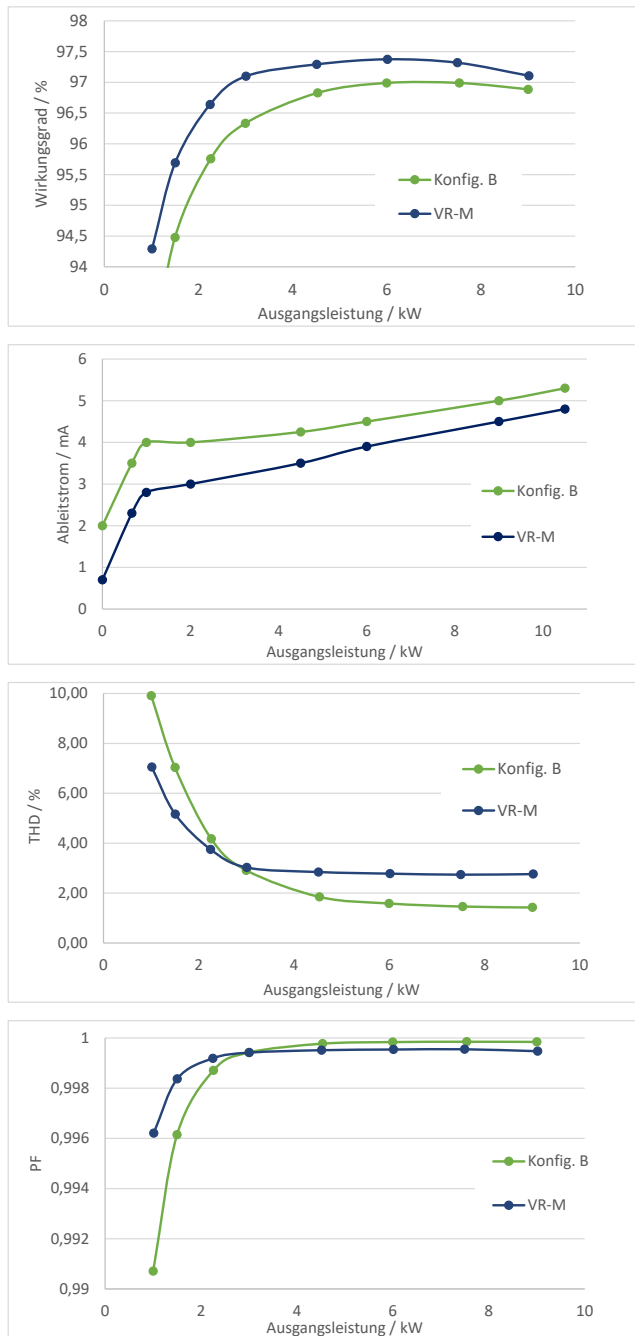


Abbildung 60: Gemessene Größen der verglichenen PFC-Konfigurationen bei dreiphasigem Betrieb mit 230 V Eingangsspannung.

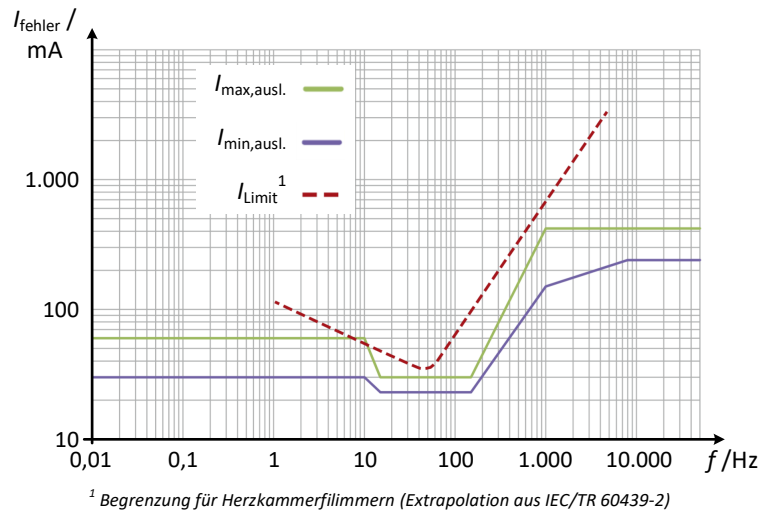


Abbildung 61: Auslöseschwellen eines handelsüblichen Fehlerstromschutzschalters (Bfq-Charakteristik) mit 30 mA Nenn-Auslöseschwelle nach [31].

bestehen Überschreitungen der Norm. Um auch diese Störpegel unterhalb der Normvorgaben zu reduzieren, wäre eine weitere Iteration bei der Schaltungsoptimierung notwendig, auf die aus Zeitgründen verzichtet wird¹⁶. Aufgrund der großen Reserven im unteren Frequenzbereich ist das Bestehen der Normvorgaben sehr wahrscheinlich.

- ¹⁶ Sinnvolle Maßnahmen sind die Nutzung eines Jitters, eine Reduktion der Windungszahlen zur Verringerung der Koppelkapazitäten und eine Optimierung der Bauteilplatzierung, um Koppeleffekte zu verringern.

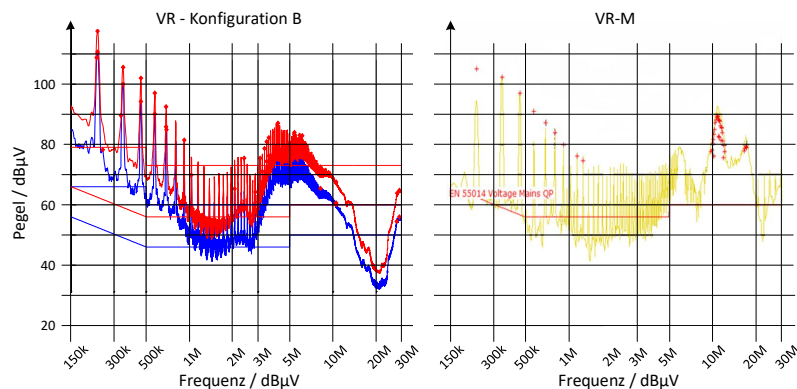


Abbildung 62: EMV-Messung der leitungsgebundenen Störungen auf AC-Seite bei Vollast. Darstellung der Quasi-Peak (rot und grün) sowie der Durchschnittspegel (blau)

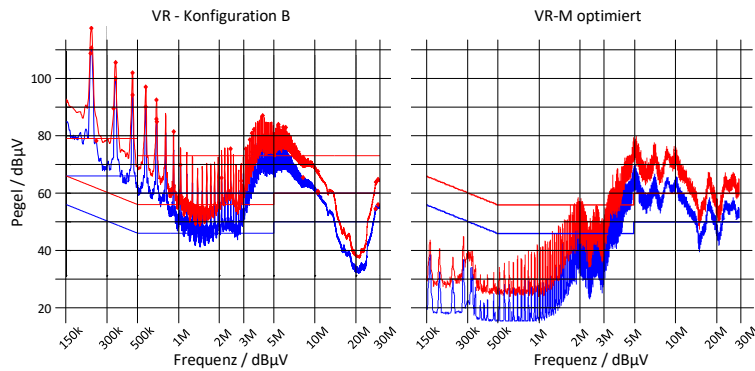


Abbildung 63: EMV-Messung der leitungsgebundenen Störungen auf AC-Seite bei Vollast. Darstellung der Quasi-Peak- (rot) sowie der Durchschnittspegel (blau).

6.3.2 Zusammenfassung PFC

Dank des Schwungmassenspeichers kann eine aktive Leistungsfaktorregelung (PFC) verwendet werden, die im Vergleich zu den derzeit in der Schweißtechnik eingesetzten Dioden-Gleichrichtern die Eingangsblindleistung und die gesamte harmonische Verzerrung des Eingangsstroms erheblich verringert, beziehungsweise den Leistungsfaktor von unter 70 % auf über 99 % steigert. Somit wird die Netzspannung nicht verzerrt und es ist keine zentrale Blindleistungskompensation für die Schweißsysteme erforderlich. Es wird eine Variante des Vienna Gleichrichters vorgestellt, die zu einem kompakten und effizienten System führt. Dank der vorgestellten modifizierten Variante **VR-M** mit wenig Gleichtaktstörpotential „ZeroCM“ wird das Eingangsfiler entlastet und die Verwendung von einer hohen Y-Kapazität vom Zwischenkreis gegen Erde ermöglicht. Dadurch wiederum können CM-Ströme von Motor und Wechselrichter effizient abgeleitet werden. Letztendlich führt dies dazu, dass geringe Lagerströme im Motor fließen, was die Lebensdauer des Schwungmassenspeichers wirksam erhöht. Dementsprechend fügt sich die PFC-Stufe in das Konzept eines langlebigen Speichersystems für Punktschweißanwendungen ein.

Teil III

ERGEBNISSE, ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse des Gesamtsystems präsentiert. Diese umfassen sowohl die Darstellung des gesamten Systems als Demonstrator, als auch einige Messungen, die im Systemverbund durchgeführt wurden. Zusätzlich werden die Gesamtergebnisse zusammengefasst und ein Ausblick auf zukünftige Weiterentwicklungsmöglichkeiten gegeben.

ERGEBNISSE UND DARSTELLUNG DES GESAMTSYSTEMS

7.1 AUFBAU

In den folgenden drei Abbildungen (64, 65 und 66) ist der gesamte Aufbau als Demonstrator gezeigt. So können alle Komponenten des Systems kompakt und anschaulich dargestellt werden, ohne dass ein Schweißroboter oder eine ganze Handschweißzange notwendig ist. Besonders in Abbildung 64 werden die Größenverhältnisse gut veranschaulicht. Bis auf einige Gehäuse zum Schutz sind alle Komponenten des Systems enthalten. Die Steuereinheit mit Touchscreen und Bediensoftware ist dabei stark an die übliche Steuereinheit der NIMAK-Geräte angelehnt.

In Abbildung 65 ist der Schwungmassenspeicher dargestellt. Durch die Nutzung der Systemkonfiguration „Topologie 4“ kann eine PMSM in Standardbaugröße und Form mit passenden Umrichter verwendet werden. Die Schwungmasse ist aus konstruktiven Gründen und der Bauteilverfügbarkeit geringer im Durchmesser und dafür breiter als in Abschnitt 4 vorgeschlagen. Dies wirkt sich negativ auf das Gesamtvolumen aus, da das spezifische Massenträgheitsmoment durch den verminderten Radius geringer ist. Dennoch ist die Baugröße ausreichend gering, sodass das Schwungmassensystem gut in den Tisch des Demonstrators integriert werden kann.

Abbildung 66 zeigt die Schweißzange im Detail. Dabei handelt es sich um eine sogenannte Handschweißzange, also eine Zange, die sich nicht an einem Industrieroboter befindet, sondern mit einer Tragkonstruktion gestützt wird und per Hand zu bewegen ist. Es ist zu erkennen, dass das neu entwickelte System hinsichtlich des Formfaktors auf die Schweißzange passt. Da ein schwerer 1-kHz-Transformator und ein massives Diodenpaket ersetzt wird, ist das neue System leichter. In Abhängigkeit von der Schweißaufgabe kann das System mit weiteren Gleichspannungssteller-Modulen bestückt werden.

7.2 MESSUNGEN

Abbildung 67 zeigt die elektrische Leistungsabgabe des Schwungmassenspeichers während einer Schweißung. Es ist zu erkennen, dass das Profil der Leistungsabgabe ungefähr dem Schweißstrom (siehe Abbildung 68) und somit auch ungefähr dem Profil der Leistung an der Schweißzange entspricht. Eine exakte Übereinstimmung ist nicht vorhanden, da sich weitere Energiespeicher zwischen Schwungmassenspeicher und Schweißzange befinden, dazu zählen vor allem die Zwischenkreiskondensatoren vor und nach Tiefsetzsteller TS_1 . Darüber hinaus ist zu erkennen, dass die Leistung nicht konstant ist, sondern leicht oszilliert. Dies ist zwar

Kapitel 7 beinhaltet ausschließlich im Systemverbund generierte Ergebnisse.

