

Entwicklung eines neuen sicheren Verfahrens zur Verbesserung der Betriebssicherheit bei der Speisung von elektrischen Antrieben durch den Matrixumrichter

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informatik
der Universität Siegen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Diplom-Ingenieur Markus Pfeifer

aus Brachbach

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Günter Schröder
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dietmar Ehrhardt
Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Mustafa Kizilcay

Tag der mündlichen Prüfung: 22. Juli 2010

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird ein Verfahren vorgestellt, bei dem der Matrixumrichter von einem zu jedem Zeitpunkt zur Verfügung stehenden Freilaufkreis geschützt wird. Dieser führt bei Bedarf den induktiven Laststrom, so dass die Bauteile des Umrichters keinen Schaden nehmen können. Mit dieser Eigenschaft sind keine aufwändigen Kommutierungs-Steuerverfahren notwendig, um den Matrixumrichter sicher betreiben zu können. Weitere Vorteile entstehen dadurch, dass auf einen normalerweise zum Schutz notwendigen Pufferkondensator verzichtet werden kann. Dadurch lassen sich das Bauvolumen, das Gewicht und die Kosten des Umrichters reduzieren.

Abstract

In this work a method is presented, by which the matrix converter is protected by a free wheeling path available at any time. This carries the inductive load current if necessary, so that the parts of the inverter can not be damaged. With this feature, no complicated commutation strategies and control methods are necessary to operate the matrix converter safely. Other advantages arise because the capacitor normally needed for protection can be omitted. So the size, the weight and the costs of the inverter are reduced.

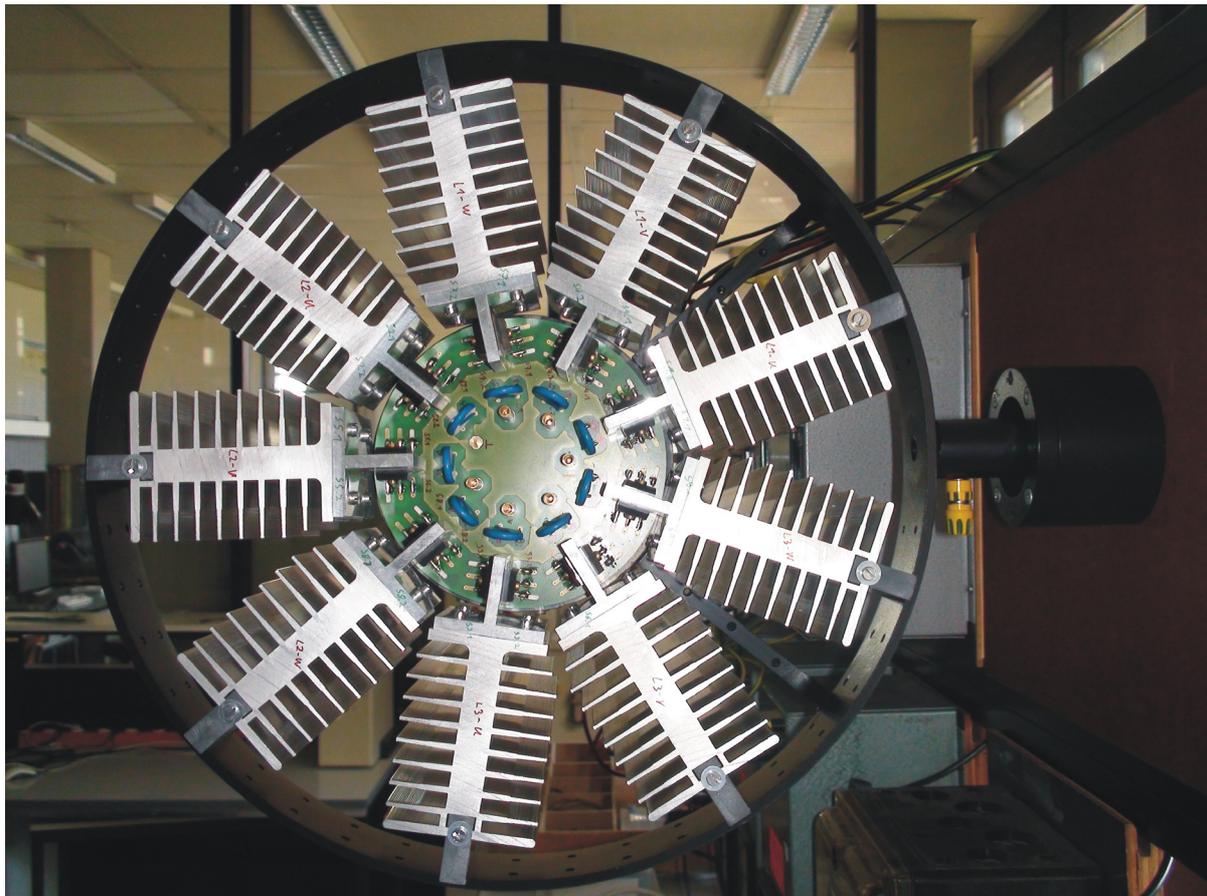


Abb. 1: Leistungsteil des dreiphasigen Matrixumrichter

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Automatisierungstechnik der Universität Siegen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Günter Schröder möchte ich an dieser Stelle ganz besonders danken. Seine umfassende wissenschaftliche Unterstützung und Förderung hat wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Ich danke ihm außerdem für die Übernahme des Gutachtens und die damit verbundene Zeit und Mühe.

Mein herzlicher Dank gilt ebenso Herrn Prof. Dr.-Ing. Dietmar Ehrhardt für das der Arbeit entgegen gebrachte Interesse und für die Anregungen die meine Arbeit bereichert haben. Über die Übernahme eines Gutachtens habe ich mich sehr gefreut.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Mustafa Kizilcay möchte ich für die Übernahme der Leitung des Promotionsverfahrens und die damit verbundene Arbeit danken.

Meine Kollegen waren mir jederzeit hochgeschätzte Ansprechpartner sowohl in wissenschaftlichen, als auch in persönlichen Belangen. Dafür danke ich ihnen sehr. Außerdem danke ich der kleinen Schar Studenten, die mit ihren Diplom-, Master- und Studienarbeiten zum Fortschritt der Arbeit beitrugen.

Meinen Eltern danke ich für die langjährige Unterstützung während meines Studiums und darüber hinaus. Meiner Frau Christina danke ich für den Beistand und ihre vielfältige Unterstützung.

Der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) danke ich für die finanzielle Grundlage in Gestalt des Projekts "Verbesserung der Betriebssicherheit beim Matrixumrichter".

Auch möchte ich mich bei der Firma IXYS, die für dieses Projekt die Halbleiterschalter zur Verfügung gestellt hat, für die Unterstützung bedanken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Umrichterarten	2
2.1	Zwischenkreisumrichter	3
2.1.1	Umrichter mit Stromzwischenkreis	3
2.1.2	Umrichter mit Spannungszwischenkreis	4
2.2	Direktumrichter Matrixumrichter	5
2.3	Zusammenfassung Kapitel 2	6
3	Leistungshalbleiter	7
3.1	Leistungshalbleiter beim Matrixumrichter	7
3.1.1	Leistungshalbleiter als Zweiwegeventile	7
3.1.2	Diodenbrücke mit IGBT	7
3.1.3	Kollektorseitig verbundene IGBT's	8
3.1.4	Emitterseitig verbundene IGBT's	8
3.1.5	Rückwärtssperrfähige IGBT's	8
3.1.6	Untersuchung der Verluste	9
3.1.7	Modulbauform	9
3.1.8	Ausblick Leistungshalbleiter	10
3.2	Zusammenfassung Kapitel 3	11
4	Stand der Technik in Bezug auf den Schutz des Matrixumrichters	11
4.1	Überspannungsschutz mit Gleichrichterbrücke und Kondensator	12
4.2	Überspannungsschutz mit Varistoren	13
4.3	Überspannungsschutz durch Active Gate Clamping	14
4.4	Überstromschutz unter Zuhilfenahme eines Shunt	15
4.5	Überstromschutz unter Zuhilfenahme eines LEM-Wandlers	15
4.6	Überstromschutz unter Zuhilfenahme eines SMD-Stromsensors	15
4.7	Überstromschutz mit Hilfe der V_{CE} -Überwachung	16
4.8	Kommutierungsverfahren beim Matrixumrichter	18
4.8.1	4-Schritt-Kommutierung	19
4.8.2	2-Schritt-Kommutierung	21
4.8.3	1-Schritt-Kommutierung	22
4.8.4	METZI-Kommutierung	23
4.8.5	Kommutierung mit 30° Sicherheit	25
4.9	Probleme der Kommutierungsverfahren	28
4.9.1	Bestimmung der Führungsgrößen	28
4.9.2	Aussetzung der Schalthandlungen	29
4.9.3	Reduzierung von Schaltzuständen	30
4.9.4	Nicht beherrschbare Situationen	31
4.10	Zusammenfassung Kapitel 4	31
5	Freilaufkreis für den Matrixumrichter	32
5.1	Erreichte Sicherheit	40
5.2	Detektion eines Phasenausfalls	41
5.3	Realisierung des schaltbaren Freilaufkreises in Hardware	44
5.3.1	Schalthandlungen der Leistungshalbleiter des Freilaufkreises	46
5.3.2	Spannungsmessung beim schaltbaren Freilaufkreis	48
5.3.3	Ansteuerlogik des schaltbaren Freilaufkreises	54
5.4	Zusammenfassung Kapitel 5	58

6 Realisierung des Matrixumrichters in Hardware	58
6.1 Prozessorboard	60
6.2 Realisierung des Überstromschutzes der Leistungshalbleiter	60
6.3 Strom-Spannungsmessschaltungen mit aktivem Filter und A/D-Wandler	61
6.4 Die Schaltermatrix des Matrixumrichters	62
6.5 Filter des Matrixumrichters	63
6.5.1 Netzfilter	63
6.5.2 Ausgangsfilter	65
6.6 Gesamtaufbau des Matrixumrichters	66
6.7 Zusammenfassung Kapitel 6	67
7 Steuerverfahren	68
7.1 Steuerverfahren Raumzeigermodulation	68
7.1.1 Allgemeine Einführung in die Raumzeigermodulation	68
7.1.2 Erzeugung von Ausgangsgrößen	69
7.1.3 Spannungs-Zeitproportionalität	71
7.1.4 Erzeugung eines sinusförmigen Ausgangsspannungsverlaufs mit einem Wechselrichter	71
7.2 Raumzeigermodulation beim Zwischenkreisumrichter	73
7.2.1 Berechnung der Zeiten t_0 , t_R und t_L	73
7.2.2 Berechnung der Amplitude und des Winkels der Zustandszeiger	76
7.3 Raumzeigermodulation beim Matrixumrichter	80
7.3.1 Mögliche Schalterstellungen des Matrixumrichters	80
7.3.2 Berechnung der Zeiten t_0 , t_R und t_L	80
7.3.3 Berechnung der Zustandszeiger	83
7.3.4 Einteilung der Zustandszeiger in Sektoren	93
7.3.5 Kriterien der Minimalanforderungen an mögliche Zustandszeiger	94
7.3.6 Einfluss von Randbedingungen auf die die Raumzeigermodulation	98
7.3.7 Kommutierungszeit t_k	99
7.3.8 Ruhezeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$	100
7.3.9 Unerlaubte Bereiche für t_R , t_L und t_0 bzw. Z_R , Z_L und Z_0	101
7.3.10 Sortierung der Schaltzustände	103
7.4 Zusammenfassung Kapitel 7	103
8 Messergebnisse	104
8.1 Messergebnisse zum schaltbaren Freilaufkreis	104
8.2 Ergebnisse der implementierten Raumzeigermodulation	110
8.3 Messergebnisse im Generatorbetrieb der Maschine	118
8.4 Zusammenfassung Kapitel 8	119
9 Zusammenfassung und Ausblick	121
Abbildungsverzeichnis	123
Tabellenverzeichnis	127
Symbolverzeichnis	129
Literaturverzeichnis	131

1 Einleitung

Im 21. Jahrhundert steht die Technik vor neuen Herausforderungen: Angesichts der Rohstoffknappheit gewinnt die Forschung zum Einsatz regenerativer Energien zunehmend an Bedeutung. Dabei müssen Methoden entwickelt werden, um Ressourcen wie Windenergie, Wasserkraft oder Sonnenlicht möglichst effektiv in elektrische Energie umzuwandeln. Damit diese Energie in Haushalten oder in der Industrie nutzbar ist, muss sie in das bereits bestehende Stromnetz eingespeist werden. Dies ist oft nicht ohne Weiteres möglich, da die Ausgangsspannung aus den Generatoren in ihrer Beschaffenheit nicht mit der der Spannung im Stromnetz übereinstimmt. Es ist Aufgabe der Leistungselektronik, mit Hilfe von Frequenzumrichtern oder Wechselrichtern die Ausgangsspannung so anzupassen, dass sie ins Stromnetz eingespeist werden kann. Die Entwicklung innovativer Frequenzumrichter ist also einerseits durch die zunehmende Nutzung regenerativer Energie bedingt, andererseits wird diese natürlich auch durch den wachsenden Markt für Leistungselektronik in industrieller Antriebstechnik voran gebracht. Gerade in den letzten Jahren war deutlich zu beobachten, dass viele Aufgabenstellungen, die in der Vergangenheit mit Konstantantrieben (z.B. Asynchronmaschine am starren Netz) machbar waren, mittlerweile durch elektrische Maschinen an Frequenzumrichtern abgelöst werden. Der Grund dafür ist neben der hohen Flexibilität solcher Antriebe der mittlerweile erschwingliche Preis. Die oben besprochenen Probleme werden heutzutage mit Zwischenkreisumrichtern bewältigt, die eine Wechselspannung gleichrichten, sie in Zwischenkreiskondensatoren einspeisen und aus der Gleichspannung ein Wechselspannungssystem beliebiger Frequenz und Amplitude erzeugen. Obwohl Zwischenkreisumrichter heute Stand der Technik sind, haben sie einige topologiebedingte Nachteile. Lebensdauer begrenzender Faktor einer solchen leistungselektronischen Schaltung sind in der Regel die verwendeten Elektrolytkondensatoren, die mit hohen Strömen belastet werden. Hier sind es die Zwischenkreiskondensatoren, die den Frequenzumrichter maßgeblich in Leistungsdichte und/oder Lebensdauer einschränken. Ein typischer Elektrolytkondensator hat unter Nennbedingungen eine Lebensdauer von wenigen tausend Stunden [50]. Potential zur Optimierung besteht außerdem hinsichtlich der Verluste, welche im Gleichrichter, in den Kondensatoren und im Wechselrichter anfallen. Schließlich ist der Zwischenkreisumrichter in der ursprünglichen Form nicht in der Lage, Energie in das Netz zurück zu speisen, so dass die elektrische Energie, die beim Bremsen der Maschine anfällt, durch Widerstände in Wärme umgesetzt wird. Da es erheblichen Aufwand bedeutet, den Umrichter rückspeisefähig aufzubauen, wird gerade bei kleinen Antrieben häufig darauf verzichtet. Die erwähnten Unzulänglichkeiten sind in Bezug auf den Matrixumrichter, mit dem sich diese Arbeit beschäftigt, zu sehen. Dieser Typ von Frequenzumrichtern erzeugt direkt aus einem dreiphasigen Eingangssystem ein ein- oder mehrphasiges Ausgangssystem, indem die am Eingang zur Verfügung stehenden Momentanwerte der Spannungen geschickt auf den oder die Ausgänge geschaltet werden. Der entscheidende Vorteil besteht darin, dass die Verschaltung der Leistungshalbleiter, wenn sie für ein dreiphasiges Ausgangssystem ausgelegt ist, völlig symmetrisch bezogen auf Ein- und Ausgang ist. Das bedeutet, der Matrixumrichter kann ohne weitere Maßnahmen Energie in beide Richtungen transportieren und ist damit rückspeisefähig. Es ist zu beachten, dass es sich um einen Direktumrichter handelt, der keinen Zwischenkreis und damit auch keine anfälligen Elektrolytkondensatoren verwendet. Die theoretischen Ansätze des Matrixumrichters und dessen Vorzüge sind schon seit vielen Jahren bekannt, jedoch standen der Markteinführung im

Wesentlichen zwei Probleme im Weg. Das eine war die enorme Rechenleistung, die allein zum Ermitteln der Schaltzustände nötig ist. In diesem Bereich ist die Entwicklung schnell voran geschritten, so dass moderne Digitale Signal-Prozessoren mit Taktfrequenzen im GHz-Bereich in Verbindung mit FPGAs zur Realisierung von hochintegrierten Logikfunktionen zur Verfügung stehen und die Hürde der Rechenleistung nehmen. Das zweite, wesentlich größere Problem ist, dass die IGBT's (Insulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor) des Umrichters während des Abschaltens vor Überspannungen in Folge von unterbrochenen Strömen, die durch Induktivitäten getrieben werden, geschützt werden müssen. In der Vergangenheit hat es verschiedene Ansätze gegeben, die versuchten, dieses Problem zu lösen. Aufgrund bestimmter Nachteile oder eines zu großen Aufwandes hat sich keine der Methoden wirklich durchgesetzt. Deshalb wird sich diese Arbeit mit einem neuen Ansatz zum Schutz der Leistungshalbleiter und mit einer einfacheren Ansteuerung des Matrixumrichters beschäftigen.

2 Umrichterarten

Umrichter sind Umformer und Steuereinrichtungen der elektrischen Energie unter Verwendung von Leistungshalbleitern. Dabei werden eine oder mehrere elektrische Größen (Spannung, Strom, Frequenz, Anzahl der Phasen) verändert. In Abbildung 2.1 sind die grundlegenden Umformmöglichkeiten der elektrischen Energie dargestellt.

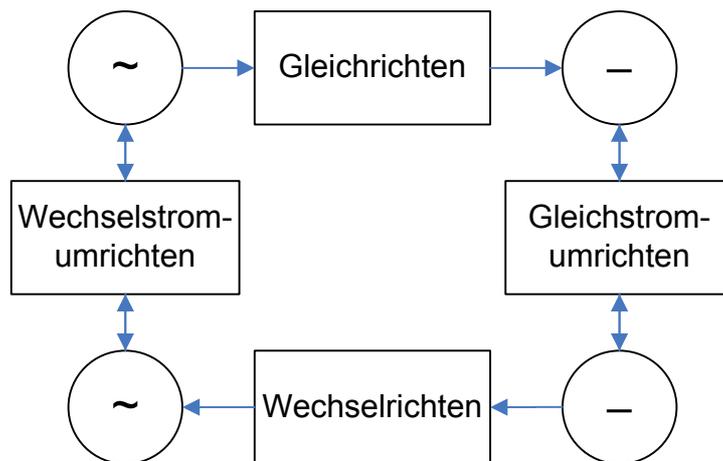


Abb. 2.1: Umrichtermöglichkeiten

In heutigen modernen elektrischen Antriebseinheiten kommen meist Drehstrommaschinen zum Einsatz, die über Umrichter an ein Drehstromnetz angeschlossen sind. In Abbildung 2.1 werden die prinzipiellen Umformmöglichkeiten dargestellt. So kann die Umformung von Spannung und Frequenz direkt durch ein Wechselstromumrichter oder durch das Gleichrichten und anschließendes Wechselrichten erfolgen. Im ersten Fall wird ein Direktumrichter eingesetzt, im zweiten handelt es sich um einen Umrichter, der zur Entkopplung von Ein- und Ausgang die Energie in einem Spannungs- oder Stromzwischenkreis speichert. Dabei ist es möglich, zusätzlich die Höhe der Gleichspannung durch Gleichstromumrichter mittels Hoch- bzw. Tiefsetzsteller zu verändern. Der Energiefluss kann in Abhängigkeit vom eingesetzten Umrichter sowohl vom Netz zur Last als auch von der Last ins Netz erfolgen (Rückspeisung mittels aktive frontend). Hierbei lassen sich die Umrichterarten weiter unterteilen (Abbildung 2.2). Diese werden im Folgenden kurz beschrieben.

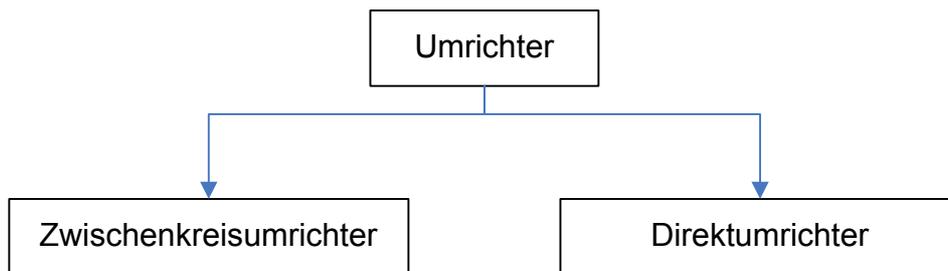


Abb. 2.2: Umrichterarten

2.1 Zwischenkreisumrichter

Zwischenkreisumrichter haben in der Antriebstechnik durch ihre Zuverlässigkeit eine weite Verbreitung gefunden. Der Zwischenkreisumrichter besteht eigentlich aus zwei eigenständigen Umrichtern. Dem Eingangsumrichter, der mit dem Drehstromnetz verbunden ist, welches er in ein Gleichstromnetz umformt (Abbildung 2.3). Dabei kann diese Umrichtung im einfachsten Fall mittels einer Diodenbrücke erfolgen. Anders der lastseitige Umrichter. Hier wird der Gleichstrom mittels Halbleiterschalter in ein Drehstromsystem umgewandelt, welches sich in Amplitude und Frequenz des Eingangsnetzes unterscheiden kann. Zur Entkopplung des netz- und lastseitigen Umrichters wird ein Energiespeicher benötigt. Dieser puffert Spannungsschwankungen, die durch das Schalten der Halbleiterschalter entstehen, ab. Als Puffer steht hierbei eine Spule oder ein Kondensator zur Verfügung. Wird eine Spule als Energiespeicher eingesetzt, wird der Umrichter als Stromzwischenkreisumrichter bezeichnet. Sollte anstelle der Spule ein Kondensator verwendet werden, so wird der Umrichter Spannungszwischenkreisumrichter genannt. Diese beiden Umrichtertypen werden im Folgenden genauer betrachtet.

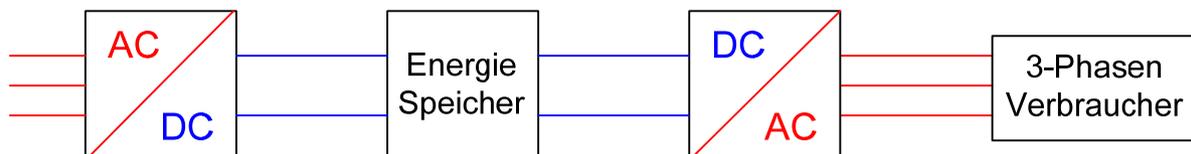


Abb. 2.3: Prinzip des Zwischenkreisumrichters

2.1.1 Umrichter mit Stromzwischenkreis

Stromzwischenkreisumrichter (Abbildung 2.4) werden meist in Antriebseinheiten mit hoher Leistung und wenig geforderter Dynamik des Antriebes eingesetzt. Dabei wird das Schalten der großen Ströme von Thyristoren bzw. heute von IGBT's übernommen. Als Energiespeicher dient hier eine Spule, welche einen konstanten Gleichstrom liefert, der sowohl bei Motor- als auch bei Generatorbetrieb der Maschine die Richtung beibehält [53]. So kehrt sich nur das Vorzeichen der Spannung um. Der netzseitige Umrichter wird mit Halbleitern versehen, welche nicht notwendigerweise abschaltbar sind. Hingegen muss der lastseitige Umrichter aus Halbleitern bestehen, die den Laststrom unterbrechen können. Zur Vermeidung von Überspannungen, die durch das Abschalten der Induktivität entstehen, werden lastseitige Filterkondensatoren eingesetzt.

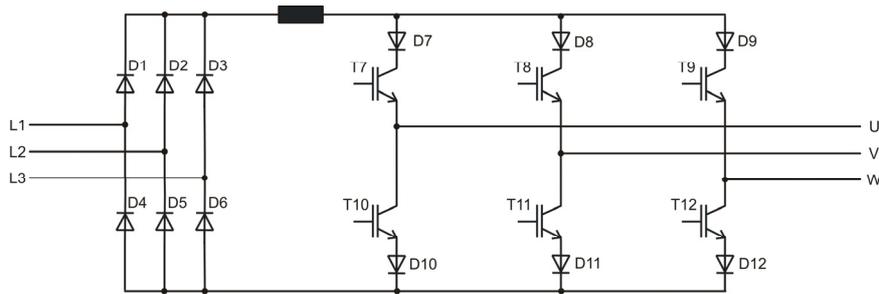


Abb. 2.4: Stromzwischenkreisumrichter

2.1.2 Umrichter mit Spannungszwischenkreis

Umrichter mit Spannungszwischenkreis sind heute in der Antriebstechnik sehr weit verbreitet. Hier wird unterschieden, ob ein Spannungszwischenkreisumrichter rückspeisefähig ist oder ob er lediglich die Maschine als Motor ansteuert. In diesem Fall wird der eingangsseitige Umrichter aus einer Diodenbrücke gebildet, die die Netzspannung in eine Gleichspannung umrichtet (Abbildung 2.5).

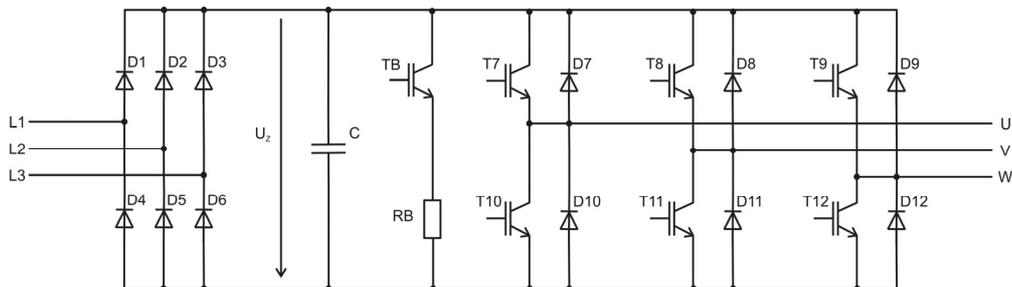


Abb. 2.5: Spannungszwischenkreisumrichter

Als Energiespeicher dient hier meist ein kostengünstiger Elektrolytkondensator. Die in diesem gespeicherte elektrische Energie, wie die aus der Gleichrichterbrücke, wird dann mittels des lastseitigen Umrichters in die für den Antrieb gewünschte Form moduliert. Der lastseitige Umrichter besteht dabei aus abschaltbaren Leistungshalbleitern, zu denen jeweils parallel eine Freilaufdiode geschaltet wird. Diese hat die Aufgabe, den eingprägten Strom nach dessen Abschalten kurzzeitig weiterzuführen, so dass keine Spannungsspitzen auftreten können. Die überschüssige Energie im Bremsbetrieb bzw. im Generatorbetrieb der Maschine kann mit diesem Umrichter nicht wieder zurück ins Netz gespeist werden. Hier wird die Energie über einen Widerstand in Wärme umgesetzt. Der Widerstand wird mit Hilfe eines IGBT's so angesteuert, dass wenn die Zwischenkreisspannung einen vom Kondensator abhängigen Spannungswert überschreitet, dieser Strom führt und so die Zwischenkreisspannung nicht weiter ansteigen lässt. Diese Art von Spannungszwischenkreisumrichtern wird heute noch am häufigsten eingesetzt, obwohl mit ihnen viel an überschüssiger Energie in Wärme umgesetzt wird. Denn der Vorteil liegt hier an der nicht notwendigen Steuerung des netzseitigen Umrichters. Wird dieser mit schaltbaren Leistungshalbleitern versehen (Abbildung 2.6) so ist eine Rückspeisung ins Netz möglich.

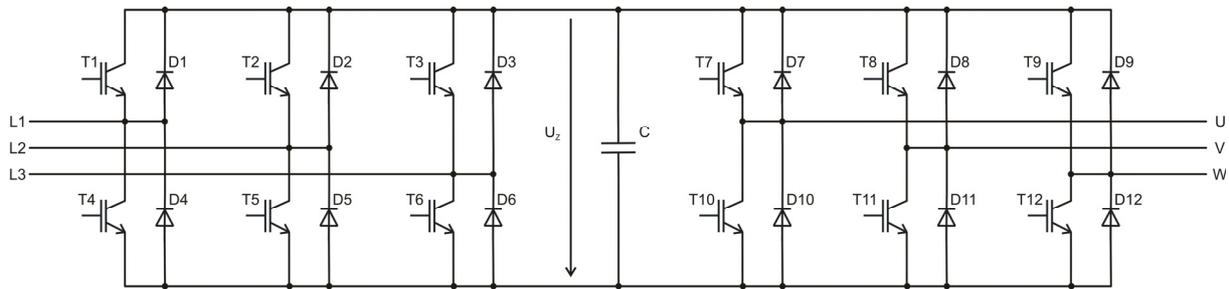


Abb. 2.6: Zwischenkreisumrichter mit active frontend

Diese Lösung ist jedoch mit mehreren Nachteilen behaftet. Zum einen erhöht sich der Bauteilaufwand an gegeneinander isolierten Treiberspannungsversorgungen der Halbleiterschalter auf 8 und zum anderen altert der Zwischenkreiskondensator, so dass nach festen Intervallen der Kondensator ausgetauscht werden muss. Dies kostet zum einen Geld für einen neuen Kondensator zum anderen aber auch Geld wegen der Ausfallkosten während der Umbauarbeiten am Umrichter. Daher wurde in den 1980er [2], [3] Jahren mit dem Direktumrichter ein anderer Umrichtertyp vorgeschlagen.

2.2 Direktumrichter Matrixumrichter

Zu der Familie der Direktumrichter gehören der Cycloconverter [25] und der heute bekanntere Matrixumrichter. Der Matrixumrichter kommt in seiner Grundschialtung ohne den im vorherigen Kapitel beschriebenen Zwischenkreiskondensator aus. Er ist außerdem in der Lage, aus einem speisenden Netz z.B. ein Drehstromnetz zu erzeugen, bei dem sich Ausgangsspannung und Frequenz vom Eingangsnetz unterscheiden.

Im Gegensatz zum Zwischenkreisumrichter ohne aktive frontend kann der Stromfluss in beide Richtungen erfolgen, so dass dieser Umrichter ohne weitere Bauelemente rückspeisefähig ist (Abbildung 2.7). Hinzu kommt, dass sich der Bauteilaufwand von gegeneinander isolierten Treiberspannungsversorgungen auf 6 reduzieren lässt. Ebenso kann der Wirkungsgrad gegenüber dem Zwischenkreisumrichter deutlich angehoben werden, da beim Matrixumrichter realisiert mit RB-IGBT's (**R**everse **B**locking **I**nsulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor) weniger Leistungshalbleiter notwendig sind.

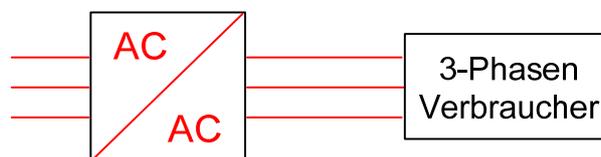


Abb. 2.7: Direktumrichter

Durch diese positiven Eigenschaften des Matrixumrichters rückte dieser immer mehr in das Zentrum der Forschung. Hierbei wurden dann auch Nachteile bzw. Schwierigkeiten festgestellt (siehe Kapitel 4). Das prinzipielle Ersatzschaltbild ist in Abbildung 2.8 zu sehen. Hier werden die Leistungshalbleiter vereinfacht durch Schalter dargestellt. In dieser Abbildung ist nun zu erkennen, dass jede Ausgangsklemme U, V und W mit jeder Eingangsspannung L1, L2 oder L3 verbunden werden kann. Sollte ein mehr als dreiphasiges Ausgangsnetz gewünscht

werden, ist das Erweitern des Umrichters mit drei Schaltern pro zusätzlicher Phase möglich. Prinzipiell kann der in Abbildung 2.8 gezeigte Matrixumrichter für AC-AC, AC-DC, DC-AC und DC-DC Umrichtung verwendet werden wobei, nur die AC-AC-Umrichtung mit dem Matrixumrichter wirklich sinnvoll und wirtschaftlich ist.

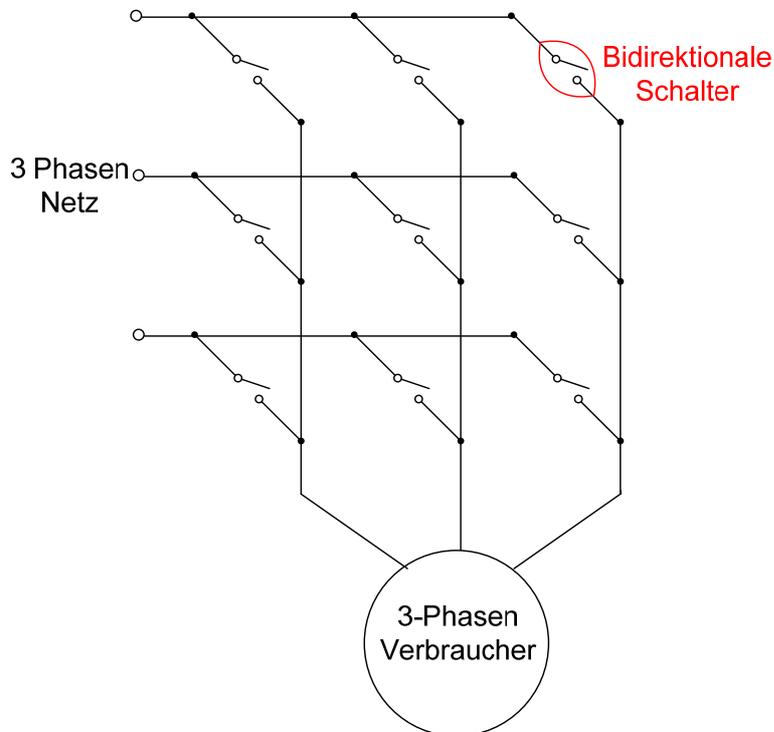


Abb. 2.8: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Matrixumrichters

Die in Abbildung 2.8 zu erkennenden Schalter werden in der Realität aus einer Zusammenstellung von Leistungshalbleitern erstellt, um ein bidirektionales Schaltverhalten zu erreichen. Wie dies möglich ist, wird in Kapitel 3 beschrieben.

2.3 Zusammenfassung Kapitel 2

In Kapitel 2 wurden Umrichter beschrieben, die je nach Bauform die elektrische Energie des Eingangssystems mit veränderter Amplitude und Frequenz in eine Energie des Ausgangssystems umformen. Hierbei gibt es vom Aufbau her zwei grundlegend unterschiedliche Ansätze. Eine Umrichterart (Zwischenkreisumrichter) arbeitet mit elektrischen Zwischenspeichern. Die andere Umrichterart (Direktumrichter) benötigt diese nicht. Beide Umrichterarten haben dabei ihre Vor- und Nachteile.

3 Leistungshalbleiter

3.1 Leistungshalbleiter beim Matrixumrichter

Der Stand der Technik wird beginnend mit den besonderen Anforderungen an die Leistungshalbleiterschalter beim Matrixumrichter beschrieben. Diese müssen im Gegensatz zum Einsatz im Zwischenkreisumrichter hier negative Spannung aufnehmen können.

3.1.1 Leistungshalbleiter als Zweiwegeventile

Die Anforderungen an den bidirektionalen Schalter sind nicht mit nur einem Leistungshalbleiter zu erreichen. Es muss ein Schalter sein, der in beide Richtungen einen Stromfluss erlaubt und sich dabei auch zeitgenau abschalten lässt. Des Weiteren wird gefordert, dass dieser Schalter beim späteren Einsatz am Europäischen 400 V / 50 Hz Netz im sperrenden Zustand eine Spannung von mindestens ± 565 V schadenfrei und sicher abblockt. Dabei sollen auch entstehende Spannungsspitzen, die bis zu einer Größe von ± 1000 V entstehen können, ihm nichts anhaben. Sind diese Bedingungen erfüllt, muss gewährleistet werden, dass das Ein- und Ausschalten des vollen Laststromes in wenigen μ -Sekunden vonstatten gehen soll. Ebenso sollten die Elemente für eine kurze Zeit einen Kurzschlussstrom führen dürfen. Die Ansteuerung sollte auch so "einfach" zu realisieren sein, dass keine weiteren Schaltungen zwingend notwendig sind, um den oben beschriebenen Betrieb zu garantieren. Diese Anforderungen können IGBT's in Verbindung mit Dioden erfüllen. Dazu wurden in den vergangenen Jahren Vorschläge publiziert, welche im Folgenden erklärt werden.

3.1.2 Diodenbrücke mit IGBT

Bei dieser Variante (Abbildung 3.1.1) fließt der Strom durch zwei Dioden, wenn der IGBT eingeschaltet wird. Durch welches Diodenpaar der Strom fließt, hängt von der Polarität der angelegten Spannung ab. Wenn der Momentanwert der angelegten Spannung am Eingang E größer ist als am Ausgang A, nimmt der Strom den Weg I.

Ist der Momentanwert der angelegten Spannung am Ausgang A größer als am Eingang E, nimmt der Strom den Weg II. Somit kann recht einfach ohne weiteren Messaufwand ein bidirektionaler Schalter realisiert werden.

Der entscheidende Nachteil dieser Schaltvariante besteht jedoch darin, dass diese aus fünf Leistungshalbleitern besteht, welche die oben genannten Anforderungen erfüllen müssen und der Laststrom durch drei Halbleiter fließen muss, wodurch an diesen drei Halbleitern auch Verluste entstehen.

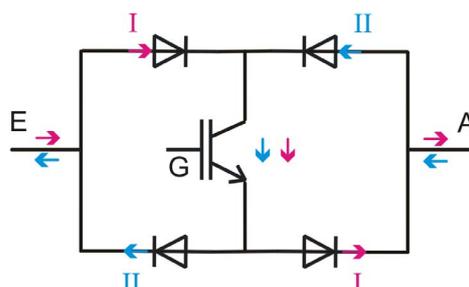


Abb. 3.1.1: Bidirektionaler Schalter, ohne Richtungssteuerung

3.1.3 Kollektorseitig verbundene IGBT's

Eine andere in der Literatur vorgeschlagene Möglichkeit sind die kollektorseitig verbundenen IGBT's (Abbildung 3.1.2), welche in Verbindung mit lediglich zwei Dioden den gewünschten Anforderungen entsprechen. So kann hier der Stromfluss von E nach A durch den IGBT G_V beeinflusst werden. Für die entgegen gesetzte Stromrichtung von A nach E wird dazu der IGBT G_R geschaltet. Jeweils von der Stromrichtung abhängig, werden die Dioden durchflossen. Dabei ist die Aufgabe der Dioden nicht in erster Linie, den Strom zu führen, vielmehr werden diese benötigt, um die hohen Spannungen von einem sperrenden IGBT fern zu halten, da IGBT's in Sperrichtung lediglich wenige 10 V aufnehmen können. Liegt eine höhere Spannung an, würden sie zerstört. Als Vorteil dieser Schaltung kann festgehalten werden, dass hier der Laststrom lediglich durch zwei Halbleiter fließen muss und so weniger Verluste entstehen als bei der oben beschriebenen Variante. Als Nachteil ist zu nennen, dass zwei Treiber mit isolierter Spannungsversorgung notwendig sind. Dies lässt sich verbessern, indem die IGBT's emitterseitig verbunden werden, was im Folgenden beschrieben wird.

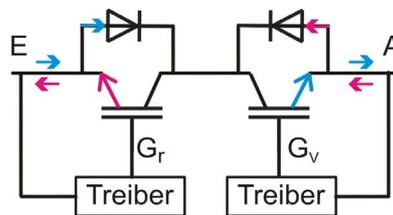


Abb. 3.1.2: Bidirektionaler Schalter, realisiert mit kollektorseitig verbundenen IGBT's

3.1.4 Emitterseitig verbundene IGBT's

Diese Schaltungsvariante (Abbildung 3.1.3) hat die gleichen Eigenschaften wie die der kollektorseitig verbundenen IGBT's. Hier jedoch kann eine isolierte Treiberspannungsversorgung eingespart werden.

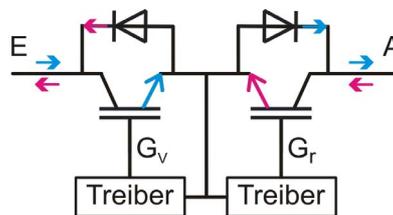


Abb. 3.1.3: Bidirektionaler Schalter, realisiert mit emitterseitig verbundenen IGBT's

3.1.5 Rückwärtssperrfähige IGBT's

Um die Verluste eines solchen bidirektionalen Schalters weiter zu minimieren, wurden vor einigen Jahren RB-IGBT's (**R**everse **B**locking **I**nsulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor) [5] entwickelt. Diese können im Gegensatz zum IGBT eine rückwärtige hohe Spannung sperren und benötigen so keine weiteren Bauteile. Hier wird die rückwärtige Sperrfähigkeit dadurch erreicht, dass eine auf dem Siliziumträger des IGBT's in Reihe geschaltete Diode angebracht wurde. So können zwei Halbleiterschalter (Abbildung 3.1.4) sicher die nötigen Anforderungen erfüllen und die Verluste weiter reduzieren.

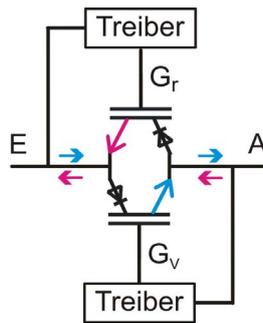


Abb. 3.1.4: Bidirektionaler Schalter, realisiert mit RB-IGBT's

Aufgrund dieser Eigenschaften fiel die Entscheidung für die Verwendung der RB-IGBT's.

3.1.6 Untersuchung der Verluste

Um aber auch tatsächlich die Behauptungen der geringeren Leistungsverluste zu beweisen, wurden Messreihen durchgeführt, welche belegen, dass bei gleichen Bedingungen der RB-IGBT geringere Verluste produziert. In Abbildung 3.1.5 ist das Ergebnis dieser Messreihen abgebildet. Hier wurde eine vergleichbare Dioden IGBT-Kombination mit dem RB-IGBT in einem Wechselstromsteller mit Ohmsch/Induktiver Last bei unterschiedlicher Schaltfrequenz und einem Laststrom von 5 A untersucht [55]. Der Wechselstromsteller arbeitet dabei an 230 V Eingangsspannung.

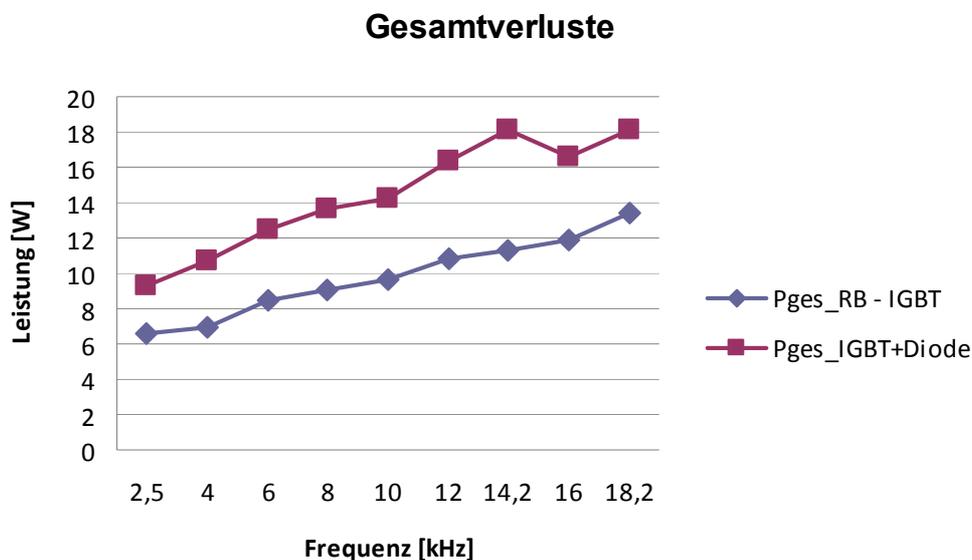


Abb. 3.1.5: Schaltverluste IGBT+Diode und RB-IGBT

3.1.7 Modulbauform

Eine weitere Entwicklung ist die Modulbauform (Abbildung 3.1.6) der Leistungshalbleiter. Hier werden speziell für einen Umrichter alle Halbleiter in einem „Gehäuse“ untergebracht. So lassen sich die Kosten weiter reduzieren. Auch ein RB-IGBT Modul steht hierbei zu Verfügung [7]. Für dieses wurde sich jedoch nicht entschieden, da hiermit zum einen nicht alle für diese Arbeit benötigten Messpunkte

herausgeführt werden und zum anderen ist im Falle, dass nur ein Halbleiter zerstört wird, das Modul [6] im Ganzen für diese Anwendung unbrauchbar.



Abb. 3.1.6: IGBT-Modul mit sechs IGBT's mit den Kenndaten 1200 A und 3300 V

Für den nächsten Schritt, den Umrichter industriereif zu fertigen, wäre ein solcher Einsatz jedoch unumgänglich und nach den bis heute gesammelten Erfahrungen auch machbar.

3.1.8 Ausblick Leistungshalbleiter

Als bedeutende Weiterentwicklung kann die Siliziumcarbid-Technik angesehen werden. Dies begründet sich darin, dass, je nach Anwendung, weniger Halbleiter benötigt werden und die reverse-recovery-Verluste nahezu verschwinden. Aktuell sind auf dem Markt jedoch lediglich zwei Dioden mit für den Matrixumrichter nicht brauchbaren Eigenschaften zu bekommen. Es ist aber zu erwarten, dass in den nächsten fünf Jahren auch Halbleiter angeboten werden, die für den Matrixumrichter interessant sind. Eine von der Firma Mitsubishi Electric Power Semiconductor und Powerex Incorporated in Auftrag gegebene Studie [7] zeigt die vermutete Entwicklung (Abbildung 3.1.7).

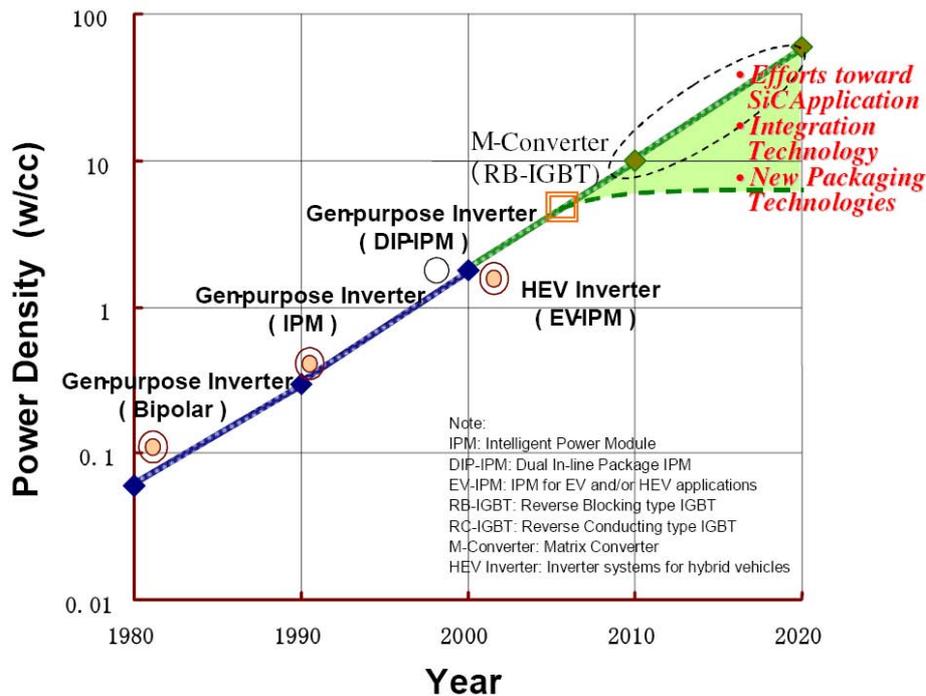


Abb. 3.1.7: Ergebnis der Studie von Mitsubishi Electric Power Semiconductor und Powerex Incorporated [7]

3.2 Zusammenfassung Kapitel 3

Zur Realisierung der bidirektionalen Schalter stehen für den Matrixumrichter heute RB-IGBT's zur Verfügung, die sich durch die Eigenschaft, negative Spannung aufzunehmen auszeichnen.

4 Stand der Technik in Bezug auf den Schutz des Matrixumrichters

In diesem Kapitel soll der derzeitige Stand der Technik beim Matrixumrichter beschrieben werden, um dann in Kapitel 5 die Unterschiede zur neuen Methode beschreiben zu können.

Dazu werden zu Beginn Schutzmaßnahmen beschrieben, die den Matrixumrichter vor zu hohen Strömen und Spannungen schützen sollen. Diese Verfahren sind Stand der Technik und sollen in Kapitel 5 mit der eigenentwickelten Lösung verglichen werden. Dabei ist ein Überstrom oder ein Kurzschlussstrom für die Halbleiter zerstörerisch, da diese lediglich für eine feste Obergrenze des Stromes konzipiert sind. Ebenso können die Halbleiterschalter keine unbegrenzt hohe Spannung aufnehmen. Daher gelten beim Matrixumrichter zwei Grundregeln. Eine besagt, dass kein Kurzschluss der Eingangsspannungen geschaltet werden darf und die andere besagt, dass, um resultierende Spannungspitzen zu vermeiden, keine Unterbrechung des induktiven Laststroms vorkommen darf. Um die Auswirkungen im letzteren Fall zu vermeiden, können zwei unterschiedliche Methoden angewandt werden.

Eine Methode basiert darauf, es gar nicht erst zu einem Stromabriss im induktiven Lastkreis kommen zu lassen. Bei diesem Verfahren werden Zwischenschritte in die eigentliche Schalthandlung eingefügt. Diese Methode wird in Kapitel 4.8 beschrieben.

Eine andere Methode basiert auf der Eindämmung der Folgen eines Stromabrisses. Hierbei ist es das Ziel, die durch den Stromabriss verursachten Spannungspitzen

mit Hilfe von zusätzlichen Bauteilen abzufangen, damit kein Schaden an den Halbleiterschaltern des Matrixumrichters entsteht.

4.1 Überspannungsschutz mit Gleichrichterbrücke und Kondensator

Eine sehr verbreitete Maßnahme ist die Parallelschaltung einer Anordnung aus zwei gleichspannungsseitig verbundenen Diodenbrücken, eine von den Eingangsspannungen des Matrixumrichters gespeist, eine von den Ausgangsspannungen, die beide einen Kondensator laden [8][9][11][12].

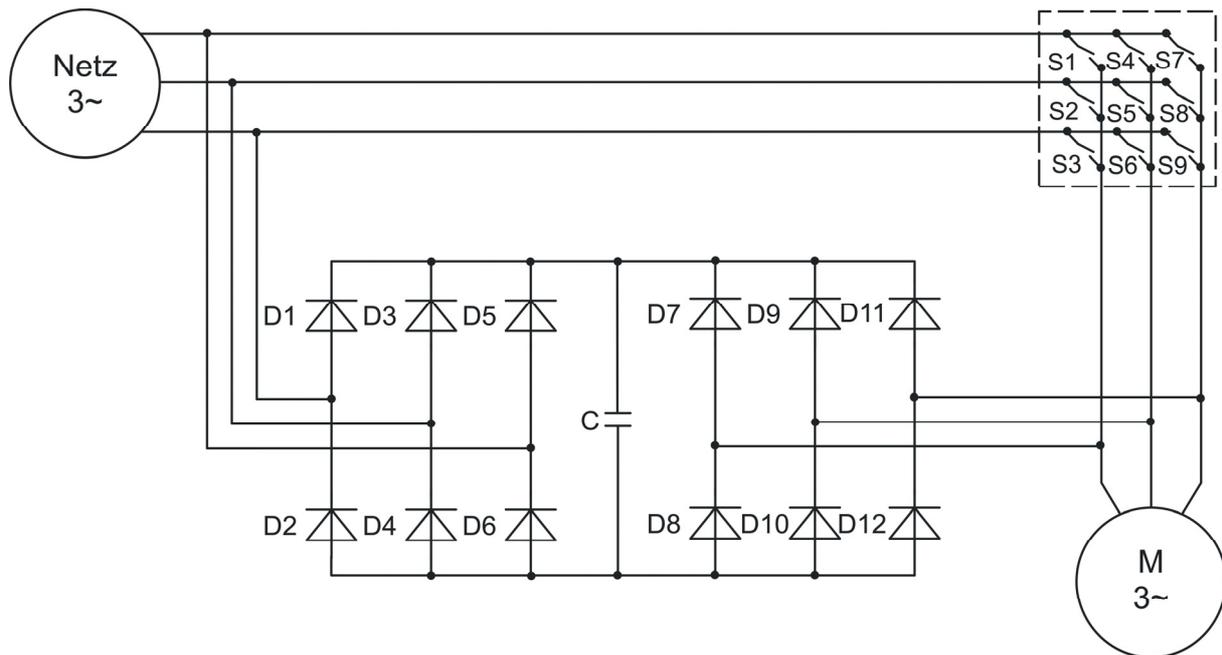


Abb. 4.1: Parallelschaltung von Diodenbrücken und Kondensator

Dieser Kondensator wird nach der aufzunehmenden Energie bemessen, die in den Streuinduktivitäten der angeschlossenen Maschine gespeichert ist [1], [16]. Bei der Untersuchung der Schutzschaltung mit Kondensator (Abbildung 4.1) wurde herausgefunden, dass diese den Schutz vor Überspannungen nur unter gewissen Voraussetzungen gewährleisten kann [57]. Eine Bedingung ist, dass der Kondensator exakt auf die angeschlossene Maschine abgestimmt sein muss, was sich als schwierig erweist, wenn unterschiedliche Maschinen mit dem Umrichter betrieben werden sollen. Außerdem ist festzustellen, dass zwar die Spannungsspitzen in ihrer Höhe begrenzt werden, aber nicht völlig verschwinden. Dies lässt sich zwar durch einen hochwertigeren Kondensator mit einem geringen ESL (Equivalent Series Inductance) verbessern, allerdings steigen dadurch die Kosten, unter anderem auch wegen der hohen benötigten Spannungsfestigkeit des Kondensators, stark an. Zudem entsteht eine Vergrößerung des Volumens und des Gewichtes des Umrichters, was bei einigen Anwendungen entscheidend ist. Hinzu kommt, dass das oft für die Verwendung des Matrixumrichters ins Feld geführte Argument des Fehlens des Zwischenkreiskondensators und der damit verbundenen nicht vorhandenen Alterungsproblematik und der Volumensersparnis mit dieser Schutzbeschaltung zunichte gemacht wird. Die Kapazität des Kondensators lässt sich weiter reduzieren, wenn, wie in [49] vorgeschlagen, parallel zum Kondensator ein Widerstand und ein IGBT geschaltet wird. Wie vom Zwischenkreischopper her bekannt wird der Widerstand hierbei mit Hilfe des IGBT's angesteuert. Somit wird die

Energie der Spannungsspitzen über den Widerstand in Wärme umgesetzt, was bei jeder Schalthandlung des Matrixumrichters Verluste mit sich bringt, die aufsummiert in nicht geringem Maße entstehen.

4.2 Überspannungsschutz mit Varistoren

Ein passiver Schutz auf Schalter-Ebene [17] (Abbildung 4.2) wird mit Hilfe von Varistoren erreicht. Diese werden bei Überschreitung der bauteilabhängigen Varistorspannung innerhalb weniger μ -Sekunden [18] niederohmig. So wird erreicht, dass die Energie in den Spannungsspitzen im Varistor in Wärme umgesetzt wird. Daher werden diese gerne parallel zu den zu schützenden Halbleiterschaltern platziert.

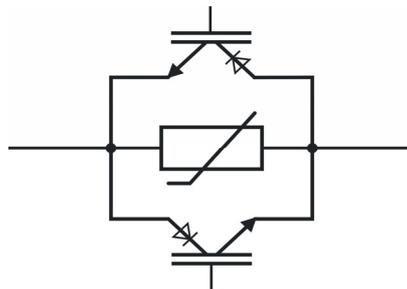


Abb. 4.2: Schutz auf Schalter-Ebene mit Varistoren

Um Bauteile einzusparen, wird der Schutz auf Leistungsteil-Ebene [19] (Abbildung 4.3) praktiziert, wo Varistoren bei Überspannung zwischen zwei Eingangs- oder Ausgangsphasen die Spannungsspitzen aufnehmen.

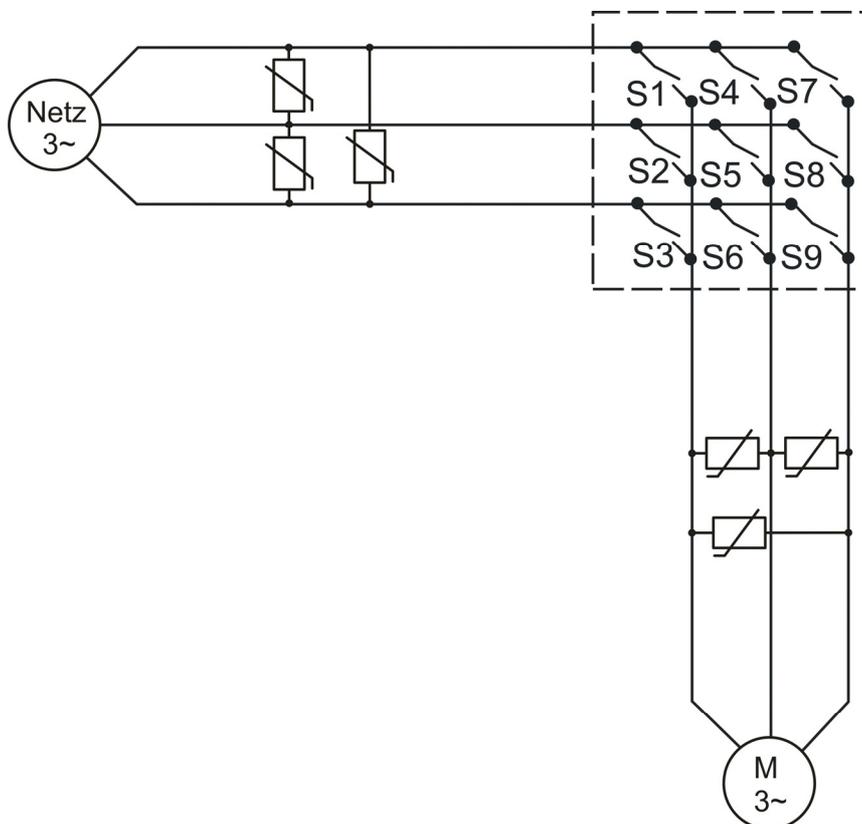


Abb. 4.3: Varistoren in Eingangs- und Ausgangsphasen

Diese auf den ersten Blick idealen Bauteile zum Schutz der Halbleiterschalter haben jedoch entscheidende Nachteile. Ein Nachteil ist, dass, je häufiger ein Varistor beansprucht wird, dieser stark altert und sich so mit der Zeit seine "Auslöse"-Werte ändern. Dies geht soweit, dass kein Schutz mehr für das Halbleiterelement besteht. Daher müssten diese von Zeit zu Zeit ausgetauscht werden. Ein anderer Nachteil ist, dass diese Bauteile zwar Spannungsspitzen begrenzen können, allerdings nur bei sporadisch auftretenden Spannungsspitzen. Sollte ein Varistor als einziger Schutz gegen Spannungsspitzen verwendet werden, wird dieser innerhalb von wenigen Sekunden spektakulär zerstört. Daher ist der Varistor nur als zusätzliche Sicherheitsgarantie zu sehen.

4.3 Überspannungsschutz durch Active Gate Clamping

Eine andere Variante, Spannungsspitzen zu begrenzen, stellt das Active Gate Clamping dar (Abbildung 4.4). Sollte so eine Überspannung in Form einer Spannungsspitze über dem zu schützenden Halbleiterelement anliegen, wird die Suppressordiode leitend und schaltet so den IGBT über einen eigenen Gatewiderstand an [17]. Dieser wird durch den im Gegensatz zum stationären Gatewiderstand niedrigen Gatewiderstand sehr schnell leitend. Mit dem leitend werdenden IGBT bricht die Überspannung über dem Halbleiterschalter ein. Ist die Spannungsspitze so nicht mehr existent, geht der IGBT mit entsprechender Beschaltung von selber wieder in den sperrenden Zustand über. Die Dimensionierung der Suppressordiode bezieht sich auf die maximale Sperrspannung, die der IGBT aufnehmen kann. So ist die Durchbruchspannung der Suppressordiode unterhalb dieser Sperrspannung zu wählen.

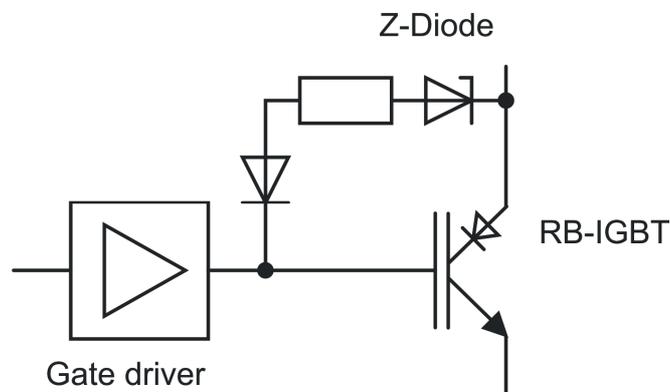


Abb. 4.4: Prinzipschaltung des Active Gate Clamping

Auch hier sind entscheidende Nachteile dieser Schutzmethode zu nennen. Ein entscheidender Nachteil ist, dass bei diesem Verfahren sehr hohe Verluste im Halbleiterelement entstehen und von einem Dauerbetrieb als einzige Schutzmassnahme abzuraten ist. Zum anderen entsteht durch das sehr schnelle Einschalten (hohe Flankensteilheit) des IGBT's durch den niederohmigen Gatewiderstand eine hohe Wahrscheinlichkeit der elektromagnetischen Beeinflussung anderer Bauteilgruppen. Der letztgenannte Nachteil kann so gravierend sein, dass ein ordnungsgemäßer Betrieb, wenn überhaupt, nur eingeschränkt möglich ist.

4.4 Überstromschutz unter Zuhilfenahme eines Shunt

Eine Möglichkeit, den IGBT vor Überstrom zu schützen, ist das Messen des Stromes mit Hilfe eines Shunts. Da die über dem Shunt abfallende Spannung linear proportional zum durchfließenden Strom ansteigt bzw. abfällt, kann diese zur Auswertung mittels einer überlagerten Logik und so zur Detektion eines Überstromes genutzt werden. Nachteilig sind hier die erhöhten Verluste, die durch den Shunt entstehen. Der wesentliche Nachteil besteht aber darin, dass die Kosten der benötigten Präzisionswiderstände enorm steigen und daher eine solche Stromüberwachung für Anwendungen im hohen Leistungsbereich meist nur im Sonderfall ihren Einsatz finden.

4.5 Überstromschutz unter Zuhilfenahme von LEM-Wandlern

Wird die Steuereinheit als Bindeglied mit in den Überstromschutz einbezogen, so kann diese aufgrund der Signale des LEM-Wandlers das Halbleiterbauelement schützen. Dabei nutzen die LEM-Wandler (Abbildung 4.5) zur Strommessung den Halleffekt aus. Die an der Entstehung der Hallspannung beteiligte magnetische Flußdichte B wird durch den zu messenden Strom I_P erzeugt. Den Steuerstrom I_C liefert eine Konstantstromquelle im Hallgenerator aus Abbildung 4.5. Im linearen Bereich der Kennlinie des Hysteresezyklus ist B proportional zum Laststrom I_P [20].

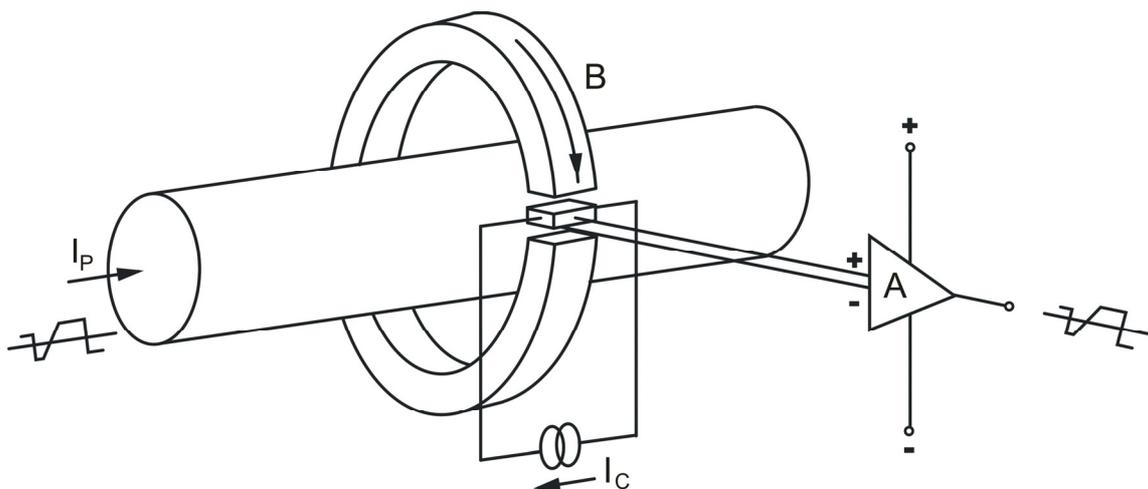


Abb. 4.5: Umwandlung des Primärstroms in eine Ausgangsspannung bei einem direktabbildenden Halleffekt-Stromwandler

Auch wenn sich mit LEM-Wandlern galvanisch getrennt Gleich- und Wechselströme messen lassen, sind diese in der Baugröße recht groß und besitzen den Nachteil, dass sie nur im linearen Bereich der Kennlinie des Hysteresezyklus ohne weitere Maßnahmen betrieben werden können. Hinzu kommt die Verzögerung der Messignale, was diese, als Bauteile für den Matrixumrichter damit ausschließt.

4.6 Überstromschutz unter Zuhilfenahme eines SMD-Stromsensors

Aus messtechnischen Gründen wie galvanische Trennung, Genauigkeit und Geschwindigkeit eines Stromsensors wurde als Alternative zum Shunt der Stromsensor ACS712ELCTR-20A-T (Abbildung 4.6) für dieses Projekt ausgewählt.

Dieser Sensor ist optimiert auf den Messbereich von ± 20 A. Darüber hinaus kann er Spitzenströme von 60 A kurzzeitig aushalten, ohne beschädigt zu werden. Der Sensor besitzt hierbei eine Empfindlichkeit von 100 mV/A und ist bis zu 2,1 kV spannungsfest [21]. Mit den Ausgangssignalen kann so mittels Prozessor auf einen Überstrom geschlossen werden. Das Wandlungsprinzip des Stromsensors beruht auf dem Halleffekt, hier jedoch wird die Nichtlinearität des Hallelementes direkt im SMD-Bauteil kompensiert.

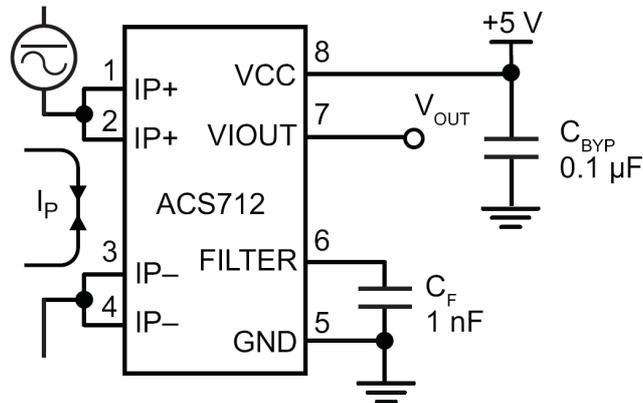


Abb. 4.6: Anschlussplan des zur Strommessung ausgewählten SMD-Bauteils [21]

4.7 Überstromschutz mit Hilfe der V_{CE} -Überwachung

All die oben genannten Überstromschutzeinrichtungen eignen sich eher dazu, einen zu hohen Betriebsstrom zu detektieren, um dann den Umrichter in einer zuvor festgelegten Schaltfolge sicher abzuschalten. Die V_{CE} -Überwachung hingegen soll hier jedoch auch das sichere Abschalten eines fließenden Kurzschlussstromes beherrschen. Dabei wird als V_{CE} die Spannung verstanden, die über dem Kollektor und dem Emitter des Halbleiterelementes zu messen ist (Abbildung 4.7). Diese kann auch zur Auswertung des Betriebsstromes herangezogen werden. Dabei muss jedoch beachtet werden, dass sich die Spannung V_{CE} nicht linear zum durchfließendem Strom verhält.

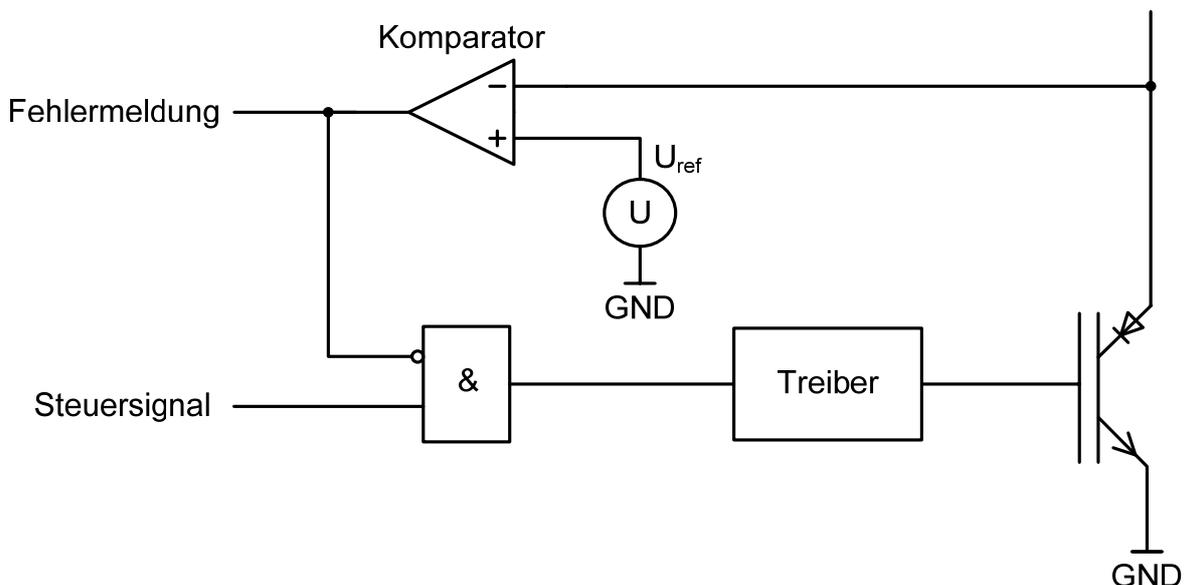


Abb. 4.7: V_{CE} -Überwachung

Dabei wird sich der Effekt zunutze gemacht, dass der durch den Halbleiter fließende Strom einen Spannungsabfall produziert. Je größer der Strom, desto höher die abfallende Spannung V_{CE} . Somit kann aufgrund der Spannung V_{CE} mit Hilfe eines Komparators ein Überstrom detektiert werden. Wird dieser detektiert so ist es zum einen möglich, den Halbleiter direkt über die vorhandene Treiberschaltung abzuschalten und zum anderen auch die Meldung an die Steuereinheit des Umrichters zu senden, dass ein gefährlich hoher möglicherweise bauteilzerstörender Strom fließt. Die Steuereinheit kann dann Maßnahmen treffen, damit keine weiteren Bauteile zerstört werden. Die V_{CE} -Überwachung kann jedoch nur bei Bauteilen angewandt werden, die einen Kurzschlussstrom kurzzeitig führen dürfen. Meist dürfen IGBT's einen Kurzschlussstrom 10 μ -Sekunden lang führen [22], [19], ohne dass dadurch das Halbleiterelement größeren Schaden nimmt. Der Einsatz im Matrixumrichter wurde bis heute erschwert, da durch das Abschalten eines induktiven Laststromes gegen eine der Grundregeln verstoßen wurde. So kann diese Schutzmaßnahme beim Matrixumrichter nie ohne weitere Maßnahmen eingesetzt werden. Weiter erschwerend beim Entwurf einer solchen Schaltung ist die Tatsache, dass beim Matrixumrichter besondere Bedingungen herrschen. Hier liegen nicht, wie beim Zwischenkreisumrichter, ein festes positives und negatives Potenzial an, hier ändert sich die anliegende Spannung sinusförmig mit ± 565 V als Spitzenspannung. Diese Betriebsbedingungen stellen hohe Anforderungen an die eingesetzten Bauteile. Es kann damit auch kein Standard-Treiberbaustein mit integrierter V_{CE} -Überwachung eingesetzt werden, da dieser nur für Zwischenkreisumrichterbedingungen konzipiert ist. Im hier vorliegenden Projekt wurde daher eine eigene Treiberplatine entwickelt, die die Bedingungen beim Matrixumrichter beherrscht. Als Lösung der Problematik der hohen, sich ständig ändernden Spannungen wird die V_{CE} -Überwachung nur an die Spannung V_{CE} gelegt, wenn das zu überwachende Halbleiterelement tatsächlich auch eingeschaltet wird.

Das hier eingesetzte Verfahren der V_{CE} -Überwachung gegen Kurzschlussströme und das verwendete Verfahren der Messung des Betriebsstromes mittels der SMD-Bauteile können so nur in Zusammenarbeit mit dem in Kapitel 5 beschriebenen neu entwickelten schaltbaren Freilaufkreis eingesetzt werden.

4.8 Kommutierungsverfahren beim Matrixumrichter

Als andere Methode, den Matrixumrichter vor Überspannungen zu schützen, wurden Mehrschrittcommutierungsverfahren [4], [23], [24], [26] und [10] entwickelt, die ermöglichen sollen, dass es zu keiner Laststromunterbrechung kommen kann und so die zerstörerischen Spannungsspitzen ausbleiben. Dabei wird der zu schaltende Strom so über die Halbleiter gelenkt, dass zwischen zwei End-Schaltzuständen des Matrixumrichters ein oder mehrere von exakten Messungen abhängige Zwischenschritten geschaltet werden wodurch der Stromfluss so nicht unterbrochen wird. Als ein End-Schaltzustand des Matrixumrichters wird ein erlaubter Schaltzustand verstanden, welcher in Kapitel 7 genauer beschrieben wird. Im Folgenden wird erklärt, wie die wichtigsten vorgeschlagenen Kommutierungsverfahren arbeiten. Dabei soll es einen Anfangszustand (Abbildung 4.8) geben, der in den Zielzustand überführt werden.

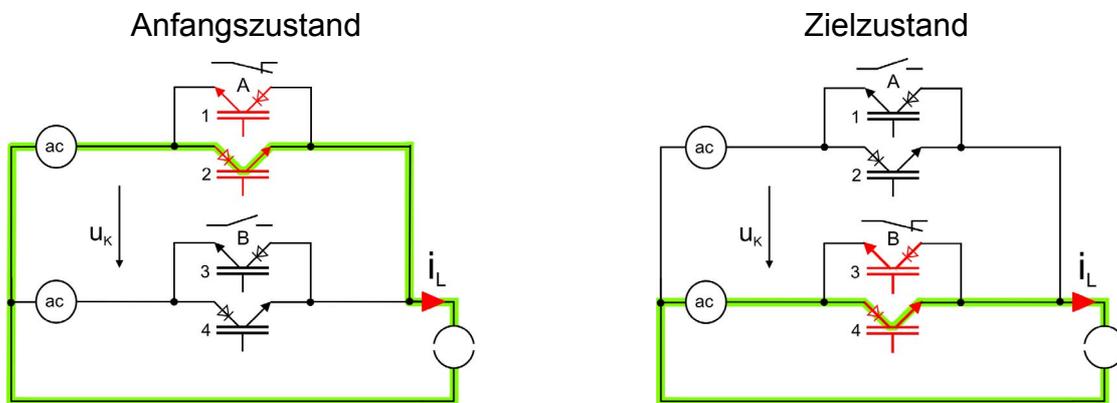
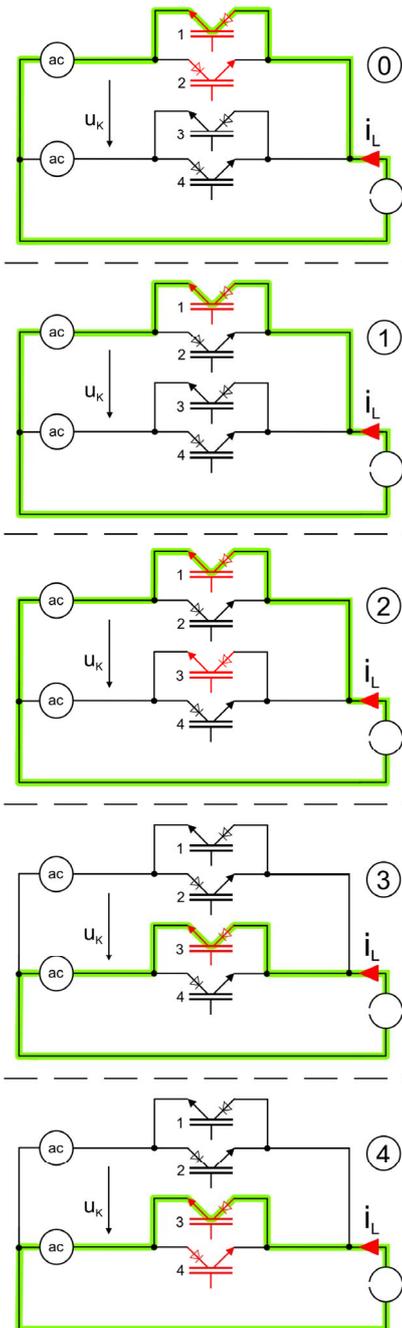


Abb. 4.8: Teil eines Matrixumrichters, bei dem eine Schalthandlung durchzuführen ist

Die Schalter A und B können dabei jeden der bidirektionalen Schalter des Matrixumrichters repräsentieren. Zwischen dem Ausschalten des einen und dem Einschalten des anderen IGBT's ist eine bauteilabhängige Zeit einzuhalten. Diese ist davon abhängig, wie lange der abzuschaltende IGBT tatsächlich braucht, um in den sperrenden Zustand überzugehen und wie lange es dauert, bis ein zuvor ausgeschalteter IGBT in den leitenden Zustand übergeht. Dieser Sachverhalt muss bei allen im Folgenden beschriebenen Kommutierungsverfahren berücksichtigt werden.

4.8.1 4-Schritt-Kommutierung

Das wohl bekannteste Kommutierungsverfahren ist das Verfahren, welches mit Hilfe von 4 Schritten einen Schaltzustandswechsel vollzieht (Abbildung 4.9). Hierbei wird unterschieden, ob der Laststrom oder die Spannung als Führungsgröße dient. Je nach verwendeter Messtechnik ist so entweder der Strom oder die Spannung vorzuziehen. Als erstes wird die Kommutierungsstrategie, welche auf der Strommessung fußt, erklärt. Hierbei muss sichergestellt werden, dass immer nur die "nötigsten" IGBT's eingeschaltet sind, um Kurzschlüsse zu vermeiden.



Im Anfangszustand sind die IGBT's mit der Nr. 1 und 2 durchgeschaltet, um dem Strom beide Flussrichtungen anzubieten.

Im ersten Schritt der Kommutierung wird der IGBT Nr. 2 ausgeschaltet (dieser wurde nicht vom Strom durchflossen).

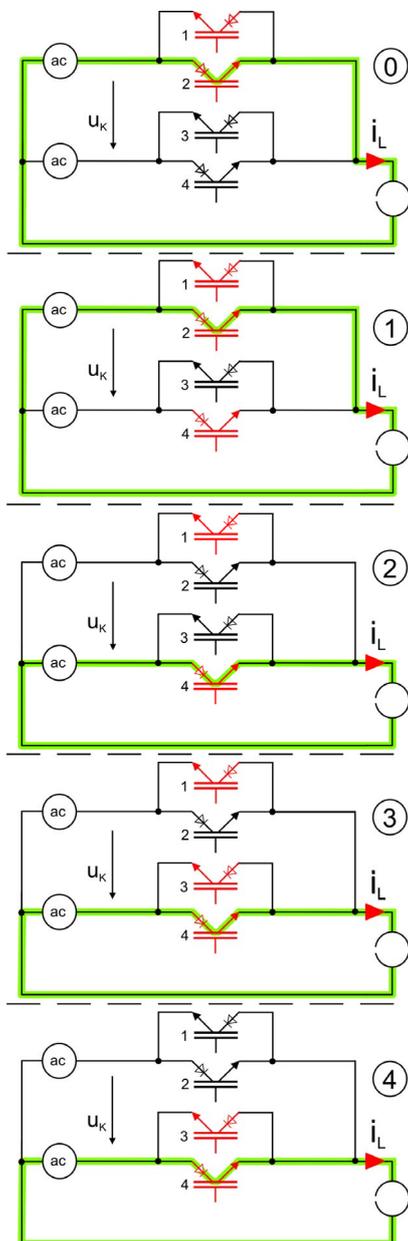
Der zweite Schritt beinhaltet das Einschalten des IGBT's mit der Nr. 3. Das Einschalten des IGBT's 3 geschieht somit stromlos.

Im dritten Schritt wird der IGBT Nr. 1 ausgeschaltet. Der zuvor fließende Strom kommutiert nun auf den unteren Zweig.

Im letzten Schritt wird der zweite IGBT des unteren Zweiges Nr. 4 eingeschaltet. Damit ist der Kommutierungsvorgang abgeschlossen.

Abb. 4.9: Stromgeführtes Vierschrittkommutierungsverfahren ($u_k < 0$)

Bei der spannungsgeführten Vierschrittkommutierung (Abbildung 4.10) muss darauf geachtet werden, dass immer ein Strompfad besteht, der es dem Strom ermöglicht, zur Last hin oder von der Last weg zu fließen. Es dürfen nie zwei IGBT's gleichzeitig eingeschaltet werden, die einen Kurzschluss verursachen würden. Vor jeder Schalthandlung ist zu prüfen, ob die Polarität der Spannung tatsächlich so anliegt wie angenommen.



Im Anfangszustand sind die IGBT's Nr. 1 und 2 geschaltet, um dem Strom einen Pfad in beide Richtungen anzubieten.

Im ersten Schritt der Kommutierung wird der IGBT mit der Nr. 4 eingeschaltet. Dies darf auch sein, da so kein Kurzschluss geschaltet wird.

Der zweite Schritt beinhaltet das Ausschalten des IGBT's mit der Nr. 2, so dass der Strom auf den zuvor eingeschalteten IGBT 4 aufkommutiert.

Im dritten Schritt darf nun der IGBT mit der Nr. 3 eingeschaltet werden. Dies ist erst jetzt erlaubt, da nun IGBT 2 ausgeschaltet ist.

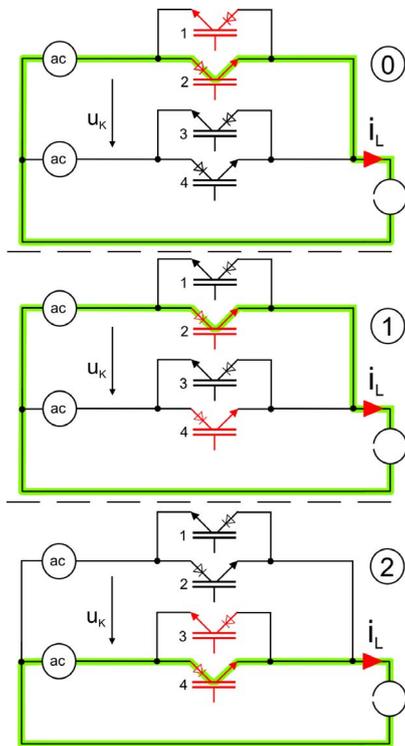
Im letzten Schritt wird der IGBT mit Nr. 1 ausgeschaltet. Damit ist der Kommutierungsvorgang abgeschlossen.

Abb. 4.10: Spannungsgeführtes Vierschrittkommutierungsverfahren ($u_k > 0$)

Bei diesem Verfahren können bei genauerer Betrachtung zwei Schritte wegfallen. So entstand das 2-Schritt-Kommutierungsverfahren welches im Folgenden erklärt wird.

4.8.2 2-Schritt-Kommutierung

Beim 2-Schritt-Kommutierungsverfahren [19] (Abbildung 4.11) ist es wie beim 4-Schritt-Kommutierungsverfahren notwendig, exakt zu wissen, welche Eingangsspannung die positivere ist bzw. welche Stromrichtung der Laststrom besitzt. Als erstes wird hier das stromgeführte Kommutierungsverfahren beschrieben.



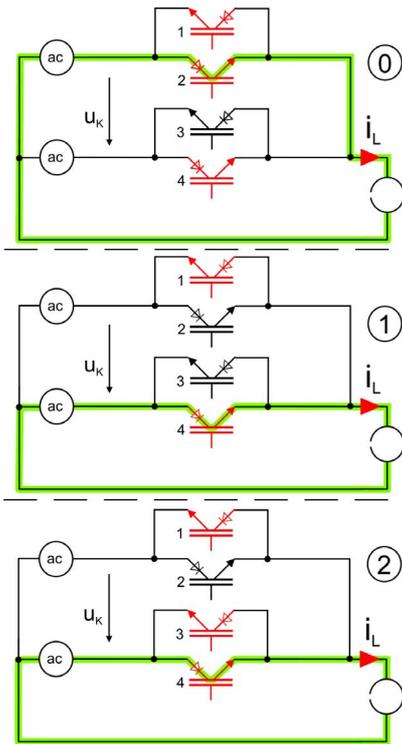
In Anfangszustand 0 fließt der Strom über IGBT 2, wobei IGBT 1 ebenfalls angesteuert ist damit ein Stromfluss in beide Richtungen möglich ist

Im Zwischenschritt 1 wird IGBT 1 abgeschaltet und IGBT 4 eingeschaltet, so dass der zur Last fließende Strom auf den unteren Zweig kommutieren könnte.

Im letzten Schritt, der gleichzeitig der Zielschaltzustand ist, wird IGBT 2 abgeschaltet und IGBT 3 eingeschaltet. Dadurch kommutiert der Strom auf den unteren Zweig. Da in diesem Zweig nun wieder beide IGBT's eingeschaltet sind, ist ein Stromfluss in beide Richtungen erlaubt.

Abb. 4.11: Stromgeführtes Zweischrirkommutierungsverfahren ($u_k > 0$)

Sollte die Spannung als Führungsgröße dienen, so ist folgendes Kommutierungsverfahren anzuwenden (Abbildung 4.12).



In Anfangszustand 0 fließt der Strom über den IGBT 2, wobei die IGBT's 1 und 4 ebenfalls angesteuert sind.

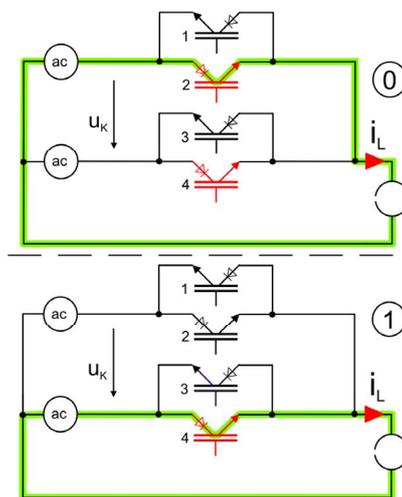
Im Zwischenschritt 1 wird IGBT 2 abgeschaltet. Die Folge ist, dass der Strom nun auf den unteren Zweig kommutiert, dabei aber nicht unterbrochen wird.

Schritt 2 zeigt den Zielschaltzustand, wobei hier wie im Anfangszustand ein Zustand gefunden wurde, der den Stromfluss in beide Richtungen erlaubt.

Abb. 4.12: Spannungsgeführtes Zweischnittkommutierungsverfahren

4.8.3 1-Schritt-Kommutierung

Werden sowohl Spannung als auch Strom fehlerfrei gemessen, so kann auf einen weiteren Zwischenschritt verzichtet werden (Abbildung 4.13).



In Anfangszustand 0 fließt der Strom zur Last über IGBT 2, wobei IGBT 4 zum folgenden Kommutierungsvorgang bereits angesteuert ist. Dies ist in dieser Situation erlaubt, da so kein Kurzschluss geschaltet wird.

Im Zielschaltzustand wird IGBT 2 abgeschaltet. Dadurch kommutiert der Strom auf den unteren Zweig.

Abb. 4.13: Strom- und spannungsgeführtes Einschnittkommutierungsverfahren

Bei diesem Verfahren können jedoch keine Schaltzustände geschaltet werden, die den Stromfluss in beide Richtungen ermöglichen.

Die zuvor beschriebenen Verfahren betrachten nur die Eingangsphasen, welche für Anfangs- und Zielzustand benötigt werden. Die folgenden Verfahren betrachten alle drei Eingangsphasen und haben so mehr Möglichkeiten, was Vorteile, aber auch Nachteile mit sich bringt.

4.8.4 METZI-Kommutierung

Als eine weitere Entwicklung kann die spannungsgeführte METZI-Kommutierung [27] angesehen werden. Hier gilt das Prinzip: "Alles einschalten was keinen Kurzschluss verursacht". Dies hat Vorzüge hinsichtlich des schnellen und so verlustärmeren Wechsels von Schaltzuständen. So werden die drei netzseitigen Eingangsphasen so geschaltet, dass es zwar zu keinem Kurzschluss kommen kann, der Strom je nach Richtung aber immer mindestens einen Weg findet, um weiter zu fließen. Bei dieser Kommutierung ist aber wieder entscheidend, dass exakt erkannt wird, welche Phase von der Spannung her die positivste die negativste und den Momentanwert dazwischen besitzt. Um dies besser zu verdeutlichen, ist dies in Abbildung 4.14 zu erkennen.

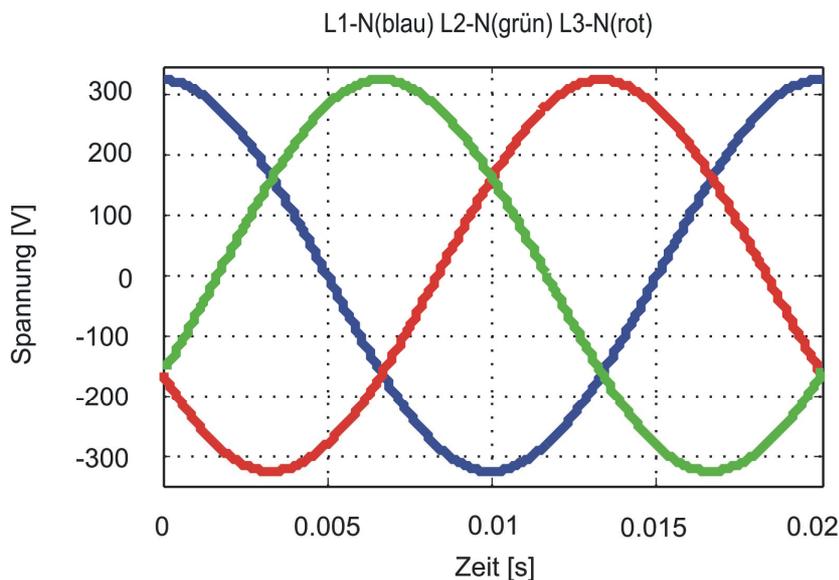


Abb. 4.14: Verläufe der drei Netzspannungen

Hier (Abbildung 4.14) ist z.B. zum Zeitpunkt $t = 2 \text{ ms}$ die Phase L1 die positivste, L3 die negativste und L2 besitzt einen Momentanwert, der dazwischen liegt. Mit dieser Information kann nun folgendes vereinfacht dargestellte Kommutierungsverfahren realisiert werden. Hierbei wird zur besseren Übersicht (Abbildung 4.15) nicht jeder IGBT mit Diode gezeigt. Die Zeichnung ist so zu verstehen, dass ein Pfeil angibt, in welche Richtung der Strom fließen kann und ein durchgezogener Strich kann als vollständige Brücke angesehen werden. So ist es im Schaltzustand P möglich, dass der Laststrom zur Last hin von allen drei Eingangsphasen getrieben werden kann. Ein Strom von der Last weg kann jedoch nur über die Phase mit der Bezeichnung U_P fließen. Ein Kurzschluss verursacht dieser Schaltzustand nicht, da die durch die Pfeile gekennzeichneten Verhalten der Dioden dies verhindern. Soll nun ein Wechsel von P nach M erfolgen, so wird zuvor der Zwischenschritt PM durchlaufen. Es ist so zu erkennen, dass lediglich nur ein IGBT ausgeschaltet und ein IGBT eingeschaltet wird; die restlichen, zuvor aktiven IGBT's bleiben eingeschaltet, was, wie bereits erwähnt, zur Reduzierung der Schaltverluste beiträgt.