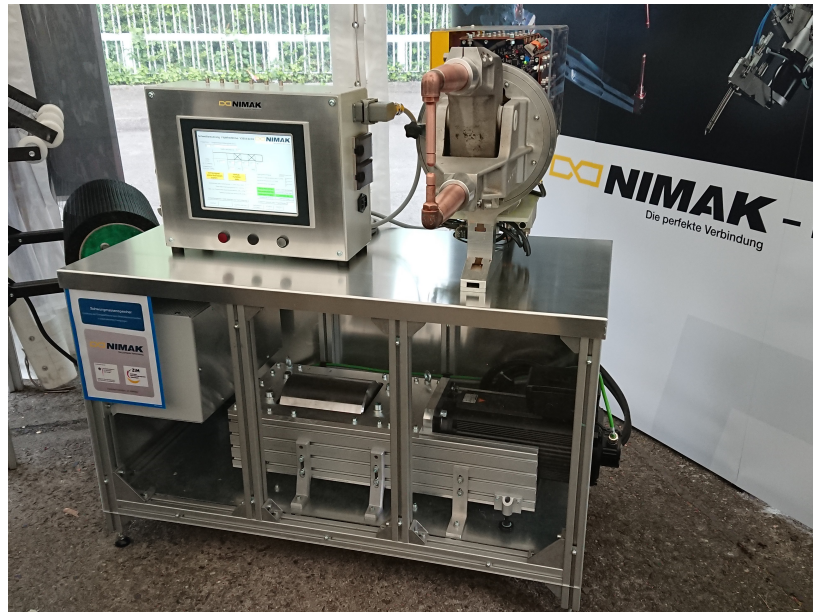


Abbildung 64: Foto des Gesamtsystems auf dem Innovationstag Mittelstand. Zu sehen sind, von oben links nach rechts: Steuerungseinheit mit Bediensoftware, Handschweißzange mit den Tiefsetzsteller-Modulen. Von links unten nach rechts: 12-puls Transformator in Gehäuse, Schwungmasse und PMSM mit Umrichter.



Abbildung 65: Foto des Schwungmassenspeichers inkl. elektrischer Maschine, Umrichter, Schwungmasse und Transformator-Gehäuse.

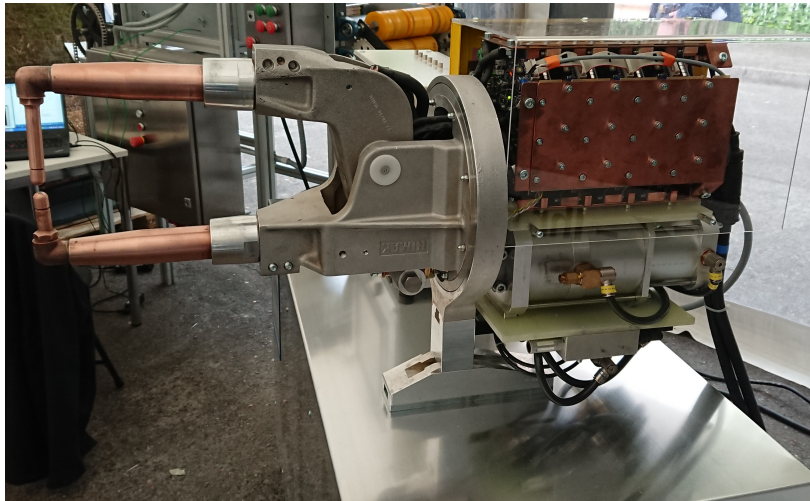


Abbildung 66: Foto der Handschweißzange und der Gleichspannungswandler.

nicht erwünscht, aber nicht problematisch, da der durch die Blindleistung verursachte Strom vergleichsweise gering ist. Die Blindleistungsaufnahme (induktiv) des Generators wurde außerdem erwartet (und ist sogar notwendig), wie in einem der Simulationsergebnisse (Abbildung 21) zu erkennen ist. Die Zwischenkreiskondensatoren, vor allem die zwischen 12-Puls Gleichrichter und Tiefsetzsteller TS_1 bilden das kapazitive Gegenstück und stellen die Blindleistung zur Verfügung.

In Abbildung 68 ist der Ausgangsstrom des Gesamtsystems dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Strom mit einer vordefinierten maximalen Steigung bis zum Sollwert ansteigt und diesen dann einregelt. Es zeigt sich, dass der Strom durch den I-Anteil des Reglers zur Zeit von 150 ms, (50 ms nach dem Erreichen des finalen Sollwertes) tatsächlich den Endwert erreicht. Dieser wird dann mit hoher Genauigkeit gehalten. Ohne Regelung würde der Strom deutlich erkennbar über den Verlauf der Schweißung absinken, da sich die Leiter und besonders das Schweißgut erhitzen, wodurch ein Widerstandsanstieg der Last folgt. Die scheinbare große Stromschwankungsbreite ist mit hoher Wahrscheinlichkeit dem verwendeten Messwandler geschuldet, der sehr empfindlich auf Störeinkopplungen reagiert. Dadurch sind auch sehr schnelle Stromänderungen mit hoher Bandbreite in der Messung vorhanden, die durch die vorhandene Induktivität und die angelegten Spannungen physikalisch nicht erklärbar sind. Bei der Nutzung vom Tektronix-Stromzangen bei geringeren Strömen ist der Stromverlauf äußerst glatt (siehe Abbildung 45 oder 46), allerdings können diese Messmittel nicht bei 5 kA eingesetzt werden. Es wurden außerdem Testschweißungen mit Stahlblech durchgeführt, welche erfolgreich hochwertige Verbindungen erzielten. Für Schweißungen mit Aluminium ist der Schweißstrom zu gering. Das Schweißen von Aluminium wird mit diesem ersten Funktionsmuster allerdings nicht angestrebt.

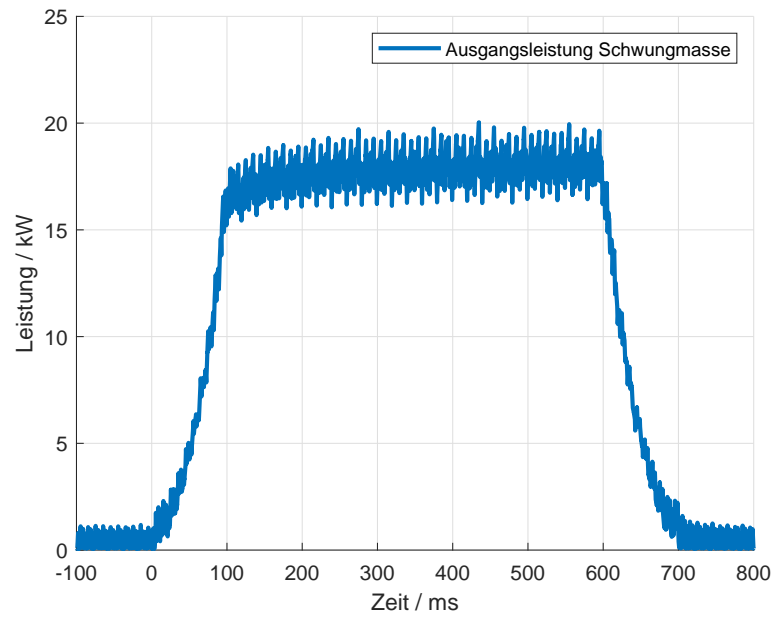


Abbildung 67: Gemessene Leistungsabgabe des Schwungmassenspeichers während einer Schweißung.

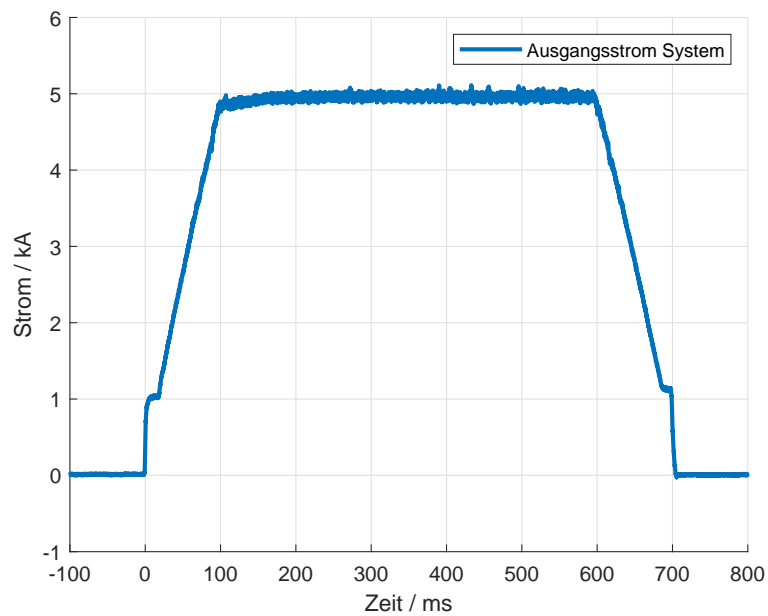


Abbildung 68: Ausgangsstrom¹ des gesamten Systems (4 Leistungsmodul TS₂ + 1 Leistungsmodul TS₁) gemessen an der Schweißzange mit realer Testschweißung.

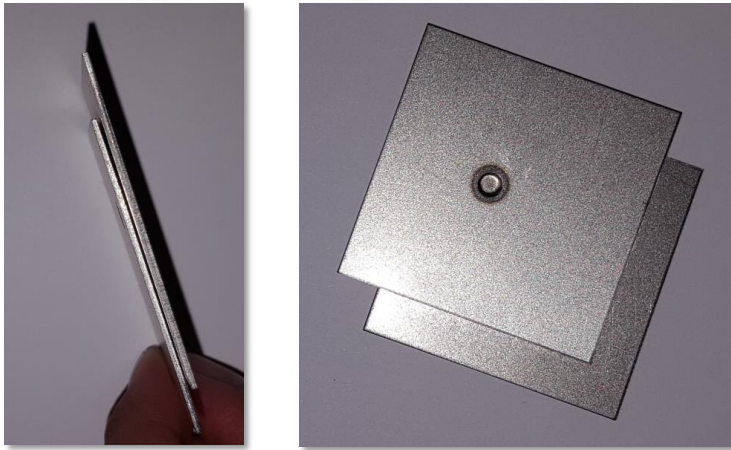


Abbildung 69: Zu Demonstrationszwecken mit dem System verschweißte Stahlbleche mit einer Dicke von jeweils 1mm.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERGEBNISSE

SYSTEMAUSWAHL

Der Schwungmassenspeicher **SMS** ist als primärer **Energiespeicher** für die spezifizizierte Anwendung die beste Wahl. Mit dem **SMS** kann ein Volumen des Speichers von weniger als 30 Litern bei einer Nenndrehzahl von 5000 min^{-1} und ein Speicherwirkungsgrad von bis zu 90 % erzielt werden. Ein weiterer Vorteil des Schwungmassenspeichers ist seine gute Zyklenfestigkeit. Bei einer robusten Auslegung der Lager und einer schwingungsgedämpften Aufhängung ist eine Lebensdauer von bis zu 20 Jahren möglich. Herausforderungen beim **SMS** sind die aufwendigere mechanische Auslegung, die Geräuschentwicklung und die mechanische Sicherheit. Beim Doppelschichtkondensatorspeicher **DLC** ist ein Kompromiss aus Baugröße und Speicherwirkungsgrad einzugehen. Dies führt zu einer erhöhten Baugröße von mehr als 70 Litern, um akzeptable Wirkungsgrade von über 85 % zu erreichen. Bei **DLC**-Speichern kann eine große Zyklenfestigkeit nur durch eine Überdimensionierung des Speichers erreicht werden, wobei herstellerseitig keine Aussagen zu Zyklenzahlen größer als 10 Mio. vorliegen. Elektrolyt- und Folienkondensatoren sind ob des sehr großen Volumenbedarfs (≥ 100 Liter) keine bevorzugte Lösung, verfügen jedoch über sehr gute Wirkungsgrade (≥ 96 %). Aktuell bietet der **SMS** die besten Eigenschaften. Der Doppelschichtkondensator verzeichnet jedoch schnellere Fortschritte in der Weiterentwicklung als der **SMS**, daher bietet der Doppelschichtkondensator (**DLC**) ein hohes Potential für zukünftige Speicherlösungen.

Bei der Auswahl der **Systemtopologie** zeigt Topologie 4, welche den Speicher über einen 12-Puls-Transformator und einen Diodengleichrichter mit zwei kaskadierten Gleichspannungsstellern verbindet, die besten Eigenschaften für die Applikation. Es können viele Standardbauteile verwendet werden, wie zum Beispiel der am Netz befindliche Gleichrichter, der Antriebswechselrichter und die Drehstrommaschine. Die Gleichspannungswandler sind gut parallelisierbar und einfach modularisierbar. Der quantitative Vergleich der Baugröße zeigt, dass Topologie 4 insgesamt nicht die kompakteste Topologie ist, jedoch sind die Komponenten an der schnell zu bewegenden Schweißzange am kleinsten und leichtesten. Unter Berücksichtigung dieser Eigenschaften wird Topologie 4 ausgewählt.

AUSLEGUNG

Der **Schwungmassenspeicher** wird als einfache Stahlschwungmasse konzipiert, die mit relativ geringer Maximaldrehzahl (5000 min^{-1}) betrieben wird. Höhere Drehzahlen und aufwendigere Konzepte bieten ein schlechtes Aufwand-zu-Nutzen-Verhältnis: Notwendige Zusatzaggregate führen bei geringer Speicherenergie zu einem höheren Raumbedarf. Die niedri-

ge Drehzahl ermöglicht zudem die Nutzung von Standardantrieben. Als elektrische Maschine ist die **PMSM** besonders geeignet, da bei ihr die Rotor-Magnetisierung auch im nicht aktiv angesteuerten, generatorischen Betrieb konstant bleibt. Zur Transformation der Spannung wird ein 12-Puls-Transformator mit Diodengleichrichtung genutzt, wodurch die Kondensatoren auf der Ausgangsseite weniger belastet werden.

Durch die modulare Bauweise der **Gleichspannungssteller** können die gleichen Module für Tiefsetzsteller 1 und Tiefsetzsteller 2 verwendet werden, nur einzelne Bauteile sind zu ersetzen. Aufgrund der Bauweise können viele Module gestapelt und somit elektrisch parallel geschaltet werden. Dadurch kann das System flexibel für den jeweiligen Anwendungszweck konfiguriert werden. Das Funktionsmuster beweist, dass die Symmetrierung der Strangströme und die versetzte Taktung (innerhalb der Module sowie modulübergreifend) wie gewünscht arbeiten. Im Vergleich zum Gleichspannungswandler aus dem Vorgängerprojekt kann die Leistungsdichte um mehr als 40 % gesteigert werden.¹ Ein wichtiger Faktor bei der Erhöhung der Strom- und Leistungsdichte ist die magnetische Kopplung der Drosselspulen. Dank dieser gelingt eine Volumenreduktion der induktiven Bauelemente um fast 70 %. Der Gleichspannungswandler erreicht einen elektrischen Wirkungsgrad von 59 %, dies liegt oberhalb des Wirkungsgrades von konventionellen Systemen mit Umrichter, Mittelfrequenztransformator und M2-Diodengleichrichter. Die Bauteiltemperaturen sind unkritisch.

Eine **PFC**-Stufe kann im Vergleich zu derzeit eingesetzten Diodengleichrichtern den Leistungsfaktor von $<0,7$ auf $>0,99$ erhöhen und die gesamte harmonische Verzerrung (**THD**) des Eingangsstroms erheblich verringern. Der Vienna Gleichrichter führt zu einem kompakten und effizienten System. Dank des vorgestellten **VR-M** „ZeroCM“ wird das EingangsfILTER entlastet und die Verwendung von einer hohen Gleichtaktfilterkapazität (CM) am Zwischenkreis ermöglicht. Dadurch wiederum können CM-Ströme von Motor und Wechselrichter effizient abgeleitet werden. Letztendlich führt dies dazu, dass geringe Lagerströme im Motor fließen und so die Lebensdauer des **SMS** erhöht wird. Somit fügt sich die PFC-Stufe in das Konzept eines langlebigen Speichersystems für Punktschweißanwendungen ein.

Das Funktionsmuster bestätigt die Umsetzbarkeit des neuen Konzepts für die Schweißtechnik und erfüllt die gesetzten Erwartungen hinsichtlich Leistungsübertragung und Zusammenspiel der Komponenten. Die maximale Leistungsaufnahme aus dem Netz ist um den Faktor 10 geringer als beim **MFWS**. Der Schweißstrom verfügt über eine sehr geringe Stromschwankungsbreite und kann exakt geregelt werden. Bei Tests mit einer Schweißzange konnten erfolgreich Schweißpunkte gesetzt werden.

Zusammenfassend wurden mehrere neue Ansätze für die Punktschweißtechnik untersucht. Gänzliche neu in der Punktschweißtechnik sind der Schwungmassenspeicher und die kompakten, kaskadierten Gleichspan-

¹ Da in der Neuentwicklung zusätzliche Komponenten wie Treiber und Zwischenkreiskondensatoren integriert sind, ist die Erhöhung der Leistungsdichte noch größer.

nungssteller als letzte Stufe der Schweißstromerzeugung. Hervorzuheben sind dabei auch die gekoppelten Induktivitäten, welche die Leistungsdichte im Vergleich zu magnetisch nicht gekoppelten Drosseln erhöhen.

VERBESSERUNGSMÖGLICHKEITEN UND OFFENE FRAGEN

Aufgrund der begrenzten Entwicklungszeit konnte die Schwingungs- und Geräuschkämpfung des Schwungmassenspeichers nur unzureichend umgesetzt werden. Das resultiert in einer hohen Geräuschemission während des Betriebs. Für ein marktreifes Produkt muss die Aufhängung des Schwungmassenspeichers mechanisch vom Gehäuse entkoppelt werden. Des Weiteren muss ein Gehäuse entwickelt werden, das die Anforderungen an Geräuschkämpfung und Berstschutz gewährleistet. Abhängig davon, wie die Entwicklung der Doppelschichtkondensatoren voranschreitet, kann auch die Nutzung dieser Technologie in Betracht gezogen werden. In diesem Fall können die Gleichstromwandler ggf. mit wenigen Modifikationen eingesetzt werden. Darüber hinaus kann bei Nutzung eines [DLCs](#) der Transformator zwischen Netz und Speicher platziert werden, wodurch die Nennleistung auf ein Zehntel und damit einhergehend die Baugröße des Transformators reduziert wird.

Die Gleichspannungswandler sollten hinsichtlich ihres Wirkungsgrades optimiert werden. Schnell zu erreichende Verbesserungen sind die Reduzierung der Gate-Widerstände zur Minderung der Schaltverluste und die Verkürzung der Wechselsperzeiten, damit die Zeit, während die Bodydiode leitet, verringert wird. Langfristig kann auch die Nutzung einer neuen Halbleitergeneration betrachtet werden - oder eine Nutzung unterschiedlicher Halbleiter im Tiefsetz- und im Freilauf-Strompfad des Tiefsetzstellers. Gerade für geringe Tastgrade kann eine Nutzung von GaN-Bauelementen im Tiefsetz-Strompfad und Silizium-MOSFETs im Freilauf-Strompfad interessant werden.

Teil IV

ANHANG

A.1 BERECHNUNG DER PARASITÄREN ZANGENINDUKTIVITÄT

Aufgrund der nahezu rechteckförmigen Struktur der Schweißzange (siehe dazu Abbildung 66), kann zur Abschätzung der parasitären Zangeninduktivität die Gleichung einer rechteckförmigen Luftspule mit Rundleiter verwendet werden, wie sie z.B. in der Literatur von Albach [1] zu finden ist. Hierzu können die Geometrien der in Frage kommenden Schweißzangen verwendet werden. Für die Auslegung ist wichtig, dass die Geometrie mit der minimal mögliche Zangeninduktivität, die zukünftig im System verwendet werden soll, als Rechengrundlage dient. Überdies wird eine Sicherheitsmarge von etwa 20 % angenommen. Die verwendete Gleichung lautet [1]:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi}(a+b) + \frac{2\mu_0}{\pi} \left[-W_1 + W_2 - W_3 + W_4 + b \ln \left(\frac{2a}{r} - 1 \right) + a \ln \left(\frac{2b}{r} - 1 \right) \right] \\ + \frac{2\mu_0}{\pi} \left[(2b-r) \ln \frac{2b-r+W_1}{2b-r+W_4} (2a-r) \frac{2a-r+W_3}{2a-r+W_4} - r \ln \left(\frac{r-W_3}{r-W_2} \frac{r-W_1}{r-W_2} \right) \right]; \quad (98)$$

mit

$$W_1 = \sqrt{(2b-r)^2 + r^2} \quad (99)$$

$$W_2 = r\sqrt{2} \quad (100)$$

$$W_3 = \sqrt{r^2 + (2a-r)^2} \quad (101)$$

$$W_4 = \sqrt{(2b-r)^2 + (2a-r)^2} \quad (102)$$

Für die gegebene Struktur kann außerdem angenommen werden:

$$b = d + r; \text{ und } a = c + r \quad (103)$$

Nun beschreiben d und c jeweils eine halbe Seitenlänge des Rechtecks, das die Schweißzange formt. r ist der Leiterradius der Schweißzange. Dieser ist zwar in der Realität nicht konstant über den Umfang, hat aber (wie ein Parametersweep in Matlab zeigt) einen vergleichsweise geringeren Einfluss auf die Selbstinduktivität, sodass hier ein mittlerer Wert mit guter Genauigkeit angenommen werden kann. Bei einer konservativen Annahme der Zangenparameter wird mindestens eine Selbstinduktivität von 507 nH erreicht. Obwohl diese Induktivität durch die relative magnetische Permeabilität nahe 1 der Luftspule keine Sättigungseffekte aufweist, wird zur Sicherheit bei der Auslegung von einer Mindestinduktivität von 400 nH ausgegangen.

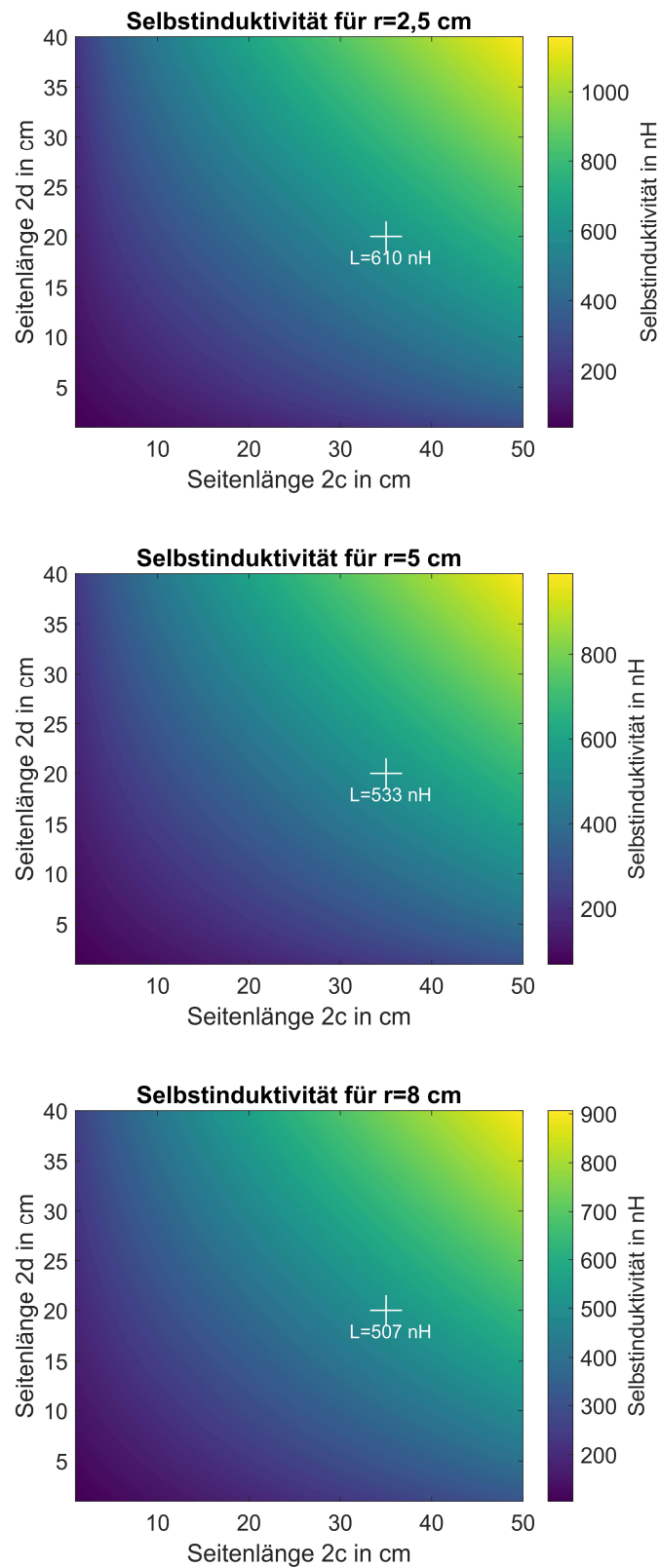


Abbildung A.1.1: Mit Matlab berechnete Selbstinduktivität der Schweißzange bei unterschiedlichen Leiterdurchmessern