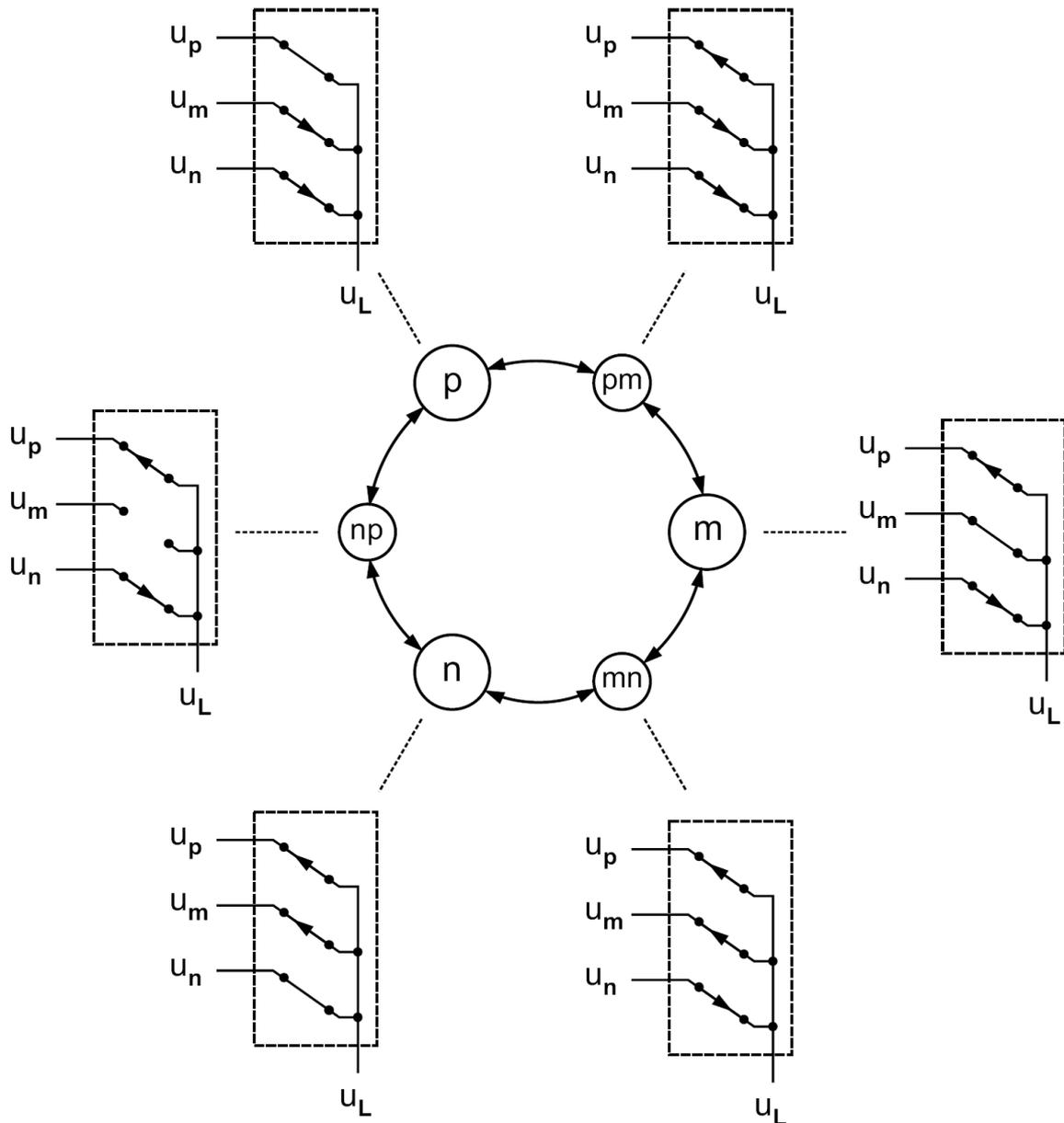


Abb. 4.15: Ersatzschaltbild des METZI-Kommutierungsverfahrens

Hinter dem oben gezeichneten vereinfachten Kommutierungsverlauf stehen die in Abbildung 4.16 und Abbildung 4.17 gezeigten Schaltzustände.

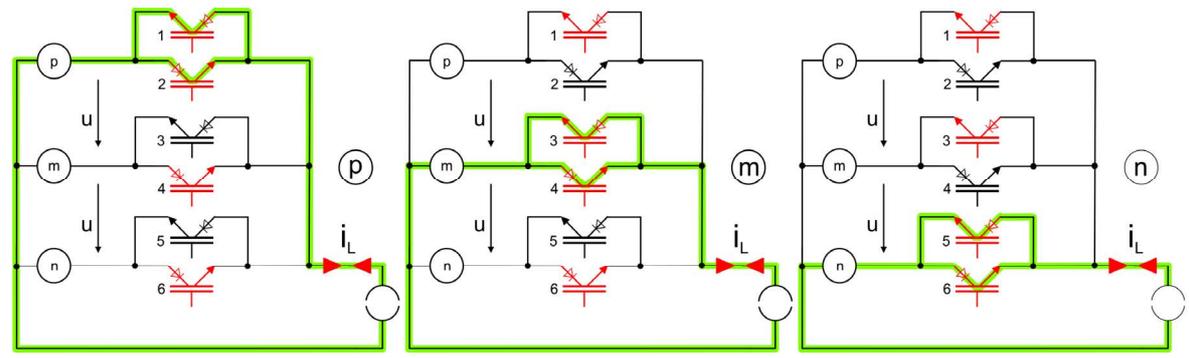


Abb. 4.16: Hauptschaltzustände des METZI-Kommutierungsverfahrens

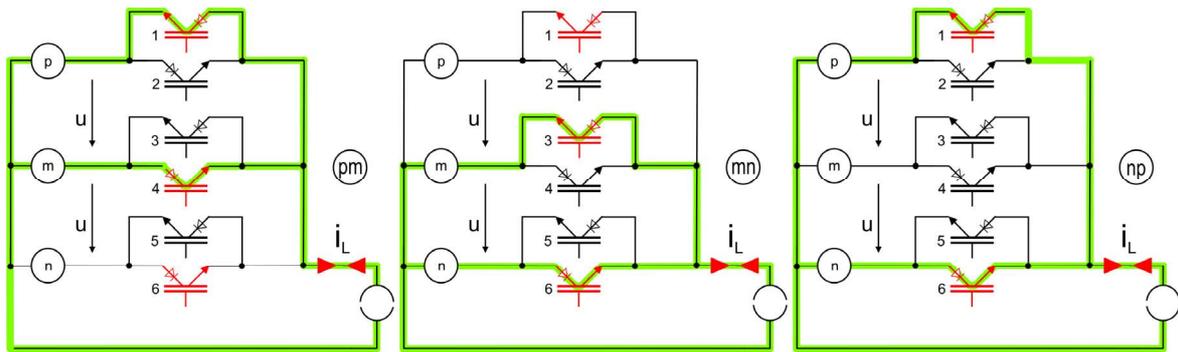


Abb. 4.17: Zwischenschaltzustände des METZI-Kommutierungsverfahrens

Mit den beschriebenen oben genannten Verfahren halten jedoch Probleme Einzug, die in Kapitel 4.9 genauer beschrieben werden. Daher wurde ein weiteres Verfahren entwickelt, welches diese Probleme zunächst geringfügig verlagert. Das erwähnte Verfahren wird im Folgenden beschrieben.

4.8.5 Kommutierung mit 30° Sicherheit

Die Schaltzustände des Kommutierungsverfahren mit 30° Sicherheit [19] sind in Abbildung 4.18, Abbildung 4.19 und Abbildung 4.20 zu sehen und werden im Folgenden in Abbildung 4.21, wieder vereinfacht dargestellt.

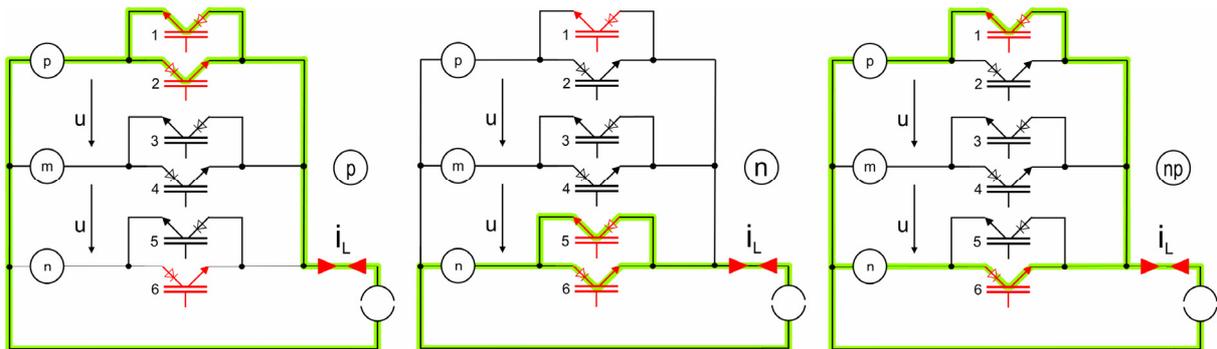


Abb. 4.18: Hauptschaltzustände p, n und Zwischenschaltzustand np des Kommutierungsverfahrens mit 30° Sicherheit

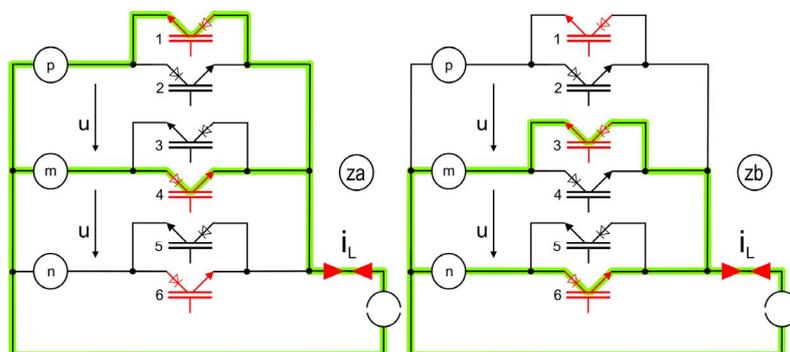


Abb. 4.19: Zwischenschaltzustände des Kommutierungsverfahrens mit 30° Sicherheit

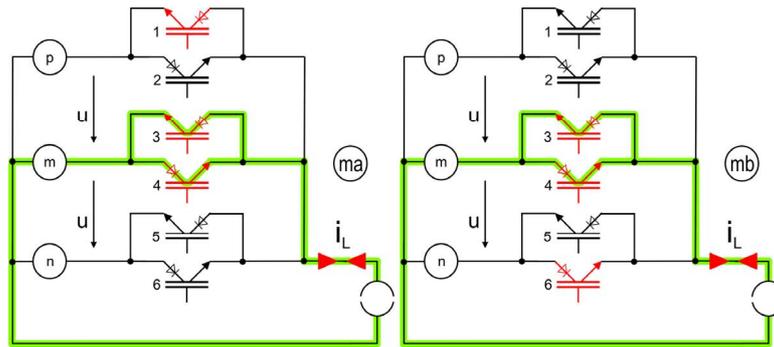


Abb. 4.20: Zwischenschaltzustände des Kommutierungsverfahrens mit 30° Sicherheit

Um die in Kapitel 4.9 genannten Probleme zumindest teilweise um 30° vom Schnittpunkt zweier Eingangsphasen weiter aufzuweichen, wurde das Kommutierungsverfahren mit 30° Sicherheit entwickelt. Dabei ist die Grundlage des Verfahrens in der Metzki-Kommutierung zu sehen. Ganz ähnlich wie dort sind alle IGBT's eingeschaltet, die keinen Kurzschluss verursachen, jedoch besteht der Unterschied darin, dass zum einen in den Anfangs- und Zielzuständen eine Netzphase nicht mit der Last verbunden ist. Zum anderen wird hier unterschieden, ob nun ein Kommutierungsvorgang von einer positiven zu einer weniger positiven Phase vonstatten gehen soll z.B. von P über ZA nach MA (Abbildung 4.21), oder ob ein Kommutierungsvorgang von einer negativen zu einer weniger negativen Phase durchgeführt werden soll (hier über die Folge N über ZB und dann MB).

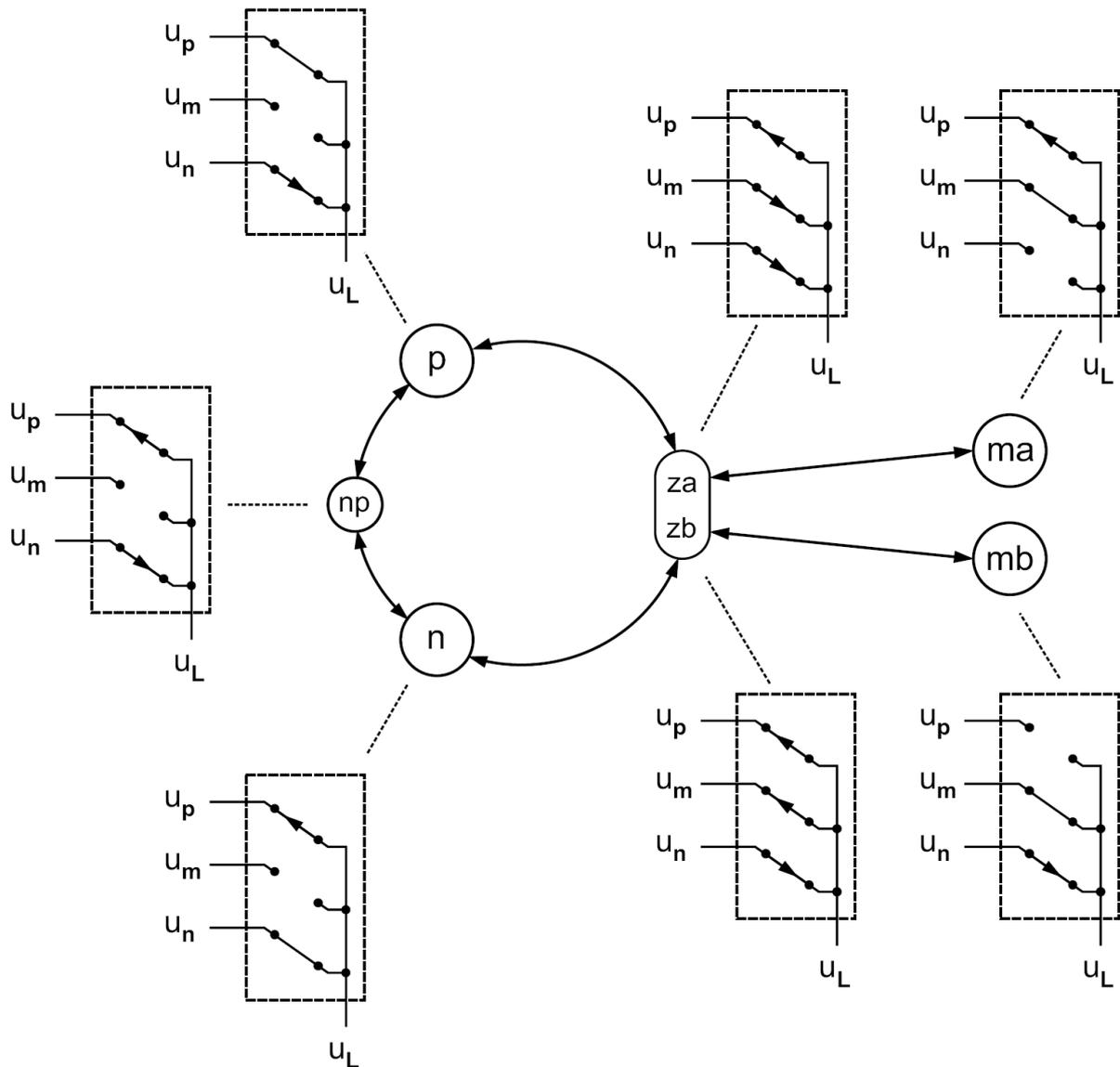


Abb. 4.21: Darstellung des Kommutierungsverfahrens mit 30° Sicherheit

Dies ermöglicht, dass die Spannungsmessung zur Bestimmung, welche der drei Eingangsphasen gerade die positivste, die negativste Spannung und den Momentanwert dazwischen besitzt, weniger genau sein muss. Jedoch sind auch hier Grenzen gesetzt. Wie der Name des Kommutierungsverfahrens schon sagt, ist eine Überschreitung von maximal $\pm 30^\circ$ vom Schnittpunkt zweier Eingangsphasen ohne negative Folgen möglich. Nach der Überschreitung des Schnittpunktes um über 30° verschlechtern sich jedoch die Bedingungen zur Detektion der Eingangsphase, da sich nun wieder zwei Eingangsphasen auf den dann nächsten Schnittpunkt zubewegen.

Nicht geklärt bei diesem Verfahren ist die Kommutierungsfolge von N nach MB über ZB mit dem weiteren Verlauf nach P. Wird bei MB die untere Phase nun erst vollständig abgeschaltet und danach MA und ZA geschaltet, verlängert sich die Kommutierungsstrategie um einen weiteren Zwischenschritt und wird so zu einer verlustreicheren 3-Schrittkommutierung. Soll jedoch dieses Verfahren weiterhin auf zwei Schritten basieren, so fällt die 30° -Sicherheit weg. Denn nun müsste nach MB Schaltzustand ZA folgen, was nur mit exakter Detektion des Schnittpunktes der Phasen U_p und U_m ohne negative Folgen bliebe.

4.9 Probleme der Kommutierungsverfahren

Wie im letzten Abschnitt schon mehrmals erwähnt, bestehen auch bei Anwendung eines Kommutierungsverfahren nicht eindeutige Situationen, die den Umrichter zerstören. Diese lassen sich zum einen auf von der Messtechnik nicht beherrschbare Situationen zurückführen, aber auch durch äußere Einflüsse kann ein Matrixumrichter Schaden nehmen. Diese, nicht beherrschten Probleme werden im Folgenden genauer beschrieben.

4.9.1 Bestimmung der Führungsgrößen

Es spielt hierbei keine Rolle, ob als Führungsgröße die Spannung oder der Strom verwendet wird. Das Problem der Detektion, welche Spannung z.B. gerade am größten ist, kann nicht gelöst werden. Ebenso beim Strom, wo die Messtechnik den Nulldurchgang exakt bestimmen muss, ist dies nicht realisierbar. Daher können folgende kritische Bereiche für Strom und Spannung festgehalten werden (Abbildung 4.22).

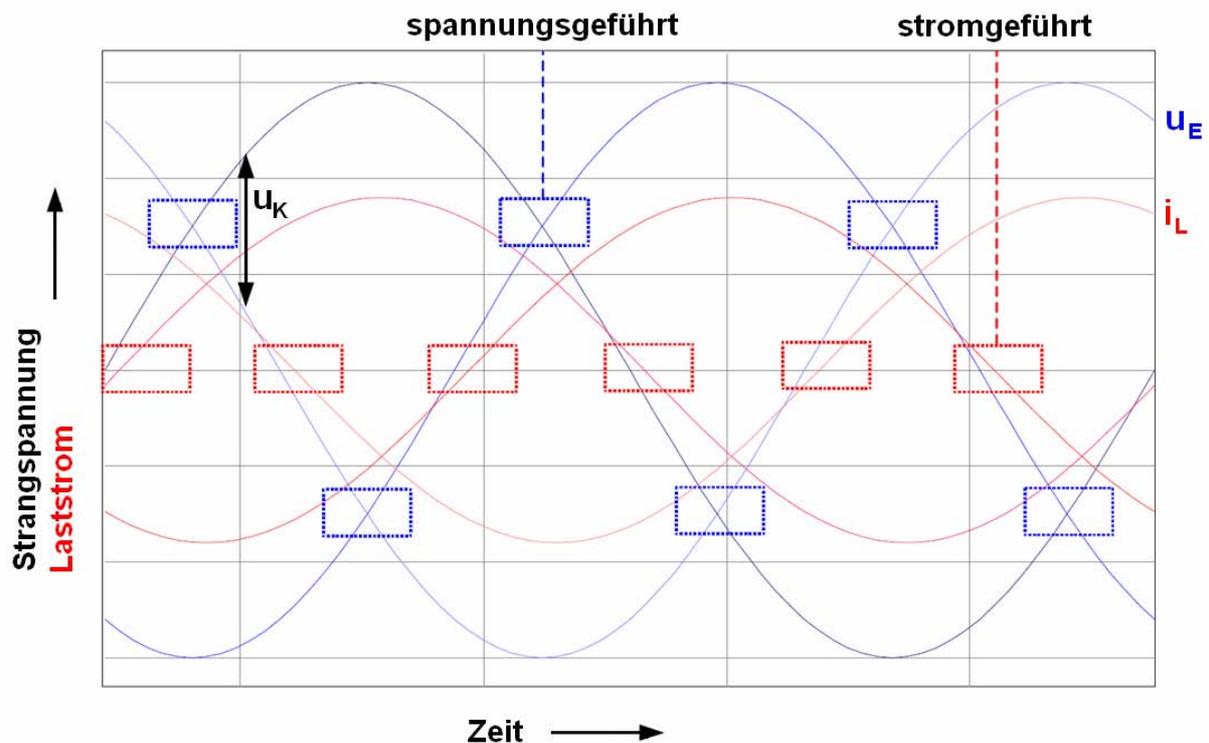


Abb. 4.22: Problematische Bereiche eines strom- oder spannungsgeführten Kommutierungsverfahrens

Wenn dann noch gefordert wird, eine möglichst geringe Anzahl an Kommutierungsschritten zu implementieren, müssen, wie oben beschrieben, ggf. Spannung und Strom exakt gemessen werden. Zur vermeintlichen Lösung des Problems wurden in [10], [13], [14] und [15] Verfahren vorgestellt, die möglichst genau das Spannungs- oder Stromvorzeichen messen. Trotzdem bleibt das Problem bestehen, dass zwischen der relativ genauen Messung und der eigentlichen Schalthandlung Zeit vergeht (Signalübertragung, A/D-Wandlung, Rechenzeit, Ausgabe von Signalen,...), in der die Betriebssituation sich verändert haben kann.

Dabei reichen als Verzugszeit wenige μ -Sekunden aus, um eine falsche Schalthandlung zu erhalten. Daher wurden, um diese nicht beherrschbaren Bereiche zu umgehen, Verfahren entwickelt, die den Umrichter schützen. Jedoch hinterlassen diese Verfahren bei der Modulation des Schaltmusters deutliche Spuren in deren Homogenität und mindern so die Qualität der Ausgangsgrößen des Matrixumrichters spürbar. Dies wird sofort ersichtlich, wenn diese Verfahren im Folgenden beschrieben werden.

4.9.2 Aussetzung der Schalthandlungen

Ein vorgeschlagenes Verfahren ist das Aussetzen der Modulation in den in Abbildung 4.23 gezeigten kritischen Bereichen [17], [19]. Soll, um bei der Spannung als Führungsgröße zu bleiben, eine Spannungsdifferenz zweier Eingangsphasen weniger als z.B. 30 V betragen, so wird in dieser Situation ein Sicherheitszustand geschaltet. Dieser wird solange beibehalten, bis die Spannungsdifferenz der zwei Eingangsphasen wieder größere Werte als 30 V annimmt und so genau bestimmbar ist. Das Prinzip ist in der Abbildung 4.23 zu erkennen.

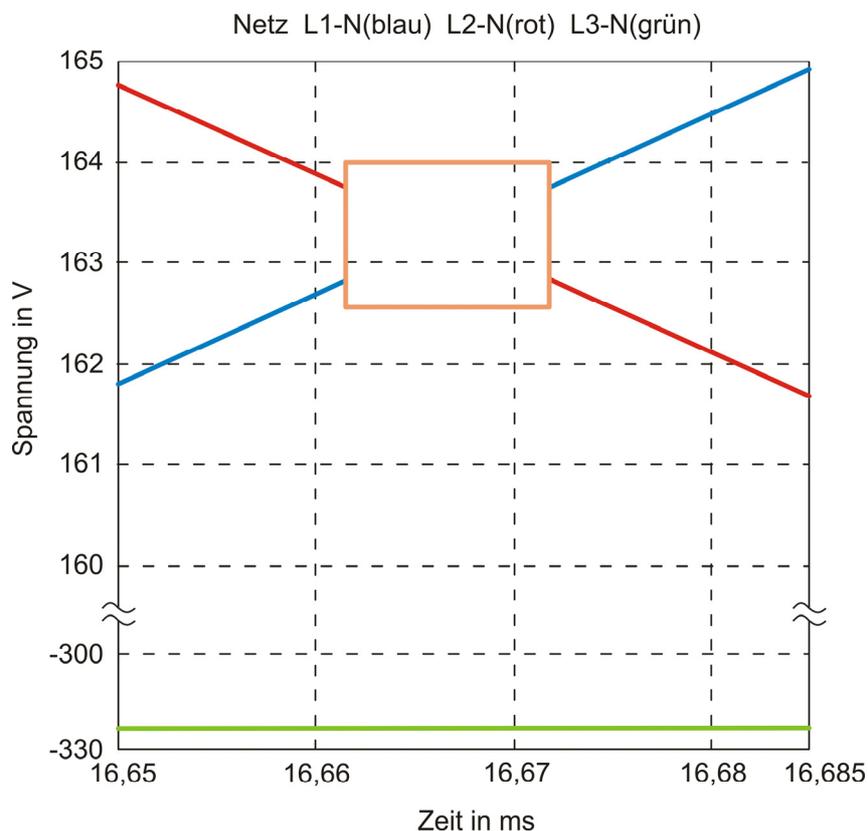


Abb. 4.23: Aussetzung der Schalthandlungen im Kreuzungsbereich zweier Eingangsphasen

4.9.3 Reduzierung von Schaltzuständen

Eine andere Möglichkeit, die kritischen Bereiche zu umgehen, ist in Abbildung 4.24 zu erkennen. Hier wird, ähnlich wie bei der Aussetzung der Schalthandlungen ein „Fenster“ um den kritischen Bereich gelegt. Jedoch unterscheidet sich dieses Verfahren darin, dass im „Fenster“ Schalthandlungen stattfinden können. Diese sind allerdings begrenzt auf Schalthandlungen, wo ausschließlich die negativste und positivste Spannung den Schaltzustand bilden [17], [19]. Wie in Kapitel 7 noch beschrieben wird, bleiben so in dieser Situation jedoch nur zwei erlaubte Schaltzustände übrig. Dies mindert die Qualität der Ausgangsgrößen des Umrichters erheblich.

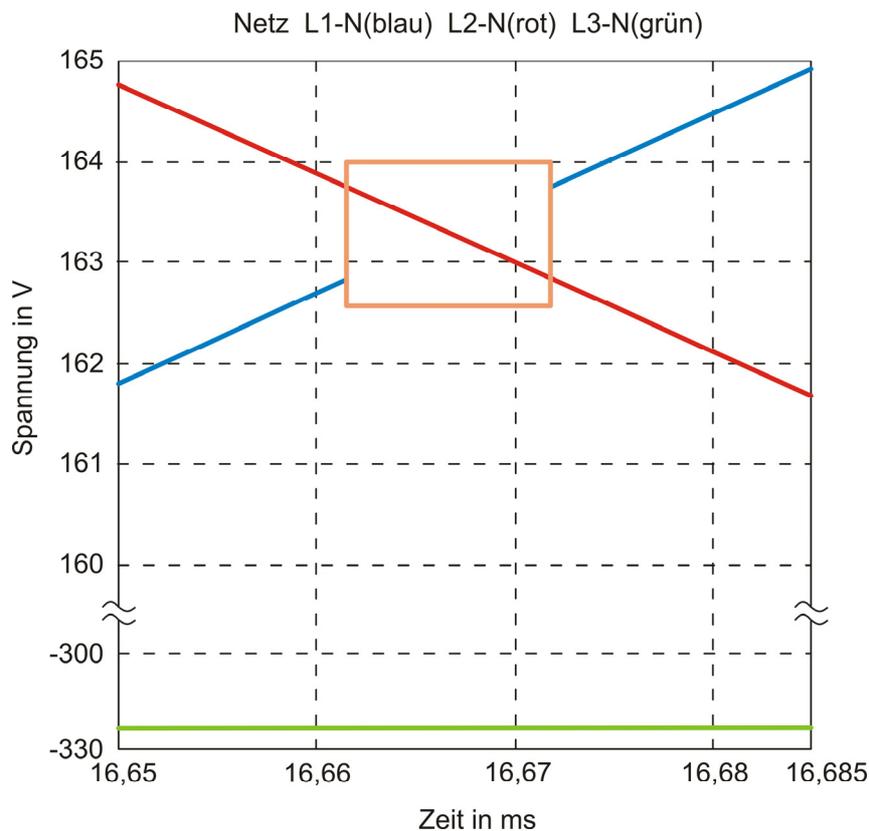


Abb. 4.24: Schalthandlungen im kritischen Bereich

Erläuterung zur Abbildung 4.24: Hier werden nur zwischen der negativsten (grün) und der vermeintlichen positivsten (rot) Eingangsphase Schalthandlungen durchgeführt.

Es kann daher festgehalten werden: Es gibt Lösungen, die tatsächlich die kritischen Bereiche sicher beherrschen, aber gleichzeitig gravierende Nachteile mit sich bringen. Aber auch mit den oben genannten Lösungen gibt es eine weitere mögliche Betriebssituation, in der die Kommutierungsverfahren an ihre Grenzen stoßen, was im Folgenden beschrieben wird.

4.9.4 Nicht beherrschbare Situationen

Sollten unvorhergesehene Schalthandlungen wie eine Selbstabschaltung aufgrund eines internen Fehlers, eine Abschaltung des speisenden Netzes wie beim Not-Aus oder der Ausfall einer oder mehrerer Netz-Phasen vorkommen, sind diese Betriebsituationen alleine mit einem Kommutierungsverfahren nicht beherrschbar. Nur mit Kommutierungsverfahren kommt es zwangsläufig zu einer Laststromunterbrechung, die zu zerstörerischen Spannungsspitzen führt. Daher können Matrixumrichter auch mit Kommutierungsverfahren auf Hardware-Schutznetzwerke, wie in Kapitel 4.1 beschrieben, nicht gänzlich verzichten.

4.10 Zusammenfassung Kapitel 4

Für die Schutzmaßnahmen gegen Überstrom und Überspannung kann festgehalten werden, dass dies sowohl mittels Softwareschutz realisiert werden muss (Kommutierungsverfahren) als auch, dass diese mittels Hardwareschutz immer einander angepasst werden müssen und nie auf eines der beiden verzichtet werden kann. Dadurch entstehen die Nachteile, dass der Hardwareschutz kostspielig und deutlich volumenvergrößernd wird und zu erhöhten Verlusten führt. Der Softwareschutz fußt letztlich auf einer exakten und sehr schnellen Messkette mit enorm kurzer Reaktionszeit. Dabei ist ein Kommutierungsverfahren für jeden Ausgang des Matrixumrichters einzeln zu implementieren. So benötigt allein die Steuerung des Kommutierungsverfahrens bei einem Dreiphasen-Umrichter enorm viel Rechenleistung. Wenn dabei noch bedacht wird, dass jeder der 18 IGBT's einzeln angesteuert werden muss, kommt dort ein entsprechender Hardwareaufwand an Treibern noch hinzu.

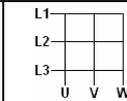
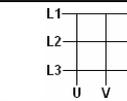
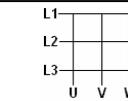
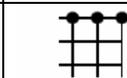
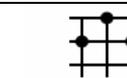
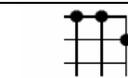
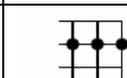
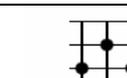
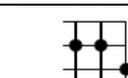
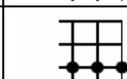
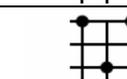
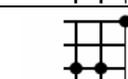
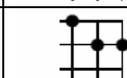
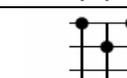
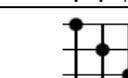
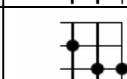
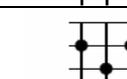
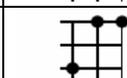
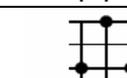
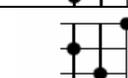
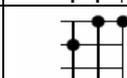
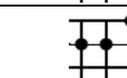
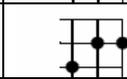
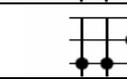
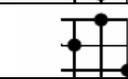
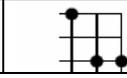
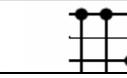
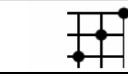
Daher wäre es ein wesentlicher Fortschritt, ein Verfahren zu entwickeln, das immer einen bidirektionalen Schalter komplett einschalten darf, das ganz ohne eine aufwändige und auf unsicheren Messwerte basierenden Kommutierungsstrategie auskommt, das alle Schaltzustände, egal zu welchem Zeitpunkt, auch schalten darf, bei dem der Phasenausfall kein Problem darstellt und das einen Kurzschlussstrom bzw. Überstrom auch ohne negative Folgen abschalten kann. Dieses Verfahren sollte möglichst einfach zu steuern sein, wenig kosten, keine Volumenvergrößerung verursachen und aus Elementen, die keiner rapiden Alterung unterworfen sind, wenn möglich aus Silizium bestehen, um einen Umrichter "all in silicon" verwirklichen zu können.

5 Freilaufkreis für den Matrixumrichter

Der Freilaufkreis für den Matrixumrichter muss ein spezieller sein, da es sich beim Matrixumrichter um einen Direktumrichter handelt, der mit drei ständig oszillierenden Eingangsspannungen arbeitet. Als Lösung dieser Problematik wurde an der Universität Siegen das Konzept in Form eines schaltbaren Freilaufzweiges entwickelt. Dieser schaltbare Freilaufzweig wird in Abhängigkeit der drei oszillierenden Eingangsspannungen geschaltet. Dabei werden sechs Dioden mit Hilfe von sechs IGBT's so verschaltet, dass diese, von der Last aus gesehen, parallel zum Matrixumrichter einen Freilauf bereitstellen. Dieser kann in verschiedensten kritischen Betriebssituationen dem Strom einen Pfad anbieten und so die Schaltermatrix schützen. Im Folgenden soll dies durch einige Fallbeispiele verdeutlicht werden.

Definitionen und Erklärung zu den folgenden Beispielen:

- Der Matrixumrichter befindet sich in den dargestellten Beispielen im Schaltzustand Nr. 6, was bedeutet, dass L1 mit den Ausgangsklemmen V und W verbunden ist und L3 mit der Ausgangsklemme U verbunden ist. Die folgenden Erklärungen und Beispiele für diesen Schaltzustand lassen sich auf alle anderen möglichen Schaltzustände (Tabelle 1) des Umrichters analog übertragen.
- Der Matrixumrichter kann folgende Schalterstellungen annehmen:

Nr.		Nr.		Nr.	
1		10		19	
2		11		20	
3		12		21	
4		13		22	
5		14		23	
6		15		24	
7		16		25	
8		17		26	
9		18		27	

Tab. 1: Zulässige Schaltzustände des Matrixumrichters

Andere Schaltzustände sind nicht erlaubt, da diese die Eingangsphasen kurzschließen würden.

- Ein Punkt stellt in der Zeichnung einen in beide Richtungen durchgeschalteten bidirektionalen Schalter dar.
- Ein RB-IGBT soll als eingeschaltet gelten, wenn dieser in der Zeichnung rot dargestellt ist.
- Die Bezeichnungen in den Erklärungstexten S1.1, S1.2, T1, D1, L1,... beziehen sich auf die Bezeichnungen in den Abbildungen.
- Ein Schalter der Schaltermatrix besteht immer aus einem vorwärts gerichteten und einem rückwärts gerichteten RB-IGBT. Im eingeschalteten Zustand sind beide rot dargestellt.
- Der angenommene Stromfluss ist als dicke grüne Linie im Hintergrund dargestellt. Die Stromflussrichtung ist durch rote Pfeile gekennzeichnet.
Anmerkung: Es ist auch eine andere Stromflussrichtung möglich als im Beispiel dargestellt. Die Erklärungen für die angenommene Stromflussrichtung kann analog auf die andere Stromflussrichtung übertragen werden.
- In den Beispielen beträgt die Frequenz der drei oszillierenden Eingangsspannungen 50 Hz.
- In allen Beispielen wird der Abschnitt von 16.66 ms bis 20.00 ms der drei oszillierenden Eingangsspannungen betrachtet. Dieser ist in der folgenden Abbildung 5.1.1 vergrößert dargestellt.
Anmerkung: Der Abschnitt von 16.66 ms bis 20.00 ms ist willkürlich gewählt; die folgenden Erklärungen lassen sich analog auch auf andere Abschnitte übertragen.

Die Eigenschaften des hier gewählten Abschnittes sind:

- Die Phase L1 (blau in Abbildung 5.1.1) hat gegenüber den beiden anderen Phasen das positivste Potential.
 - Die Phase L3 (grün in Abbildung 5.1.1) hat gegenüber den beiden anderen Phasen das negativste Potential.
 - Die Phase L2 (rot in Abbildung 5.1.1) hat gegenüber den beiden anderen Phasen ein Potential, welches zwischen dem positivsten und negativsten Potential liegt.
 - Die drei Phasen haben kein festes Potential im betrachteten Abschnitt. Das Potential verändert sich jeweils mit der Zeit.
- In dem Abschnitt von 16.66 ms bis 20.00 ms werden die IGBT's T1 und T6 des schaltbaren Freilaufkreises angesteuert. Im den dann folgenden Abschnitten werden jeweils andere IGBT's des schaltbaren Freilaufkreises angesteuert (siehe Abbildung 5.3.10).
 - Der entwickelte schaltbare Freilaufkreis ist in der der folgenden Abbildung 5.1.2 violett eingekreist.
 - Vor dem Matrixumrichter werden eingangseitig in den Abbildungen die aktuellen Spannungsverläufe des Eingangnetzes gezeigt.
 - Das dargestellte Netz soll den Filter und die Netzinduktivitäten beinhalten.

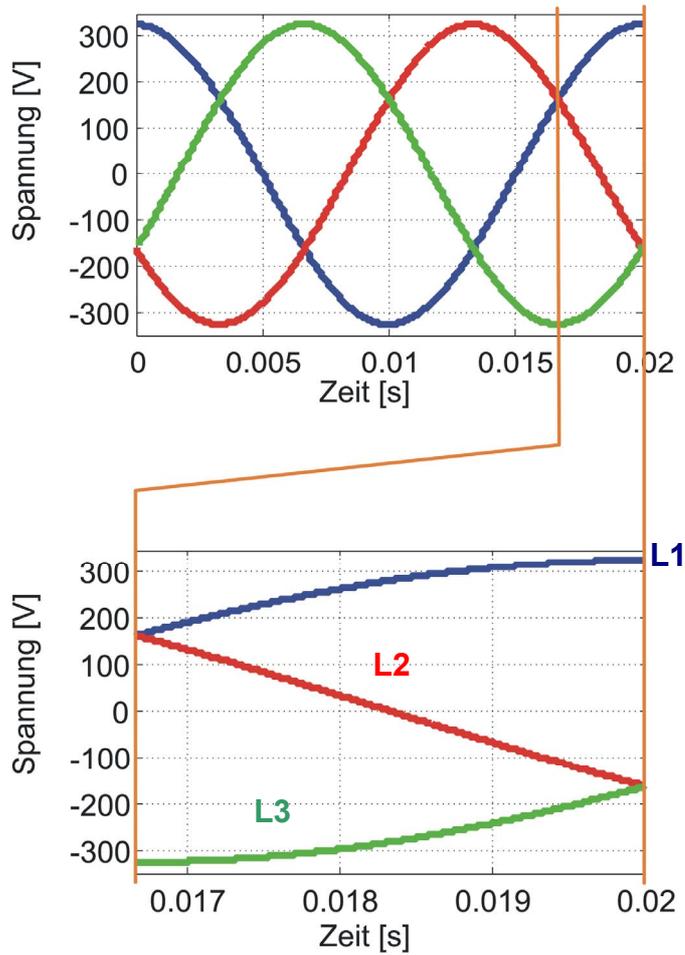


Abb. 5.1.1: Die drei Netzeingangsphasen aufgezoomt im Bereich 16,6 ms bis 20 ms

Der Matrixumrichter befindet sich, wie oben erwähnt, im Schaltzustand Nr.6. Im schaltbaren Freilaufkreis sind die RB-IGBT's T1 und T6 eingeschaltet. Es wird der grün eingezeichnete Stromfluss angenommen.

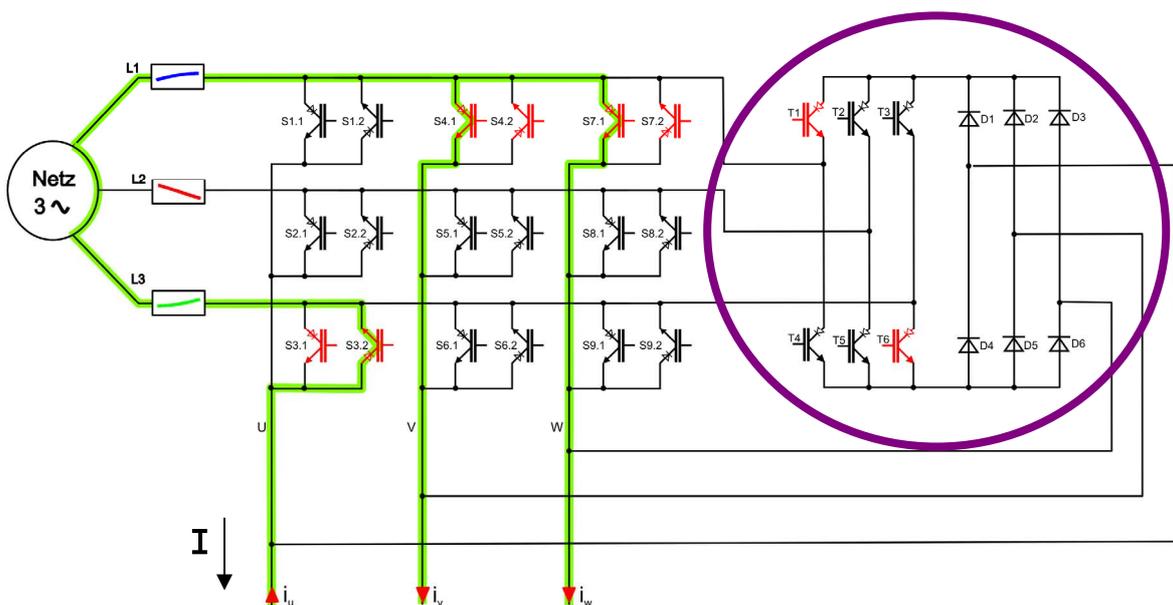


Abb. 5.1.2: Matrixumrichter in Schaltzustand Nr. 6 mit schaltbarem Freilaufkreis

Es können folgende Aussagen mit Nummer 1.) bis 6.) über die Wirkung des schaltbaren Freilaufkreises getroffen werden:

1.) Es kann anhand der Abbildung 5.1.2 festgestellt werden, dass der schaltbare Freilaufkreis in Kombination mit dem Matrixumrichter keinen Kurzschluss verursacht. Dies begründet sich darin, dass die angeschlossenen Dioden in dem betrachteten Abschnitt (16.66 ms bis 20.00 ms) mit Hilfe der eingeschalteten RB-IGBT's T1 und T6 in Sperrrichtung betrieben werden. Ebenso kann festgestellt werden, dass durch die Realisierung der Halbleiterelemente T1 bis T6 mit RB-IGBT's kein Kurzschluss entsteht, wenn die Bestimmung der positivsten Eingangsphase falsch ist. Es sind somit keine hochgenauen Messeinrichtungen zur Detektion der positivsten Eingangsphase notwendig.

2.) Die Schalterstellung der Schaltermatrix S1.1 bis S9.2 des Matrixumrichters hat für Aussage 1.) keinerlei Bedeutung, d.h. der Matrixumrichter darf alle Schalterstellungen der Tabelle 1 annehmen, ohne dass es zu einem Kurzschluss kommt. Um dies zu untermauern, ist als weiteres Beispiel in der Abbildung 5.1.3 die Schalterstellung Nr. 16 des Matrixumrichters zu sehen. Im Gegensatz zum vorherigen gezeigten Schaltzustand, der das positivste und negativste Potential schaltet, wird nun das positivste und das mittlere Potential an den Ausgang des Matrixumrichters geschaltet. Auch in dieser Schalterstellung verursachen die eingeschalteten RB-IGBT's T1 und T6 in Verbindung mit dem Matrixumrichter keinen Kurzschluss.