A.2 BEWERTUNGSVERFAHREN NACH BÜLO

Nachfolgend dargestellt ist beispielhaft die Bewertung der Speicherdrosselgröße.

$$v_L = \left(\frac{\Psi_{AC}}{U_o T_s I_L} \right)^{\rho_\Psi} \left(\frac{I_L}{I_o} \right)^{\rho_{IL}} \left(\frac{\hat{I}_L}{I_L} \right)^{\rho_{\hat{i}}} \left(\frac{1}{k_{\Delta i}} \right)^{\rho_{\Delta i}} \quad (104)$$

¹ Nach Bülo, werden alle Größen direkt auf Referenzwerte bezogen, welche für alle verglichenen Topologien gleich sind. Dies ist in der vorliegenden Arbeit nicht zielführend, da die unterschiedlichen Module deutlich unterschiedliche Ein- und Ausgangsgrößen aufweisen. Der Bezug auf Referenzgrößen wird daher erst nach der Summenbildung aller Bauteiltypen erstellt.

¹ $k_{\Delta i}$ ist der Stromripple bezogen auf den Referenz-Stromripple. $k_{\Delta i}$ ist somit antiproportional zu Induktivität).

ANHANG SPEICHER

B.1 AUSLEGUNG DER KONDENSATOREN

Abschätzung der Lebensdauer von Elektrolytkondensatoren nach [63]:

$$T = T_n \cdot 2^{\frac{\vartheta_{\max} - \vartheta_A}{10\text{K}}} \cdot 2^{\left(\frac{\Delta\vartheta_{K,n}}{A_n} - \frac{\Delta\vartheta_K}{A}\right)} \quad (105)$$

mit

L_n = Nennlebensdauer bei Nennstrom und Nenntemperatur

$$\Delta\vartheta_G = \frac{I^2 \cdot R_{\text{ESR}}}{\beta \cdot A_S} = \text{Erwärmung der Gehäuseoberfläche}$$

$$\Delta\vartheta_K = \alpha \cdot \Delta\vartheta_G = \text{Erwärmung des Zellenkerns}$$

$$\Delta\vartheta_{K,n} = \Delta\vartheta_K \cdot \left(\frac{I_n}{I}\right)^2 = \text{Erwärmung des Zellenkerns bei } I_n$$

ϑ_{\max} = Maximale Betriebstemperatur im Nennpunkt

ϑ_A = Umgebungstemperatur

$A_S = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot (r + h)$ = Gehäuseoberfläche

α = Faktor zur Temp.-Diff. zwischen Kern und Gehäuse

β = Wärmeabgabe von Oberfläche

Die dargestellten Gleichungen basieren auf messtechnisch ermittelten Lebensdauern der Hersteller. Aufgrund der notwendigen Vereinfachungen sind diese Gleichungen nur eine Abschätzung der Lebensdauer. Da die zu erzielende Lebensdauer deutlich länger als Nennlebensdauer ist, ist Vorsicht mit den verwendeten Modellen geboten. Für eine schnelle Abschätzung der Lebensdauer vieler unterschiedlicher Kondensatormodelle ist diese Vorgehensweise jedoch etabliert.

B.2 KONDENSATORGRÖSSE

In Abb. B.2.1 ist eine Abschätzung der Baugröße von Elektrolyt- und Folienkondensatoren in Abhängigkeit von ihrer Spannungsklasse dargestellt.

B.3 SCHWUNGMASSE

In Abbildung B.3.1 ist die Geschwindigkeit des Umfangs des Stahlschwungrades dargestellt. Durch die auf die rotierende Masse einwirkenden Fliehkräfte gibt es für jedes Material eine Obergrenze für die Fliehkraft, bevor das Schwungrad „zerreißt“. Da die Fliehkraft – genau

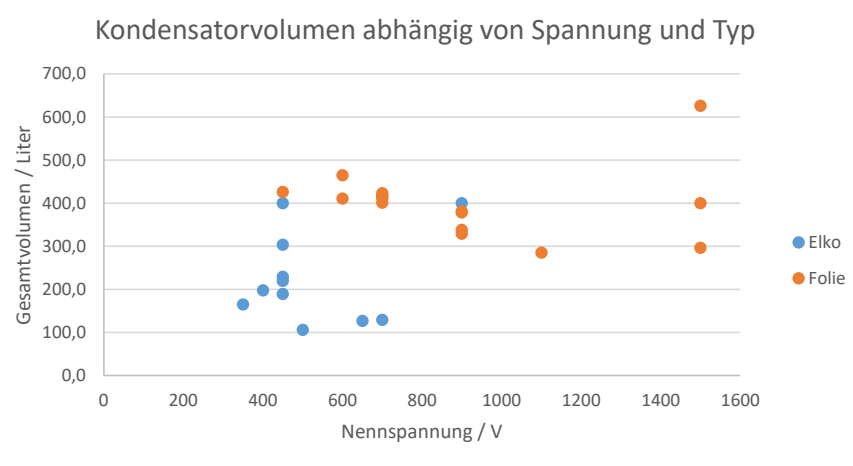


Abbildung B.2.1: Einordnung des Größenbedarfs von Folien- und Elektrolytkondensatoren in Abhängigkeit von ihrer Nennspannung bei den Anforderungen der Anwendung

wie die Umfangsgeschwindigkeit – von der Drehzahl und dem Radius der Schwungmasse abhängt, ist die Umfangsgeschwindigkeit eine etablierte Größe, um die maximale Belastbarkeit eines Materials bei einer bestimmten geometrischen Form auszudrücken. Bei einer Stahlscheibe liegt die maximale Umfangsgeschwindigkeit [24, S. 69]

$$v_{umfang} = \sqrt{\frac{2 \cdot \sigma}{\rho}} \quad (106)$$

$$\text{mit} \quad (107)$$

$$\text{Zugfestigkeit Baustahl} = \sigma_{Baustahl} \geq 310 \text{ MN/m}^2 \quad (108)$$

$$\text{Zugfestigkeit hochfester Stahl} = \sigma_{hochfest} \geq 1100 \text{ MN/m}^2 \quad (109)$$

bei 280 m/s (Baustahl) bis 554 m/s (hochfester Stahl), also etwa zwischen 1000 km/h und 2000 km/h. Wie in Abbildung B.3.1 dargestellt, ist die ausgewählte Konfiguration weit von der Belastungsgrenze entfernt.

B.4 ELEKTRISCHE MASCHINE

B.5 TRANSFORMATOR

In B.5.1 ist eine beispielhafte Auswahl von verschiedenen direkt verfügbaren 50 Hz Transformatoren dargestellt, die hinsichtlich ihrer Leistungsdaten gerade ausreichend für die Übertragung des Strompulses während der Schweißung sind. Neben der Überlastfähigkeit ist auch die Streuinduktivität des Transformators entscheidend für die Übertragung der Leistung. Zudem sollten die Maschine nicht zu sehr im Überlastbereich betrieben werden, da dies den Wirkungsgrad des gesamten Systems beeinträchtigt. In sofern sind hier die Modelle mit einer Nennleistung von 16 kW aufwärts zu bevorzugen. Insgesamt ist zu erkennen, dass Standard 50 Hz

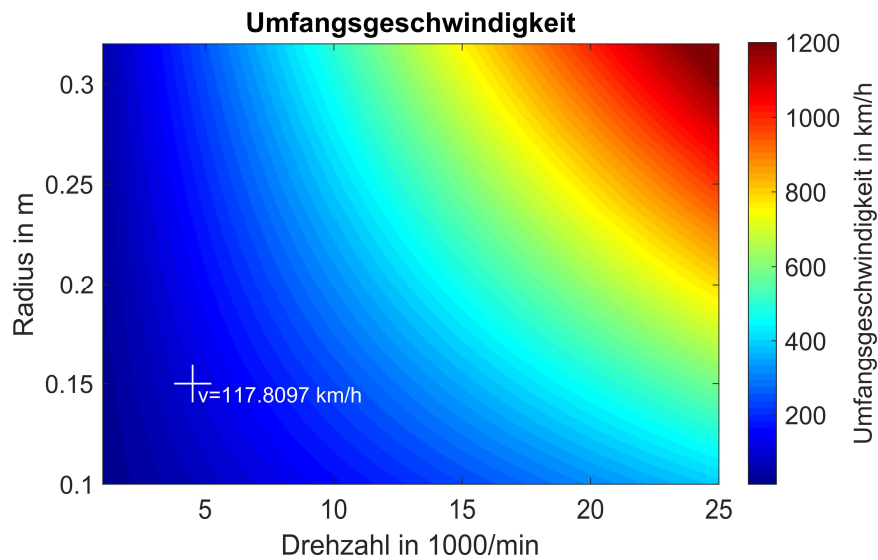


Abbildung B.3.1: Darstellung der Umfangsgeschwindigkeit der Schwungmasse für die Anwendung in Abhängigkeit von Drehzahl und Radius

Transformatoren zu einem signifikanten Teil zur Masse und Volumen des Speichersystems beitragen würden. Eine Eigenentwicklung für die höheren Frequenzen ist sinnvoll, da sie Volumen und Masse signifikant reduziert.

B.6 SIMULATION

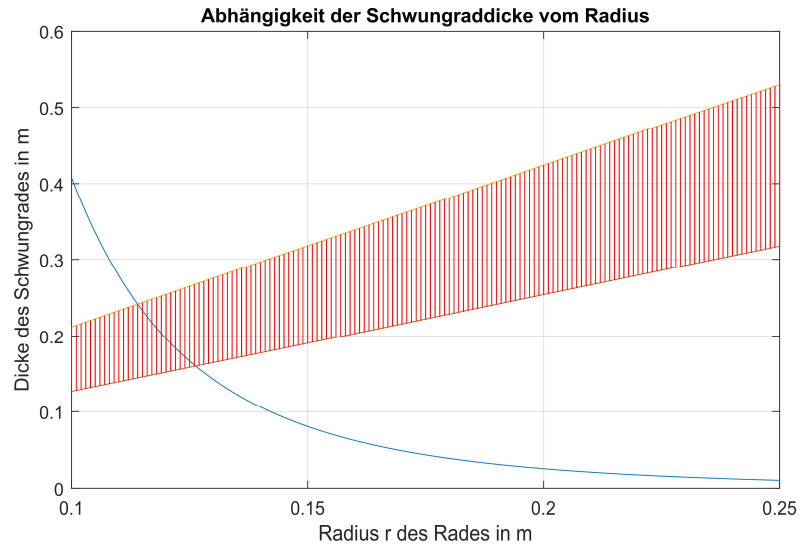


Abbildung B.3.2: Radius-Durchmesser-Kurve für die erforderliche Schwungradmasse bei einer Drehzahl von 4500 min^{-1} . Der aufgrund von mechanischer Resonanz gefährdete Bereich ist gestrichelt dargestellt.