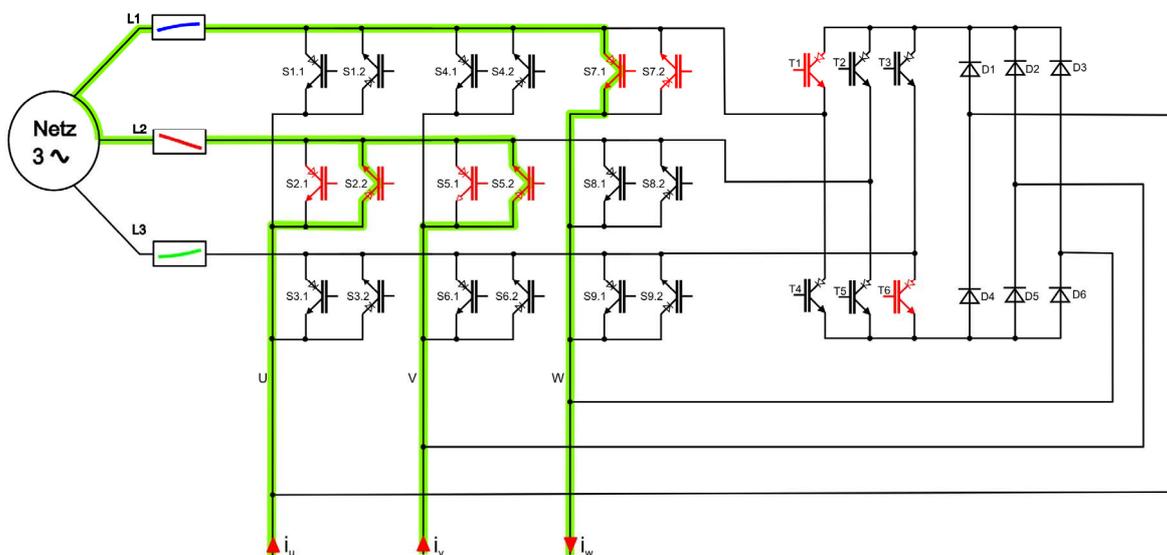


Abb. 5.1.3: Matrixumrichter in Schaltzustand Nr. 16 mit schaltbarem Freilaufkreis

Es kann daher festgehalten werden, dass die Schaltzustände des Freilaufkreises unabhängig von den Schaltzuständen der Schaltermatrix sind. Mit dieser Eigenschaft des schaltbaren Freilaufkreises kann somit weiter festgestellt werden, dass alle Steuer-/Regelungsverfahren mit dem Matrixumrichter mit dieser Konfiguration möglich sind.

3.) Da die Dioden des schaltbaren Freilaufkreises in Sperrrichtung betrieben werden und so einen Freilaufpfad bereitstellen, kann nach einer RB-IGBT Abschaltung der Strom weiter über diese fließen. Als Beispiel hierfür werden vom Schaltzustand Nr.6

die RB-IGBT's S7.1 und S7.2 abgeschaltet, um einen anderen Schaltzustand (z.B. Nr. 15) zu erreichen. Der kurze Moment der Abschaltung der RB-IGBT's S7.1 und S7.2 ist in den Abbildungen 5.1.4 und 5.1.5 dargestellt.

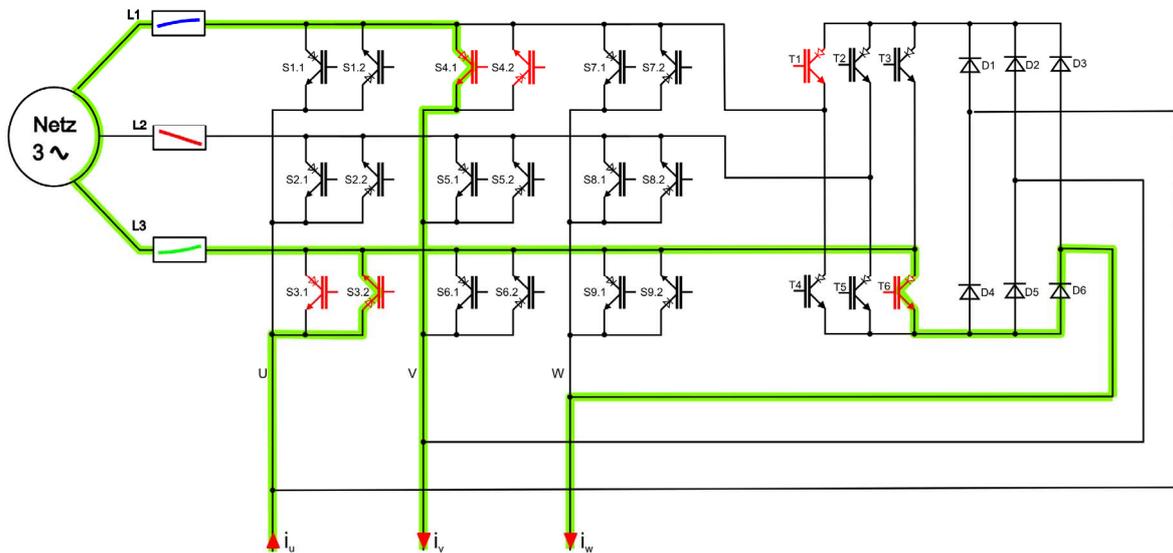


Abb. 5.1.4: Mögliche Freilaufpfade mit Stromrichtung für $i_w > 0$

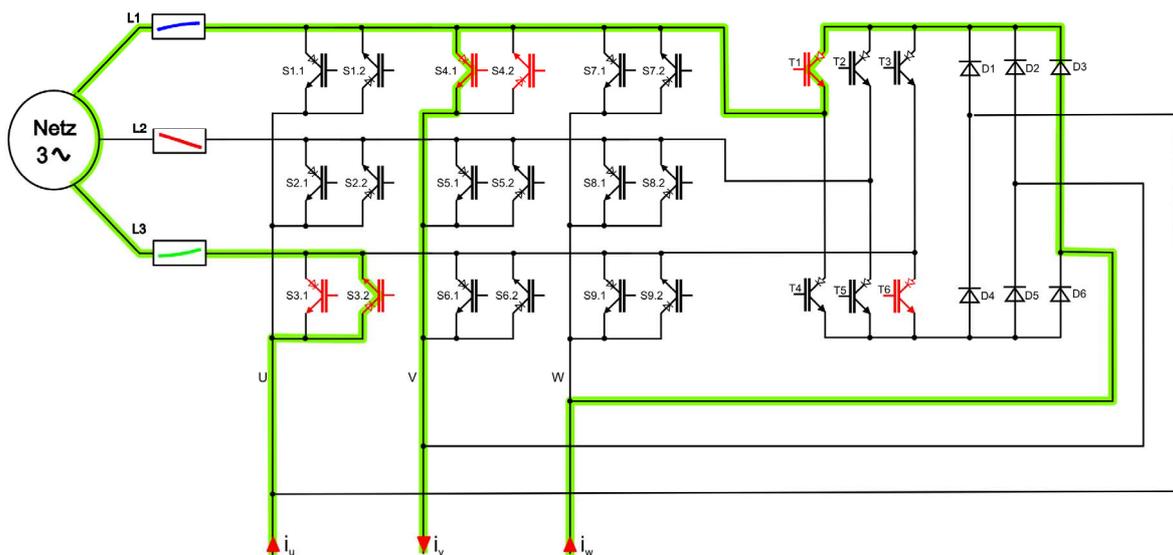


Abb. 5.1.5: Mögliche Freilaufpfade mit Stromrichtung für $i_w < 0$

Es ist erkennbar, dass der zuvor von den RB-IGBT's S7.1 und S7.2 geführte Strom mit Richtung zur Last hin vom schaltbaren Freilaufkreis und der momentan negativsten Eingangsphase übernommen wird (Abbildung 5.1.4). Damit ist die Gefahr einer Zerstörung eines oder beider RB-IGBT's (S7.1 und S7.2) beim Abschaltvorgang eliminiert. Für die entgegen gesetzte angenommene Stromrichtung von der Last weg kann der nach dem Abschaltvorgang vorhandene Strom vom schaltbaren Freilaufkreis und der momentan positivsten Eingangsphase übernommen werden (Abbildung 5.1.5). Auch hier ist die Gefahr einer Zerstörung der beiden oder eines RB-IGBT's S7.1 und S7.2 beim Abschaltvorgang eliminiert.

Als Schlussfolgerung dazu wird festgehalten, dass es zwei mögliche Freilaufpfade gibt, um den nach dem Abschaltvorgang weiter existierenden Stromfluss nicht zu

unterbrechen. Dies ist entweder der Pfad über einen aktiven RB-IGBT oder der Pfad über die Quelle. Die Aussage gilt immer, wenn nur ein Schalter der Schaltermatrix abgeschaltet wird oder bereits abgeschaltet ist. Dies ist in jedem Fall anzustreben, da so weniger Verluste entstehen und das speisende Netz weniger belastet wird, als wenn mehrere Schalter gleichzeitig abgeschaltet werden (wie im folgenden Beispiel). Weiter kann festgestellt werden, dass die Stromrichtung keine Rolle für die Funktion des schaltbaren Freilaufkreises spielt.

4.) Werden zwei Schalter gleichzeitig abgeschaltet, ist noch ein Schalter der Schaltermatrix aktiv. Die zuvor fließenden Ströme der beiden abgeschalteten Schalter werden für Strom $i_w > 0$, über den Pfad D6, T6, Quelle, S4.1 und für den Strom $i_u < 0$, über den Pfad D1, T1, S4.1 geführt. Zur Veranschaulichung ist dies in der Abbildung 5.1.6 zu sehen. Andere angenommene Stromrichtungen ändern nichts an der Funktionalität des schaltbaren Freilaufkreises, es werden nur andere Dioden und andere IGBT's des Freilaufkreises beansprucht.

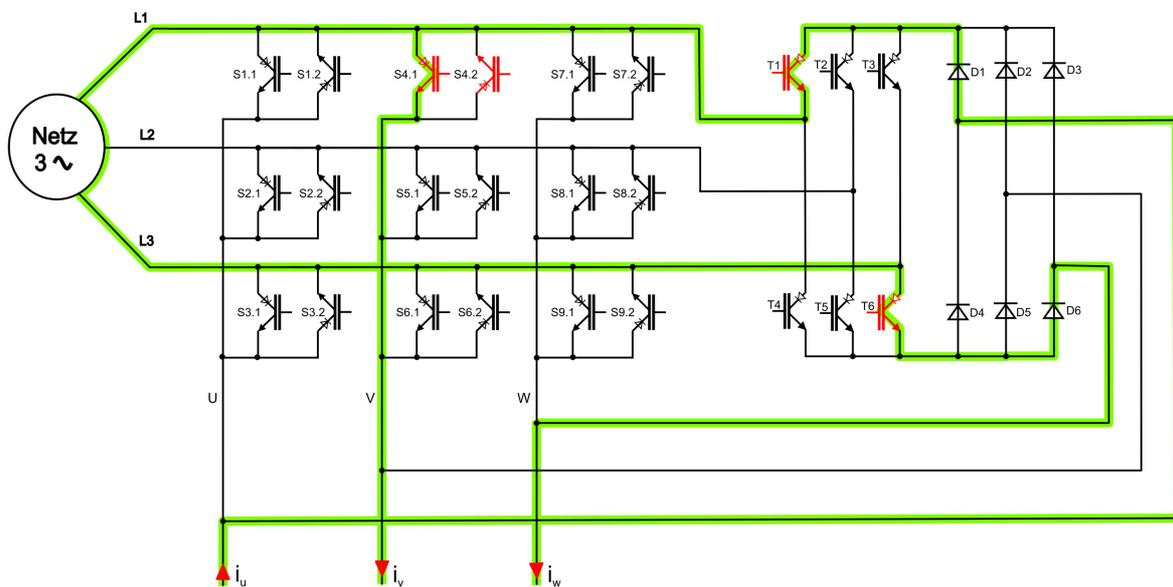


Abb. 5.1.6: Matrixumrichter mit zwei gleichzeitig abgeschalteten Schaltern und den daraus resultierenden Freilaufpfaden

Somit kann auch in dieser Betriebssituation festgestellt werden, dass auch beim gleichzeitigen Abschalten zweier Schalter ein Freilaufpfad existiert, über den die Ströme weiter fließen können.

5.) Wird angenommen, dass drei eingeschaltete, vom Strom durchflossene Schalter gleichzeitig abgeschaltet werden, ergeben sich die in der Abbildung 5.1.7 zu sehenden Freilaufpfade. Danach kann festgestellt werden, dass durch die Bereitstellung der Freilaufpfade kein Stromfluss unterbrochen wird und so auch keiner der RB-IGBT's Schaden nimmt. Des Weiteren ist die Funktion des Freilaufkreises auch bei geänderter Stromrichtung gegeben. Das bedeutet, dass völlig unabhängig davon, wie viele Schalter der Schaltermatrix gleichzeitig abgeschaltet werden, zu jedem Zeitpunkt ein Freilaufpfad existiert.

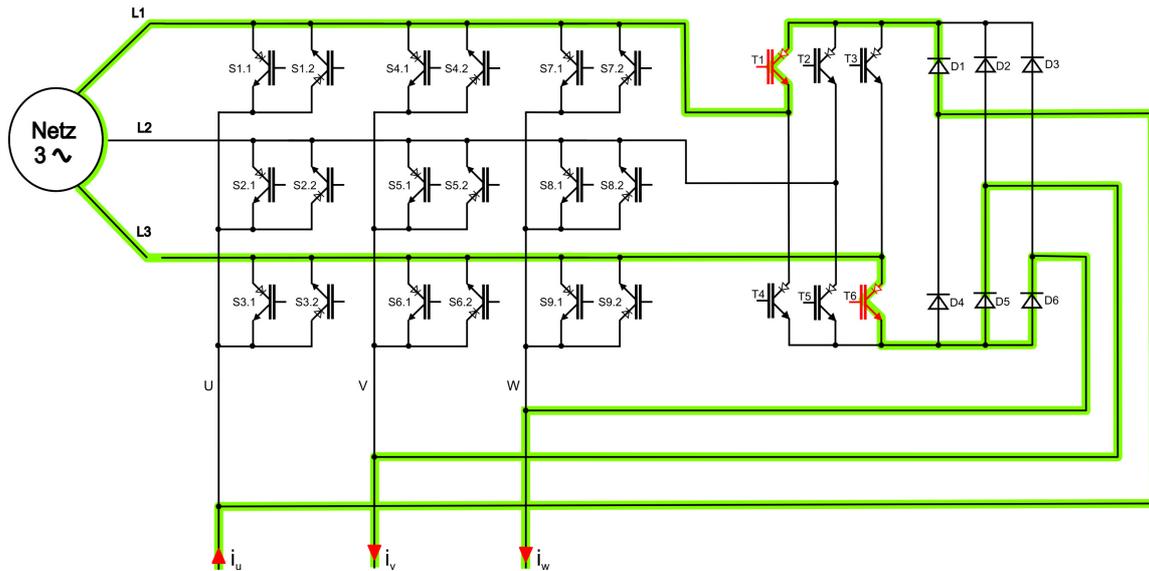


Abb. 5.1.7: Matrixrichter komplett abgeschaltet mit den daraus resultierenden Freilaufpfaden

6.) Im Fall des Ausfalls einer oder mehrerer Strom führender Phasen der Quelle (in der Abbildung 5.1.8 ist dies Phase L3) kann auch hier der schaltbare Freilaufkreis den Strom unterbrechungsfrei weiterführen. Auch hierbei spielt die Stromrichtung für die Funktion des schaltbaren Freilaufkreises keine Rolle.

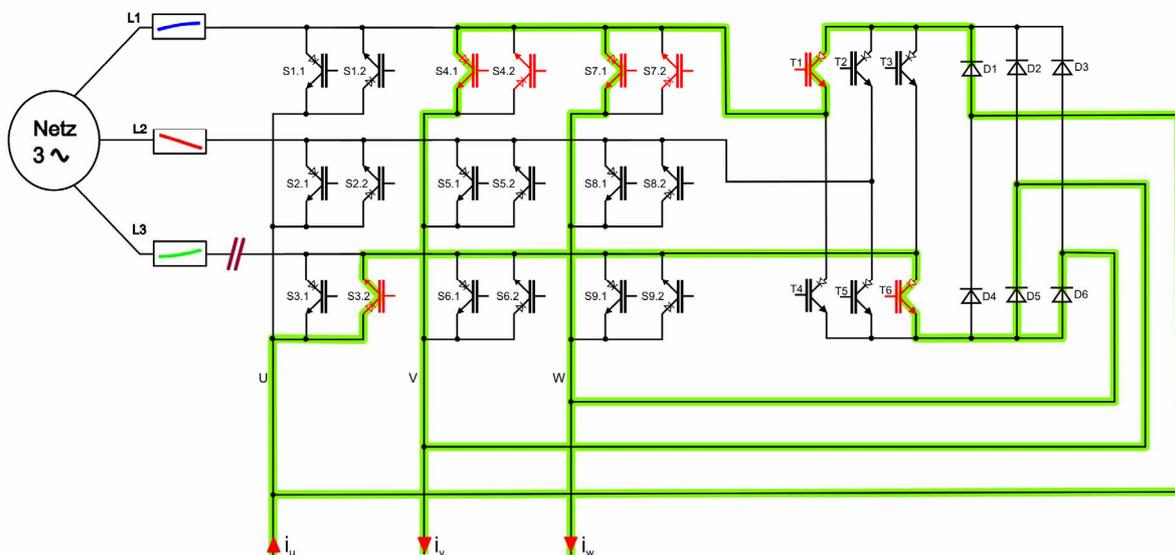


Abb. 5.1.8: Matrixrichter bei Ausfall der Phase L3 und dem resultierenden Freilaufpfad

Jedoch besteht der in Abbildung 5.1.8 gezeigte Freilaufpfad nur dann, wenn der aktuelle Schaltzustand "eingefroren" wird. Da die Detektion eines Phasenausfalls sich jedoch recht schwierig gestaltet, kann es vorkommen, dass der Phasenausfall nur verzögert erkannt wird und so ein "Einfrieren" zunächst nicht stattfindet. Für die Ansteuerung bedeutet dies, dass weiter geschaltet wird und so auch die eigentlich ausgefallene Phase weiter mit geschaltet wird. Dies ist insoweit auch machbar, da der schaltbare Freilaufkreis und der Eingangsfilter in Kombination kurzzeitig den

unterbrochenen Strom weiterführen können. Diese Situation ist in Abbildung 5.1.9 zu erkennen.

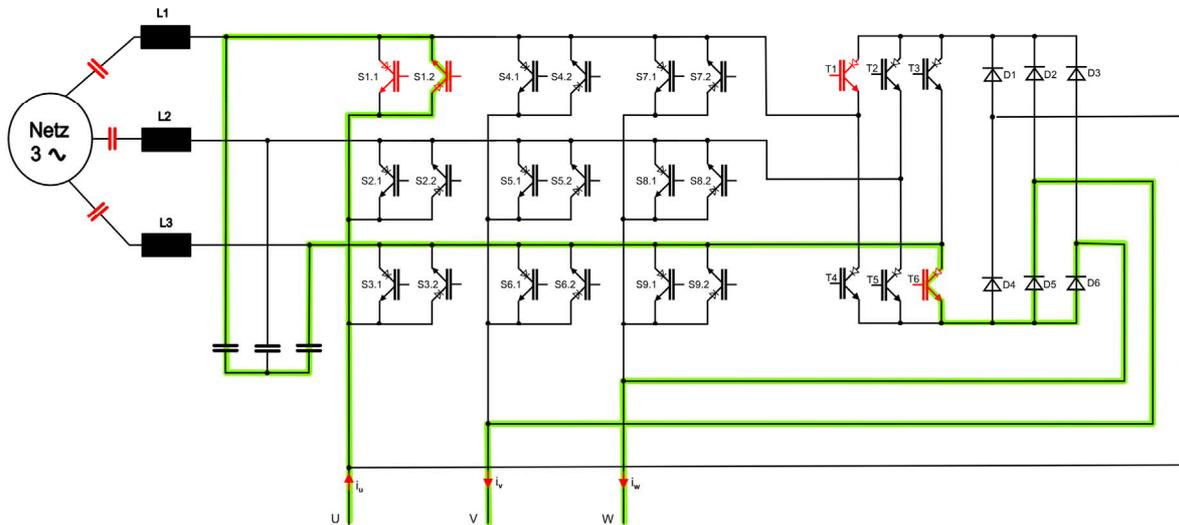


Abb. 5.1.9: Ausfall aller Eingangsphasen mit Abschaltung zweier Schalter

Wird diese Situation genauer betrachtet, so kann ein idealer Messpunkt gefunden werden, um den Phasenausfall sicher zu detektieren (Kapitel 5.2) und entsprechend darauf zu reagieren. Eine solche Reaktion wäre das umgehende Schalten eines sicheren Schaltzustandes (Abbildung 5.1.10). Ist der sichere Zustand erreicht, besteht für den Matrixumrichter keine Gefahr mehr, Schaden zu nehmen. Dazu werden zunächst alle Ventile abgeschaltet, die nicht für den sicheren Zustand benötigt werden. Dabei wird wieder der induktive Strom in der Schaltermatrix unterbrochen und es baut sich eine Überspannung über den Ventilen auf. Hier kommt jedoch der schaltbare Freilaufkreis zum Tragen. Durch die Filterkondensatoren wird das Netz für eine gewisse Zeit und in bestimmten Grenzen aufrecht erhalten.

Damit ist die Elektronik des schaltbaren Freilaufkreises auch bei einem Phasenausfall in der Lage, ordnungsgemäß die Transistoren T1 bis T6 anzusteuern. Der Strom kann auch hier weiter über die Kondensatoren fließen. Wie ein Phasenausfall sicher erkannt wird, damit auf diese Situation rechtzeitig reagiert werden kann, ist im folgenden Kapitel 5.2 beschrieben.

Es kann festgehalten werden, dass ein Netzausfall beherrschbar ist, da in Kombination mit dem Eingangsfiler der schaltbare Freilaufkreis dem Strom die Möglichkeit bietet, weiter zu fließen.

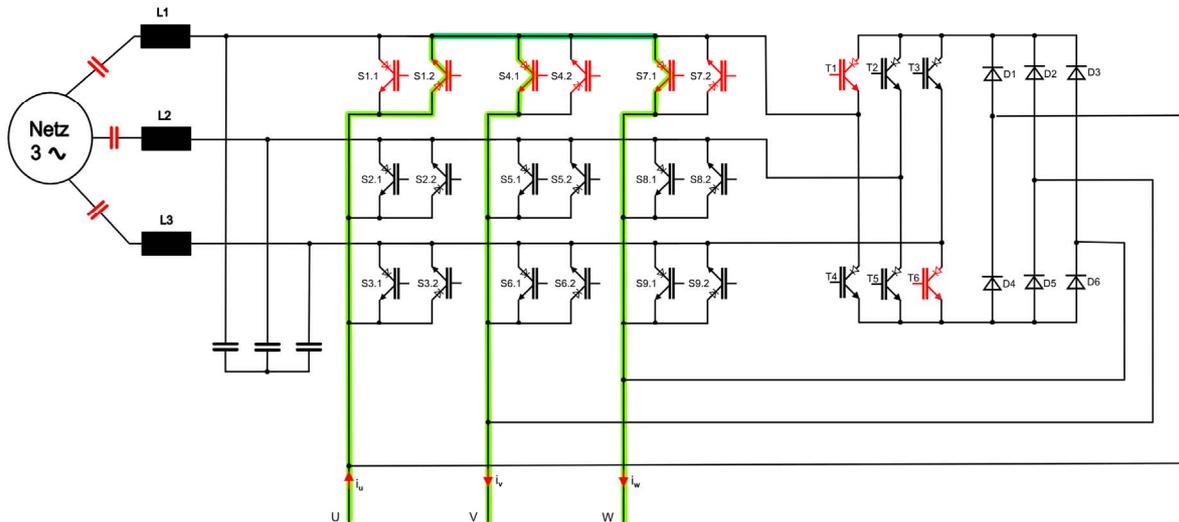


Abb. 5.1.10: Matrixumrichter im sicheren Schaltzustand beim Ausfall aller Eingangsphasen

5.1 Erreichte Sicherheit

Folgende Punkte können aufgrund der obigen Aussagen **1.)** bis **6.)** festgehalten werden:

Es besteht somit ein Verfahren,

- das es ermöglicht, einen bidirektionalen Schalter der Schaltermatrix komplett einzuschalten und abzuschalten und zwar unabhängig von den Sinusverläufen der Netzspannung. Im Klartext: Alle erlaubten Schaltzustände, egal zu welchem Zeitpunkt (bzw. von 0° bis 360°), dürfen auch geschaltet werden (ohne Berücksichtigung der kritischen Bereiche im Kreuzungsbereich zweier Eingangsphasen).
- das ganz ohne eine aufwändige und auf unsicheren Messwerten basierenden, Schaltverluste produzierendes Kommutierungsverfahren auskommt.
- mit dem der Phasenausfall beherrschbar ist.
- bei dem ein Kurzschlussstrom bzw. ein Überstrom auch ohne negative Folgen abschaltet werden darf.
- welches unter anderem wegen des Wegfalls des Kommutierungsverfahren die Ansteuerung des Matrixumrichters enorm erleichtert.
- durch das mit Hilfe des schaltbaren Freilaufkreises eine Volumensreduzierung, eine Gewichtsreduzierung und so auch eine Kostenreduzierung möglich ist.
- bei dem nun auch auf eine Brückenschaltung mit alterndem Elektrolyt-Kondensator verzichtet werden kann.
- das es erlaubt, erstmals eine "all in silicon" Umrichtertopologie herzustellen.

5.2 Detektion eines Phasenausfalls

Wie bereits erläutert wurde, ist der Matrixumrichter darauf angewiesen, dass ein Phasenausfall zuverlässig detektiert wird. Ansonsten ist es nicht möglich, den Umrichter solange zu schützen, bis die Maschine zum Stillstand gekommen ist. Um ein Verfahren zur Erkennung eines solchen Ausfalls einzuführen, soll zunächst wiederholt werden, was ein Phasenausfall bedeutet und welche Konsequenzen er hat. Fallen eine oder mehrere Phasen des Stromnetzes aus, so wird der Stromfluss an den Eingangsklemmen des Matrixumrichters unterbrochen. Da der Strom aber durch die Induktivität der Maschine getrieben wird, wird an den Eingangsklemmen eine hohe Spannung aufgebaut, die die IGBT's zerstören kann. Jedoch verhindert die Kapazität im Netzfilter, dass die Spannung an den Klemmen sprunghaft steigen kann. Vielmehr steigt die Spannung über den hier verwendeten Kondensatoren linear mit einer maximalen Steilheit von $0,59 \text{ V}/\mu\text{s}$ an (siehe Kapitel 6.5.1). Für den Phasenausfall bedeutet dies, dass er solange unbedenklich ist, wie die Spannung über den Kondensatoren und damit schließlich auch die Spannung an den Eingangsklemmen einen gewissen Wert nicht überschreitet. Diese Grenze wurde auf 600 V pro Kondensator beziffert, wobei er im Normalbetrieb auf maximal 326 V geladen wird. Für den Matrixumrichter ist es demnach nicht von Belang, dass der Phasenausfall in dem Moment erkannt wird, in dem er passiert, was in der Praxis auch nicht machbar wäre. Es ist ausreichend, den Fehlerfall indirekt zu detektieren, indem gemessen wird, ob sich eine gefährlich hohe Spannung über den Filterkondensatoren aufbaut. Dazu muss eine Schwellspannung festgelegt werden, die unter dem Wert liegt, bei dem die IGBT's Schaden nehmen könnten. Diese Schwellspannung muss so gewählt werden, dass auch nach deren Überschreiten noch genügend Zeit bleibt, um unter Berücksichtigung der maximalen Spannungssteilheit in den sicheren Zustand zu gehen. Die optimale Lösung, um diese Überwachung in der Praxis zu realisieren, stellt sicherlich eine Schaltung mit Spannungskomparatoren dar, die jeden Kondensator einzeln überwacht und die im Fehlerfall einen externen Interrupt am Mikroprozessor auslöst. Auf diese Weise sind auch die Filterkondensatoren zuverlässig geschützt, was ebenfalls ein wichtiger Aspekt ist, da die hier eingesetzten Folienkondensatoren bei Überspannung explosionsgefährdet sind. Außerdem ist eine analoge Schaltung in Verbindung mit einem Interrupt mit höchster Priorität der schnellste Weg, um in den sicheren Zustand zu gelangen. Als Maßstab sind hier ca. 4μ Sekunden [46] zu nennen, die zwischen dem Durchgang durch die Schwellspannung und dem Erreichen des sicheren Zustandes vergehen. Die schnelle Reaktionszeit bedeutet, dass die Kondensatoren für entsprechend wenig Überspannung ausgelegt werden müssen.

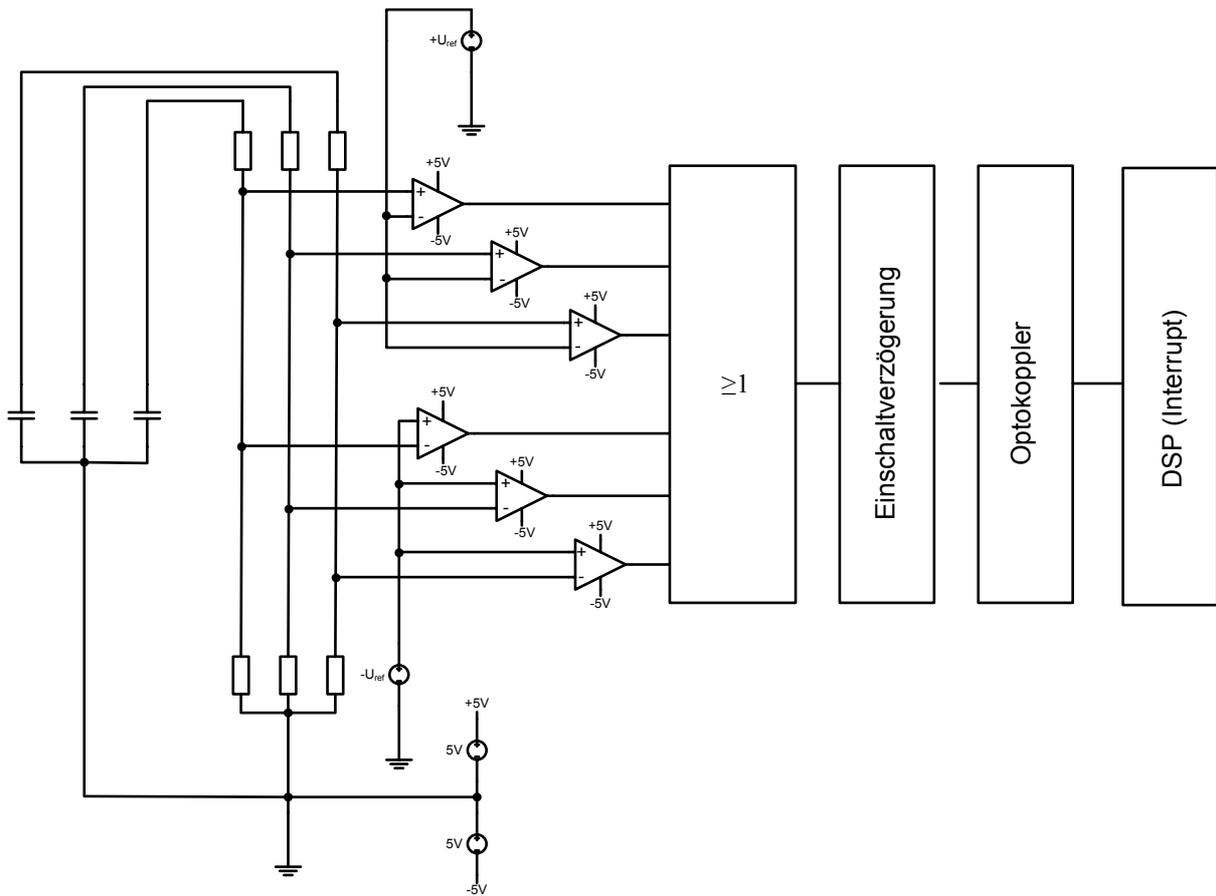


Abb. 5.2.1: Schaltung zur Überwachung der Kondensatorspannung des Netzeingangsfilters

In der Abbildung 5.2.1 ist eine schematische Darstellung einer Schaltung zu erkennen, die in der Lage ist, zu überprüfen, ob sich die Spannung über allen drei Filterkondensatoren jeweils innerhalb einer oberen und einer unteren Grenze befindet. Dazu werden zunächst die zu messenden Spannungen durch Spannungsteiler auf einen Wert gebracht, der zu den Eingängen der Komparatoren passt. Danach gibt es für jeden Kondensator zwei Komparatoren. Einer spricht an, wenn der zu überprüfende Wert über der oberen Schwelle liegt und der andere, wenn er unter der unteren Grenze liegt. Alle Komparatoren werden mit einer ODER-Verknüpfung verbunden und gegebenenfalls auf eine Einschaltverzögerung gegeben. Diese hat die Eigenschaft, eine logische 1 am Eingang erst nach einer gewissen Zeit an den Ausgang weiter zu geben. Wird der Eingang innerhalb dieser Zeit wieder auf eine logische 0 gesetzt, so passiert am Ausgang nichts. Diese Eigenschaft lässt sich bei Bedarf dazu ausnutzen, um kurze Störimpulse zu unterdrücken.

Alternativ kann über eine Softwarelösung nachgedacht werden, welche die bestehende Messtechnik nutzt. Der Matrixumrichter verfügt über die Möglichkeit, die drei Außenleiterspannungen des Eingangsspannungssystems zu messen. Es reicht jedoch nicht aus, lediglich die Außenleiterspannungen auf das Einhalten eines gewissen Toleranzbandes hin zu überprüfen, da aus den verketteten Größen eines unsymmetrischen 3-Phasen Systems keine Rückschlüsse auf die Strangspannungen gezogen werden können. So ist es möglich, dass die zulässigen Strangspannungen überschritten sind, obwohl der Grenzwert der verketteten Spannungen noch nicht erreicht wurde. Damit wäre zwar die Schaltermatrix geschützt, über die Spannungen

an den Filterkondensatoren kann allerdings keine Aussage getätigt werden. Anders ausgedrückt bedeutet dies, dass die Spannungen an den Kondensatoren weit über den zulässigen Wert steigen können, ohne dass dies durch die Überwachung der Außenleitergrößen detektiert wird.

An dem folgenden Rechenbeispiel soll die Problematik verdeutlicht werden. Die Größen a, b, c (Abbildung 5.2.2) stehen dabei für die Abweichungen von den ungestörten Stranggrößen und x, y, z stellen die resultierenden Fehler der Außenleitergrößen dar.

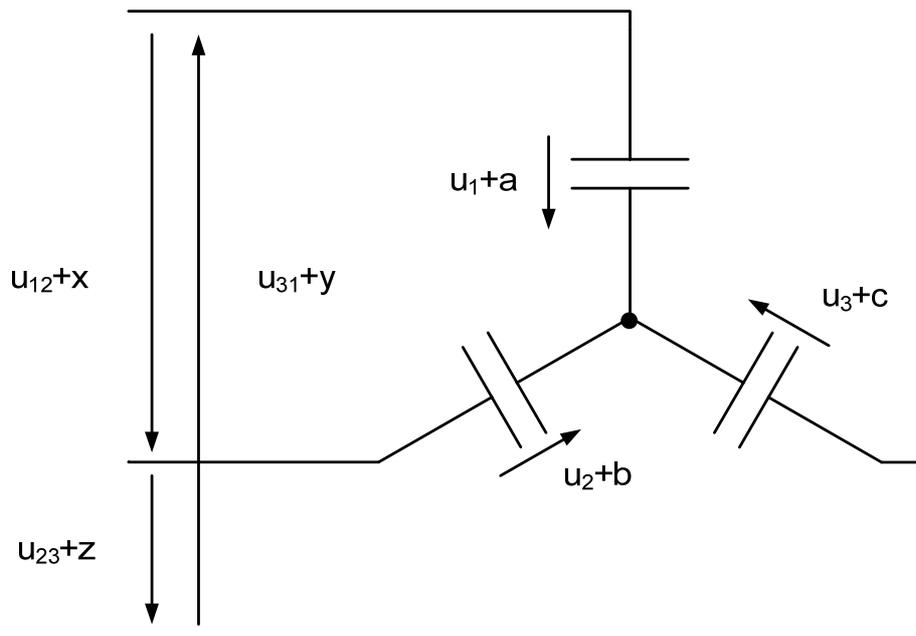


Abb. 5.2.2: Sternschaltung der Filterkondensatoren

Als Beispiel werden folgende Abweichungen von den Strangspannungen vorgegeben:

$$a=400V \quad b=370V \quad c=360V$$

Daraus ergibt sich:

$$x=400V-370V=30V \quad (5.1)$$

$$y=370V-360V=10V \quad (5.2)$$

$$z=360V-400V=-40V \quad (5.3)$$

Wenn die Außenleiterspannungen in diesem Beispiel nun mit einem Toleranzband von z.B. $\pm 50V$ überprüft werden, kann keine Unregelmäßigkeit festgestellt werden, obwohl die Spannungen u_1 , u_2 und u_3 über den Kondensatoren um jeweils a , b und c um viele hundert Volt gestiegen sind. Daher kann festgehalten werden, dass anhand der Außenleiterspannungen keine Aussage über die Spannung an den Kondensatoren getroffen werden kann. Das bedeutet nicht, dass solch ein Verfahren unter keinen Umständen angewendet werden kann. In den meisten Fällen werden sich die Kondensatoren so gleichmäßig aufladen.

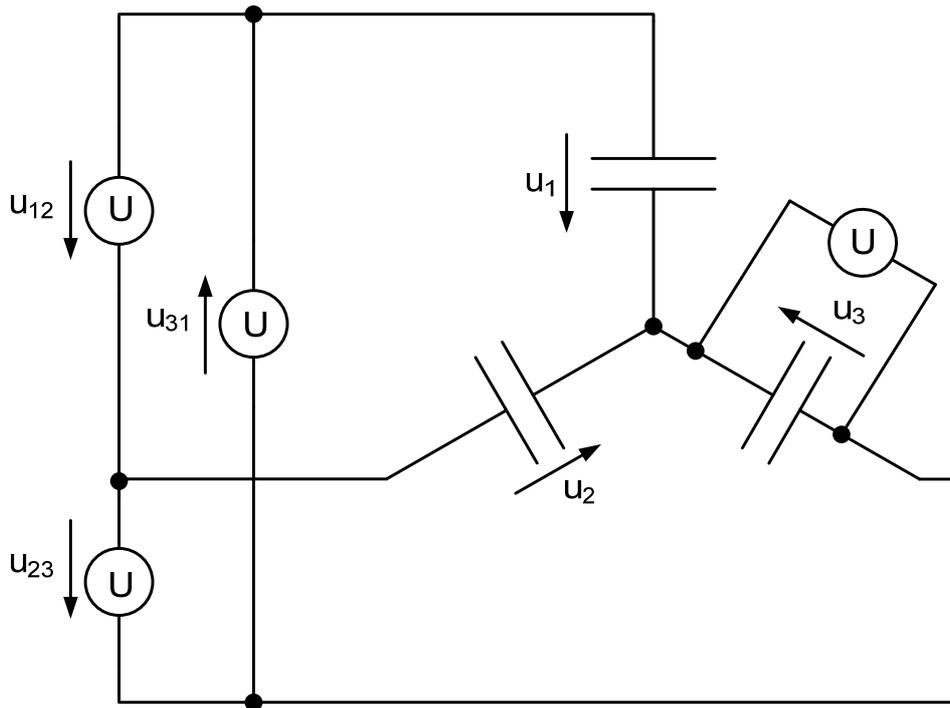


Abb. 5.2.3: Vereinfachte Schaltung zur Überwachung der Kondensatorspannung des Netzeingangsfilters mit nur einer zusätzlichen Messstelle

Es ist aber nicht auszuschließen, dass es durch eine Verkettung unglücklicher Umstände doch zu einem solchen Fall kommen kann. Deshalb ist es ratsam, die Detektion zu optimieren, zumal sich die Lösung recht einfach gestaltet. Wenn zusätzlich die Spannung über einem Kondensator gemessen (Abbildung 5.2.3) wird, kann auf die beiden anderen Stranggrößen zurückgerechnet werden, so dass die Möglichkeit besteht, die Spannung an den Kondensatoren zu überwachen.

$$u_1 = u_3 - u_{31} \quad (5.4)$$

$$u_2 = u_{23} + u_3 \quad (5.5)$$

Die Abtastfrequenz, mit der die Spannungen gemessen und überprüft werden, entscheidet über die notwendige Überdimensionierung der Spannungsfestigkeit der Kondensatoren.

5.3 Realisierung des schaltbaren Freilaufkreises in Hardware

Die Dioden im schaltbaren Freilaufkreis müssen den Ansprüchen einer Freilaufdiode für Leistungsanwendungen genügen. Dazu gehört ein schnelles Einschaltverhalten, damit der Schutz schnellstmöglich gegeben ist. Um eine ausreichend große Sicherheit gegenüber transienten Überspannungen zu gewährleisten, soll ein Typ mit 1200 V Sperrspannung zum Einsatz kommen [5]. Die Strombelastbarkeit ist bei der Auswahl unkritisch, da die Bauteile nur mit Stromimpulsen kürzer als $t_{tot} = 400\text{ns}$ und einer Amplitude von maximal $\pm 14,14\text{ A}$ belastet werden. Eine Diode, die diesen Forderungen gerecht wird, ist die DSEI 60-12A von der Firma IXYS [32]. Nach der so getroffenen Auswahl der Komponenten ist durch Messungen überprüft worden, ob die Bauteile ihren Anforderungen gerecht werden. Das entscheidende Kriterium ist dabei, ob ein eingepprägter Strom auf den Freilaufpfad kommutieren kann, ohne dass

dabei nennenswerte Spannungsspitzen entstehen. Um dieses Verhalten möglichst nahe an den Bedingungen im Matrixumrichter testen zu können, wurde die Versuchsanordnung nach Abbildung 5.3.1 aufgebaut.

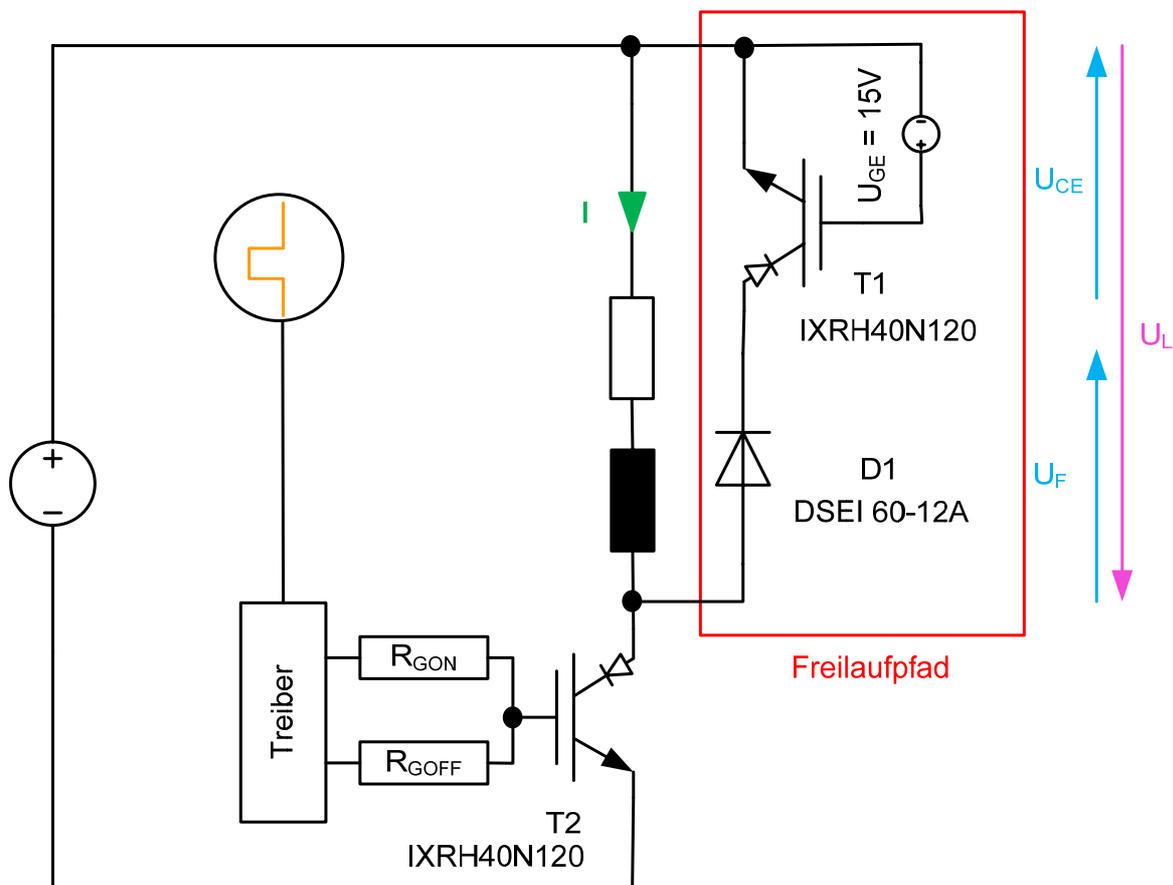


Abb. 5.3.1: Testschaltung zur Funktionsüberprüfung des schaltbaren Freilaufkreises

Über den RB-IGBT T2 wird eine ohmsch-induktive Last mit der Schaltfrequenz von 8 kHz getaktet. Dabei handelt es sich um einen RB-IGBT vom Typ IXRH40N120, wie er auch in der Schaltermatrix des Matrixumrichter Verwendung findet. Angesteuert wird er von der Treiberschaltung, die ebenfalls in der Schaltermatrix zum Einsatz kommt. Damit ist sichergestellt, dass bei den Schaltvorgängen des Testaufbaus ähnliche Stromsteilheiten wie beim Betrieb des Matrixumrichter vorherrschen. Der Freilaufpfad wird aus D1 und dem in Reihe geschalteten RB-IGBT T1, welcher permanent eingeschaltet ist, gebildet. Dabei handelt es sich um eine Nachbildung des Weges, über den ein Strom in dem schaltbaren Freilaufkreis fließen muss. Der gelbe Verlauf (Abbildung 5.3.2) in den Oszillogrammen beschreibt das Taktsignal von T2. Der Strom ist in grün dargestellt ($100 \text{ mV} = 1 \text{ A}$), so dass Spitzenwerte bis ca. 10 A abzulesen sind. Das violette Signal steht für die Spannung U_L über der Last. Die Spannungsspitze bei fallender Taktflanke ist ein Maß für die Güte des Freilaufpfades. In diesem Fall, bei realistischen Stromsteilheiten und Strömen, welche in derselben Größenordnung im Matrixumrichter auftreten, beträgt sie ungefähr 40V, was tolerierbar ist.