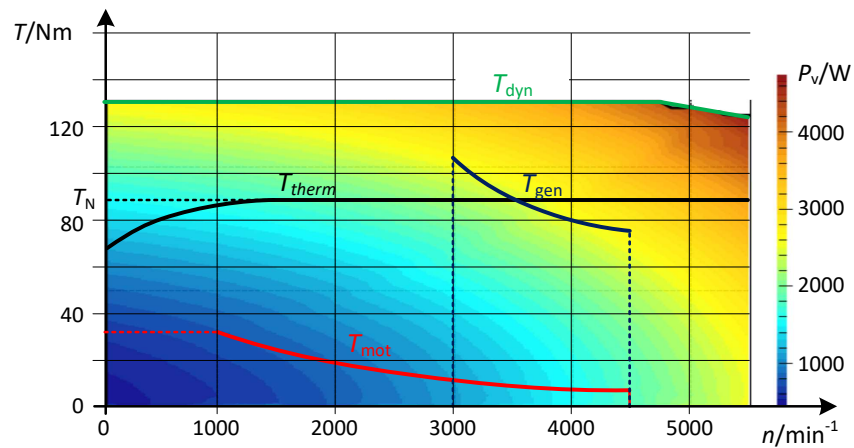


Abbildung B.4.1: Lieferkennfeld mit Motorverlusten (simuliert) einer geeigneten, realen PMSM mit den Arbeitsbereichen im motorischen und generatorischen Betrieb. Der Verlauf des thermischen Drehmoments ist stark von der Kühltechnik ab. Bei einem hier vorliegenden

Tabelle B.5.1: Transformatoren (Beispiel)

Typ	U_1/V = U_2/V	$I_{n,1}/A$	P_n /kW	u_k/U_1	$L_{\sigma(1+2)}$ /mH	m/kg	V /dm ³
TT3 10-4-4	3x400	3x14,4	10	2,0 %	<1,77	87	36
TT3 12,5-4-4	3x400	3x18	12,5	1,65 %	<1,17	115	40
TT3 16- 4-4	3x400	3x23	16	1,5 %	<0,83	150	73
TT3 20- 4-4	3x400	3x29	20	1,5 %	<0,66	180	81
TT3 25- 4-4	3x400	3x36	25	1,2 %	<0,42	205	816

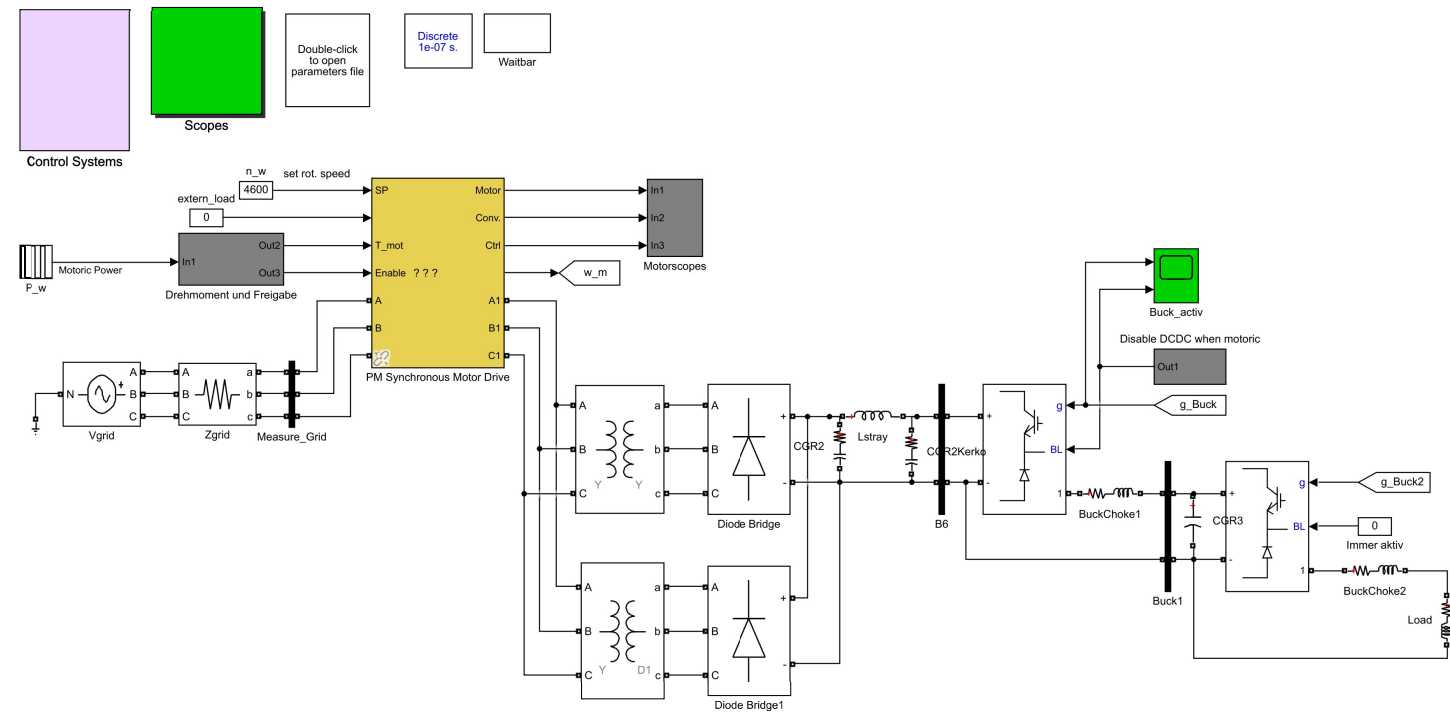


Abbildung B.6.1: Simulationsumgebung in Simscape zur Systemauslegung. Mit dem dargestellten Modell lässt sich das gesamte System simulieren. Damit gesamte Schweißvorgänge in akzeptabler Zeit zu simulieren sind, wurden Abstriche bei der Simulationstiefe gemacht.

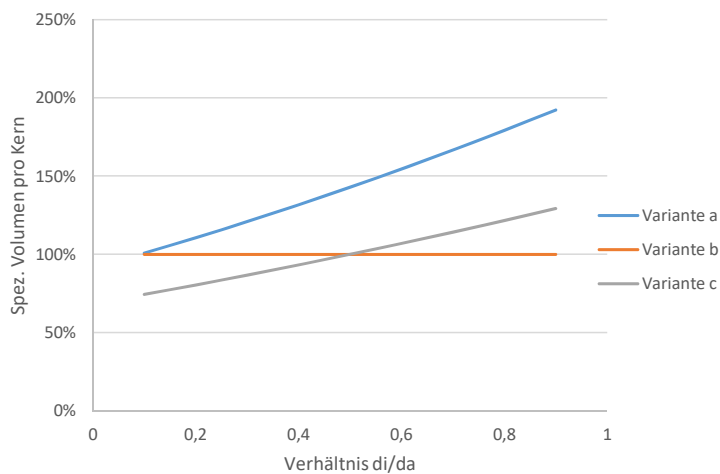


Abbildung B.7.1: Packungsdichte pro Drossel für 3 verschiedenen Anordnungen (siehe Abbildung 29 abhängig vom Verhältnis des inneren zum äußeren Durchmesser der Ringkerne).

B.7 AUSLEGUNG

B.7.1 Packungsdichte

In Abschnitt 5.2.6 wird die Anordnung der Kerne für die gekoppelten Induktivitäten thematisiert. Dabei geht es speziell in 29 um die räumliche Anordnung der Toroidkerne. In der Abbildung werden 3 potentiell sinnvolle Anordnungsvarianten verglichen und ihre räumliche Ausdehnung angegeben. Da, wie im Abschnitt 5.2.6 beschrieben, die Größe teilweise nur vom Außendurchmesser d_a und teilweise auch vom Innendurchmesser der Kerne d_i abhängt führt diese zu unterschiedlichen Größenverhältnissen zwischen den Anordnungen, abhängig vom Verhältnis der Durchmesser. In Abbildung B.7.1 ist daher der Volumenbedarf pro Kern normiert auf den Volumenbedarf von Variante b dargestellt. Es wird deutlich, dass Variante a für sinnvolle Verhältnisse d_i/d_a niemals zu einem kleineren Volumen führt. Variante c ist nur dann vorteilhaft, wenn $d_i/d_a < 0,5$. Dies ist bei den meisten Kernen (siehe Abbildung B.7.2) nicht der Fall. Ebenso für den später verwendeten Kern ($d_i/d_a < 0,54$).

B.7.2 Flussdichte

Die Flussdichte in den Kernen ergibt sich durch folgende Überlegungen:

$$b = \frac{\Phi}{A_{FE}} \quad (110)$$

$$\text{mit } \Phi = \frac{\Theta}{R_m \cdot A_{FE}} \quad (111)$$

$$b = \frac{\Theta}{R_m \cdot A_{FE}} \quad (112)$$

$$\text{Mit } R_m = \frac{l}{A_{FE} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} \quad (113)$$

$$b = \frac{N \cdot i_{rel} \cdot A_{FE} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}{(A_{FE} \cdot l_{FE})} = \frac{N \cdot i_{rel} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}{(l_{FE})} \quad (114)$$

Die Flussdichte im Kern ist somit unabhängig vom Kernquerschnitt. Die maximale Flussdichte ergibt sich aus der maximalen Abweichung der Strangströme und der relativen Permeabilität μ_r und l_{FE} . Da l_{FE} aufgrund des Aufbaus begrenzt ist, bleibt μ_r als einzige Möglichkeit die Flussdichte zu reduzieren.

$$b_{max} = \mu \frac{N(i_M - i_{M\pm 1})}{l_{FE}} = \mu_0 \cdot \mu_r \frac{1 \cdot \Delta I_{max}}{l_{FE}} \quad (115)$$

Für zwei ausgewählte Kerne und einen angenommenen Strom-Asymmetrie ΔI von 10 A ergeben sich damit folgende Werte:

$$b_{max,vitro} \approx 15000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \cdot \frac{10 A}{0,1 m} \approx 1,88T \quad (116)$$

$$b_{max,N87} \approx 2000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \cdot \frac{10 A}{0,096 m} \approx 0,26T \quad (117)$$

$$\text{Da aber } L = \frac{N^2}{R_m} = \frac{N^2 \cdot A_{FE} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}{l_{FE}} \quad (118)$$

Danach ist es dennoch vorteilhaft, dass A_{FE} möglichst groß ist, um eine ausreichend große Induktivität zu erhalten. Die maximale erzeugte Flussdichte für eine bestimmte Stromabweichung ist also materialabhängig. Anders betrachtet, kann ein anderes Material eine andere Stromabweichung vertragen, bevor es zu Sättigung kommt. Für Vitroperm sind dies $\Delta I_{max,vitro} \approx 6,5 A$ und für N87 $\Delta I_{max,N87} \approx 18,7 A$. Das Kernmaterial Vitroperm verfügt über eine höhere Permeabilität als Ferrit, dies führt zu einer größeren Induktivität der Spule und somit zu einer größeren RL-Zeitkonstante $\tau_{\Delta I,vitro} \approx 200ms$. Daher ist die Änderung der Stromasymmetrie und damit der Flussdichte deutlich langsamer, wodurch mehr Zeit zur Ausregelung der Asymmetrien bleibt als bei Ferrit ($\tau_{\Delta I,N87} \approx 30ms$). Die Simulationsergebnisse bestätigen die Berechnungen. Darüber hinaus muss beachtet werden, dass die geringere Permeabilität des Kerns zu einer geringeren Induktivität und damit zu geringerer Kopplung führt. Dadurch wird die Stromschwankungsbreite in den einzelnen Strängen erhöht. In der Tabelle B.7.2 sind einige geeignete Kerne dargestellt, die in den derzeitigen Aufbau passen. Am besten geeignet ist der Kern R40.0×24.0×16.0 mit N87-Ferrit von TDK zu sein.

Hersteller	VAC	magnetics	magnetics	TDK	TDK	Ferroxcube	Ferroxcube	magnetics
Typ	Nanokristallin, Ring	Ferrit, Ringkern	Ferrit, Ringkern	Ferrit, Ringkern	Ferrit, 2 Ringkerne	Ferrit, Ringkern	Ferrit, Ringkern	MPP, Ringkern
Bezeichnung	T60004-L2040	ZT44015TC	ZR43825TC	R40.0×24.0×16.0	R41.8×26.2×12.5	TX40/24/16	TX42/26/18	254
Kernmaterial	Vitroperm 500F	T (P,R)	R (P)	N87 (..)	N87 (..)	3C94	3C94	550µ Powder*
di/mm	22,5	25,15	17,9	22,5	24,8	22,85	25,15	23,3
da/mm	42,3	43,15	39,25	41,8	43,6	41,65	43,15	40,8
h/mm	17,3	19,2	26,29	17,2	27,2	17,1	18,7	15,4
Afe/cm ²	0,86	1,38	2,31	1,25	1,92	1,25	1,34	1,07
Lfe/cm	10,2	10,3	8,3	9,6	10,3	9,6	10,3	10
AL / µH/N ²	23	5	8,1	3,6	5,12	3,75	3,9	0,74
µ	15.000	3000	2300	2000	2000	2300	2300	550
Bmax /T	1,2	0,53	0,47	0,49	0,49	0,47	0,47	0,3
Isat/A	6,49	14,48	13,50	18,72	20,08	15,61	16,75	43,41

* Material nicht optimal für höhere Frequenzen über 50 kHz.
 Untypisch hohe Permeabilität für MPP geht auf Kosten der Flussdichte,
 womit der Vorteil von Pulverkernen wieder verloren geht.

inakzeptabel
 Grenzwertig
 Gut

Abbildung B.7.2: Vergleichstabelle unterschiedlicher Ringkerne. In den Rahmen markiert sind die beiden Kerne, die tatsächlich implementiert wurden. Das nanopermeablere Material VAC Vitroperm 500F bietet Vorteile bei der hohen Permeabilität und einer hohen Sättigungsflussdichte. Ferritkerne sind vorteilhaft durch ihren geringen Preis, geringe Verluste bei Frequenzen von mehreren 10 kHz. Trotz der geringen Sättigungsflussdichte erfolgt die Sättigung erst bei höheren Strömen, aufgrund der geringen Permeabilität.

B.8 AUSWAHL UND DIMENSIONIERUNG DES ENTKOPPLUNGSKONDENSATOREN DER GLEICHSPANNUNGSSTELLER - SCHALTZELLEN

Die Entkopplungskondensatoren müssen möglichst nah an den Halbleitern platziert werden, um die Impedanz der Kommutierungsmasche gering zu halten. Gleichzeitig sollen sie selbst über eine große Kapazität pro Volumen, einen geringen Innenwiderstand und eine geringe parasitäre Induktivität verfügen. Mit diesen Eigenschaften können schnelle Schaltvorgänge ohne zu große Schaltüberspannung erzielt werden. Ein geringerer Innenwiderstand sorgt darüber hinaus für reduzierte Verluste. Für diese Aufgabe kommen Folien- und Keramikkondensatoren in Frage. Es ist somit zu untersuchen, welche und wie viele Kondensatoren pro Schaltzelle benötigt werden.

Der Spannungsabfall soll während des Schaltens auf maximal 3 V begrenzt werden. Dazu sind etwa 200 μF in direkter Nähe der Schaltzelle erforderlich. Der Vergleich ergibt, dass etwa 4 Polyester-Folienkondensatoren benötigt werden und mehr als 15 Keramikkondensatoren (X7R, Keramikvielschicht). Besonders bei den Keramikkondensatoren muss dabei der gleichspannungsabhängige Kapazitätseinbruch berücksichtigt werden. In Abbildung B.8.1 sind die Ergebnisse des Vergleichs für die beiden bestgeeigneten Kondensatoren ihres Typs¹ dargestellt. Insgesamt ist die Auslegung mit Folienkondensatoren günstiger (etwa halbe Bauelementkosten) und der Innenwiderstand ist insgesamt geringer, sodass weniger Verluste zu erwarten sind. Die Keramikkondensatoren bieten ein deutlich geringeres Bauvolumen (ein Fünftel der Fläche und ein Fünfzigstel des Volumens). Zudem wird durch die Parallelschaltung der Keramikkondensatoren eine geringe parasitäre Induktivität erreicht (etwa 10 % der parasitären Induktivität von den Folienkondensatoren). Insgesamt ist damit die Realisierung mit Keramikkondensatoren deutlich zu bevorzugen, da durch die geringe Induktivität der Kommutierungsmasche schnelle Schaltvorgänge erzielt werden, womit der höhere Innenwiderstand der Keramikkondensatoren hinsichtlich der Gesamtverluste mehr als kompensiert wird. Einen weiteren Vorteil bieten die Keramikkondensatoren durch ihre kompakte Bauform, die es ermöglicht den vorhandenen Bauraum effizienter zu nutzen. Eine zusätzliche Herausforderung ist allerdings die gleichmäßige Belastung der zahlreichen verstreut platzierten Keramikkondensatoren. Durch deutliche Impedanzunterschiede der einzelnen Kondensatoren, könnten bestimmte Kondensatoren überlastet werden, ausfallen und letztlich eine Kettenreaktion auslösen. Um die schaltfrequenten Spannungsschwankungen zu reduzieren und auch lastabhängige Spannungsänderungen zu limitieren, werden weitere Kondensatoren etwas weiter von der den Halbbrücken entfernt platziert. Einige Kondensatoren auf der Leistungsplatine und zusätzliche aus Platzgründen auf der Treiberplatine. Das sich daraus ergebende Konstrukt ist durch die parasitären Effekte wegen der unterschiedlichen Platzierung und wegen der Spannungsabhängigkeit der Kondensatorkapazitäten nur schwer zu berechnen. Aus diesem Grund

¹ Folie: MKS4C056806; MLCC: CKG57NX7S2A226M500JH

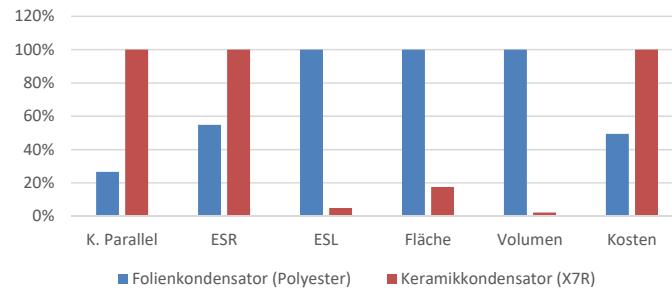


Abbildung B.8.1: Normierter Vergleich der beiden besten Entkopplungskondensatoren der jeweiligen Bauart

wird das Simulationsmodell, welches schon zur Validierung der Halbleiterauswahl genutzt wurde, erweitert. Dabei sind die Kondensatoren als vom Hersteller bereitgestellte SPICE-Modelle implementiert. Die abgeschätzten Impedanzen der Leitungen werden als diskrete Bauelemente hinzugefügt. Abbildung 35 ermöglicht eine Übersicht über die Verteilung der Kondensatoren in nächster Nähe zur Schaltzelle.

B.9 SOFTWARE UND REGELUNG

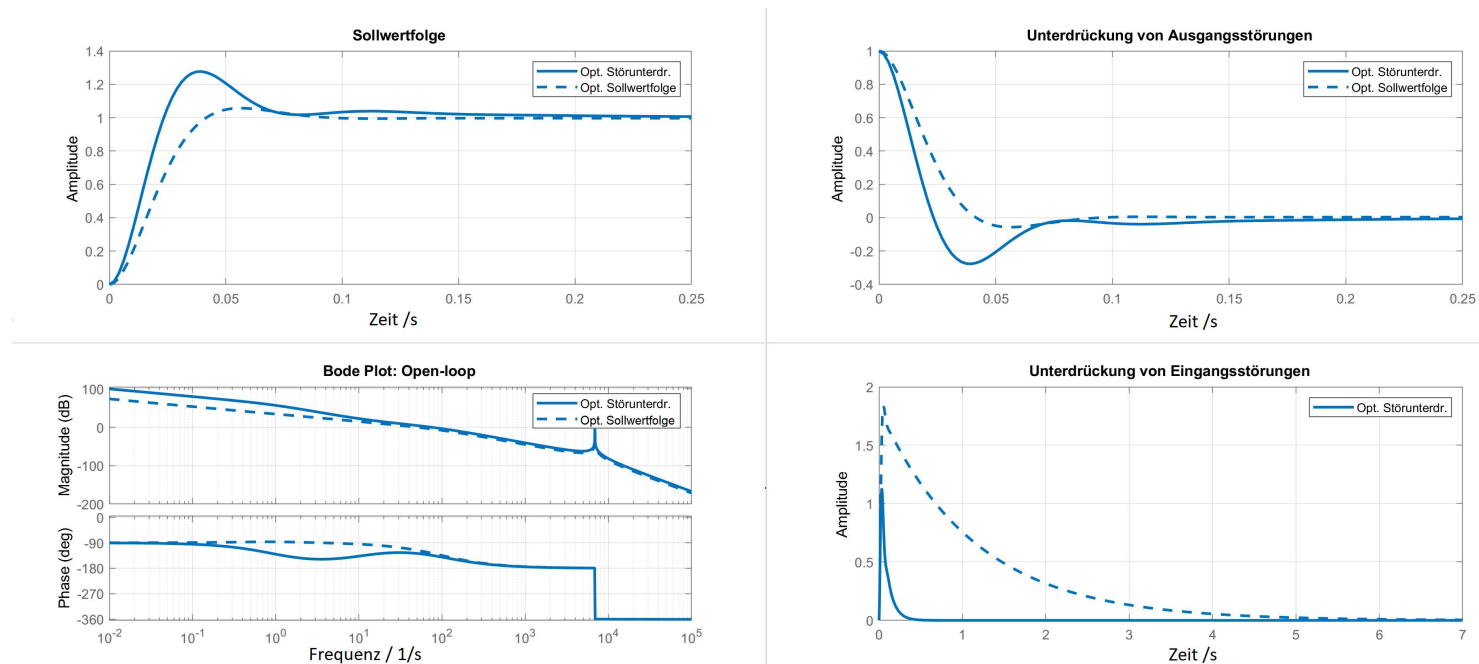


Abbildung B.9.1: Unterschiedliche Optimierungsziele bei der Stromreglerauslegung von TS_1 und TS_2 . Für die Realisierung werden zunächst Parameter nahe des Betragsoptimums gewählt (gestrichelte Linie). Sollten sich in Betrieb Probleme durch Störgrößen ergeben, müssen die Reglerparameter für eine bessere Störunterdrückung angepasst werden (durchgezogenen Linien). Gerade die Unterdrückung von Eingangsstörungen ist dann deutlich reaktiver. Bei Sollwertsprüngen käme es zu einem Überschwingen von ca. 25 %, was letztendlich nicht besonders relevant ist, da Sollwertsprünge im Normalbetrieb durch eine Begrenzung der Sollwertänderungsgeschwindigkeit abgebildert werden.