Abb. 5.3.2: Ergebnis der Testschaltung des schaltbaren Freilaufkreises

Als Ergebnis kann festgehalten werden, dass sowohl die gewählte Diode DSEI 60 - 12A und der RB-IGBT IXRH40N120 gute Einschaltcharakteristiken besitzen, wenn ein Strom auf sie kommutiert, so dass sie ohne das Entstehen von nennenswerten Überspannungen einen Freilaufpfad bilden können [54].

5.3.1 Schalthandlungen der Leistungshalbleiter des Freilaufkreises

Der Freilaufkreis führt seine Schalthandlungen autonom zur Schaltermatrix durch, d.h. es kann vorkommen, dass der Freilaufkreis einen Strom führen muss, wenn er gerade seinen Schaltzustand wechselt. Aus diesem Grund muss die Schalthandlung im Freilaufkreis so erfolgen, dass auch während des Wechsels der Stromfluss nicht abreißt. Ein Stromfluss während Schalthandlungen kann nur dann garantiert werden, wenn sich die Einschaltzeiten der beteiligten Leistungshalbleiter überschneiden. Daraus folgt, dass prinzipiell ein lückenloser Stromfluss möglich ist, allerdings nicht mit gleichen Gatevorwiderständen für Ein- und Ausschaltvorgang, denn so lädt sich das eine Gate mit den gleichen Zeitkonstanten, mit der sich das andere entlädt. Anders ausgedrückt, verliert der eine Transistor seine Fähigkeit Strom zu führen, bevor der andere beginnt, leitend zu werden. Es entsteht damit ein Zeitfenster, indem das Paar aus beiden IGBT's an Leitfähigkeit verliert, so dass die Kollektor-Emitter-Spannung durch den eingepprägten Strom an beiden IGBT's stark ansteigt. Daher muss der Gatevorwiderstand, der für den Ausschaltvorgang verantwortlich ist, vergrößert werden, so dass eine Überschneidung realisiert wird.

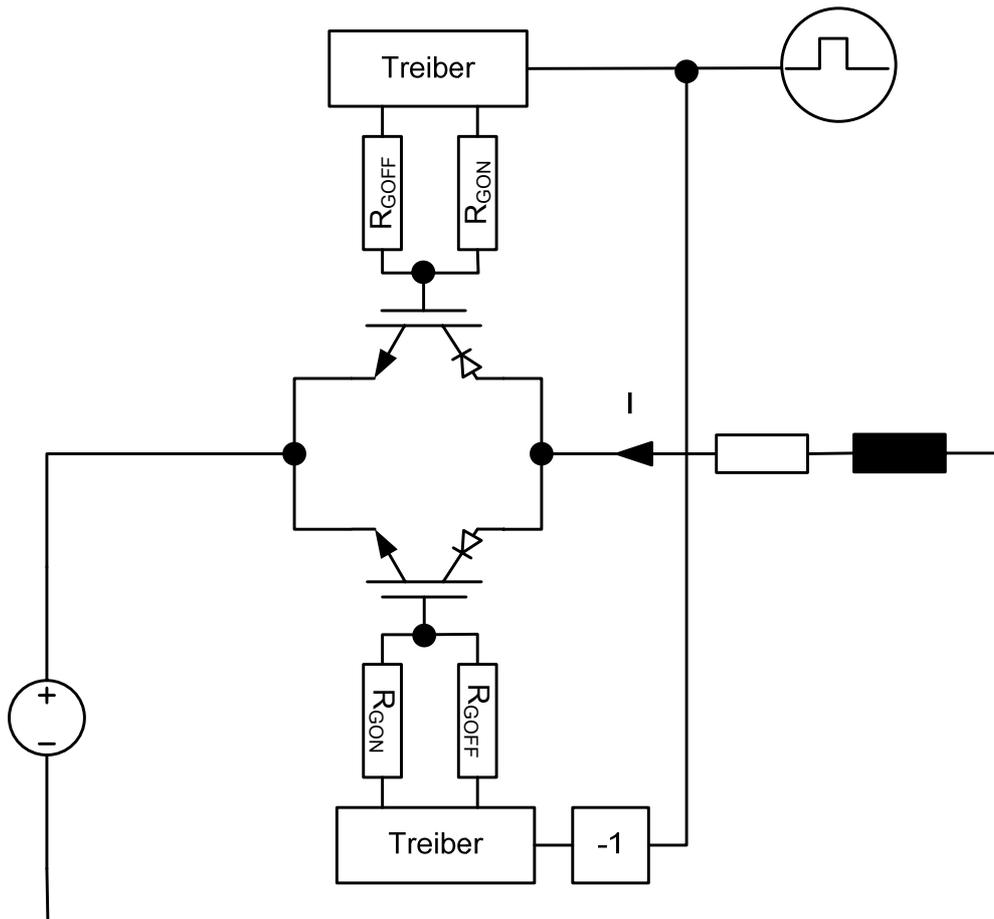


Abb. 5.3.3: Versuchsschaltung zur Überprüfung des Schaltverhaltens mit unterschiedlichen Gatewiderständen

Es wurde ein Versuchsaufbau realisiert, um den Sachverhalt mit den eingesetzten RB-IGBT's IXRH 40N120 und den Treiberschaltungen zu bestätigen. Dazu wird eine ohmsch-induktive Last abwechselnd über zwei parallele IGBT's auf eine Gleichspannung aufgeschaltet (Abbildung 5.3.3). Der induktive Anteil sorgt für die Einprägung des Stromes im Augenblick des Umschaltens. Als Stromstärke wurde ein Wert von 14,14 A, dem Spitzenwert des maximal zulässigen Effektivwert des Ausgangsstromes, gewählt.



Abb. 5.3.4: Ergebnis der Schalthandlung mit unterschiedlichen Gatewiderständen

Das Ergebnis ist in Abbildung 5.3.4 zu erkennen. Der Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung ist in Grün zu sehen, wobei ein Spannungsanstieg auf 38 V bei diesem Kommutierungsvorgang zu erkennen ist. Der gelbe Verlauf stellt den Schaltimpuls dar und in Violett ist der Stromverlauf zu erkennen ($100 \text{ mV} = 1 \text{ A}$). Somit kann festgehalten werden, dass bei gleichzeitiger Ausgabe des Ein- und Ausschaltimpulses bei voller Last im ungünstigsten Fall eine Spannungsspitze von 38 V auftritt, welche vernachlässigbar ist.

5.3.2 Spannungsmessung beim schaltbaren Freilaufkreis

Im schaltbaren Freilaufkreis muss zu jedem Zeitpunkt Klarheit über die Spannungssituation am angeschlossenen Eingangsnetz herrschen, um dementsprechend dessen Halbleiterschalter anzusteuern. Dabei kommt es nicht auf die absoluten Momentanwerte der drei Eingangsphasen an. Für den Freilaufkreis sind die relativen Verhältnisse der Phasen zueinander entscheidend, d.h. es wird jede Phase mit jeder verglichen, um zu entscheiden, welche den zur Zeit höchsten und welche den zur Zeit niedrigsten Momentanwert hat. Die vorgelagerte Logikschaltung des Freilaufkreises erwartet drei TTL-Signale, die jeweils logisch eins sind, wenn L1 größer als L2 ist, wenn L2 größer als L3 ist und wenn L3 größer als L1 ist. Die Genauigkeit soll hierbei nach eigener Vorgabe maximal $\pm 5 \text{ V}$ betragen. Wie schon erwähnt, müssen immer zwei Phasen des Netzes miteinander verglichen werden. Die Lösung (Abbildung 5.3.5) besteht darin, die Außenleiterspannung zwischen zwei Phasen zu betrachten. Im Schnittpunkt der Spannungen befindet sich die Außenleiterspannung 0 V. Das Kriterium, um zu entscheiden, welche Phase den größeren Momentanwert hat, ist also, ob die Außenleiterspannung größer oder

kleiner Null ist. Schaltungstechnisch besteht die Anordnung aus drei identischen Teilen mit jeweils einer eigenen potentialfreien Spannungsversorgung. Jede der Teilschaltungen befindet sich mit ihrer Masse auf dem Potential einer Netzphase. Über einen Spannungsteiler wird jeweils eine andere Spannung mit der eigenen Masse verglichen. Dadurch, dass die jeweilige Masse der Punkt ist, um den die Entscheidung gefällt wird und gleichzeitig das Potential ist, auf den sich der Spannungsteiler bezieht, haben die Toleranzen der Widerstände keinen Einfluss auf die Messgenauigkeit. Bei dieser Schaltung muss berücksichtigt werden, dass sich die Komparatoren auf einem durch das Netz vorgegebenen Potential befinden, so dass die Messergebnisse über Optokoppler an die auswertende Logikschaltung weitergegeben werden müssen. In der Abbildung 5.3.5 wurden die optischen Trennelemente wegen der Übersichtlichkeit nicht eingezeichnet.

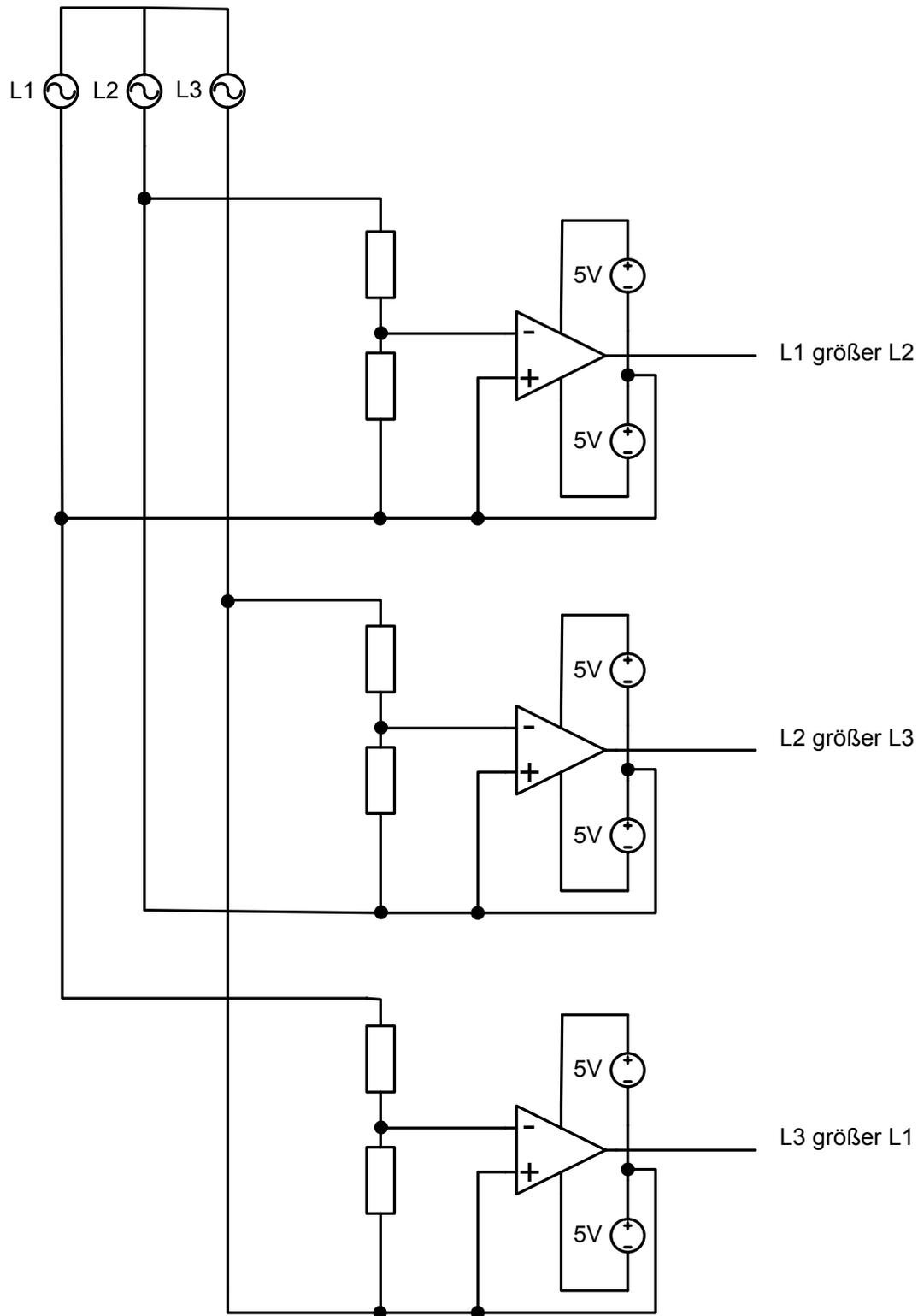


Abb. 5.3.5: Messung der Netzeingangsphasen

In dieser Anwendung wird der Eingang des Komparators durch einen Spannungsteiler gespeist. Der Anspruch an diesen ist eine gewisse Hochohmigkeit, damit er beim Betrieb an der Außenleiterspannung des 400 V Netzes nicht zerstört wird. Außerdem muss das Teilverhältnis groß sein, damit die 565 V-Amplitude an den Eingangsspannungsbereich des Komparators angepasst werden kann. Im einzelnen wurde folgende Schaltung der Abbildung 5.3.6 realisiert.

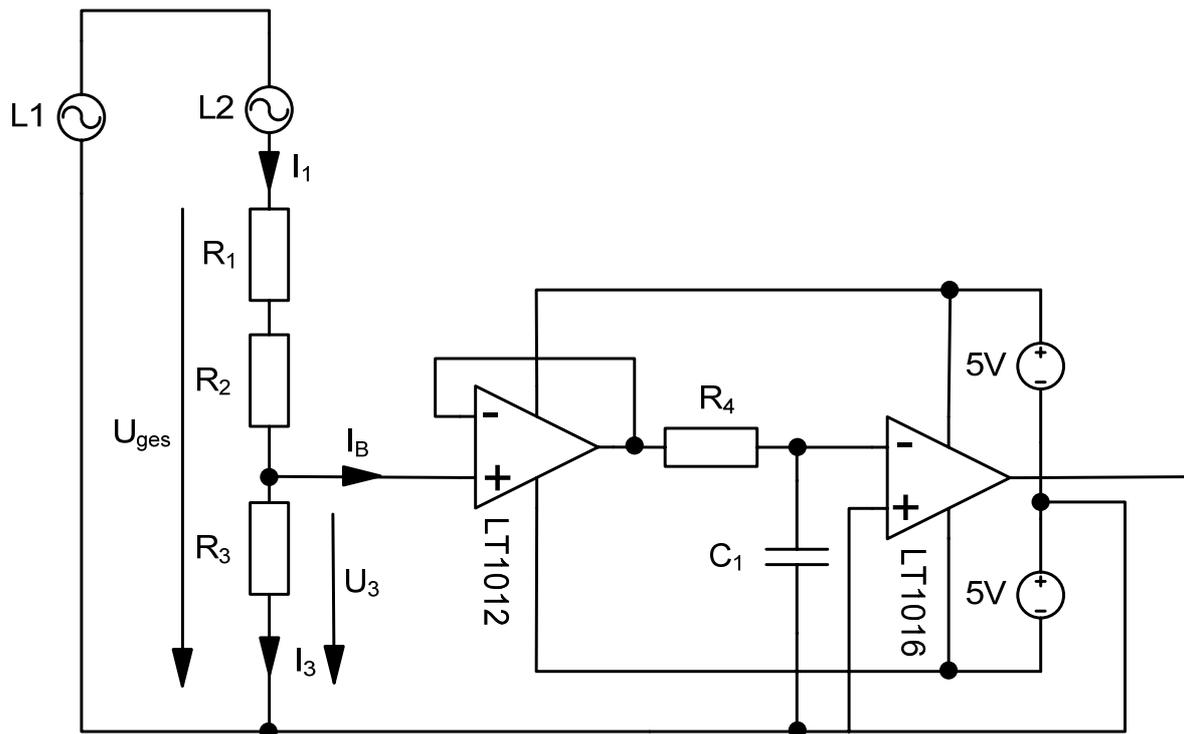


Abb. 5.3.6: Spannungsteiler mit Impedanzwandler und Komparator

Die Kenndaten der in Abbildung 5.3.6 realisierten Schaltung sind, dass $\pm 565 \text{ V}$ als Maximalwert der Netzspannung mit einer Amplitude von $\pm 3 \text{ V}$ am Komparator anliegen. Dies wird erreicht, wenn für $R_1 = 240 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 270 \text{ k}\Omega$ gewählt wird. Für den Widerstand R_3 ergibt sich demnach:

$$R_3 = \frac{R_1 + R_2}{\frac{U_{\text{ges}}}{U_3} - 1} = \frac{240 \text{ k}\Omega + 270 \text{ k}\Omega}{\frac{565 \text{ V}}{3 \text{ V}} - 1} = 2722 \Omega \quad (5.6)$$

Bei dieser Auslegung wird keiner der Widerstände mit mehr als $0,15 \text{ W}$ belastet. Das Problem des sehr kleinen Eingangsstromes I_B wurde mit Hilfe eines vor den Komparator geschalteten Impedanzwandlers gelöst. Der Tiefpass aus R_4 und C_1 ist nötig, da der Komparator sonst um den Nulldurchgang (Abbildung 5.3.7) herum mehrmals schaltet. Als Ursache dafür wurde das Rauschen der Ausgangsspannung des Impedanzwandlers ermittelt.



Abb. 5.3.7: Fehlerhaftes Ausgangssignal der Messschaltung

Um dieses zu unterdrücken, wurde der erwähnte Tiefpass hinzugefügt, um die Störspannungen heraus zu filtern. So ist ein optimales Ergebnis, wie in Abbildung 5.3.8 zu erkennen ist, erzielt worden. Die Schalthandlung erfolgt exakt im Nulldurchgang der Netzspannung (gelb) und die Schaltflanke (grün) ist klar definiert.

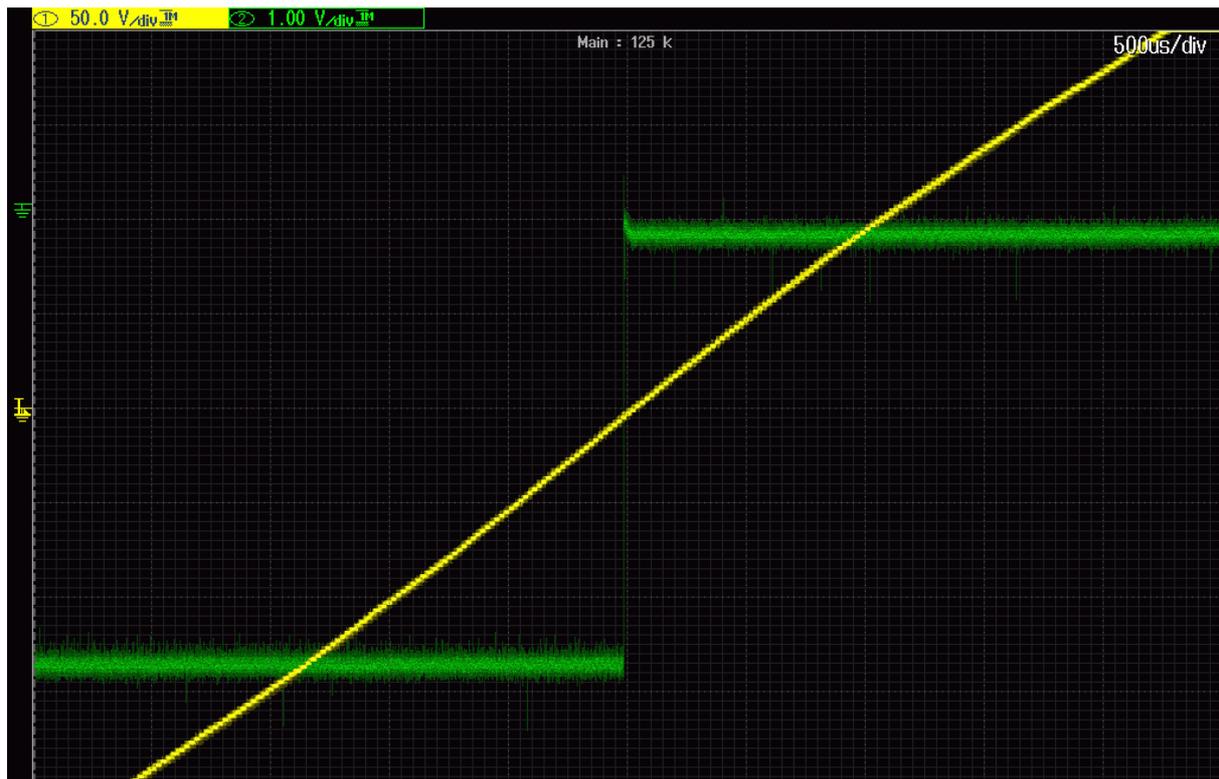


Abb. 5.3.8: Ausgangssignal nach der Optimierung der Messschaltung

Wird die Abbildung 5.3.8 weiter aufgezoomt, so kann ein Fehler von ca. 1 V bis 2 V abgelesen werden, so dass mit dieser Messschaltung (auch während des Netzausfalls beschrieben in Kapitel 6.5.1) zur Bestimmung der positivsten Spannung eine hohe Genauigkeit erreicht wird. Trotz dieser sehr hohen Genauigkeit kann es zu der Situation kommen, dass im Schnittpunkt zweier Netzphasen die positivste Spannung nicht richtig detektiert wird. Kommt es so zu einem Schaltzustand des Freilaufkreises, der nicht dem augenblicklichen Verhältnis der Versorgungsspannungen untereinander entspricht, droht eine Überlastung der Halbleiter in der Matrix oder im Freilaufkreis durch einen vom Netz getriebenen Kurzschlussstrom. Dies hat beim praktischen Versuchsaufbau dieses Projektes zu zwei zusätzlichen sicherheitsgerichteten Maßnahmen geführt.

Erstens wurden die IGBT's des Freilaufkreises als RB-IGBT's ausgeführt. Damit wird eine Zerstörung durch zu hohen rückwärtsgerichteten Strom vermieden. Der kann auftreten, wenn ein fälschlicherweise eingeschalteter IGBT das Potential an einem der beiden Hauptknoten des Freilaufkreises verschiebt.

Zweitens kann es einen Weg für den Kurzschlussstrom über einen Matrix-Schalterelement, eine der Dioden des Freilaufkreises und einen fälschlicherweise eingeschalteten RB-IGBT geben. Eine Darstellung dieses Problems zeigt Abbildung 5.3.9.

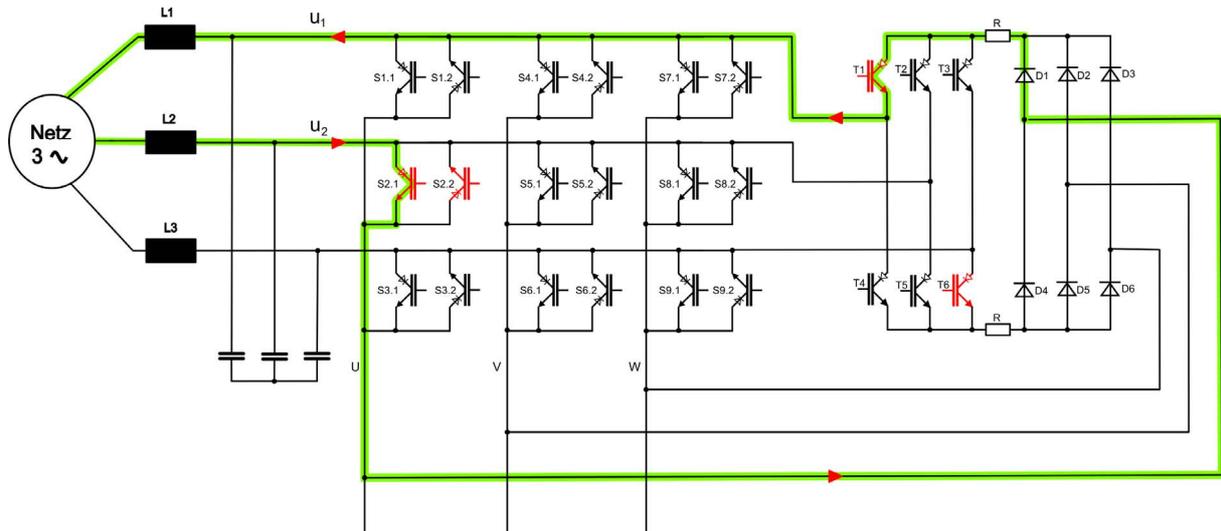


Abb. 5.3.9: Kurzschluss durch einen fehlerhaften Schaltzustand im Freilaufkreis ($u_1 < u_2$)

Dieses zweite Problem wurde in dem praktischen Aufbau durch eine künstliche Erhöhung der Impedanz im Freilaufkreis durch zwei zusätzliche Widerstände gelöst. Bei der Dimensionierung der Widerstände ist die SOA der Halbleiter zu beachten sowie die zu erwartenden zusätzlichen Verluste. Alternativ wäre der Verzicht auf bestimmte Schaltzustände in der Matrix zu bestimmten Zeitpunkten in der Netzperiode denkbar (siehe Kapitel 4.9.2). Das wurde jedoch hier ausgeschlossen, da es die Möglichkeiten des Matrixumrichters als Stellglied einschränkt.

5.3.3 Ansteuerlogik des schaltbaren Freilaufkreises

Da nun die Informationen über die aktuellen Spannungsverhältnisse des Eingangsdrehstromnetzes als Logiksignale zur Verfügung stehen, werden diese nun mit Hilfe einer Logikschaltung ausgewertet und so verteilt, dass die IGBT's T1 bis T6 des schaltbaren Freilaufkreises zum vorgesehenen Zeitpunkt geschaltet werden können. Als Grundlage der Überlegungen dient die in Abbildung 5.3.10 zu erkennende Aufteilung der drei Phasen des Eingangnetzes.

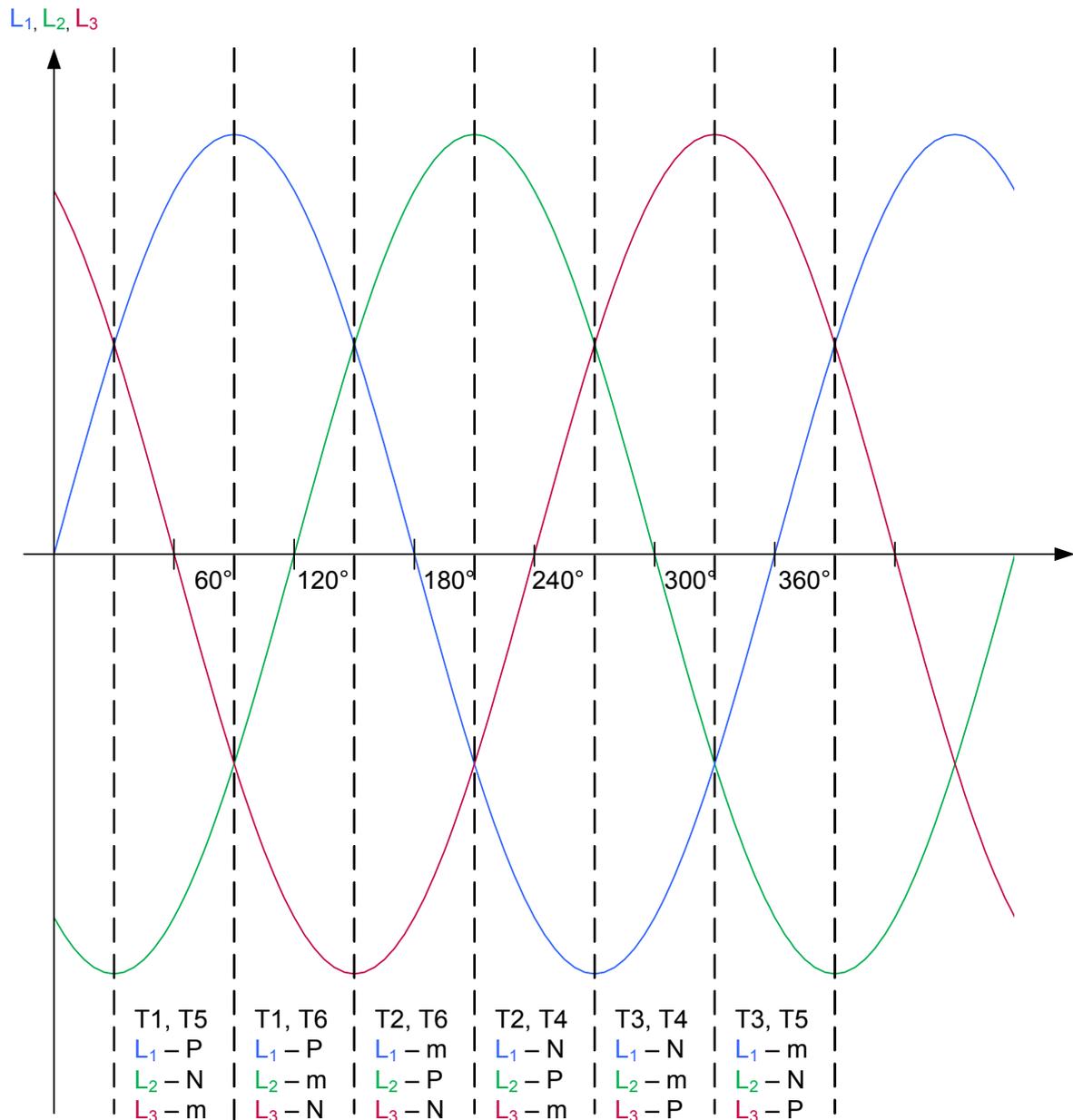


Abb. 5.3.10: Aufteilung der Eingangsphasen und Bestimmung der Schaltimpulse der IGBT's des schaltbaren Freilaufkreises

In der obigen Abbildung 5.3.10 sind unter den Sinusverläufen die Momentanwertverhältnisse zueinander und die dazu einzuschaltenden IGBT's des Freilaufkreises aufgetragen. In den Bereichen zwischen den Schnittpunkten der Eingangsphasen herrschen so jeweils konstante Bedingungen bzgl. der Aussage, welche Phase den zur Zeit größten **P**, kleinsten **N** und den Wert dazwischen **m** als Momentanwert besitzt. Ursprünglich war angedacht, die Funktionen für die Ausgänge T1 bis T6 mit Logikgattern zu realisieren. Jedoch stellt die Verwendung eines programmierbaren Logikbausteins die elegantere Lösung dar. Hinzu kommt, dass neben der Platzeinsparung diese integrierte Lösung unempfindlicher gegen EMV-Einflüsse und deshalb zu bevorzugen ist. In der Abbildung 5.3.11 ist die prinzipielle Funktionalität abgebildet, die für den Freilaufkreis im GAL22V10 realisiert wurde.

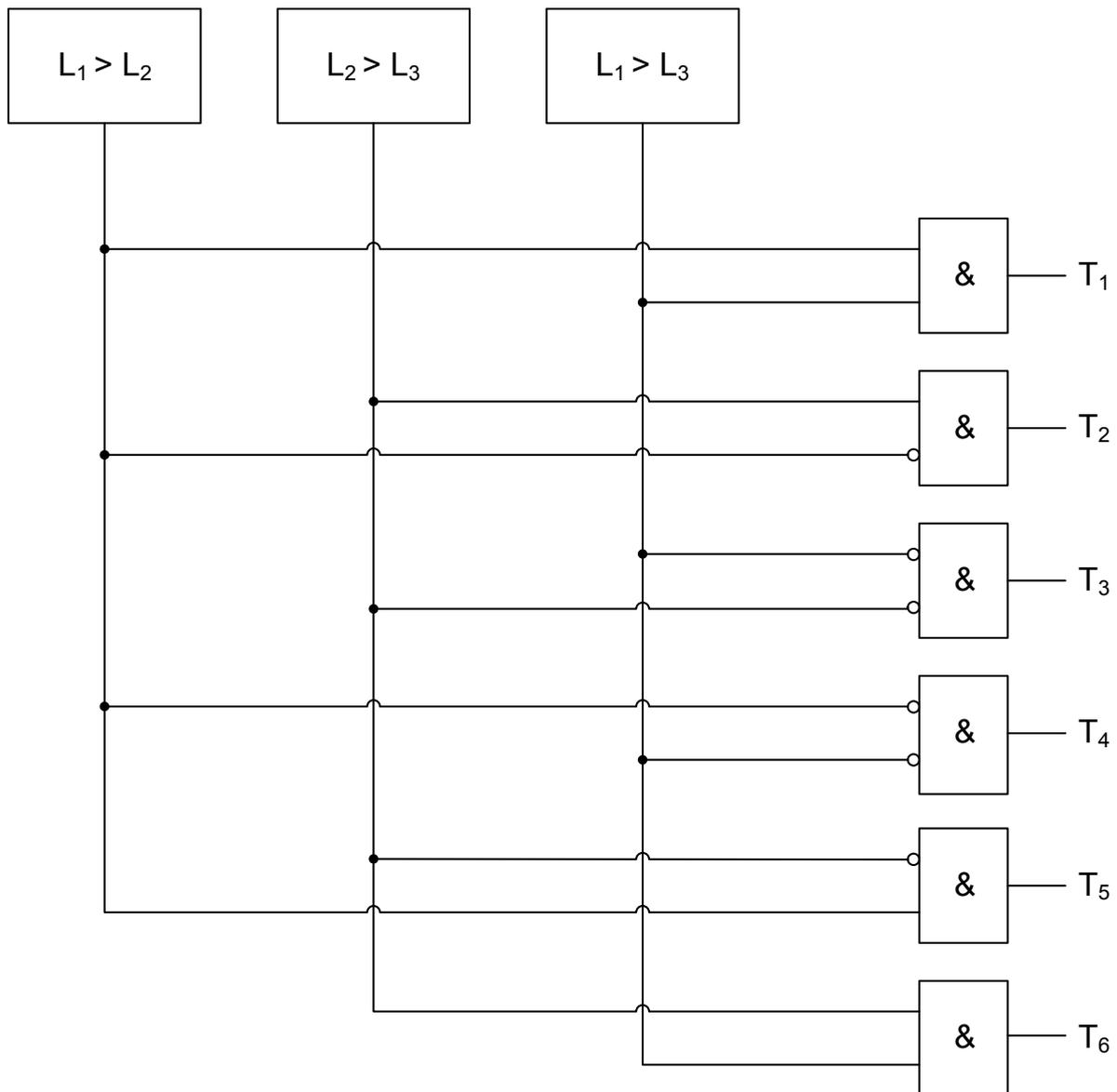


Abb. 5.3.11: Realisierte Logikschaltung zur Bestimmung der Schaltimpulse der IGBT's des schaltbaren Freilaufkreises

Mit Hilfe dieser Logik werden so die Schaltimpulse an die einzelnen IGBT's weiter gegeben. Diese sind für T1 bis T6 in den Abbildungen 5.3.12 bis 5.3.17 zu erkennen.

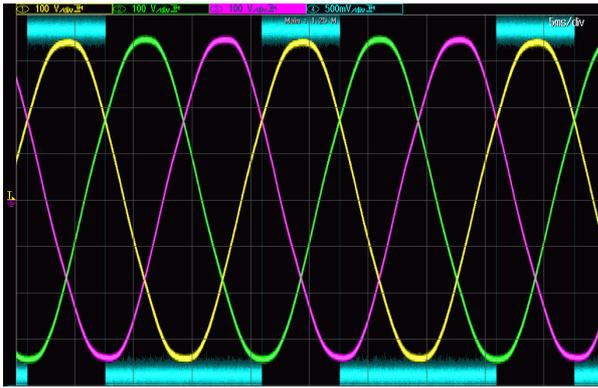


Abb. 5.3.12: Schaltimpulse T1

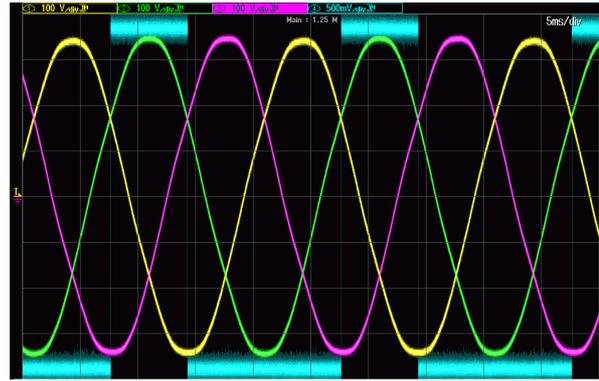


Abb. 5.3.13: Schaltimpulse T2

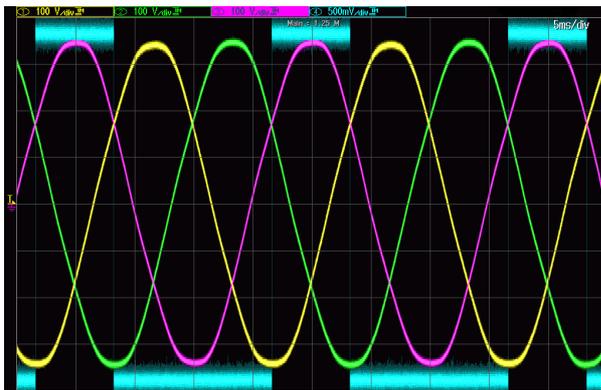


Abb. 5.3.14: Schaltimpulse T3

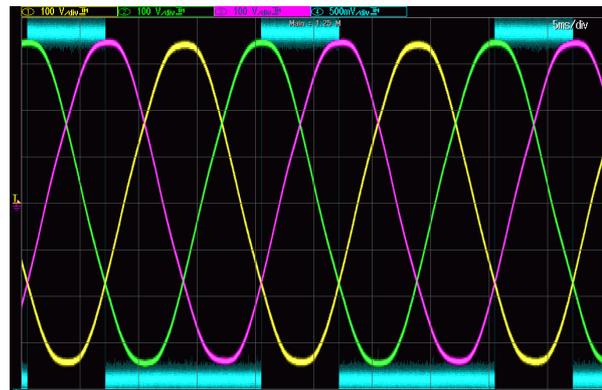


Abb. 5.3.15: Schaltimpulse T4

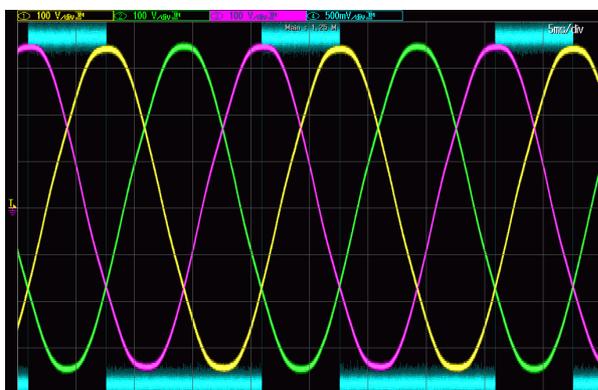


Abb. 5.3.16: Schaltimpulse T5

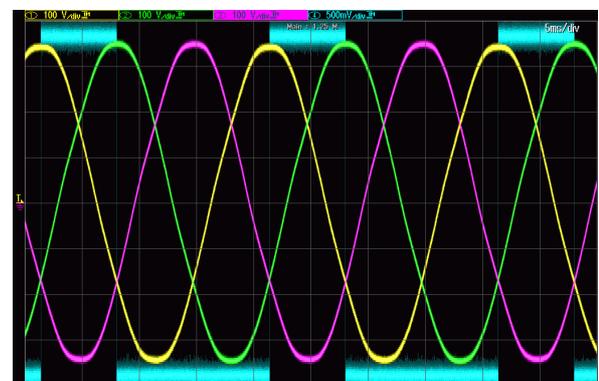


Abb. 5.3.17: Schaltimpulse T6

Der komplette schaltbare Freilaufkreis mit Spannungsmessung, Auswertung, Logikteil, Treiberplatinen und den IGBT's und Dioden ist in Abbildung 5.3.18 zu sehen.

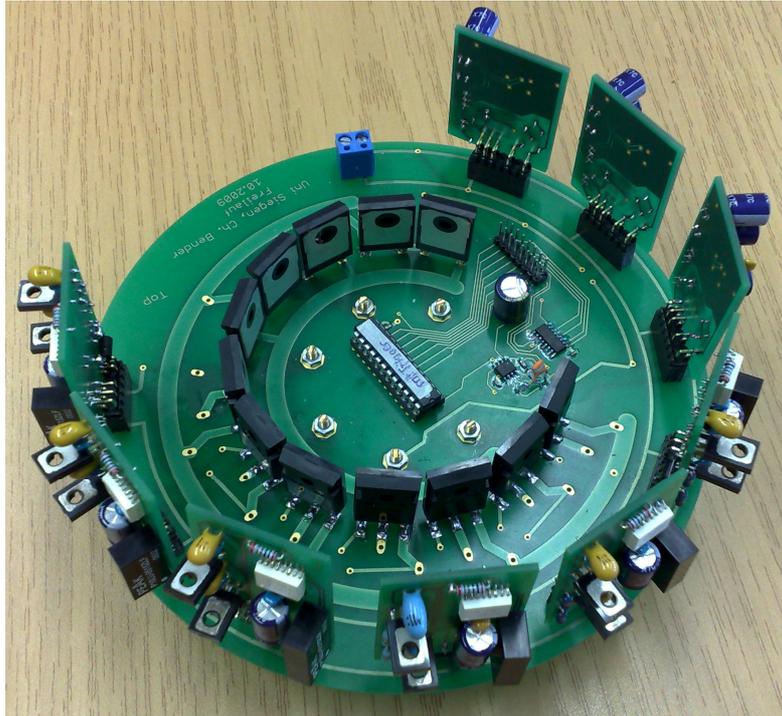


Abb. 5.3.18: Schaltbarer Freilaufkreis mit autarker Steuerung

Bei den durchgeführten Tests konnte gezeigt werden, dass mit dieser Schaltung dem Matrixumrichter immer ein Freilaufkreis zur Verfügung steht. Im Test beherrschte die Schaltung auch Extremfälle wie den Ausfall einer stromführenden Phase. Der obige Platinaufbau wurde so mit den anderen Komponenten des Matrixumrichters verbunden, die im Folgenden kurz beschrieben werden.

5.4 Zusammenfassung Kapitel 5

In Kapitel 5 wurden die theoretischen Grundlagen des schaltbaren Freilaufkreises und seine Wirkungsweise erklärt. Des weiteren wurde die Realisierung per Hardware beschrieben. Durch den schaltbaren Freilaufkreis besteht somit ein Schutzverfahren, dass es ermöglicht, einen bidirektionalen Schalter der Schaltermatrix komplett ein- und abzuschalten und zwar unabhängig von den Sinusverläufen der Netzspannung. Im Klartext: Alle erlaubten Schaltzustände, egal zu welchem Zeitpunkt (bzw. von 0° bis 360°), dürfen auch geschaltet werden (ohne Berücksichtigung der kritischen Bereiche). Ebenso ist ein aufwändiges und auf unsicheren Messwerten basierendes, Schaltverluste produzierendes Kommutierungsverfahren nicht mehr notwendig. Durch den Wegfall des Kommutierungsverfahrens wird die Ansteuerung des Matrixumrichters enorm erleichtert. Außerdem ist der Phasenausfall mit dem schaltbaren Freilaufkreis beherrschbar. Auch ein Kurzschlussstrom bzw. ein Überstrom darf hierbei ohne negative Folgen abgeschaltet werden (z.B. mittels der realisierten V_{CE} -Überwachung). Somit ist durch den schaltbaren Freilaufkreis eine Volumenreduzierung, eine Gewichtsreduzierung und so auch eine Kostenreduzierung möglich. Als Besonderheit steht erstmals nun ein Umrichter zur Verfügung, der "all in silicon" hergestellt werden kann.

6 Realisierung des Matrixumrichters in Hardware

In den folgenden Abschnitten wird beschrieben, wie die dazu nötigen einzelnen Hardwarekomponenten (Übersichtsplan Abbildung 6.1) des Umrichters realisiert wurden.