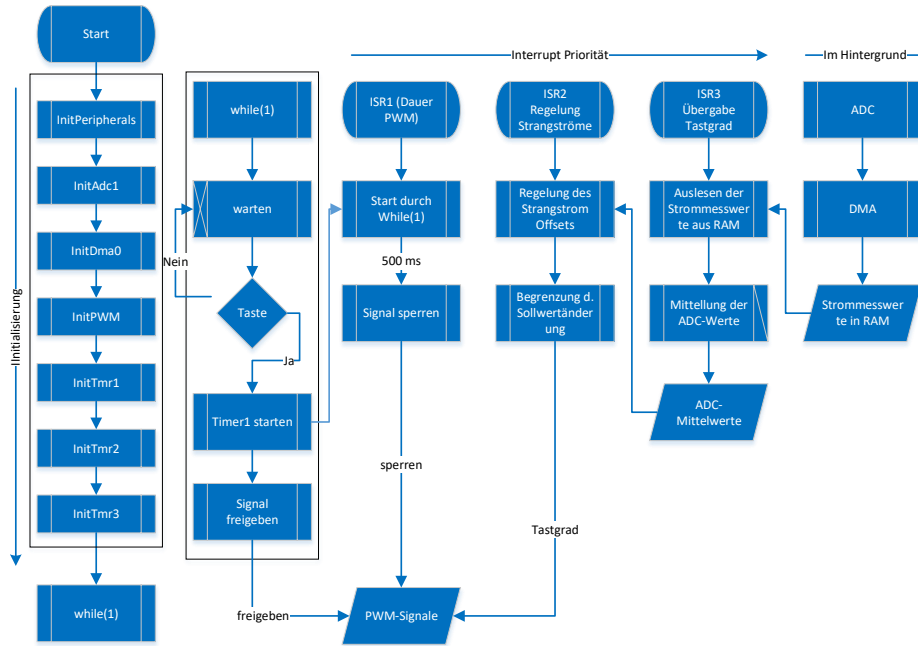


Abbildung B.9.2: Programmablaufplan für den Gleichspannungssteller

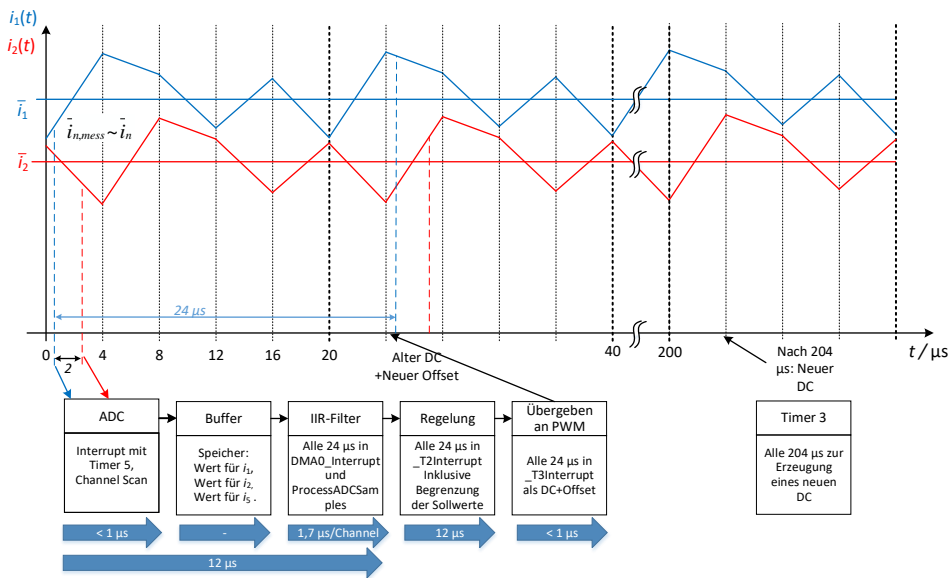


Abbildung B.9.3: Zeitliches Abfolgediagramm der Gleichspannungssteller-Regelung

ANHANG SYSTEMBESCHREIBUNG

C.1 GLEICHSPANNUNGSWANDLER

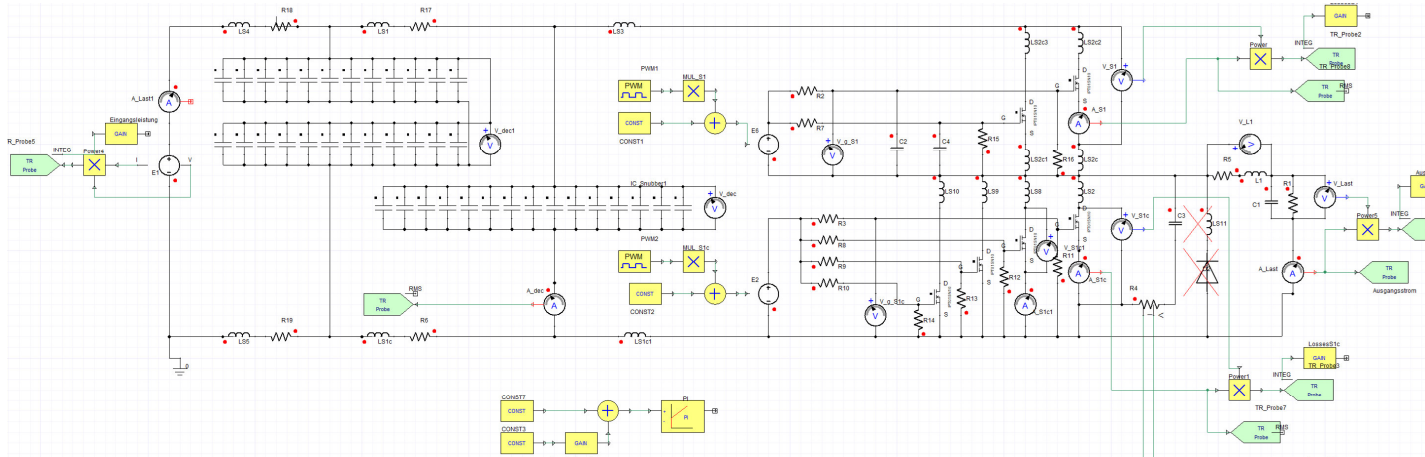


Abbildung C.1.1: Simulationsmodell einer Halbbrücke zur Untersuchung der Schaltvorgänge.

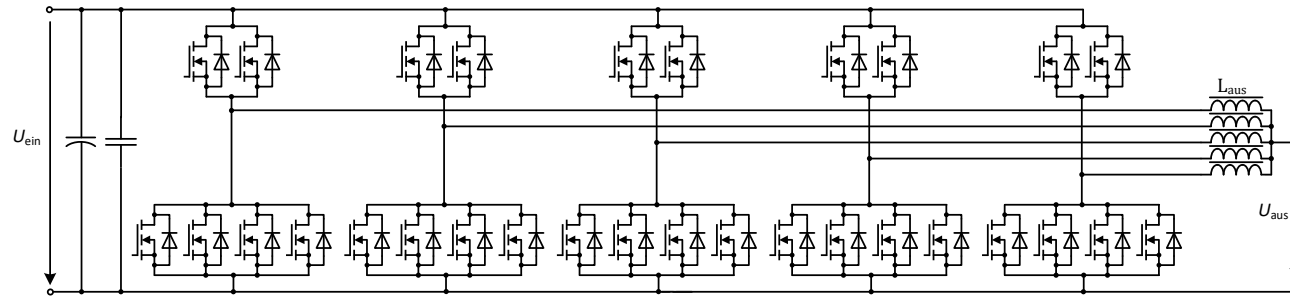


Abbildung C.1.2: Schematisch Anordnung der Halbleiter in einem Leistungsmodul. In TS₁ ist die Ausgangsdrossel L_{aus} ungekoppelt, in TS₂ ist L_{aus} magnetisch gekoppelt.

LITERATUR

- [1] Manfred Albach. 'Induktivitäten in der Leistungselektronik'. In: *ECPE e.V. - Mitschriften zur Cluster Schulung*. 2016.
- [2] P. Alou, J. A. Oliver, O. García, R. Prieto und J. A. Cobos. 'Comparison of Current Doubler Rectifier and Center Tapped Rectifier for Low Voltage Applications'. Englisch. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. Twenty-First Annual IEEE*. Applied Power Electronics Conference und Exposition, 2006. Twenty-First Annual IEEE. Dallas, USA, 2006.
- [3] Abuzar Amir. *Comparative Analysis of Loss Mechanisms in Resistance Spot Welding Technologies*. Paderborn University - Master Thesis, 2020.
- [4] Inc. ANSYS. *ANSYS Electronics Desktop*. Software. 2016. URL: <https://www.ansys.com/de-de/products/electronics/ansys-electronics-desktop>.
- [5] S. Aslanlara, A. Ogurb, U. Ozsaraca und E. Ilhana, Hrsg. *Welding time effect on mechanical properties of automotive sheets in electrical resistance spot welding*. *Materials & Design* 29.7 (2008).
- [6] Vit Babuska, Scott M. Beatty, Brett J. deBlonk und Jerry L. Fausz. 'A Review of Technology Developments in Flywheel Attitude Control and Energy Transmission Systems'. In: *IEEE Aerospace Conference Proceedings* (2004).
- [7] Andreas Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe - Grundlagen Betriebsverhalten*. Englisch. Berlin, Springer-Verlag, 2012.
- [8] BMW Group. *BMW Nachhaltigkeitsbericht 2017*. Deutsch. Abgerufen am: 20.02.2019. BMW Group. März 2018. URL: https://www.bmwgroup.com/content/dam/bmw-group-websites/bmwgroup_com/ir/downloads/de/2017/BMW-Group-Nachhaltigkeitsbericht-2017--DE.pdf.
- [9] Joachim Böcker. *Skript zur Vorlesung: Geregelt Drehstromantriebe*. Englisch. Universität Paderborn, Jan. 2016.
- [10] Joachim Böcker. *Skript zur Vorlesung: Antriebe für umweltfreundliche Fahrzeuge*. Englisch. Universität Paderborn, März 2018.
- [11] Hans-Hermann Braess und Ulrich Seiffert. *Vieweg Handbuch Kraftfahrzeugtechnik*. Englisch. Berlin, Springer-Verlag, 2013.
- [12] Thorsten Bülo. *Methode zur Evaluation leistungselektronischer Schaltungstopologien für die Anwendung in dezentralen Netzeinspeisern kleiner Leistung*. Kassel university press GmbH, 2011.

- [13] M. J. Carlin. 'Design of a High-Speed Motor-Alternator for Flywheel Energy Storage Systems'. Magisterarb. Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, USA, 1997.
- [14] Bruce Carsten. 'Converter Component Load Factors - A Performance Limitation of Various Topologies'. In: *PCI 1988 Proceedings*. 1988.
- [15] I. Cohen. 'Evaluation and Comparison of Power Conversion Topologies'. In: *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*. 1993.
- [16] Bernardo Cougo, Valentin Costan, Thierry Meynard, François Forest und Eric Labouré. 'A New Intercell Transformer for Interleaved Converters'. Englisch. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*. 13th European Conference on Power Electronics und Applications, 2009. EPE '09. Barcelona, 2009.
- [17] Bernardo Cougo, Thomas Friedli, David O. Boillat und Johann W. Kolar. 'Comparative Evaluation of Individual and Coupled Inductor Arrangements for Input Filters of PV Inverter Systems'. Englisch. In: *International Conference of Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*. International Conference of Integrated Power Electronics Systems (CIPS). Nürnberg, 2012.
- [18] Jens Czogalla, Jieli Li und Charles R. Sullivan. 'Automotive Application of Multi-Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter'. Englisch. In: *Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting*. Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting. Salt Lake City, 2003.
- [19] DCTI. *Speichertechnologie 2013*. Englisch. DCTI. DCTI, 2013. ISBN: 978-3-942292-17-7. URL: http://www.dcti.de/fileadmin/pdfs_dcti/DCTI_Speichertechnologie_web.pdf.
- [20] Deutsches Institut für Normung. *DIN 8593-0:2003-09 Fertigungsverfahren Fügen - Teil 0: Allgemeines; Einordnung, Unterteilung, Begriffe*. DIN, Sep. 2003.
- [21] Deutsches Institut für Normung. *DIN 1910-100:2008-02 Schweißen und verwandte Prozesse - Begriffe - Teil 100: Metallschweißprozesse mit Ergänzungen zu DIN EN 14610:2005*. Feb. 2008.
- [22] Ulrich Dilthey. *Schweißtechnische Fertigungsverfahren 1: Schweiß- und Schneidtechnologien*. Hrsg. von VDI-BUCH. 3. Aufl. Bd. 1. Springer, Berlin, Heidelberg, 2006.
- [23] Ulrich Dilthey. *Schweißtechnische Fertigungsverfahren 2: Verhalten der Werkstoffe beim Schweißen*. Hrsg. von VDI-BUCH. 3. Aufl. Bd. 1. Springer, Berlin, Heidelberg, 2007.
- [24] Ibrahim Dincer und Marc Rosen. *Thermal Energy Storage: Systems and Applications*. Bd. 1. John Wiley & Sons, 2002. ISBN: 978-0471495734.
- [25] Carsten Duppe, Christian Hecker und Matthias Bandorf. 'Bahnvorrichtung mit einem Schwungmassenspeicher'. Englisch. DE102012211969 A1 (Deutschland). Juli 2012.