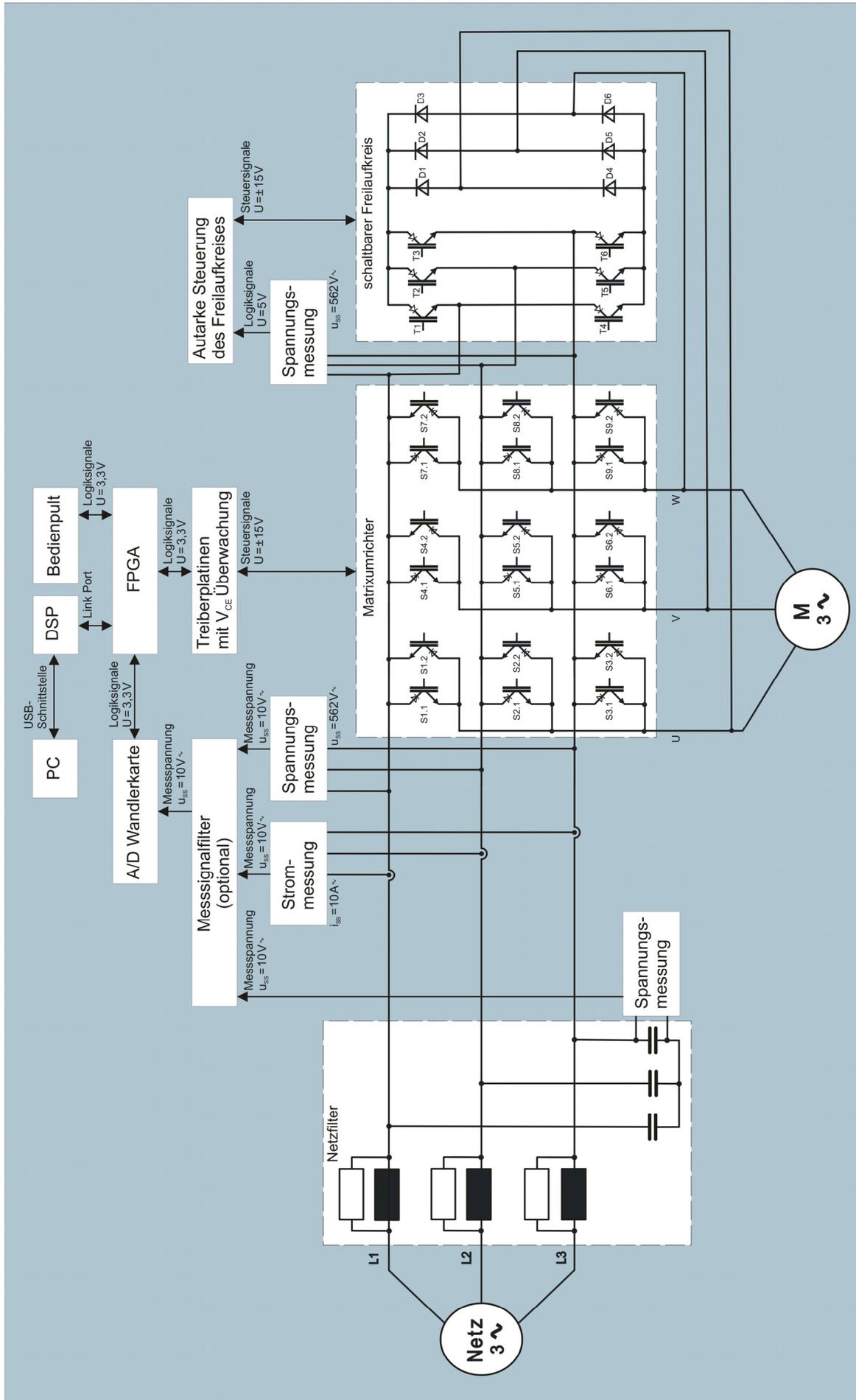


Abb. 5.1: Übersichtsplan Matrixumrichter

6.1 Prozessorboard

Bei der Auswahl des Prozessorboards ging vor allem die Prozessorgeschwindigkeit in die Überlegungen ein. Dies ist für dieses Projekt von entscheidender Bedeutung, weil für den Betrieb des Umrichters viele Vorgänge sehr schnell erkannt bzw. berechnet werden müssen. Daher wurde eine FPGA-DSP-Lösung gewählt. Der FPGA übernimmt hierbei alle Logikfunktionen bzw. arbeitet die Informationen für den DSP soweit auf, dass dieser schnell und zuverlässig Berechnungen durchführen und Entscheidungen fällen kann. Die Wahl des FPGA's fiel auf den Spartan-3 der Firma XILINX, welcher für das Projekt durch seine Anzahl der Ein- und Ausgänge und eine spezielle Taktaufbereitung gute Voraussetzungen bot. Hinzu kam der Vorteil, dass ein Angebot vorlag, bei dem der FPGA und der DSP bereits gemeinsam auf einem Board (Abbildung 6.2) verknüpft waren. Die Auswahl des DSP fiel dabei auf den Tigersharc ADSP-TS201 der Firma Analog Devices, welcher sich durch seine hohe Taktfrequenz von 600 MHz auszeichnet. Durch diese Kombination wurde somit eine schnelle und für dieses Projekt ideale Lösung gefunden. Auf die Beschreibung des implementierten Programms des DSP und des FPGA wird hier wegen deren Umfang verzichtet. Es wird die in Kapitel 7 beschriebene Raumzeigermodulation mit allen dazu nötigen hinzukommenden weiteren Funktionen umgesetzt, wie z.B. Einlesen der Sollgrößen, Messwertverarbeitung, Kommunikationsprotokolle, Notfunktionen etc.

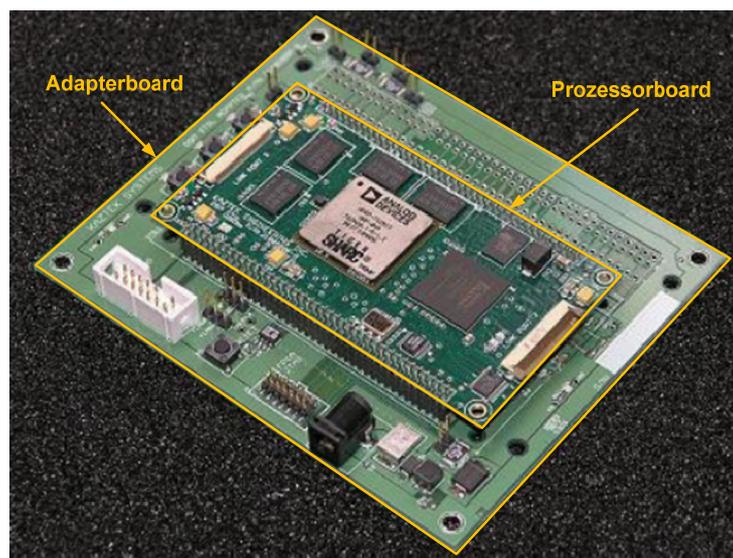


Abb. 6.2: Prozessorboard mit DSP und FPGA

6.2 Realisierung des Überstromschutzes der Leistungshalbleiter

Für den Schutz vor Netzüberspannung, welche z.B. von Spannungsüberhöhungen mit der Ursache von Blitzschlägen etc. entstehen kann, wurden Varistoren der Firma EPCOS gewählt. Diese wurden parallel zu den RB-IGBT's auf der Leistungsplatine angeordnet.

Damit der RB-IGBT vor Überstrom geschützt ist, wurde eine V_{CE} -Überwachung auf der Treiberplatine (Abbildung 6.3) integriert. Das angewandte Prinzip wurde in Kapitel 4.7 bereits ausführlich beschrieben.

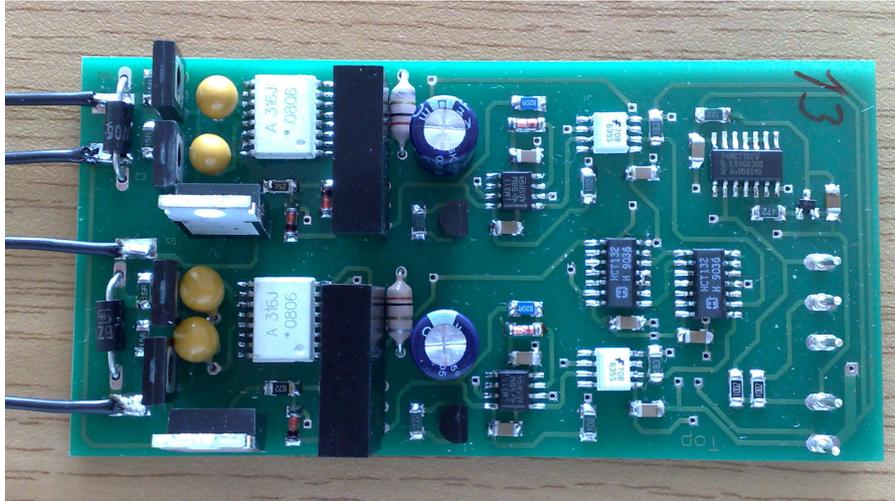


Abb. 6.3: Treiberplatine für zwei RB-IGBT's mit integrierter V_{CE} -Überwachung

6.3 Strom- Spannungsmessschaltungen mit aktivem Filter und A/D Wandler

Da es zur Steuerung des Matrixumrichters auf möglichst genaue und zeitlich gesehen richtige Messwerte ankommt, wurde bei den Messschaltungen für Strom und Spannung besonders auf deren Zuverlässigkeit, Schnelligkeit und Güte geachtet. Die Spannung wird dabei zwischen den drei Außenleitern gemessen. Die so auftretende sinusförmige Spannung beträgt ± 565 V Spitze-Spitze. Mit Hilfe der Messschaltung (Abbildung 6.4), die aus einer Reihe verschiedener Operationsverstärkerschaltungen besteht, werden die ± 565 V auf eine sinusförmige Spannung von ± 10 V abgebildet. Der dabei entstehende Messfehler liegt unter 0,01% vom Endwert [33].

Zur Strommessung wurde das in Kapitel 4.6 bereits erwähnte SMD-Bauteil, welches mit einem Hallensensor arbeitet, verwendet. Mit diesem und einem Operationsverstärker wird der Strom auf ± 10 V abgebildet. Der hier messbare Strombereich der Schaltung (Abbildung 6.5) liegt zwischen ± 10 A bei einem Fehler von deutlich unter 1% vom Endwert [33].

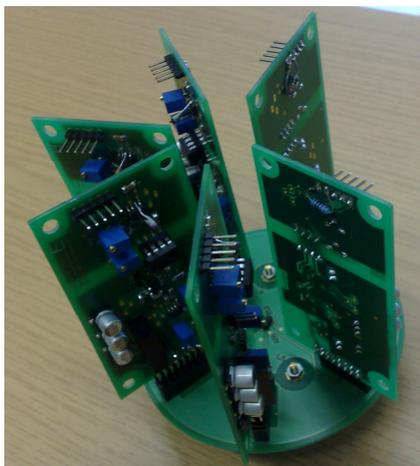


Abb. 6.4: Spannungsmessplatten

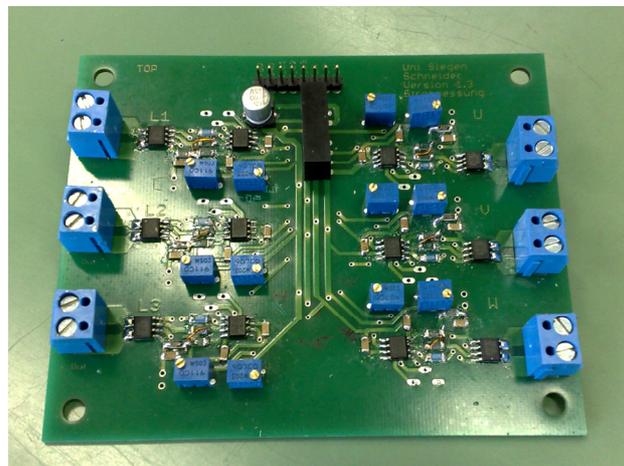


Abb. 6.5: Strommessplatine

Die zu Beginn des Absatzes erwähnte zeitliche Korrektheit wurde dabei nicht außer Acht gelassen. Die Verzugszeiten der Schaltungen zwischen realer Messgröße und

dem Ausgangssignal des Operationsverstärkers der Messschaltung liegen deutlich unter 5 μ -Sekunden. Somit kann auf zeitlich richtige und wertrichtige Messwerte zurückgegriffen werden.

Um zu verhindern, dass bei Betrieb des Umrichters hochfrequente Störungen in die Messsignale einkoppeln, wurde eine Filterschaltung (Abbildung 6.6) realisiert. Der dazu verwendete Filter ist der Bessel-Tiefpass zweiten Grades in Sallen-Key-Struktur, der sich durch die besondere Eigenschaft einer geringen, aber über die Filterbandbreite konstanten Verzugszeit auszeichnet. Es wurde bei der Realisierung darauf geachtet, dass diese Verzugszeit nicht größer als 4 μ -Sekunden wird [34].

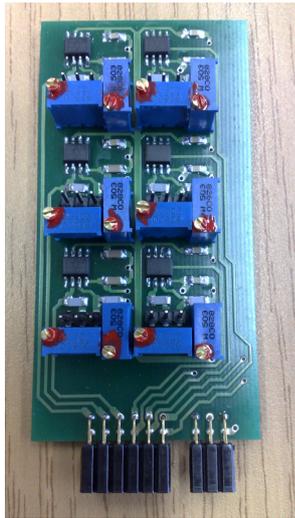


Abb. 6.6: Bessel-Tiefpass Filter



Abb. 6.7: A/D Wandlerkarte

Um die Messsignale, die durch die Filter aufgearbeitet werden, weiter zu verarbeiten, wurde eine A/D-Wandlerkarte (Abbildung 6.7) konzipiert und aufgebaut. Diese ist mit ihren Ausgängen direkt mit dem FPGA verbunden. Die so zu wandelnden Messsignale werden damit einer ersten Auswertung unterzogen, bevor sie über das Link Port zum DSP geschickt werden, der mit diesen übermittelten Zahlenwerten die Berechnungen für die Raumzeigermodulation durchführt.

6.4 Die Schaltermatrix des Matrixumrichters

Die Schaltermatrix ist der Teil des Umrichters, durch die große Ströme fließen und hohe Spannungen im Kilohertzbereich geschaltet werden, um die angeschlossene Maschine zu speisen. Gerade hier musste somit auf ein EMV-gerechtes Leiterplattendesign geachtet werden. Die dabei entstandene Platine (Abbildung 6.8) besitzt acht Layer. Sechs der Layer werden für die Leistungsanschlüsse (L1, L2, L3, U, V, W) der Schaltermatrix benötigt. Die beiden anderen Layer dienen zur Signalübertragung zu den einzelnen RB-IGBT's. Damit eine möglichst kleine, EMV-günstige Platine entstand, wurden die Leistungshalbleiter in einem Kreis angeordnet. Der Entschluss zu dieser Anordnung fiel unter anderem aus dem Grund, dass so alle Leistungshalbleiter den gleichen Abstand zu den Anschlüssen der Schaltermatrix besitzen. Hinzu kommt, dass sich die benötigten Kühlkörper mit dieser kreisförmigen Konstellation mechanisch einfach und schaltungstechnisch isoliert an die RB-IGBT's anbauen ließen. So kann durch diese Einzelisolation der Kühlkörper erreicht werden, dass bei einem möglichen auftretenden Störfall lediglich ein oder zwei RB-IGBT's zerstört werden, wohingegen im ungünstigsten Fall bei einer Großkühlkörperkonstellation alle dort befestigten RB-IGBT's zerstört werden können.

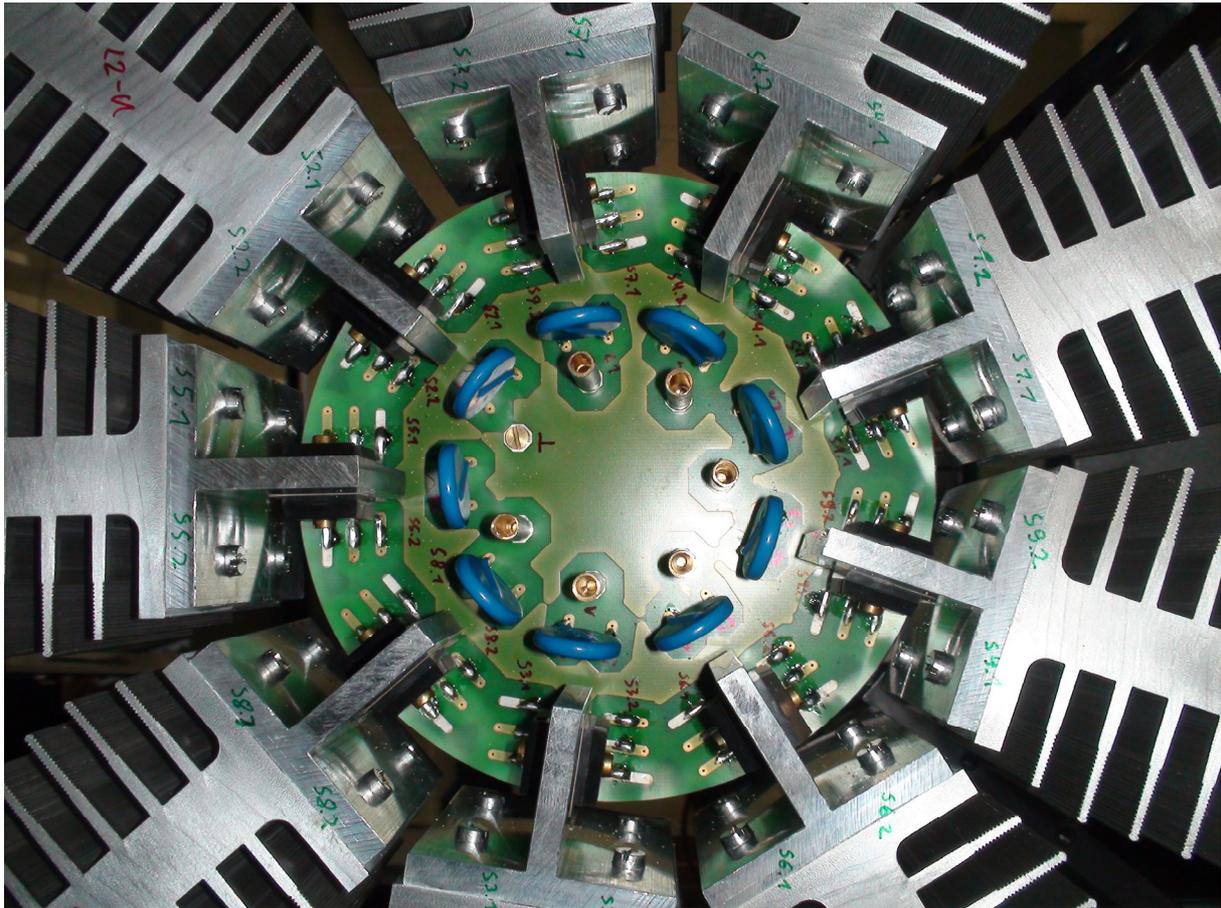


Abb. 6.8: Schaltermatrix realisiert mit RB-IGBT's

6.5 Filter des Matrixumrichters

Dadurch, dass immer häufiger Schaltnetzteile zur Spannungsversorgung eingesetzt werden, spielt die Netzfreundlichkeit eines Umrichters eine immer gewichtigere Rolle. So darf heute kein Umrichter mehr ans öffentliche Versorgungsnetz angeschlossen werden, der derartige Oberschwingungen erzeugt, dass andere Verbraucher gestört werden oder Schaden nehmen können. Daher ist jedem Umrichter ein Netzfilter vorzuschalten, der zum einen netzseitige Störungen abfängt und im wesentlichen auch vom nachgeschalteten Umrichter produzierte Störungen vom Versorgungsnetz fernhält.

6.5.1 Netzfilter

Die Auslegung des Netzfilters (Abbildung 6.9) beim Matrixumrichter soll die oben genannten Kriterien erfüllen, jedoch kommt beim Einsatz vor dem Matrixumrichter dem Netzfilter eine weitere Aufgabe zu. Diese weitere entscheidende Aufgabe ist, bei Netzausfall zu gewährleisten, dass die Spannung solange mit Hilfe der Filterkondensatoren aufrecht erhalten wird, bis der Matrixumrichter den Netzausfall detektiert hat und Zeit hat, in einen sicheren Zustand überzugehen (Kapitel 5.2). Somit kann sichergestellt werden, dass diese mögliche Betriebsituation beherrscht wird. Die Auslegung des Filters nach den Kriterien zur Reduzierung bzw. zur Pufferung von Oberschwingungen wird hier nicht weiter betrachtet, da hierzu bereits

weitgehende Untersuchungen [35], [36], [37], [38], [19], [41], [17] angestellt wurden. So wurde folgende in [39], [40] vorgeschlagene Filtertopologie realisiert.

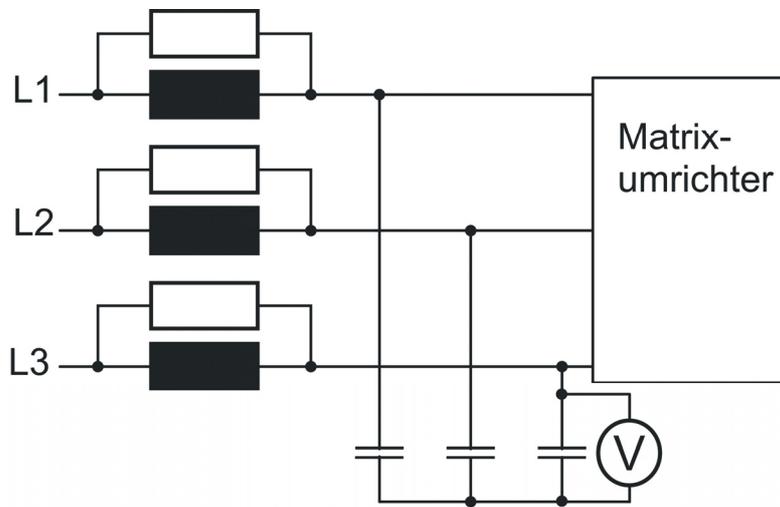


Abb. 6.9: Eingangfilter des Matrixumrichters

Soll der nach Kapitel 5.2 beschriebene Phasenausfall beherrscht werden, so sollten die Kondensatoren so ausgelegt werden, dass sich die Spannung an ihnen maximal auf ihre zulässige Spannungsfestigkeit ändert und das bei einem zuvor fließenden maximalen Strom von $\hat{i}=14,4$ A. Wird nach [39] und [40] der Filter ausgelegt, so wird eine Kapazität von $24 \mu\text{F}$ benötigt. Im Folgenden wird berechnet, ob diese Kapazität auch ausreicht, um auf den Phasenausfall rechtzeitig reagieren zu können.

$$C=24 \mu\text{F}$$

$$\hat{i}=14,14 \text{ A}$$

Als Spannungsänderung an den Kondensatoren wird zunächst einmal $\Delta U=1$ V angenommen. Somit soll die Zeit bestimmt werden, wann der Kondensator diese Spannungsänderung angenommen hat.

$$\Delta t = \frac{\Delta U \cdot C}{\hat{i}} \quad (6.1)$$

$$\Delta t = \frac{1\text{V} \cdot 24 \mu\text{F}}{14,14 \text{ A}} \quad (6.2)$$

$$\Delta t = 1,69 \mu\text{s}$$

Dies entspricht einer Spannungssteilheit von:

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{1\text{V}}{1,69 \mu\text{s}} = 0,59 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \quad (6.3)$$

Werden so die Kondensatoren des Netzfilters bei einem Phasenausfall auf 600 V geladen, bleibt die in den folgenden Berechnungen ermittelte Zeit, um auf den Phasenausfall zu reagieren. Da die Filterkondensatoren in Sternschaltung betrieben werden, fällt an ihnen im Betrieb eine Spannung von $\hat{u}=326$ V ab. Das bedeutet, dass die Änderung $\Delta u=274$ V betragen muss, bis die maximale Kondensatorspannung von $u_{Cmax}=600$ V erreicht wird. Damit lässt sich folgende Zeit bestimmen:

$$t = \frac{274 \text{ V}}{0,59 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}} = 464 \mu\text{s} \quad (6.4)$$

Spätestens nach der Zeit von $t=464 \mu\text{s}$ nach dem Ereignis des Phasenausfalls muss die Schaltermatrix in einen Zustand geschaltet werden, in dem sie jeden möglichen Strom führen kann, den die Maschine am Ausgang des Frequenzumrichters treiben kann. Mit dem Prozessorboard und der vorhandenen Messtechnik war dies in jedem Fall realisierbar. Kritisch wäre eine Zeit, die bei $t < 10 \mu\text{s}$ gelegen hätte.

6.5.2 Ausgangsfilter

Ein Ausgangsfilter (Abbildung 6.10), wie er in [42] vorgeschlagen wird, ist für den Matrixumrichter je nach Anwendung nicht notwendig.

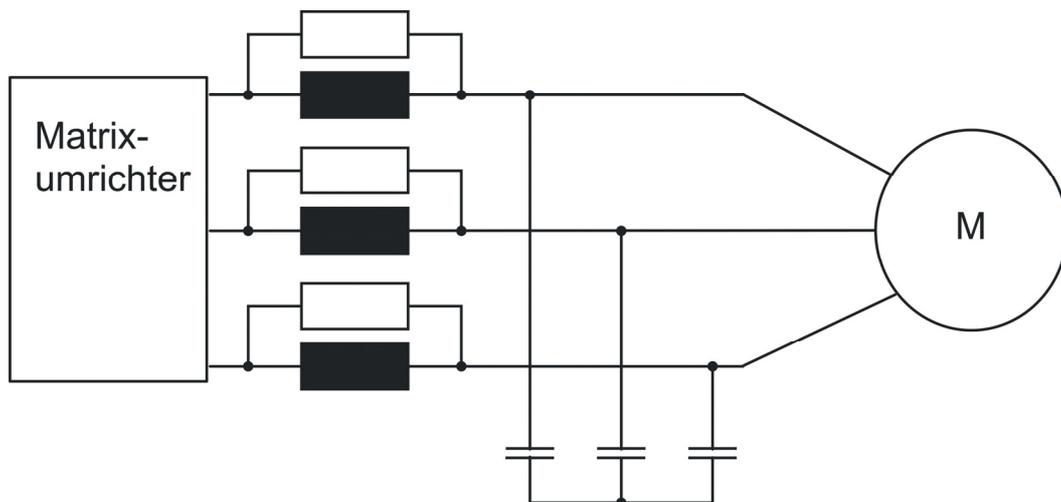


Abb. 6.10: Ausgangsfilter Matrixumrichter

Der Ausgangsfilter beim Matrixumrichter muss vom Prinzip her die gleichen Eigenschaften wie der Eingangsfilter besitzen. Jedoch spielt der angeschlossene Verbraucher bei der Notwendigkeit eines solchen Filters die entscheidende Rolle. So ist für eine wie in diesem Projekt verwendete Asynchronmaschine am Matrixumrichter-Ausgang ein überschwingungsbehafteter Strom nicht entscheidend für deren ordnungsgemäßen Betrieb [19]. Sollte jedoch der Matrixumrichter dafür eingesetzt werden, ein anderes Stromnetz zu versorgen, so ist ein Ausgangsfilter zwingend erforderlich.

6.6 Gesamtaufbau des Matrixumrichters

Die mechanische Verbindung der einzelnen Baugruppen und des Prozessors war durch die Vorüberlegungen über die Anordnung der Baugruppen einfach zu realisieren. Die elektrische Verbindung der Baugruppen war an sich ebenfalls unproblematisch. Lediglich die Logikeingänge des FPGA's mussten eingangsseitig über Pegelanpassungsbausteine mit den Baugruppen verbunden werden. Diese waren aber zuvor schon auf den betreffenden Platinen vorgesehen. Somit entstand der Komplettbau, der in Abbildung 6.11 am Versuchsstand zu erkennen ist.

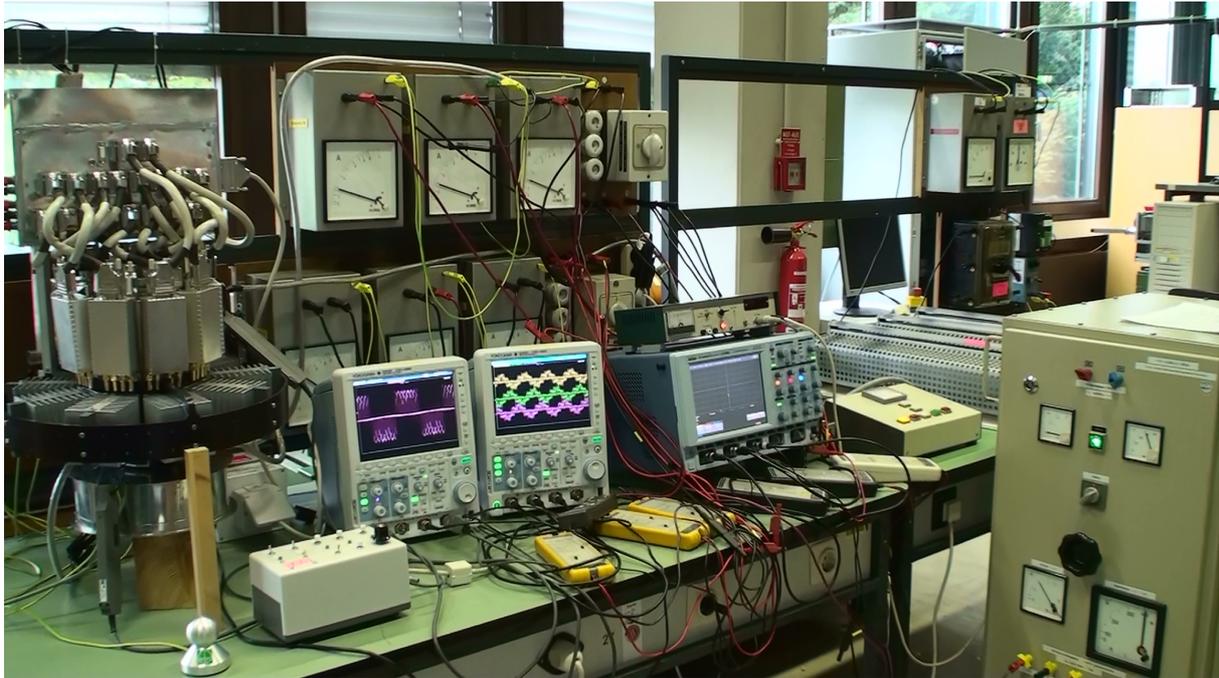


Abb. 6.11: Kompletter Matrixumrichter mit schaltbarem Freilaufkreis

Der am dem Matrixumrichter angeschlossene Maschinensatz, bestehend aus einer Asynchronmaschine, gekoppelt mit einer Gleichstrommaschine, der als Last bzw. Generator dient, ist in Abbildung 6.12 zu sehen.



Abb. 6.12: An den Matrixumrichter angeschlossener Maschinensatz

Da nun alle Komponenten zur Verfügung stehen, wird im folgenden Kapitel über die Realisierung des Steuerverfahrens berichtet. Es wurde sich hier für die Raumzeigermodulation entschieden, da diese das zeitkritischste und komplexeste Verfahren ist. Wird hier die Funktion des schaltbaren Freilaufkreises nachgewiesen, so ist dieses Verfahren als sicher einzustufen. Hier trugen die durch den schaltbaren Freilaufkreis gelösten Probleme, welche in Kapitel 4.10 beschrieben wurden, zur Vereinfachung der Raumzeigermodulation bei.

6.7 Zusammenfassung Kapitel 6

Im diesem Kapitel ist beschrieben, wie der eigentliche Matrixumrichter in der Praxis realisiert wurde. Hierbei wurde erklärt, wie Prozessorboard, V_{CE} -Überwachung, Strom- und Spannungsmessung, Signalfilter, A/D Wandler, Schaltermatrix und Netzfilter konzipiert wurden und arbeiten. Es ist somit ein Matrixumrichter aufgebaut worden, der einen elektrischen Antrieb mit einer Leistung von 5 kW bis 10 kW sicher regeln kann. Dieser wurde mit dem in Kapitel 5 beschriebenen schaltbaren Freilaufkreis ergänzt und so eine enorme Betriebssicherheit erreicht.

7 Steuerverfahren

7.1 Steuerverfahren Raumzeigermodulation

Zu Beginn des Kapitels wird das Steuerverfahren der Raumzeigermodulation allgemein erklärt. Im Weiteren wird die spezielle Raumzeigermodulation beim Matrixumrichter beschrieben.

7.1.1 Allgemeine Einführung in die Raumzeigermodulation

Die Raumzeigermodulation, im Englischen space-vektormodulation, ist ein mögliches Verfahren zum Erzeugen von z.B. drei sinusförmigen Strömen mit Hilfe eines Umrichters. Andere Verfahren sind beispielsweise die Blocktaktung oder die Pulsweitenmodulation. Mit Hilfe der Raumzeigermodulation lassen sich auch nicht sinusförmige Verläufe erzeugen. Mögliche Beispiele sind Rechteckverläufe oder Sägezahnverläufe. Eigentlich kann mit Hilfe der Raumzeigermodulation jede Form von Spannungsverläufen erzeugt werden; dies ist nur begrenzt durch die Höhe und den zeitlichen Verlauf der zur Verfügung gestellten Spannung.

Zur Klärung: Eigentlich ist es nicht richtig, von sinusförmigen Spannungsverläufen zu sprechen, denn in Wirklichkeit sieht der Verlauf einer von der Raumzeigermodulation produzierten Spannung wie in der Abbildung 7.1.1 aus. Dies ist auch richtig, denn es werden kleine Blöcke der zur Verfügung gestellten Spannung so geschaltet, dass bei deren Glättung ein Sinusverlauf entstehen würde. In der Abbildung 7.1.1 wurde dies prinzipiell als rote Kurve in die Abbildung eingezeichnet.

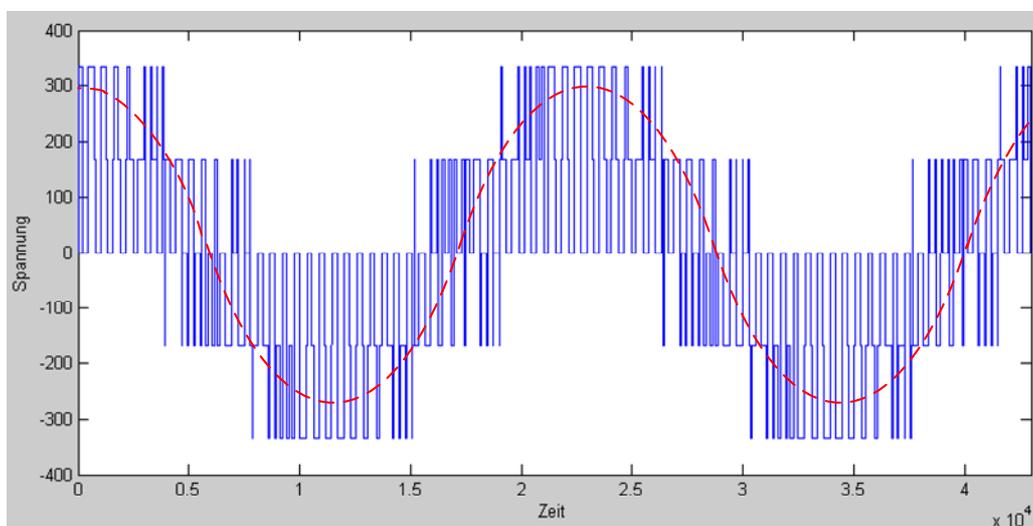


Abb. 7.1.1: Raumzeigermodulierte verkettete Ausgangsspannung eines Drei-Level-Wechselrichters

Der Stromverlauf dazu sieht schon „eher“ sinusförmig aus, da in diesem Beispiel eine Induktivität als Last geschaltet wurde. Durch die Eigenschaft der Induktivität, dass der Strom nicht springt, entsteht so ein „gezackter Sinus“. In der Abbildung 7.1.2 werden drei Sinusverläufe gezeigt, die mit Hilfe der Raumzeigermodulation erzeugt wurden.

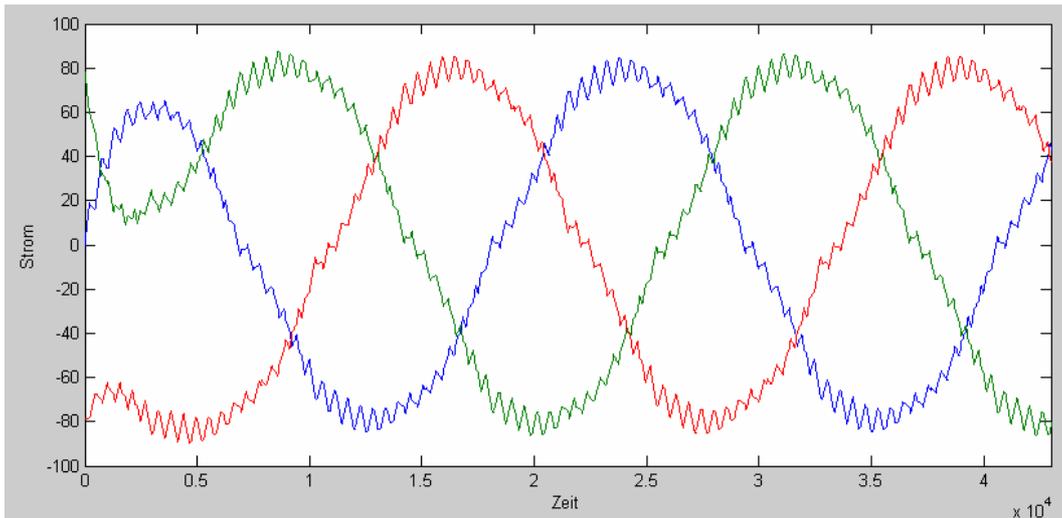


Abb. 7.1.2: Verlauf der Ausgangsströme des Drei-Level-Wechselrichters

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels wird das Prinzip der Raumzeigermodulation allgemein beschrieben. Es gilt für jede Art von Umrichter, für Zwischenkreisumrichter und für Direktumrichter.

7.1.2 Erzeugung von Ausgangsgrößen

Bei der Raumzeigermodulation entsteht eine Phasenspannung durch Projektion des Spannungszeigers auf die Wicklungsachse. Unter der Voraussetzung konstanter Wickelgeschwindigkeit und Betrages entsteht dabei ein sinusförmiger Verlauf.

Beispiel: Der Sollraumzeiger einer sinusförmigen Spannung von 50 Hz hat im Zeitpunkt $t = 1,3 \text{ ms}$ den Winkel von 23° und die Amplitude 327 Volt. Dieser erzeugt im Beispiel einen "Spannungspunkt" mit einem Momentanwert von 130 Volt zum Zeitpunkt $t = 1,3 \text{ ms}$ (siehe Abbildung 7.1.3).

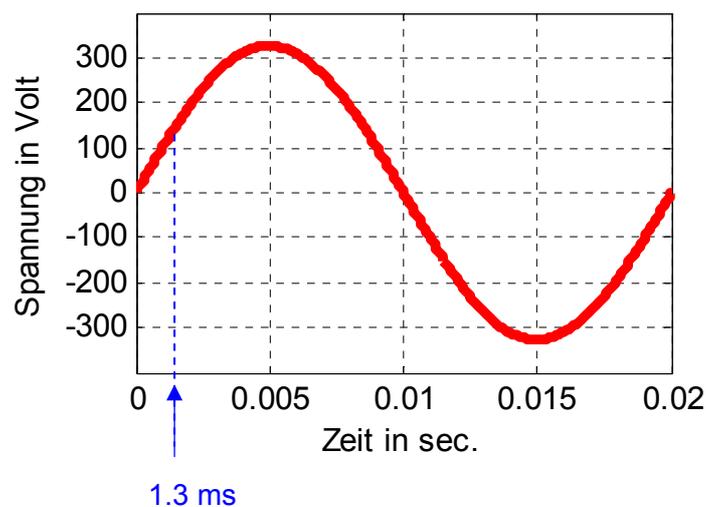


Abb. 7.1.3: Sinusförmige Spannung mit eingezeichnetem "Spannungspunkt" bei $t = 1,3 \text{ ms}$

Die beiden Werte (Winkel und Amplitude) werden in ein Koordinatensystem übertragen (Abbildung 7.1.4). Darin ist der Sollraumzeiger mit Winkel und Amplitude zu erkennen. Damit dieser erzeugt werden kann, bedarf es dreier Zustandszeiger, die zusammen eine Fläche aufspannen, in der der Sollraumzeiger liegt. In der Abbildung 7.4 sind dies der blaue, grüne und violette Zustandszeiger.

Zustandszeiger: Zustandszeiger wird der Zeiger genannt, den ein Schaltzustand eines Umrichters erzeugen kann. Sektor: Mit dem Begriff Sektor ist ein Teil des Sechseckes gemeint, welches von den möglichen Zustandszeigern eines Umrichters aufgespannt wird. Für den Winkel $0-60^\circ$ des Sollkreises befindet sich der Sollzeiger in Sektor 1.

- Der violette Zustandszeiger wird als Nullzustand bezeichnet. Er wird durch eine Schalterstellung des Umrichters erzeugt, bei dem die Last kurzgeschlossen ist. Er wird unter anderem auch zur Entkopplung verschiedener Schaltzustände des Umrichters genutzt. Im Weiteren wird dieser als Z_0 bezeichnet.
- Der blaue Zustandszeiger wird als vom Sollzeiger aus gesehen linker Zustandszeiger bezeichnet. Dieser entsteht durch eine bestimmte Schalterstellung des Umrichters. Im Weiteren wird dieser als Z_L bezeichnet. Z_L hat dabei eine Amplitude und einen Winkelwert.
- Der grüne Zustandszeiger wird als vom Sollzeiger aus gesehen rechter Zustandszeiger bezeichnet. Dieser entsteht durch eine andere Schalterstellung des Umrichters. Im Weiteren wird dieser als Z_R bezeichnet. Z_R hat dabei eine Amplitude und einen Winkelwert.
- Wie Z_0 , Z_L und Z_R zustande kommen und welche Amplitude bzw. welchen Winkel diese dabei besitzen, wird in den Kapiteln 7.2.2 für den Zwischenkreisumrichter und im Kapitel 7.3.3 für den Matrixumrichter beschrieben. Es wird ebenfalls gezeigt, wie diese berechnet werden.

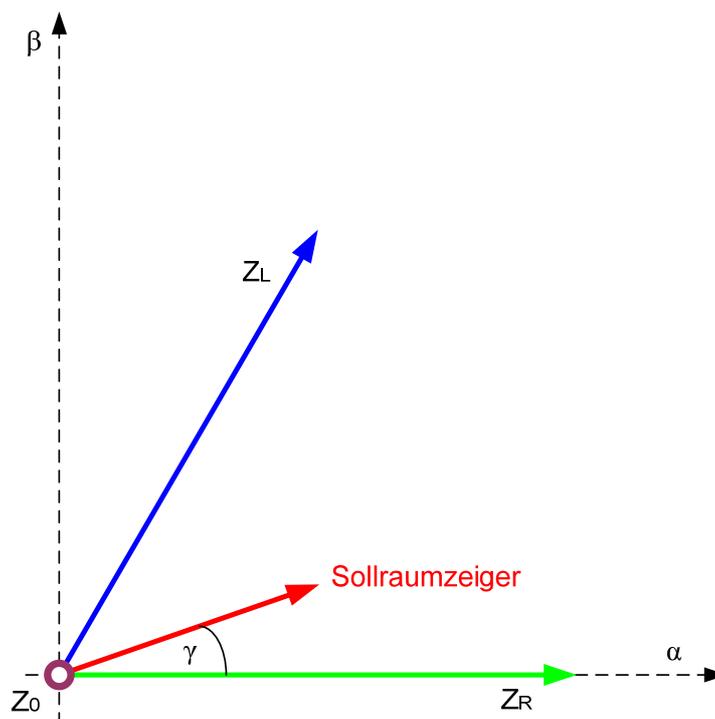


Abb. 7.1.4: Sollraumzeiger (Winkel= 23° , Betrag=130 Volt) mit möglichen Z_0 , Z_L und Z_R

7.1.3 Spannungs-Zeitproportionalität

In diesem Kapitel wird beschrieben, wie aus einem Sollraumzeiger Größen werden, mit denen ein Umrichter den gewünschten Raumzeiger in der Realität im zeitlichen Mittel durch schnelles Schalten erzeugen kann. Das Grundprinzip ist dabei, dass pro Sollraumzeiger eine feste Zeit t_a zur Verfügung steht, um diesen zu erzeugen. Während dieser Zeit t_a wird Z_0 für die Zeit t_0 , Z_L für die Zeit t_L und Z_R für die Zeit t_R geschaltet.

Dabei sind die Zeiten t_L und t_R proportional zur abbildeten Spannung der Zustandszeiger [51]. Zum besseren Verständnis ist ein Beispiel eingefügt, das zeigt, was mit Spannungs-Zeitproportionalität gemeint ist (Abbildung 7.1.5). t_R ist proportional zu $a_R \cdot \underline{u}_R \Rightarrow t_R \approx a_R \cdot \underline{u}_R$ bzw. $t_L \approx a_L \cdot \underline{u}_L$ und t_0 kann als Differenz zwischen t_a und der Summe von t_L und t_R berechnet werden ($t_0 = t_a - t_R - t_L$).

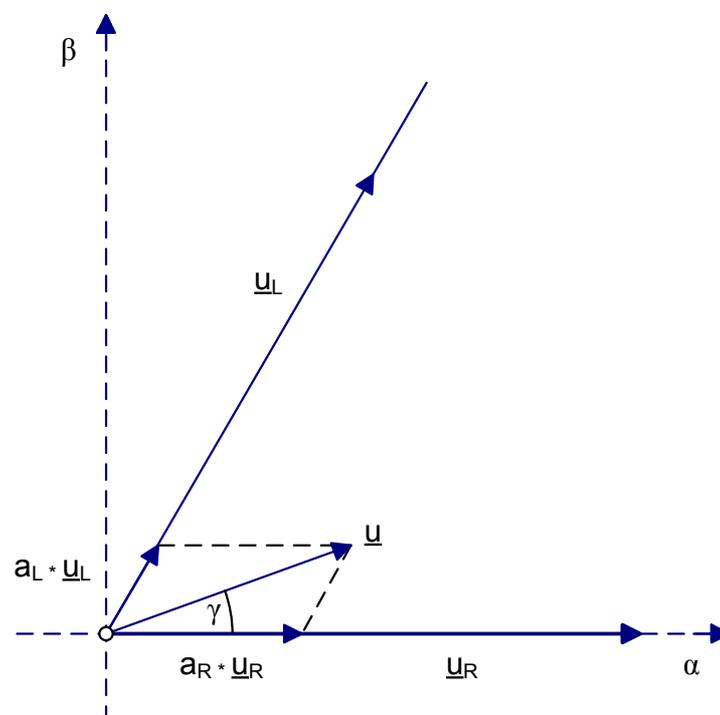


Abb. 7.1.5: Spannungs-Zeitproportionalität

Dies bedeutet, um den Sollzeiger $\underline{u} = a_R \cdot \underline{u}_R + a_L \cdot \underline{u}_L$ zu erzeugen, muss die Spannung u_R des rechten Zustandszeigers für die Zeit t_R , die Spannung u_L des linken Zustandszeigers für die Zeit t_L und der Zustandszeiger Z_0 für die Zeit t_0 eingeschaltet werden. Wie die Zeiten mit Hilfe der Faktoren a_R und a_L bestimmt bzw. berechnet werden, wird in Kapitel 7.2.1 beschrieben.