- [26] EECS Department of the University of California at Berkeley. *SPICE*. Software. Spice3f. 1996. URL: <http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE/>.
- [27] H. Figge, T. Grote und F. Schafmeister. 'Two-Phase Interleaving Configuration of the LLC Resonant Converter - Analysis and Experimental'. Englisch. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. IECON 2013. Wien, 2013.
- [28] T. Finken, M. Felden und K. Hameyer. 'Comparison and Design of Different Electrical Machine Types Regarding their Applicability in Hybrid Electrical Vehicles'. Englisch. In: *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*. Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines. Vilamoura, 2008.
- [29] Francois Forest, Thierry A. Meynard, Eric Laboure, Valentin Costan, Emmanuel Sarraute, Alain Cuniere und Thierry Martire. 'Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers'. Englisch. In: *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 22, NO. 3* (Mai 2007), S. 934–942.
- [30] Bernardo Cougo Franca. *Design and Comparison of Inductors and Intercell Transformers for Filtering of PWM Inverter Output*. Englisch. Institut National Polytechnique de Toulouse, Dissertation, 2010.
- [31] František Štěpán (EATON). *Residual Current Devices - Application guide; BR019003EN; Download 10.04.2021; Erst. 28.03.2017; Mod. 11.11.2019*.
- [32] T. Friedli, M. Hartmann und J. W. Kolar. 'The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems - Part II'. In: *IEEE Transactions on Power Electronics, vol. VOL. 29*. 2014.
- [33] Thomas Friedli und Johann Walter Kolar. 'A Semiconductor Area Based Assessment of AC Motor Drive Converter Topologies'. In: *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC*. 2009.
- [34] Norbert Fröhleke. *Skript zur Vorlesung: Elektronische Stromversorgungen*. Englisch. Paderborn, Universität Paderborn, 2014.
- [35] Marc Hagemeyer, Norbert Fröhleke, Joachim Böcker, Bernd Rödder, Lars Aßmann und Bernd Völkel. 'Design of a Flywheel Energy Storage System for High-Current Pulsating Loads'. In: *12th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. 2017.
- [36] Marc Hagemeyer, Norbert Fröhleke, Dora Venkata Mohana Murali Krishna und Joachim Böcker. 'Development of a Flywheel Energy Storage-Based Welding System'. In: *IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. 2016.
- [37] Marc Hagemeyer, Frank Schafmeister und Joachim Böcker. 'Coupled Inductor Design for Interleaved High-Current DC-DC Converters'. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2018.

- [38] Marc Hagemeyer, Peter Wallmeier, Frank Schafmeister und Joachim Böcker. 'Comparison of Unidirectional Three- and Four-Wire-Based Boost PFC-Rectifier Topologies for Non-Isolated Three-Phase EV On-Board Chargers Under Common-Mode Aspects'. In: *Applied Power Electronics Conference (APEC)*. 2021.
- [39] Z. Han, J. Orozco, J. E. Indacochea und C. H. Chen, Hrsg. *Resistance Spot Welding: A Heat Transfer Study*. Welding Research Supplement, 1998.
- [40] M. Hartmann, H. Ertl und J. W. Kolar. 'EMI Filter Design for a 1 MHz, 10 kW Three-Phase/Level PWM Rectifier'. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.: 26. 2011.
- [41] Michael Hartmann. 'Ultra-compact and ultra-efficient three-phase PWM rectifier systems for more electric aircraft'. Diss. ETH Zürich, 2011.
- [42] Petra Icha und Gunter Kuhs. *Entwicklung der spezifischen Kohlendioxid-Emissionen des deutschen Strommix in den Jahren 1990 - 2016*. Climate Change 15/2017. Umweltbundesamt, 2017.
- [43] Dejan Jovanović, Houman Pezeshki, Mark A. H. Broadmeadow, Geoffrey R. Walker und Gerard F. Ledwich. 'Current-Balancing Technique for Paralleled Interleaved Inverters with Magnetically Coupled Inductors'. In: *IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. 2017.
- [44] Temur Khan. *Examination of the Suitability of Wide Bandgap Semiconductors for High Current DC-DC Converters*. Paderborn University, 2018.
- [45] J. W. Kolar und F. C. Zach. 'A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules'. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* VOL. 44. 1997.
- [46] Dora Venkata Mohana Murali Krishna. 'Compact Storage Based Resistance Spot Welding Power Supplies'. Englisch. Diss. Paderborn University, 2016.
- [47] Eric Laboure, Alain Cuniere, T. A. Meynard, Francois Forest und Emmanuel Sarraute. 'A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters'. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol.: 23. 2008.
- [48] Johannes Lang. 'Kinetische Speicherung von Elektrizität'. In: *BINE projektinfo 11/03* (2011).
- [49] Qiang Li, Yan Dong, Fred C. Lee und David Joel Gilham. 'High-Density Low-Profile Coupled Inductor Design for Integrated Point-of-Load Converters'. Englisch. In: *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 28, NO. 1 (Jan. 2013), S. 547-554.

- [50] J. A. Martinez. 'Modeling and Characterization of Energy Storage Devices'. In: *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting, San Diego, USA*. 2011.
- [51] MathWorks. *MATLAB*. Software. 2018b. 2018. URL: <https://de.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [52] MathWorks. *Simulink*. Software. Version 9.2. 2018. URL: <https://de.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [53] Klaus-Jürgen Matthes und Werner Schneider. *Schweißtechnik: Schweißen von metallischen Konstruktionswerkstoffen*. Bd. 6. Hanser Verlag München, 2016.
- [54] Hiroshi Murakami, Yukio Honda, Hiroyuki Kiriya, Shigeo Morimoto und Yoji Takeda. 'The Performance Comparison of SPMSM, IPMSM and SynRM in use as Air-Conditioning Compressor'. Englisch. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*. Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Phoenix, USA, 1999.
- [55] Hung Nguyen-Schäfer. *Numerische Auslegung von Wälzlagern - Lagerreibung und Versagenmechanismen*. pp 183-197. Springer Vieweg, Berlin, Heidelberg, 2017. ISBN: 978-3-662-54988-9.
- [56] In Gyu Park und Seon Ik Kim. 'Modeling and Analysis of Multi-Interphase Transformers for Connecting Power Converters in Parallel'. In: *PESC. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1997.
- [57] Sam G. Parler. 'Improved Spice Models of Aluminum Electrolytic Capacitors for Inverter Applications'. In: *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*. Bd. VOL. 39. NO. 4. Aug. 2003.
- [58] R. Peña-Alzola, R. Sebastián, J. Quesada und A. Colmenar. 'Review of Flywheel based Energy Storage Systems'. In: *Proceedings of the 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (2011)*.
- [59] F. Rafik, H. Gualous, R. Gallay, A. Crausaz und A. Berthon. 'Frequency, Thermal and Voltage Supercapacitor Characterization and Modeling'. In: *Journal of Power Sources 165 (2007) 928-934* 165 (2007), S. 928-934.
- [60] Philipp Rehlaender, Sergey Tikhonov, Frank Schafmeister und Joachim Boecker. 'Dual Interleaved 3.6 kW LLC Converter Operating in Half-Bridge, Full-Bridge and Phase-Shift Mode as a Single-Stage Architecture of an Automotive On-Board DC-DC Converter'. In: *22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), France*. 2020.
- [61] Petrus J. Janse van Rensburg. 'Energy Storage in Composite Flywheel Rotors'. Magisterarb. Stellenbosch University, 2011.

- [62] M. Roth. 'Ein Beitrag zur Loesung des Zielkonflikts zwischen Performance und Kraftstoffverbrauch bei modernen Sportwagen'. Diss. Technische Universität Ilmenau, Germany, 2010.
- [63] Rubycon Corporation. *Aluminum Electrolytic Capacitor Technical Notes - Life*. Techn. Ber. Rubycon Corporation, 2018. URL: <http://www.rubycon.co.jp/en/products/alumi/technote4.html#5>.
- [64] A. D. Sapowith und W. E. Handy. *A Composite Flywheel Burst Containment Study*. Techn. Ber. Lawrence Livermore National, 1982.
- [65] Frank Schafmeister. 'Gleichtaktfreie dreiphasige potentialgebundene OnBord-Lader für EVs'. PCT/DE2020/100377 - Abgabe des Patenttrags 23.05.2019. 2020.
- [66] Günter Schulze. *Die Metallurgie des Schweißens*. Bd. 4. Springer-Verlag, 2009. ISBN: 978-3-642-03182-3.
- [67] Skeleton. *Ultracapacitor Voltage, Temperature, and Lifetime - Capacitance and resistance change in time during the continuous cycling*. Techn. Ber. 161122. Skeleton, 2016. URL: www.skeletontech.com.
- [68] Dietrich Stade, Helge Schäfer und Peter Ulrich. 'Power Quality in Netzen mit Schweißanlagen der Automobilindustrie'. Englisch. In: *ETZ - Elektrotechnik + Automation* (2006), S. 1-4.
- [69] Benjamin Strothmann, Frank Schafmeister und Joachim Bocker. 'Common Mode Analysis of Non-Isolated Three-Phase EV-Charger for Bi-Directional Vehicle-to-Grid Operation'. In: *PCIM Europe 2019, 7 - 9 May 2019, Nuremberg, Germany*. 2019.
- [70] Andrej Stupar, Thomas Friedli, Johann Miniböck, Mario Schweizer und Johann Walter Kolar. 'Towards a 99 Percent efficient three-phase buck-type PFC rectifier for 400 V DC distribution systems'. Englisch. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*. 2011.
- [71] Frank Täubner. *Schwungradspeicher in Vision und Realität*. Techn. Ber. rosseta Technik GmbH, 2016.
- [72] Miro Uran. 'Qualitätsüberwachung beim Widerstandspunktschweißen mittels mehrparametrischer Analyse'. Diss. Technische Universität Berlin, 2004.
- [73] Inc Vishay Intertechnology. *Engineering Solutions - Aluminum Capacitors in Power Supplies*. Techn. Ber. VMN-PL0359-1204. Vishay Intertechnology, Inc, 2012.
- [74] Volkswagen. *Marke Volkswagen will Umweltauswirkungen der Produktion bis 2025 fast halbieren*. VW. Mai 2017. URL: https://www.volkswagenag.com/de/news/2017/05/volkswagen_environmental_impact.html#.
- [75] Klas Weman. *Welding Processes Handbook*. Hrsg. von Cambridge. Woodhead Publishing Series in Welding und Other Joining Technologies, 2011.

- [76] N. T. Williams und J. D. Parker. 'Review of resistance spot welding of steel sheets'. In: Hrsg. von IoM Communications Ltd und ASM International. Maney for the Institute of Materials, Minerals, Mining und ASM International, 2004. Kap. Modelling and control of weld nugget formation, S. 45–75.
- [77] Pit-Leong Wong, Qiauoquiao Wu, Peng Xu, Bo Yang und Fred C. Lee. 'Investigating coupling Inductors in the Interleaveing QSW VRM'. Englisch. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Applied Power Electronics Conference und Exposition (APEC). New Orleans, 2000.
- [78] Pit-Leong Wong, Peng Xu, Bo Yang und Fred C. Lee. 'Performance improvement of interleaving VRMs with Coupling Inductors'. Englisch. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 16.4 (2001).
- [79] Bo Yang. *Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System*. Englisch. Blacksburg, USA, Virginia Polytechnic Institute und State University, 2003.
- [80] Kaiwei Yao, Mao Ye, Ming Xu und Fred C. Lee. 'Tapped-Inductor Buck Converter for High-Step-Down DC-DC Conversion'. In: *IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 20, NO. 4*. 2005.
- [81] S. Y. Yoo, H.C. Lee und M.D. Noh. 'Optimal Design of Micro Flywheel Energy Storage System'. In: *International Conference on Control, Automation and Systems, Seoul*. 2008.
- [82] Guangyong Zhu, Brent A. McDonald und Kunrong Wang. 'Modeling and Analysis of Coupled Inductors in Power Converters'. In: *IEEE Transactions on Power Electronics Vol.:* 26. 2011.

EHRENWÖRTLICHE ERKLÄRUNG

Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Dissertation selbständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Quellen und Hilfsmittel verfasst habe. Wörtlich übernommene Sätze oder Satzteile sind als Zitat belegt, andere Anlehnungen, hinsichtlich Aussage und Umfang, unter Quellenangabe kenntlich gemacht. Außerdem versichere ich, dass die vorgelegte elektronische mit der schriftlichen Version der Dissertation übereinstimmt und die Abhandlung in dieser oder ähnlicher Form noch nicht anderweitig als Promotionsleistung vorgelegt und bewertet wurde.

Bielefeld, August 2022

Marc Hagemeyer

COLOPHON

This document was typeset using the typographical look-and-feel `classicthesis` developed by André Miede. The style was inspired by Robert Bringhurst's seminal book on typography "*The Elements of Typographic Style*". `classicthesis` is available for both \LaTeX and \L\X :

<https://bitbucket.org/amiede/classicthesis/>

Happy users of `classicthesis` usually send a real postcard to the author, a collection of postcards received so far is featured here:

<http://postcards.miede.de/>

Final Version as of 21st August 2022 (`classicthesis` Version 1.0).