7.1.4 Erzeugung eines sinusförmigen Ausgangsspannungsverlaufs mit einem Wechselrichter

Für die Erzeugung eines sinusförmigen Verlaufs (Abbildung 7.1.7) sind bei zeitdiskreter Arbeitsweise viele Sollraumzeiger nötig. Diese haben mindestens den zeitlichen Abstand t_a , d.h. je kleiner t_a gewählt wird, desto "glatter" wird der sinusförmige Verlauf. Zur Verdeutlichung ist in der Abbildung 7.1.6 eine

Beispielabfolge der Sollzeiger gezeigt, die einen sinusförmigen Verlauf erzeugen. Die 72 Sollzeiger laufen zeitlich um t_a versetzt innerhalb von 20 ms für eine 50 Hz Schwingung einmal nacheinander ab, beginnend beim Zeiger, der in positive Richtung der α -Achse zeigt.

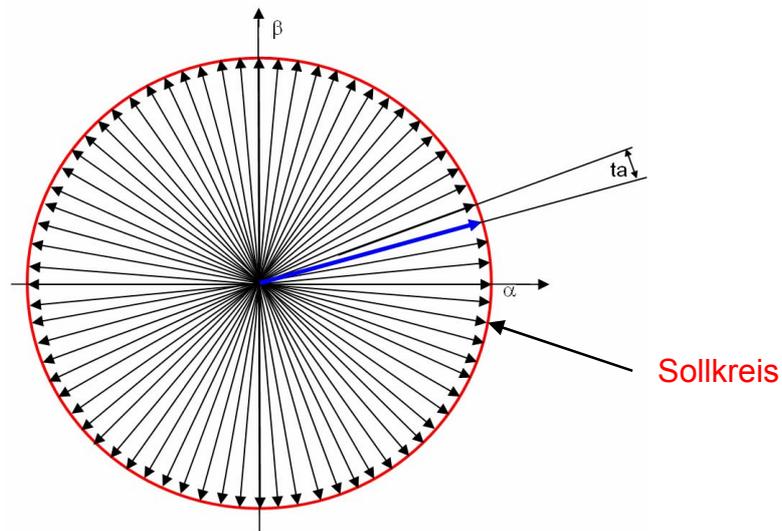


Abb. 7.1.6: Sollzeiger zum Erzeugen eines sinusförmigen Verlaufs

Sollkreis: Damit ist der Weg gemeint, den der Sollzeiger zurücklegt, um mit Hilfe der Raumzeigermodulation am Ausgang eines Wechselrichters einen sinusförmigen Verlauf (Abbildung 7.1.7) zu erzeugen.

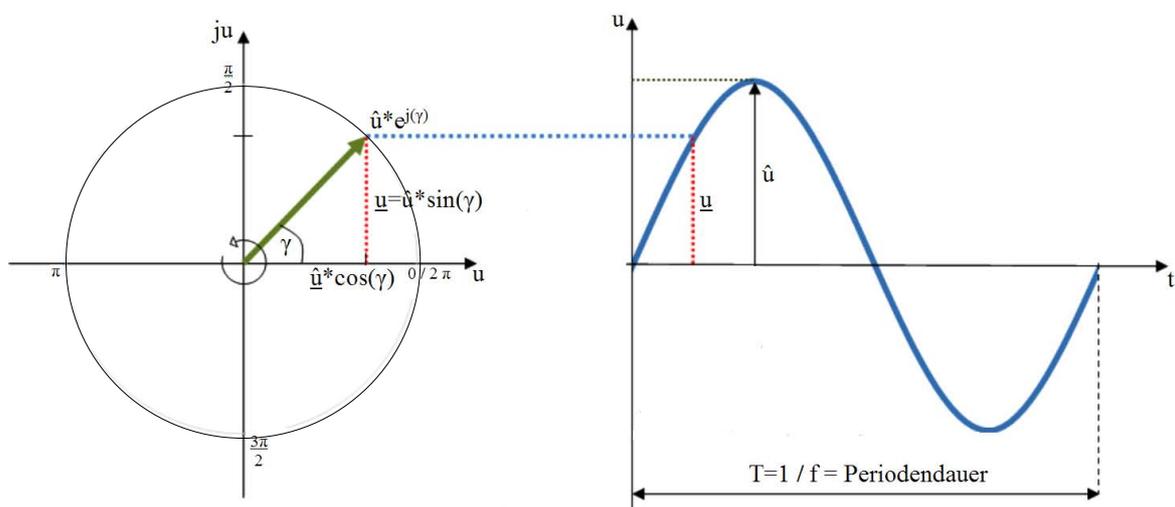


Abb. 7.1.7: Projektion des Kreises zum Sinus

7.2 Raumzeigermodulation beim Zwischenkreisumrichter

Um weiter die Grundlagen zu verstehen, soll hier die Raumzeigermodulation beim Zwischenkreis wegen ihrer Einfachheit kurz erklärt werden, denn durch den Zwischenkreis kann der Wechselrichter zu jedem Zeitpunkt auf eine konstant große Spannung zurückgreifen, was die Raumzeigermodulation enorm vereinfacht und verständlicher macht.

Außerdem bestehen keine Probleme hinsichtlich des Abschaltens eines induktiven Laststromes, was wieder die Modulation vereinfacht.

7.2.1 Berechnung der Zeiten t_0 , t_R und t_L

Durch die oben erwähnten Eigenschaften ist die Berechnung der Zeiten t_0 , t_R und t_L ein Leichtes im Gegensatz zum Direktumrichter. Zu Beginn wird der Begriff Sektor eingeführt, welcher für einen Bereich steht, der von drei Zustandszeigern aufgespannt wird (Abbildung 7.2.1).

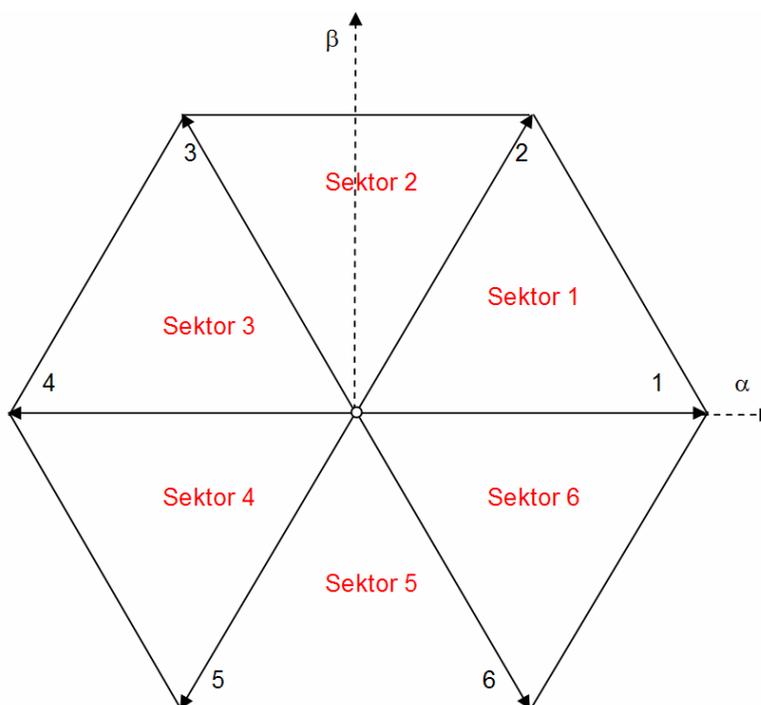


Abb. 7.2.1: Sektoren der Raumzeigermodulation

Aufgespannt wird Sektor 1 von den Zustandszeigern 1 und 2 (Abbildung 7.2.1). Wie die aufgespannten Zustandszeiger berechnet werden, wird in Kapitel 7.2.2 beschrieben. Im Folgenden wird die Berechnung der Zeiten t_0 , t_R und t_L beschrieben.

Befindet sich der Sollraumzeiger in einem der in Abbildung 7.2.1 zu sehenden Sektoren, werden die Einschaltzeiten der Schaltzustände wie folgt berechnet:

Wie in Abbildung 7.2.2 zu sehen, setzt sich der Spannungsraumzeiger \underline{u} aus den Anteilen $a_R \underline{u}_R$ und $a_L \underline{u}_L$ zusammen.

$$\underline{u} = a_R \cdot \underline{u}_R + a_L \cdot \underline{u}_L \quad (7.1)$$

$$= \frac{t_R}{t_a} \cdot \underline{u}_R + \frac{t_L}{t_a} \cdot \underline{u}_L \quad (7.2)$$

$$\Rightarrow \text{mit Koeffizientenvergleich } a_R = \frac{t_R}{t_a} \text{ und } a_L = \frac{t_L}{t_a} \quad (7.3) \text{ und } (7.4)$$

Außerdem gilt für die Zustandszeiger Z_R und Z_L folgender Zusammenhang.

$$|\underline{u}_R| = v_R \cdot U_d \quad (7.5)$$

$$|\underline{u}_L| = v_L \cdot U_d \quad (7.6)$$

Anmerkung:

Beim Zweipunktwechselrichter hat v_R und v_L den Wert $2/3$ zu jedem Zeitpunkt. Beim Dreipunktwechselrichter entstehen jedoch mehrere verschiedene v -Werte!

Im Folgenden wird Z_R und Z_L durch die Zustandszeigernummer des jeweiligen Zeigers ersetzt.

Herleitung der Zeiten zum Erzeugen eines Sollzeigers \underline{u} :

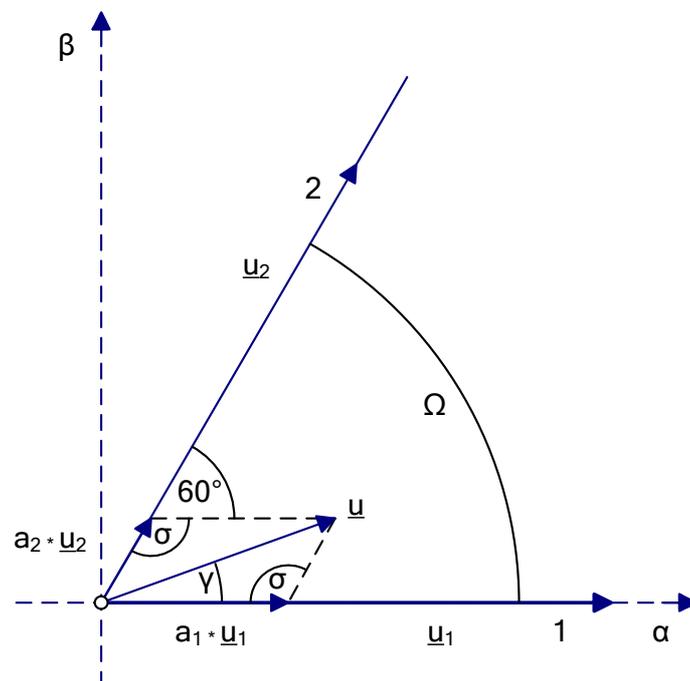


Abb. 7.2.2: Grafik zur Herleitung der Gleichungen der Zeiten t_L , t_R und t_0

Zwischenrechnung:

Zuerst wird der Winkel σ mit Hilfe des Sinussatzes bestimmt.

Sinussatz: Der Sinussatz gilt für alle beliebigen Dreiecke, auch für solche, die keinen rechten Winkel besitzen (Abbildung 7.2.3).

$$\text{Sinussatz: } \frac{a}{\sin\alpha} = \frac{b}{\sin\beta} = \frac{c}{\sin\gamma}$$

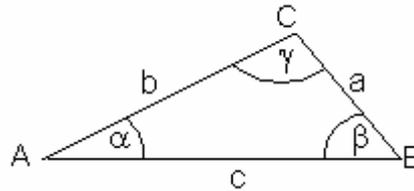


Abb. 7.2.3: Beispieldreieck

Daher gilt für den Winkel σ folgender Zusammenhang:

$$\frac{a_1 \cdot |\underline{u}_1|}{\sin(\Omega-\gamma)} = |\underline{u}| \cdot \frac{1}{\sin(\sigma)} \quad (7.7)$$

Der Teil $\frac{1}{\sin(\sigma)}$ der Gleichung 7.7 wird im Folgenden weiter behandelt, denn Ω , ist wie in Abbildung 7.2.2 zu sehen, immer 60° . Dann ist σ immer 120° , und somit ist

$$\frac{1}{\sin(120^\circ)} = \frac{2}{\sqrt{3}}$$

Dieser Faktor wird wieder in die Gleichung 7.7 eingesetzt, so dass folgender Ausdruck entsteht:

$$\frac{a_1 \cdot |\underline{u}_1|}{\sin(\Omega-\gamma)} = |\underline{u}| \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (7.8)$$

Für den rechten Zustandszeiger vom Sollraumzeiger aus gesehen gilt nun:

Es wird in Gleichung 7.8 für a_1 die Gleichung 7.3 eingesetzt.

Daraus ergibt sich folgende Gleichung:

$$\frac{\frac{t_1}{t_a} \cdot |\underline{u}_1|}{\sin(\Omega-\gamma)} = |\underline{u}| \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$$

Wird diese Gleichung nach t_1/t_a umgestellt, erhält man folgende:

$$\frac{t_1}{t_a} = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}|}{|\underline{u}_1|} \cdot \sin(\Omega-\gamma)$$

Für den vom Sollraumzeiger aus gesehen linken Zustandszeiger gilt nun:

Da die Gleichung 7.9 für den rechten Zustandszeiger gilt, muss analog zu dieser eine Gleichung für den linken Zustandszeiger hergeleitet werden. Der einzige Unterschied ist jedoch, dass in dieser nicht mehr der Winkel Ω auftaucht.

$$\frac{a_2 \cdot |\underline{u}_2|}{\sin(\gamma)} = |\underline{u}| \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$$

Daher wird für a_2 die Gleichung 7.4 und für $|\underline{u}_2|$ die Gleichung 7.6 eingesetzt.

Daraus ergibt sich folgende Gleichung:

Ersetzt man nun $|\underline{u}_1|$ durch die Gleichung 7.5, ergibt sich untere Gleichung:

$$\frac{t_1}{t_a} = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}|}{\frac{2}{3} \cdot U_d} \cdot \sin(\Omega - \gamma)$$

Um nun die Zeit t_1 zu erhalten, welche die Zeit ist, in der Zeiger 1 eingeschaltet ist, wird die obere Gleichung nach t_1 aufgelöst:

$$t_1 = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}| \cdot t_a}{\frac{2}{3} \cdot U_d} \cdot \sin(\Omega - \gamma)$$

Zur Verallgemeinerung ist hier die t_1 durch t_R für den vom Sollraumzeiger aus gesehen rechten Zustandszeiger eingesetzt.

$$t_R = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}| \cdot t_a}{\frac{2}{3} \cdot U_d} \cdot \sin(\Omega - \gamma) \quad (7.9)$$

Nun sind die Gleichungen für die Zeit des linken und rechten Zustandszeigers beschrieben. Um die Einschaltzeit des Nullzustandszeigers zu berechnen, wird die folgende Gleichung benutzt:

$$t_0 = t_a - t_R - t_L \quad (7.11)$$

Zusammengefasst:

Zeit, in der der rechte Schaltzustand eingeschaltet wird: $t_R = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}| \cdot t_a}{\frac{2}{3} \cdot U_d} \cdot \sin(\Omega - \gamma)$

Zeit, in der der linke Schaltzustand eingeschaltet wird: $t_L = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}| \cdot t_a}{\frac{2}{3} \cdot U_d} \cdot \sin(\gamma)$

Zeit, in der der Null-Schaltzustand eingeschaltet wird: $t_0 = t_a - t_R - t_L$

7.2.2 Berechnung der Amplitude und des Winkels der Zustandszeiger

In diesem Kapitel sollen die Zustandszeiger 1 bis 6 (Abbildung 7.2.4) berechnet werden, die die Sektoren 1 bis 6 aufspannen. Dabei werden in der Realität die sechs

$$\frac{t_2}{t_a} = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}|}{\frac{2}{3} \cdot U_d} \cdot \sin(\gamma)$$

Auch hier wird die obere Gleichung nach der Zeit t_2 , welche die Zeit ist, in der Zeiger 2 eingeschaltet ist, aufgelöst.

Daraus ergibt sich folgender Zusammenhang

$$t_2 = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}| \cdot t_a}{\frac{2}{3} \cdot U_d} \cdot \sin(\gamma)$$

In diese Gleichung wird zur Verallgemeinerung die t_2 durch t_L für den vom Sollraumzeiger aus gesehen linken Zustandszeiger eingesetzt.

Daraus ergibt sich folgender Zusammenhang

$$t_L = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |\underline{u}| \cdot t_a}{\frac{2}{3} \cdot U_d} \cdot \sin(\gamma) \quad (7.10)$$

zur Verfügung stehenden Zustandszeiger von gewissen Schaltstellungen des Umrichters erzeugt. In der Abbildung 7.2.5 ist ein vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Umrichters dargestellt. Der Umrichter hat in der Abbildung 7.2.5 den Schaltzustand 2 (Tabelle 2) angenommen. Das bedeutet, dass er einen Zeiger erzeugt, der die Amplitude $\frac{2}{3} U_d$ und einen Winkel von 60° erzeugt. Wie die Amplitude und der Winkel der Schalterstellung berechnet werden, wird im Folgenden beschrieben.

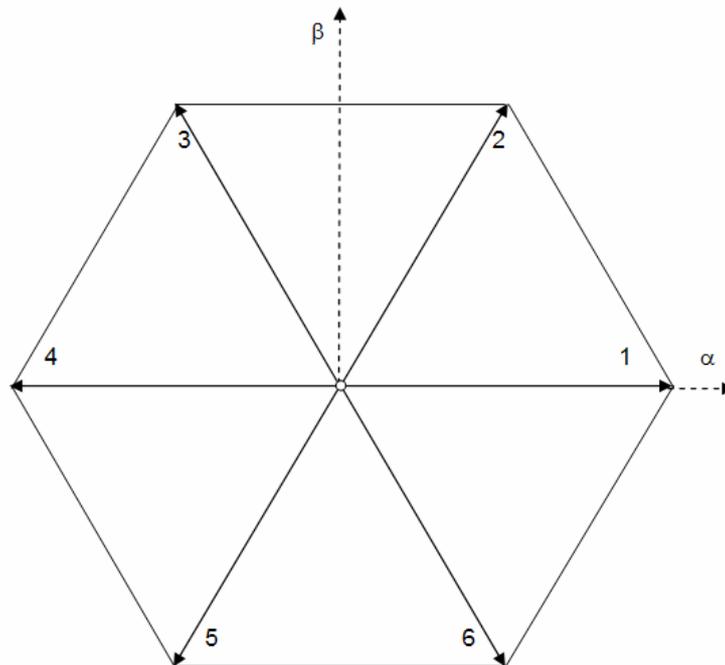


Abb. 7.2.4: Zustandszeiger Nr. 1 bis Nr. 6

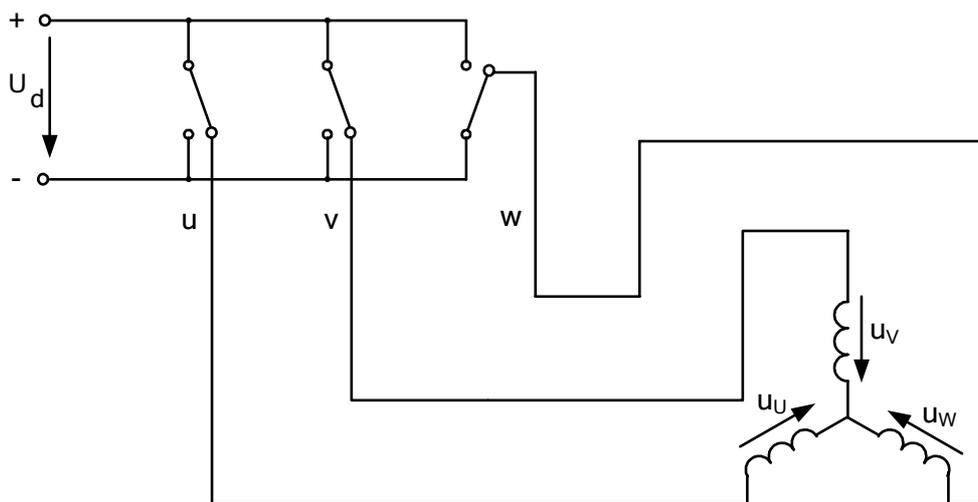


Abb. 7.2.5: Wechselrichter in Schalterstellung Nr.2

Die Grundlage zum Berechnen der Amplitude und des Winkels liefert die Gleichung 7.12.

$$\underline{u} = \frac{2}{3} (u_U + \underline{a} \cdot u_V + \underline{a}^2 \cdot u_W) \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad \underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (7.12)$$

Mit dieser Gleichung ist es möglich, das Dreiphasensystem mit Hilfe eines einzigen Zeigers zu beschreiben [52]. Dadurch werden die Anschauung und die Berechnung übersichtlicher und einfacher.

Anmerkung: Die Gleichung gilt für die Abbildung 7.2.6, in der eine Sternschaltung einer Maschine zu sehen ist. Zu beachten ist dabei:

- dass die drei Spulen der Maschine in der Realität tatsächlich um 120° versetzt angeordnet sind!
- dass die Spannungszählpfeile von u_U , u_V und u_W in Richtung Sternpunkt zeigen (Abbildung 7.2.5)!

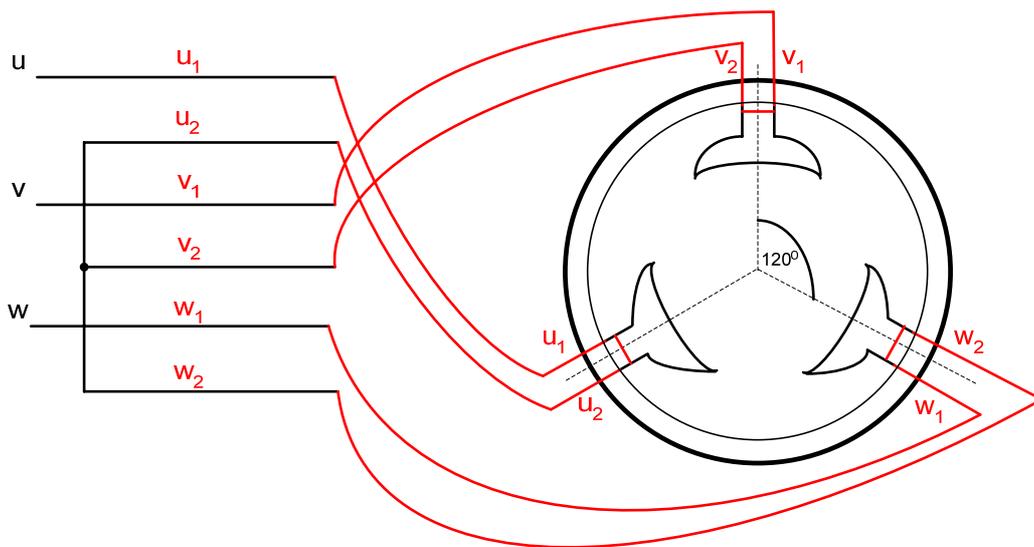


Abb. 7.2.6: Prinzipdarstellung einer Maschine in Sternschaltung mit drei um 120° versetzten Spulen

Wird der Schaltzustand mit Nummer 2 ausgeführt, ergibt sich das in Abbildung 7.2.7 zu sehende Ersatzschaltbild

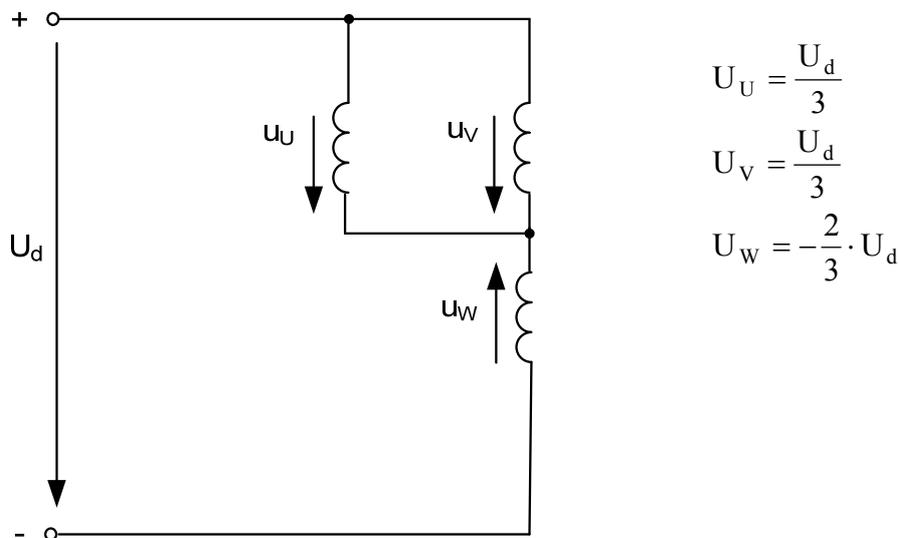


Abb. 7.2.7: Ersatzschaltbild im Moment des Schaltzustands Nr. 2 mit angeschlossener Maschine in Sternschaltung

Die Werte der Spannungsamplituden für \underline{u}_U , \underline{u}_V und \underline{u}_W werden in die Gleichung 7.12 eingesetzt, so dass die Gleichung 7.13 entsteht.

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \left(\underline{u}_U + \underline{a} \cdot \underline{u}_V + \underline{a}^2 \cdot \underline{u}_W \right) \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad \underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (7.13)$$

Wird die Gleichung 13 ausgewertet, ergibt sich für den Zustandszeiger 2 der Spannungszeiger $\underline{u}_{z2} = 2/3 \cdot U_d \cdot e^{j60^\circ}$, welcher die Amplitude $2/3 \cdot U_d$ und einen Winkel von 60° besitzt. Für die anderen Schaltzustände lassen sich analog dazu ebenfalls Amplitude und Winkel berechnen. Die Ergebnisse sind in der Tabelle 2 zu sehen.

Zeigernr.	Schalterzustand			Zustandszeiger	
				Betrag $ \underline{U} /U_d$	Winkel von U
1	P	N	N	2/3	0°
2	P	P	N	2/3	60°
3	N	P	N	2/3	120°
4	N	P	P	2/3	180°
5	N	N	P	2/3	240°
6	P	N	P	2/3	300°
7	P	P	P	0	-
8	N	N	N	0	-

Tab. 2: Schaltzustände und deren Winkel und Amplitude

Anmerkung: Die Amplitude und der Winkel müssen für jeden Zwischenkreisumrichter nach dem oben beschriebenen Verfahren berechnet werden. Bei Zwischenkreisumrichtern wie z.B. dem Dreilevelwechselrichter kommen außerdem verschiedene Spannungsebenen für U_d hinzu. Für Weiteres [43].

7.3 Raumzeigermodulation beim Matrixumrichter

Im Folgenden soll die Modulation beim Matrixumrichter beschrieben werden, die wegen Ihrer Eingangsvoraussetzungen besondere Bedingungen enthalten muss.

7.3.1 Mögliche Schalterstellungen des Matrixumrichters

Der Matrixumrichter kann die in der Tabelle 3 zu sehenden Schaltzustände annehmen. Der Unterschied der Schaltzustände zum in Kapitel 7.2 beschriebenen Zwischenkreisumrichter ist, dass der Matrixumrichter drei mögliche Nullzustandszeiger (Nr. 1, 2, 3) und 24 mögliche Schaltzustände annehmen kann, um daraus einen beliebigen Verlauf der Ausgangsspannung zu erzeugen.

Nr.		Nr.		Nr.	
1		10		19	
2		11		20	
3		12		21	
4		13		22	
5		14		23	
6		15		24	
7		16		25	
8		17		26	
9		18		27	

Tab. 1: Zulässige Schaltzustände des Matrixumrichters

7.3.2 Berechnung der Zeiten t_0 , t_R und t_L

In diesem Kapitel wird beschrieben, wie beim Matrixumrichter die Zeiten t_0 , t_R und t_L und der Zustandszeiger Z_0 , Z_R und Z_L für einen beliebigen Sollzeiger berechnet werden. Dabei geschieht dies ganz ähnlich wie beim Zwischenkreisumrichter.

Wie nach Abbildung 7.3.1 setzt sich der Spannungsraumzeiger \underline{u} aus den Anteilen $a_{R\underline{u}_R}$ und $a_{L\underline{u}_L}$ zusammen. Dieser Zusammenhang gilt, da in den Zeitraum der Berechnungen der Einschaltzeiten die momentanen Spannungswerte für \underline{u}_L und \underline{u}_R festgehalten werden.

$$\underline{u} = a_R \cdot \underline{u}_R + a_L \cdot \underline{u}_L \quad (7.14)$$

$$= \frac{t_R}{t_a} \cdot \underline{u}_R + \frac{t_L}{t_a} \cdot \underline{u}_L \quad (7.15)$$

$$\Rightarrow \text{mit Koeffizientenvergleich } a_R = \frac{t_R}{t_a} \text{ und } a_L = \frac{t_L}{t_a} \quad (7.16) \text{ und } (7.17)$$

Im Folgenden wird Z_R und Z_L durch die Zeigernummer des jeweiligen Zeigers ersetzt.

Herleitung der Zeiten zum Erzeugen eines Sollzeigers \underline{u} :

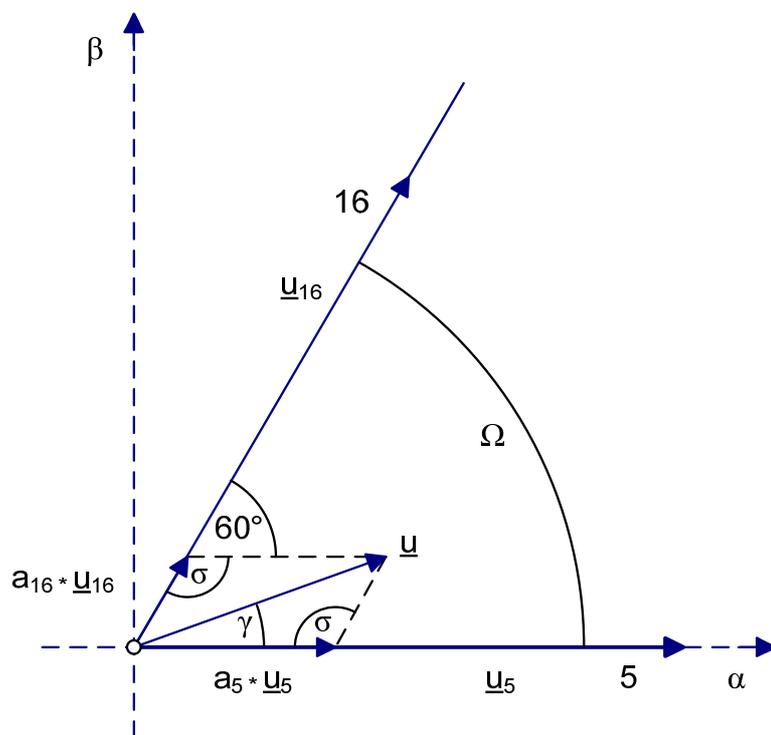


Abb. 7.3.1: Grafik zur Herleitung der Gleichungen für die Zeiten t_L , t_R und t_0

Für den Winkel σ gilt folgender Zusammenhang:

$$\frac{a_5 \cdot |\underline{u}_5|}{\sin(\Omega - \gamma)} = |\underline{u}| \cdot \frac{1}{\sin(\sigma)} \quad (7.18)$$

Mit $\sigma = 120^\circ$ entsteht:

$$\frac{a_5 \cdot |\underline{u}_5|}{\sin(\Omega - \gamma)} = |\underline{u}| \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (7.19)$$

Für den rechten Zustandszeiger vom Sollraumzeiger aus gesehen gilt nun:

Es wird in Gleichung 7.18 für a_5 die Gleichung 7.16 eingesetzt.

Daraus ergibt sich folgende Gleichung:

$$\frac{t_5 \cdot |u_5|}{t_a \cdot \sin(\Omega - \gamma)} = |u| \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$$

Wird diese Gleichung nach t_5/t_a umgestellt, erhält man folgende:

$$\frac{t_5}{t_a} = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u|}{|u_5|} \cdot \sin(\Omega - \gamma)$$

Um nun die Zeit t_5 zu erhalten, welche die Zeit ist, in der Zeiger 5 eingeschaltet ist, wird die obere Gleichung nach t_5 aufgelöst.

$$t_5 = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u| \cdot t_a}{|u_5|} \cdot \sin(\Omega - \gamma)$$

Zur Verallgemeinerung ist hier die 5 durch R für den vom Sollraumzeiger aus gesehen rechten Zustandszeiger eingesetzt.

$$t_R = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u| \cdot t_a}{|u_R|} \cdot \sin(\Omega - \gamma) \quad (7.20)$$

Nun sind die Gleichungen für die Zeit des linken und rechten Zustandszeigers bis auf ein paar Besonderheiten beschrieben. Um die Einschaltzeit des Nullzustandszeigers zu berechnen, wird die untere Gleichung benutzt.

$$t_0 = t_a - t_R - t_L \quad (7.22)$$

Für den vom Sollraumzeiger aus gesehen linken Zustandszeiger gilt nun:

Da die Gleichung 7.20 für den rechten Zustandszeiger gilt, muss analog zu dieser eine Gleichung für den linken Zustandszeiger hergeleitet werden. Der einzige Unterschied ist jedoch, dass in dieser nicht mehr der Winkel Ω auftaucht.

$$\frac{a_{16} \cdot |u_{16}|}{\sin(\gamma)} = |u| \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$$

Daher wird für a_{16} die Gleichung 7.16 eingesetzt. Daraus ergibt sich folgende Gleichung:

$$\frac{t_{16}}{t_a} = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u|}{|u_{16}|} \cdot \sin(\gamma)$$

Auch hier wird die obere Gleichung nach der Zeit t_{16} , welche die Zeit ist, in der der Zeiger 16 eingeschaltet ist, aufgelöst.

Daraus ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$t_{16} = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u| \cdot t_a}{|u_{16}|} \cdot \sin(\gamma)$$

In diese Gleichung wird zur Verallgemeinerung die 16 durch L für den vom Sollraumzeiger aus gesehen linken Zustandszeiger eingesetzt.

Daraus ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$t_L = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u| \cdot t_a}{|u_L|} \cdot \sin(\gamma) \quad (7.21)$$

Zusammengefasst:

$$\begin{aligned} \text{Zeit, in der der rechte Schaltzustand eingeschaltet wird:} & \quad t_R = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\underline{u}| \cdot t_a}{|\underline{u}_R|} \cdot \sin(\Omega - \gamma) \\ \text{Zeit, in der der linke Schaltzustand eingeschaltet wird:} & \quad t_L = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{|\underline{u}| \cdot t_a}{|\underline{u}_L|} \cdot \sin(\gamma) \\ \text{Zeit, in der der Null-Schaltzustand eingeschaltet wird:} & \quad t_0 = t_a - t_R - t_L \end{aligned}$$

Die Besonderheit bzw. der Unterschied zum Zwischenkreisumrichter ist, dass unter dem Bruchstrich kein fester Faktor steht, sondern eine veränderliche Variable $|\underline{u}_R|$ bzw. $|\underline{u}_L|$, die noch weiter beschrieben werden muss. $|\underline{u}_R|$ bzw. $|\underline{u}_L|$ sind dabei die Beträge der sich zeitlich verändernden Zustandszeiger, die einen Sektor aufspannen. Diese müssen nach dem in Kapitel 7.3.5 beschriebenen Kriterien vor jeder Berechnung ausgewählt werden. Das Prinzip dabei ist, dass der gerade geeignetste Zustandszeiger bzw. Schaltzustand ausgesucht wird, um als linker oder rechter Zustandszeiger zu fungieren.

7.3.3 Berechnung der Zustandszeiger

Die Berechnung der zur Verfügung stehenden Zustandszeiger, die zur Bildung einer Ausgangsspannung in Frage kommen, ist ähnlich, aber etwas komplexer als die Berechnung beim Zwischenkreisumrichter. Auch beim Matrixumrichter liegt dafür die Gleichung 23 den Berechnungen zu Grunde.

$$\underline{u}_Z = \frac{2}{3} \left(\underline{u}_U + \underline{a} \cdot \underline{u}_V + \underline{a}^2 \cdot \underline{u}_W \right) \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad \underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (7.23)$$

Dabei sind \underline{u}_U , \underline{u}_V und \underline{u}_W die Spannungen, die über den drei Wicklungen der angeschlossenen in Stern geschalteten Maschine abfallen (Abbildung 7.3.2).

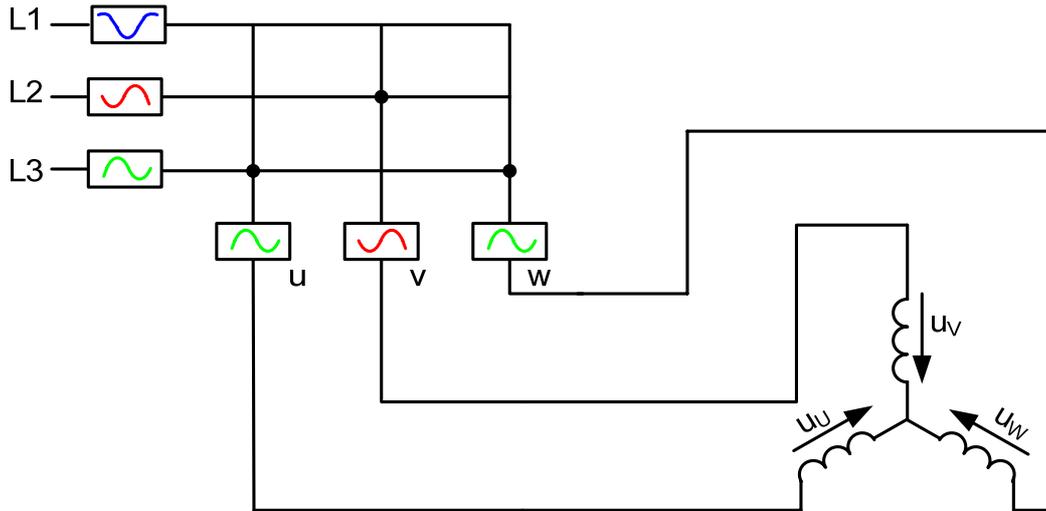
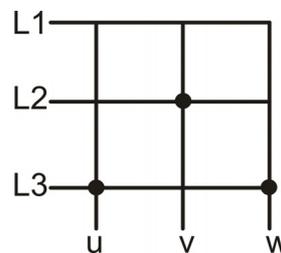
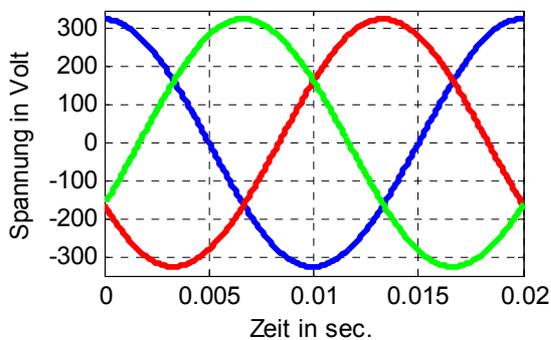


Abb. 7.3.2: Matrixumrichter in Schaltzustand 11 mit angeschlossener Maschine (in Sternschaltung mit eingezeichneten Spannungen u_U , u_V und u_W)

Die drei Spannungen u_U , u_V und u_W sind, wie oben schon erwähnt, nicht konstant, sie besitzen einen getakteten Verlauf der sich aus der Schalthandlung ergibt (Abbildung 7.3.2). Zum besseren Verständnis soll an dieser Stelle ein Beispiel zur Erklärung der Berechnung des Zustandszeigers Nr. 11 gezeigt werden. In Abbildung 7.3.3 sind die drei um 120° versetzten sinusförmigen Eingangsspannungen L1 (blau), L2 (rot) und L3 (grün) und die aus Schaltzustand 11 resultierenden Ausgangsspannungen U, V und W zu erkennen.



Spannung gemessen gegen den Sternpunkt des Netzes

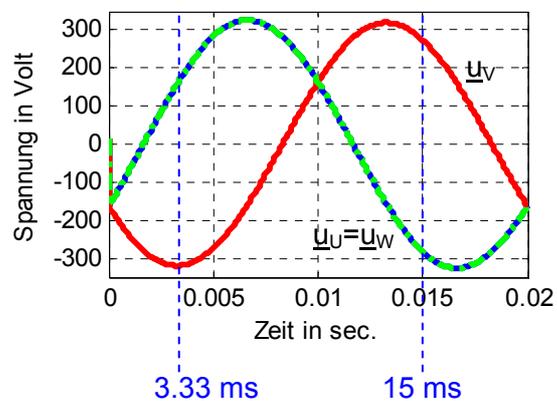


Abb. 7.3.3: Drei um 120° versetzte sinusförmige Eingangsspannungen mit den aus dem Schaltzustand resultierenden Ausgangsspannungen

Die Spannungswerte der Amplitude ($\hat{u}=327\text{ V}$) von \underline{u}_U , \underline{u}_V und \underline{u}_W werden in die Gleichung 7.23 eingesetzt. Die einzusetzenden Winkel für \underline{u}_U , \underline{u}_V und \underline{u}_W ergeben sich aus dem betrachteten Zeitpunkt $t= 3,33\text{ ms}$. Dabei hat die Sinuskurve von \underline{u}_U und \underline{u}_W einen Winkel von 30° und \underline{u}_V einen Winkel von 270° (siehe Abbildung 7.3.3).

$$\begin{aligned} \underline{u}(t=3,33\text{ms}) &= \frac{2}{3} \left(327\text{V} \cdot \sin(30^\circ) + \underline{a} \cdot 327\text{V} \cdot \sin(270^\circ) + \underline{a}^2 \cdot 327\text{V} \cdot \sin(30^\circ) \right) & \underline{a} &= e^{j 120^\circ} \\ &= \frac{2}{3} \left(163,5\text{V} + \underline{a} \cdot (-327\text{V}) + \underline{a}^2 \cdot 163,5\text{V} \right) & \underline{a} &= e^{j 240^\circ} \\ &= 327\text{V} \cdot e^{j 300^\circ} \end{aligned}$$

Als weiteres Beispiel wird der Zeitpunkt $t= 15\text{ ms}$ betrachtet. Werden nach Abbildung 7.3.3 die Winkelwerte eingesetzt so besitzt \underline{u}_z folgenden Momentanwert und Winkel:

$$\underline{u}(t=15\text{ms}) = 377,56\text{V} \cdot e^{j 120^\circ}$$

Wird nun \underline{u}_z über die Periodendauer von 20 ms der Anliegenden Spannung betrachtet, entsteht dabei für den Schaltzustand 11 der Zustandszeiger 11, der folgenden Verlauf hat (Abbildung 7.3.4).

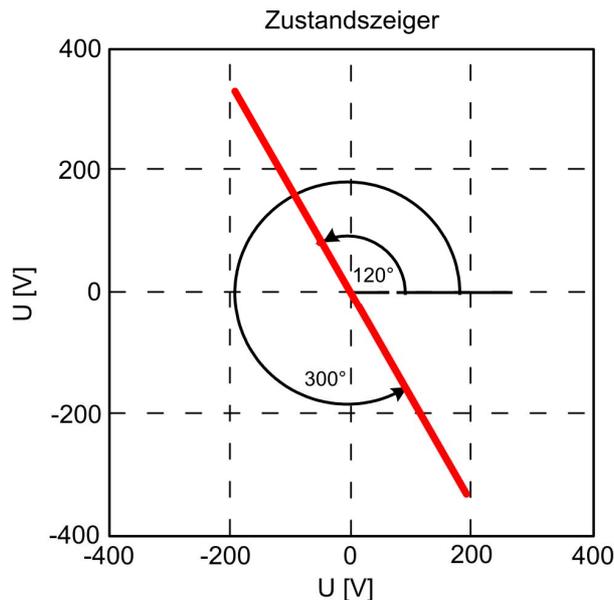


Abb. 7.3.4: Verlauf des Zustandszeigers 11, der von Schaltzustand 11 erzeugt wird

Somit kann für den Zustandszeiger 11 festgestellt werden, dass dieser einen Winkel von 120° und 300° , bei einer veränderlichen Amplitude, in Abhängigkeit des betrachteten Zeitpunktes annehmen kann. Damit dies deutlicher wird, ist dieser Zusammenhang in Abbildung 7.3.5 dargestellt.

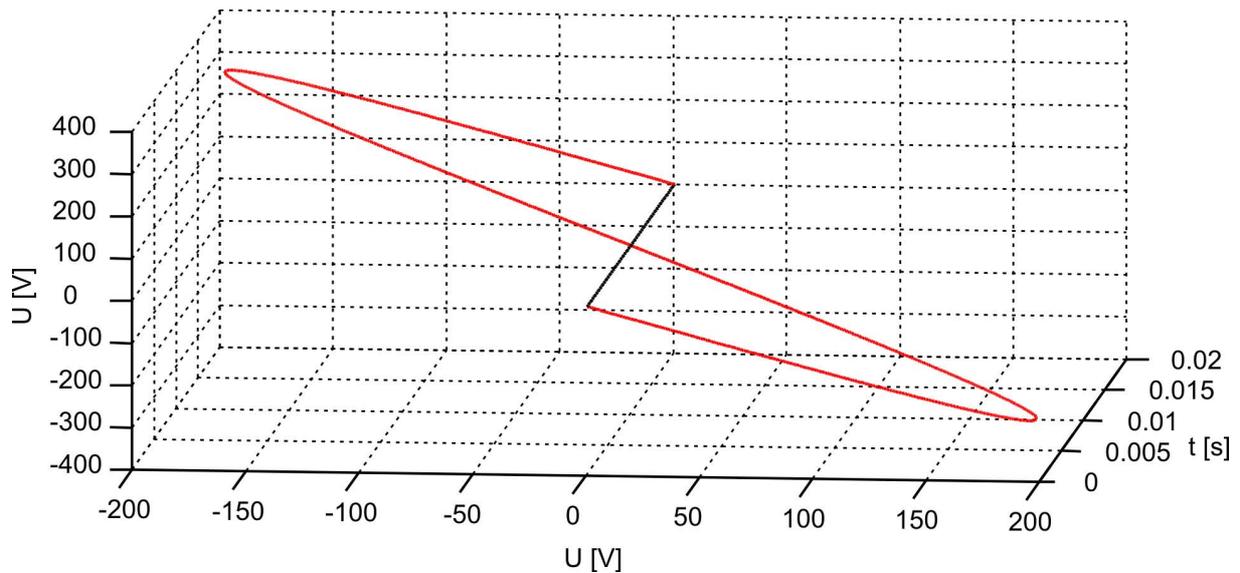
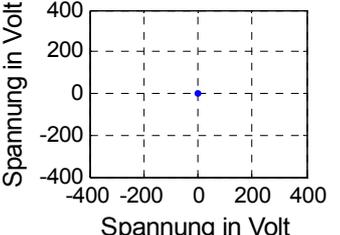
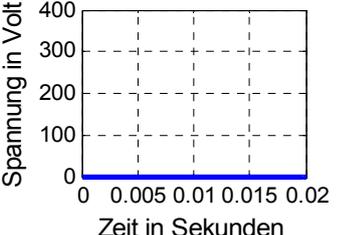
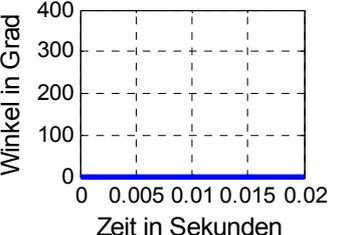
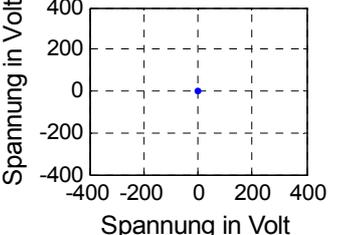
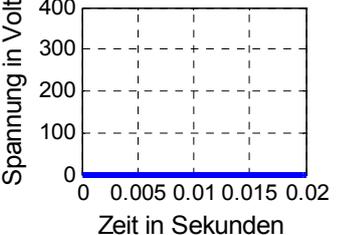
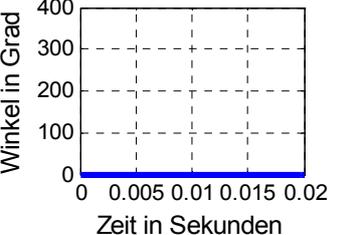
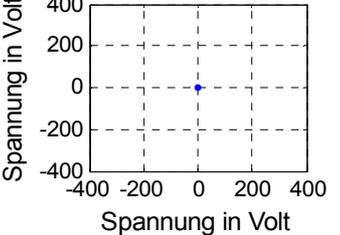
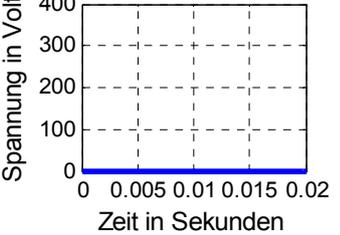
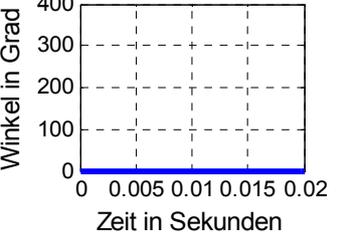
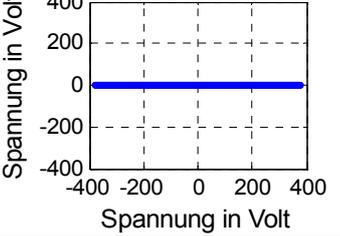
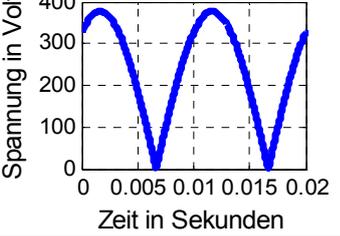
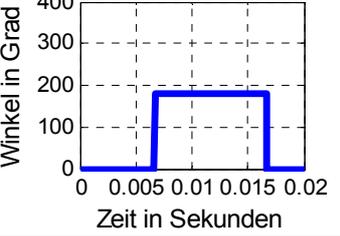
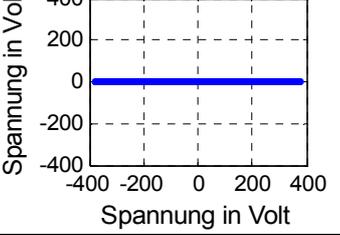
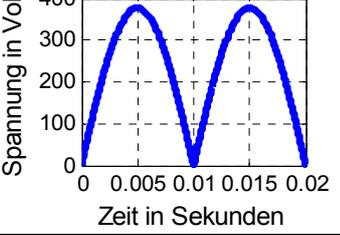
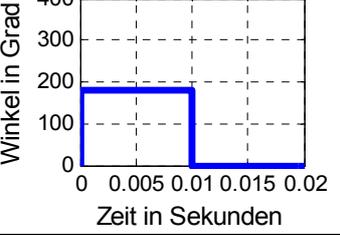
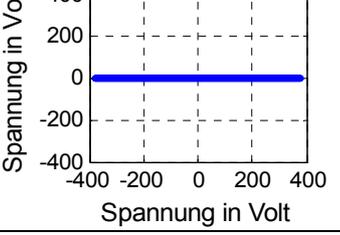
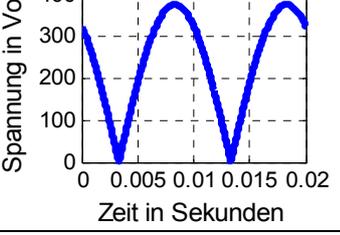
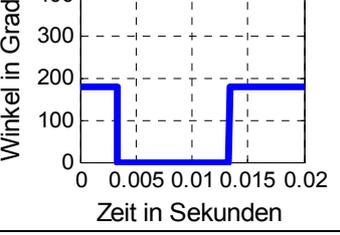
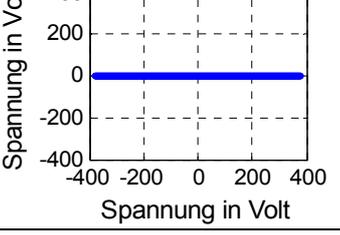
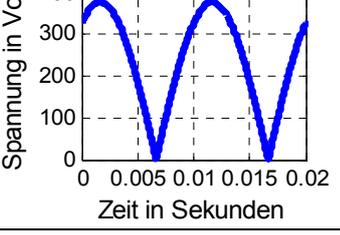
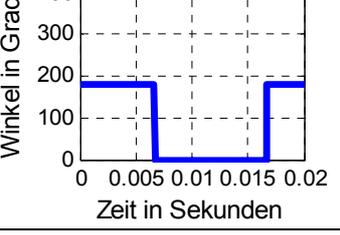


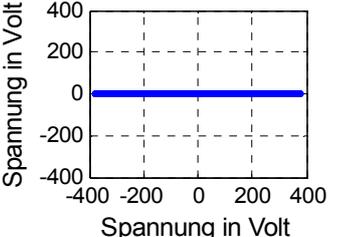
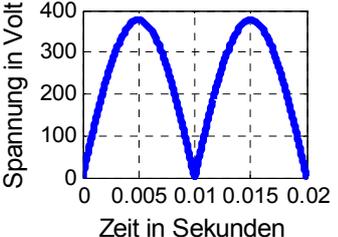
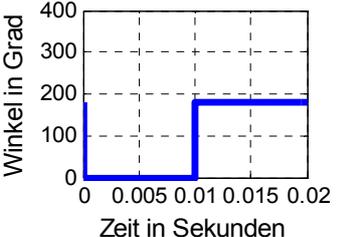
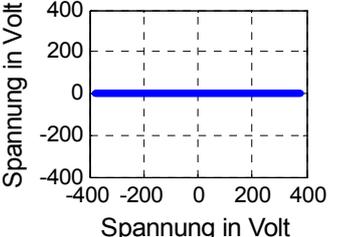
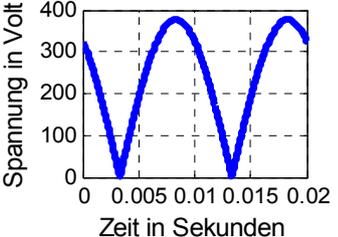
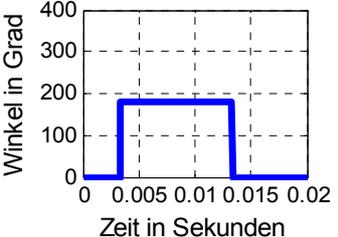
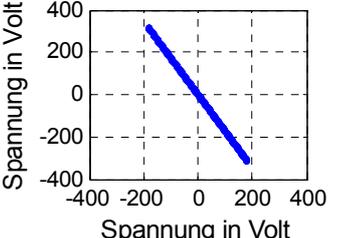
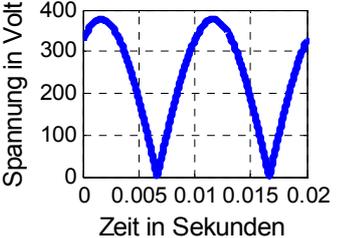
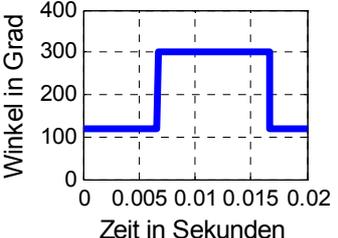
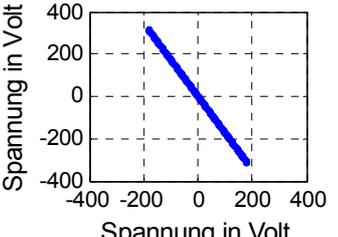
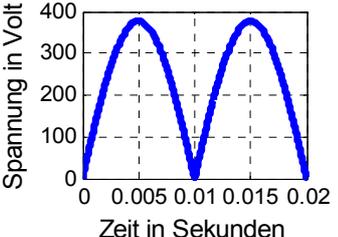
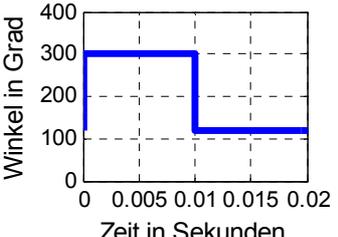
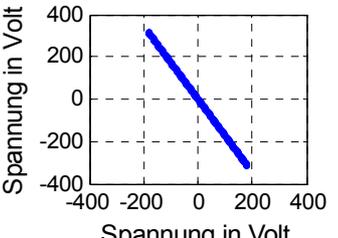
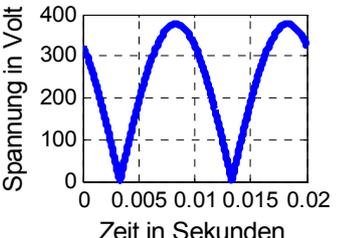
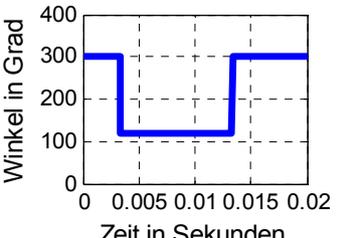
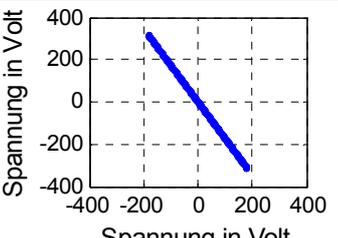
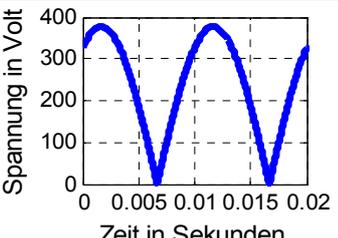
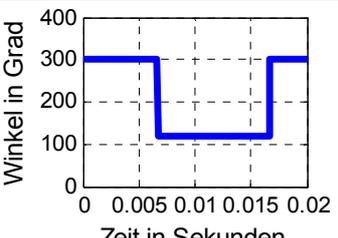
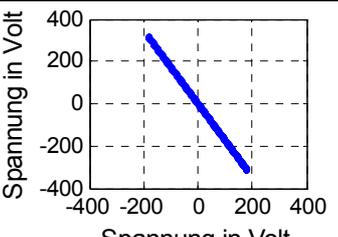
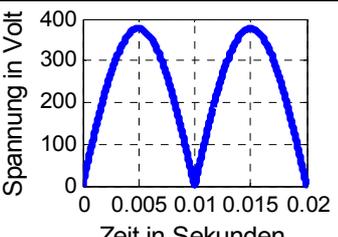
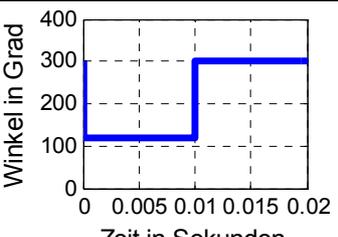
Abb. 7.3.5: 3D Verlauf des Zustandszeigers 11, der von Schaltzustand 11 erzeugt wird

Anmerkung:

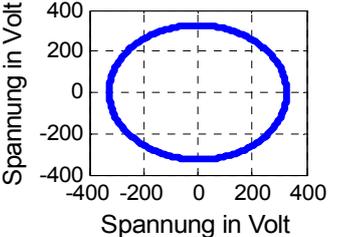
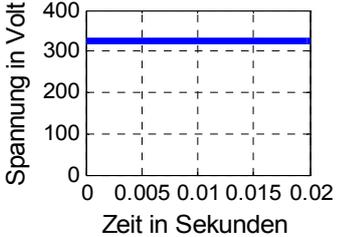
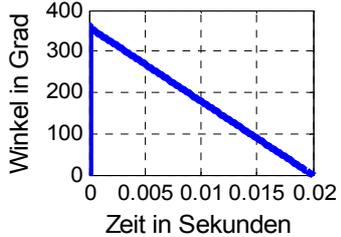
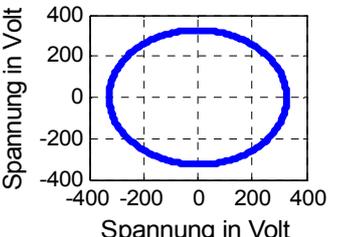
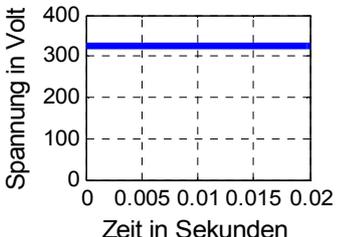
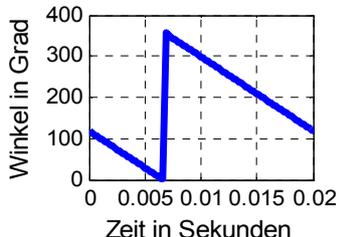
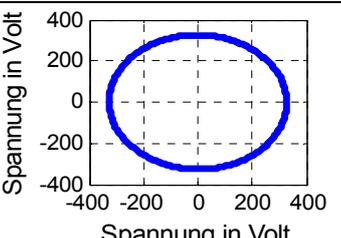
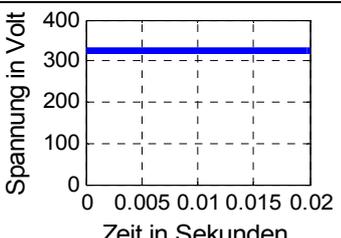
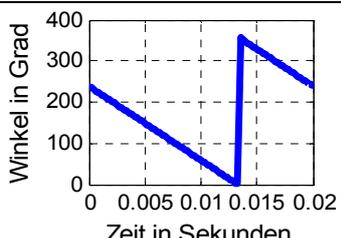
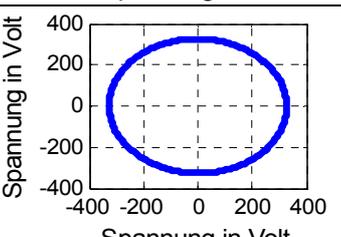
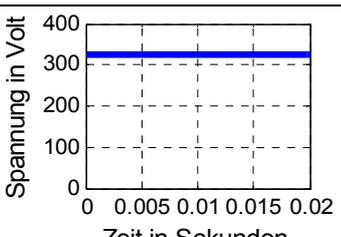
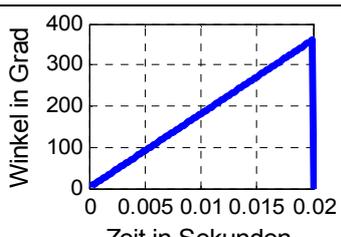
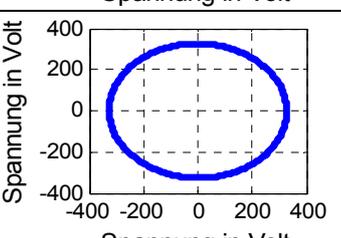
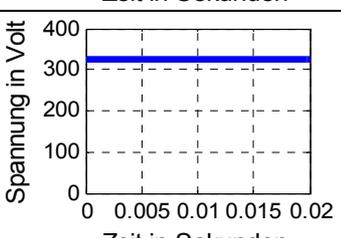
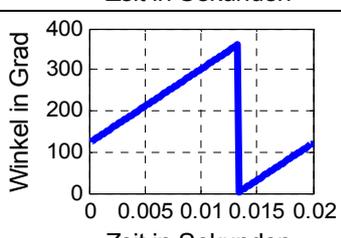
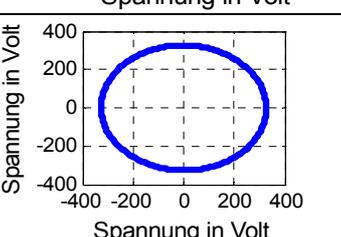
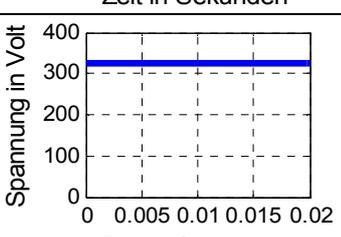
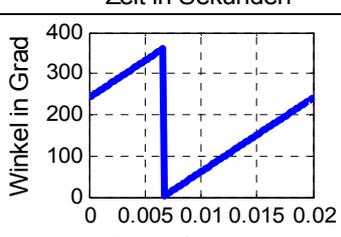
- Es stehen somit keine wie beim Zwischenkreisumrichter konstanten Zustandszeiger zur Bildung eines Sollraumzeigers zur Verfügung.
- Somit ist es notwendig, den Sollraumzeigers aus den sich zeitlich verändernden Zustandszeigern zu bilden, was einige Schwierigkeiten mit sich bringt.
- Zu erwähnen ist, dass die drei Spannungen \underline{u}_U , \underline{u}_V und \underline{u}_W auch nicht sinusförmige Verläufe beschreiben dürfen. Auch dann würde der beschriebene Weg der Berechnungen der zur Verfügung stehenden Zustandszeiger, die zur Bildung einer Ausgangsspannung dienen, gelten.

Am einfachsten sind solche Berechnungen mit einem Simulationsprogramm durchzuführen. Dabei kann die Berechnung mit den drei Spannungen \underline{u}_U , \underline{u}_V und \underline{u}_W , kontinuierlich erfolgen, egal welchen Verlauf diese beschreiben. Das Ergebnis der Berechnungen der 27 Schaltzustände ist in der Tabelle 3 zu sehen.

Nr.	Raumzeiger der Ausgangsspannung	Momentanwert des Raumzeigers der Ausgangsspannung	Winkel des Raumzeigers der Ausgangsspannung
1			
2			
3			
4			
5			
6			
7			

8	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Spannung in Volt</p>	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Zeit in Sekunden</p>	 <p>Winkel in Grad</p> <p>Zeit in Sekunden</p>
9	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Spannung in Volt</p>	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Zeit in Sekunden</p>	 <p>Winkel in Grad</p> <p>Zeit in Sekunden</p>
10	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Spannung in Volt</p>	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Zeit in Sekunden</p>	 <p>Winkel in Grad</p> <p>Zeit in Sekunden</p>
11	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Spannung in Volt</p>	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Zeit in Sekunden</p>	 <p>Winkel in Grad</p> <p>Zeit in Sekunden</p>
12	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Spannung in Volt</p>	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Zeit in Sekunden</p>	 <p>Winkel in Grad</p> <p>Zeit in Sekunden</p>
13	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Spannung in Volt</p>	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Zeit in Sekunden</p>	 <p>Winkel in Grad</p> <p>Zeit in Sekunden</p>
14	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Spannung in Volt</p>	 <p>Spannung in Volt</p> <p>Zeit in Sekunden</p>	 <p>Winkel in Grad</p> <p>Zeit in Sekunden</p>

15			
16			
17			
18			
19			
20			
21			

22			
23			
24			
25			
26			
27			

Tab. 3: erlaubte Schaltzustände mit den resultierenden Zustandszeigern

Zur Erklärung wird in Abbildung 7.3.6 Schaltzustand 19 aus obiger Tabelle gezeigt. Hierbei muss jedoch beachtet werden, dass eigentlich eine Dimension in der Tabelle 3 fehlt. Zur besseren Übersicht ist dazu der Schaltzustand Nr. 19 in der Abbildung 7.3.7 vollständig in 3D dargestellt.

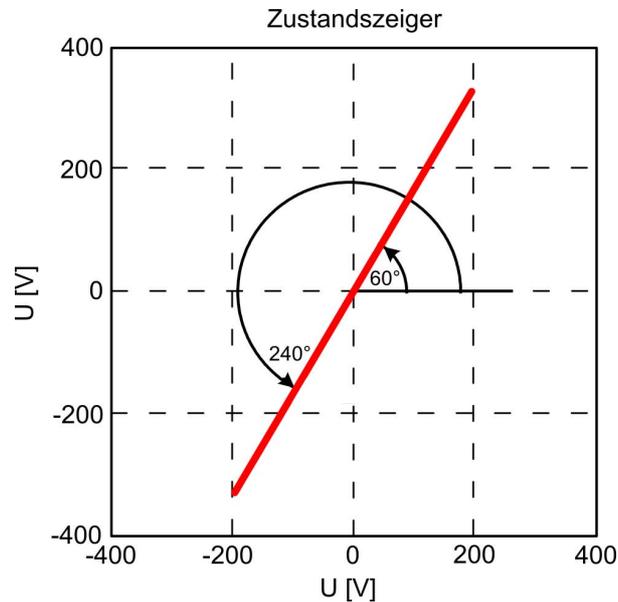


Abb. 7.3.6: Zustandszeiger 19 der Tabelle 3

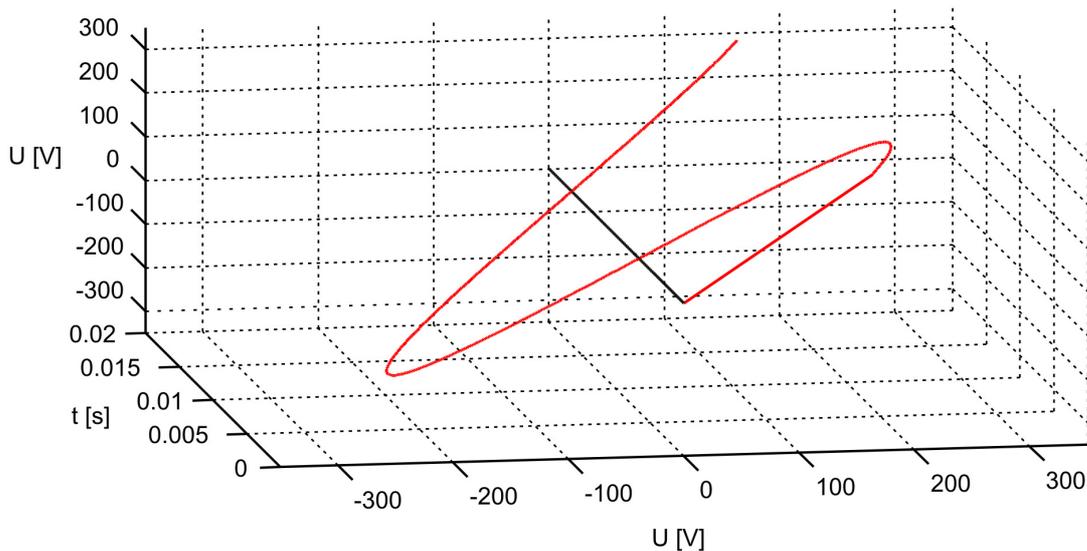


Abb. 7.3.7: 3D Darstellung des Schaltzustands Nr. 19

Wie zu erkennen, verändert sich der Momentanwert kontinuierlich und die Richtung ändert sich im 10 ms Rhythmus des Zustandszeigers, der vom Schaltzustand Nr. 19 erzeugt wird, mit der Zeit bzw. mit dem Verlauf der drei Spannungen \underline{u}_U , \underline{u}_V und \underline{u}_W . Diese Aussage gilt allgemein für die Schaltzustände Nr. 4 bis Nr. 21. Die Schaltzustände Nr. 1, 2 und 3 erzeugen weder einen Amplitudenwert, noch einen Winkel; dies sind die Nullzustandszeiger, die zur Entkopplung dienen. Die Schaltzustände Nr. 22 bis Nr. 27 hingegen haben besondere Eigenschaften; sie erzeugen eine konstante Amplitude (Abbildung 7.3.8), jedoch verändert sich der Winkel kontinuierlich. Als Beispiel ist der Zeiger des Schaltzustandes Nr. 22 in der Abbildung 7.3.9 zu sehen.

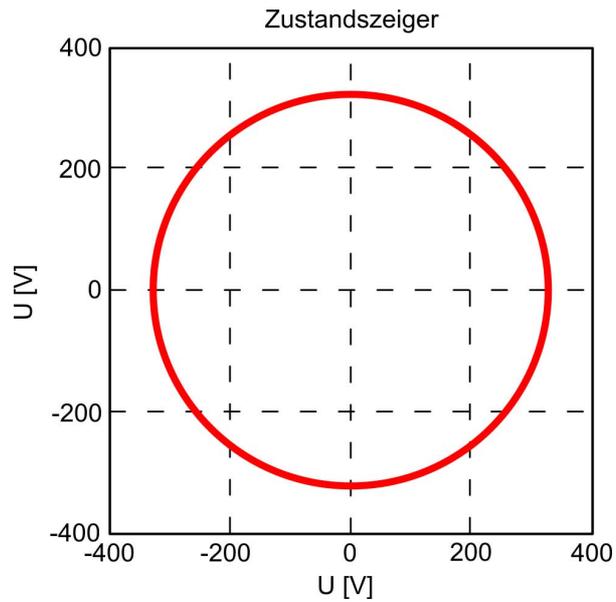


Abb. 7.3.8: Zeiger des Schaltzustandes Nr. 22

Der Vollständigkeit halber ist in Abbildung 7.3.10 der Verlauf Zustandszeiger 22 in 3D zu sehen.

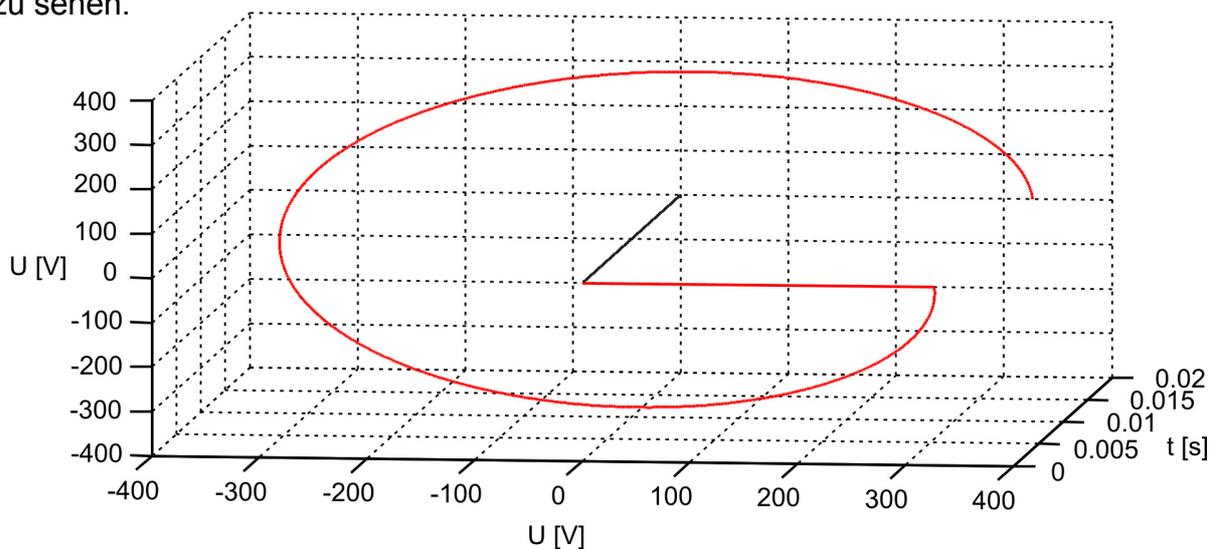


Abb. 7.3.9: 3D Verlauf des Zustandszeiger 22 von 0 sec. bis 0,02 sec

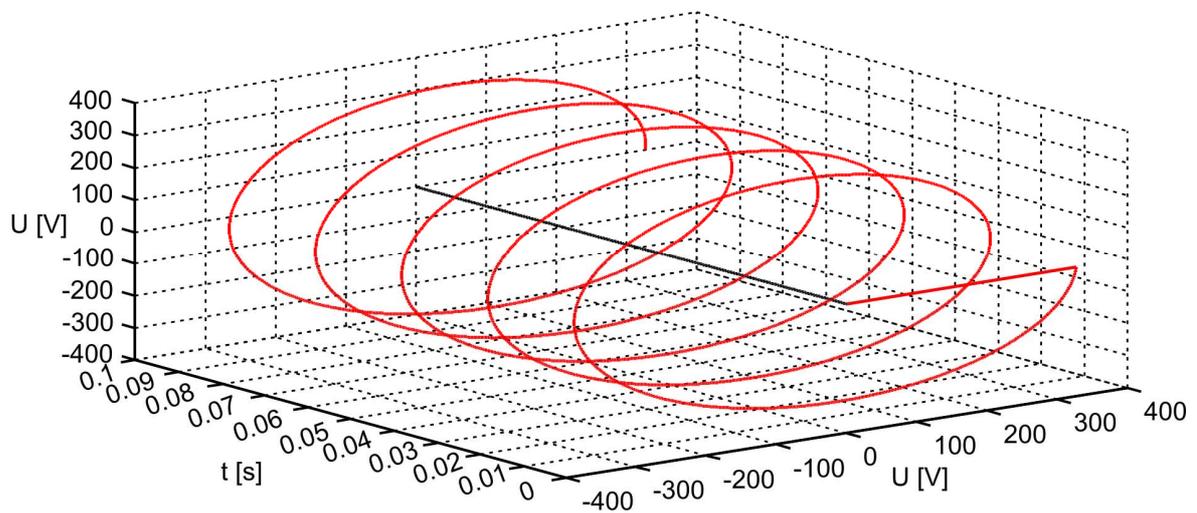


Abb. 7.3.10: 3D Verlauf des Zustandszeiger 22 von 0 sec. bis 0,1 sec

Durch die Eigenschaft, dass sich der Winkel der Zustandszeiger der Schaltzustände Nr. 22 bis Nr. 27 kontinuierlich verändert, sind diese für eine Raumzeigermodulation ungeeignet. Einzige sinnvolle Anwendung wäre, wenn sich die Maschine mit der Frequenz des speisenden Netzes drehen soll (hier mit 50 Hz). Dies könnte z.B. im Anwendungsfall so aussehen, dass ein Motor, der sich die meiste Zeit mit der Netzfrequenz drehen soll, den Schaltzustand Nr. 22 als Hauptzustand erhält und dieser nur bei Bedarf ausgeschaltet wird, um dann mit Hilfe der anderen Zustandszeiger Nr. 1 bis Nr. 22 die geforderte Frequenz von z.B. 76 Hz zu erzeugen.

7.3.4 Einteilung der Zustandszeiger in Sektoren

Werden die in Tabelle 3 zu sehenden 27 Zustandszeiger in einer Zeichnung zusammengefasst, so kann eine Sektoreinteilung erfolgen. Diese ist in Abbildung 7.3.11 zu sehen.

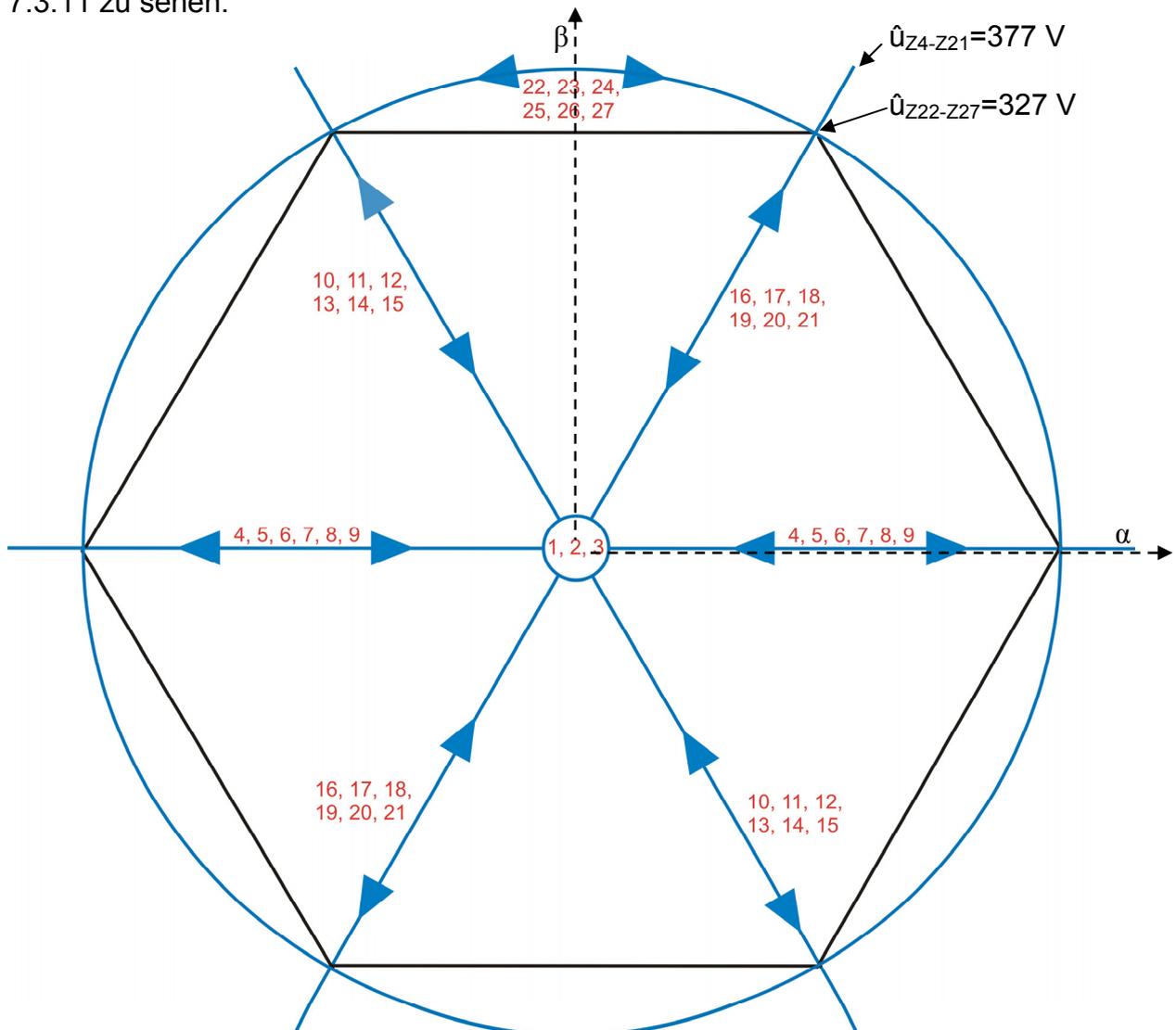


Abb. 7.3.11: Sektoreinteilung beim Matrixumrichter

Die Spannungswerte für \hat{u}_{Z4-Z21} und $\hat{u}_{Z22-Z27}$ ergeben sich aus der Gleichung 7.23 bzw. sind auf Seite 85 beispielhaft berechnet.

Somit wird Sektor 1 je nach betrachtetem Zeitpunkt von den Zustandszeigern 4, 5, 6, 7, 8, 9, 16, 17, 18, 19, 20 und 21 aufgespannt.

Beispiel: Zum Zeitpunkt $t=2$ ms wird der Sektor 1 gerade von den Zustandszeigern **4**, **8**, **9**, **17**, **18**, **19** aufgespannt (Abbildung 7.3.12).

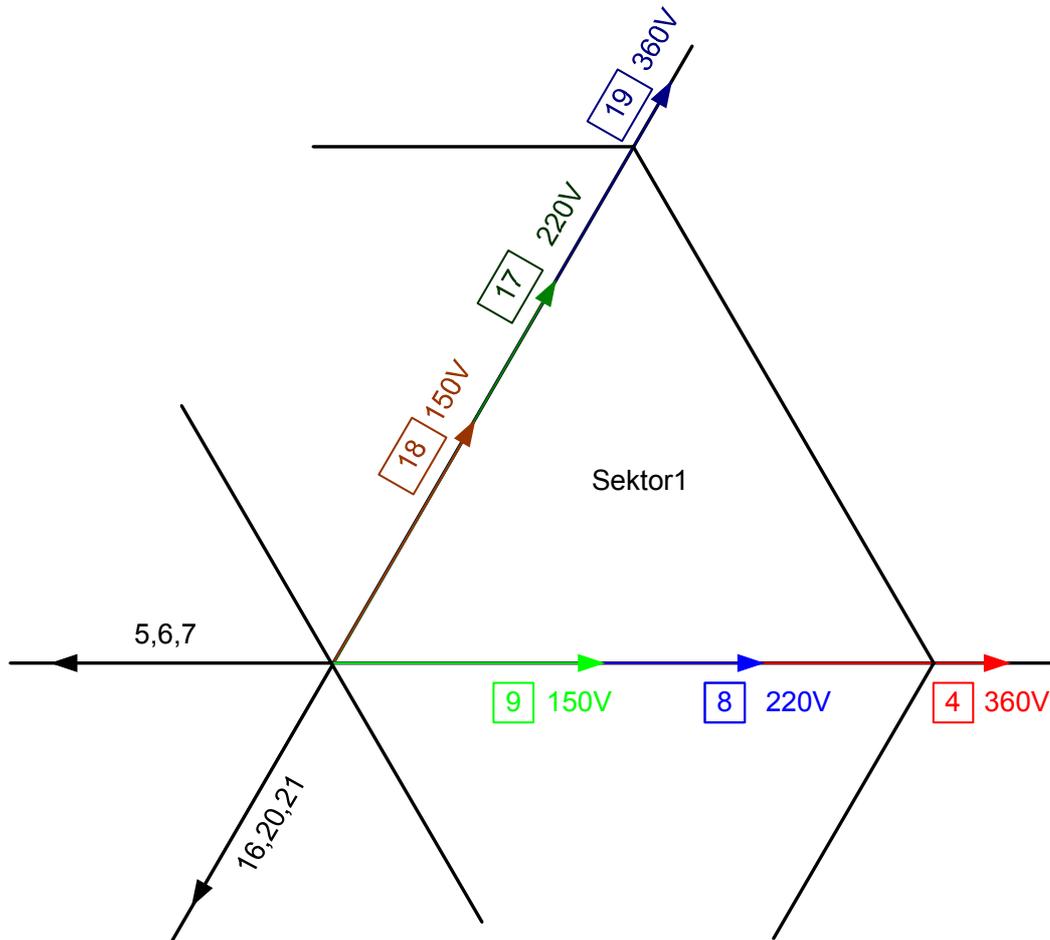


Abb. 7.3.12: Zustandszeiger, die zum Zeitpunkt $t=2$ ms den Sektor 1 aufspannen

Das schwarze Sechseck der Abbildungen 7.3.11 und 7.3.12 ergibt sich wie folgt:

- Es kann für die Modulation zu jedem Zeitpunkt genau ein Schaltzustand gefunden werden, der gerade zwischen 327 V und 377 V seine Momentanwerte durchläuft.
- Sichergestellt werden kann aber nur für eine Modulation eines sinusförmigen Ausgangssignals, dass immer ein Schaltzustand zu finden ist, der einen Momentanwert von mindestens 327 V besitzt.
- Daher sind die Ecken des Sechseckes der Raumzeigermodulation bei 327 V wie in den Abbildungen 7.3.11 und 7.3.12 einzuzichnen und zu berücksichtigen.

7.3.5 Kriterien für Minimalanforderungen an mögliche Zustandszeiger

In diesem Kapitel wird beschrieben, welche Kriterien der linke oder der rechte Zustandszeiger zur Berechnung der Zeiten t_0 , t_R und t_L , erfüllen muss. Damit so wenige Oberschwingungen wie möglich am Ausgang des Matrixumrichters entstehen, ist es notwendig, den linken oder rechten Zustandszeiger auszuwählen, der die kleinste mögliche Momentanwert besitzt. Damit ist nicht der gerade allgemein, vom Momentanwert her, kleinste linke oder rechte Zustandszeiger gemeint. Am besten ist in Abbildung 7.3.13 zu erkennen, was mit der Aussage gemeint ist.

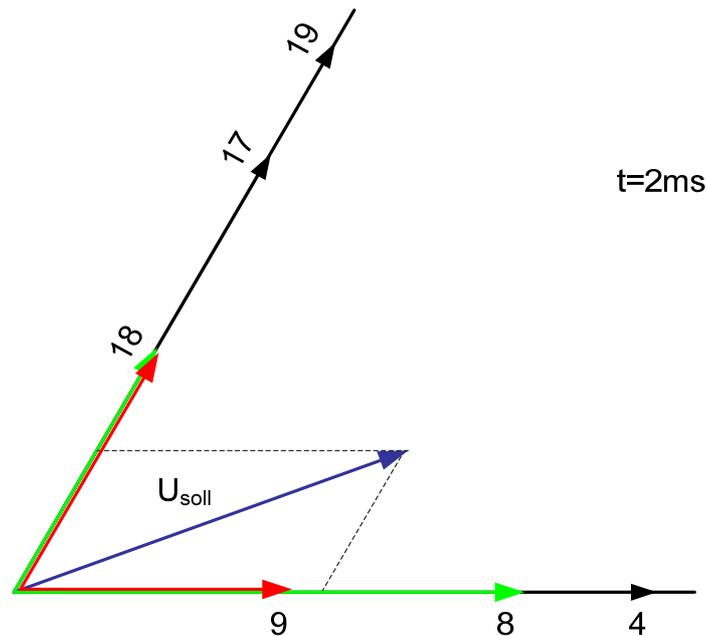


Abb. 7.3.13: Sollzeiger mit den auszuwählenden Zustandszeigern, die einen Sektor aufspannen zum Zeitpunkt $t= 2 \text{ ms}$

Erklärung der Abbildung 7.3.13:

- rot gekennzeichnet die gerade allgemein kleinsten Zustandszeiger
- grün die für den linken oder rechten Zustandszeiger in Frage kommenden Schaltzustände 8 und 18

Es sind aber auch andere auszuwählende Zeigerkombinationen möglich. Ein Beispiel hierfür ist in Abbildung 7.3.14 zu sehen. Dies kann von Nutzen sein, wenn es in einem der nächsten Kapitel darum geht, eine optimierte Schaltfolge zu finden. Hier stünden neben den Zustandszeigern 8 und 18 die Zustandszeiger 4 und 17 als Möglichkeit zu Verfügung.

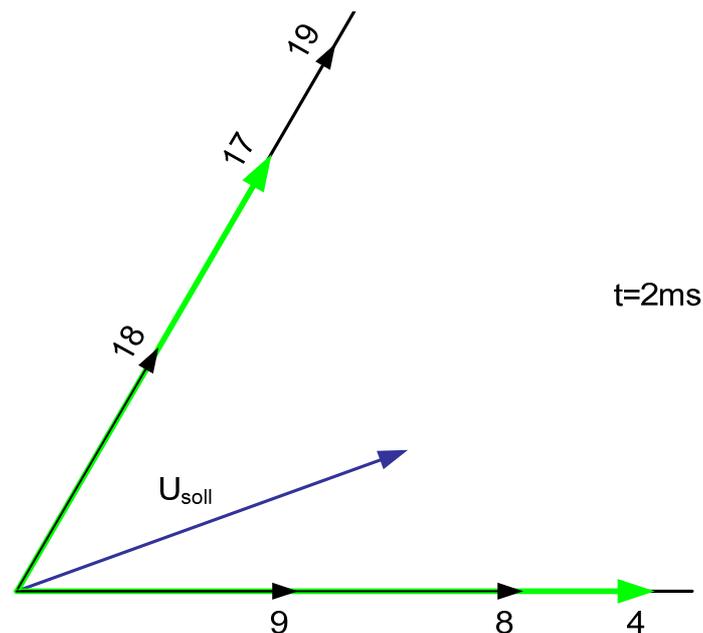


Abb. 7.3.14: Möglichkeit 2, einen Sollzeiger zu generieren

Jedoch gibt es bei all den Möglichkeiten auch Grenzen bzw. Kriterien, die eingehalten werden müssen, damit eine Raumzeigermodulation funktioniert. Als Beispiel hierfür soll erst gezeigt werden, was passiert, wenn zwei ungeeignete, aber auf den ersten Blick mögliche Zeiger gewählt werden. Abbildung 7.3.15 zeigt einen solchen Fall, bei dem die Spitze des Sollzeiger außerhalb des "grünen" Dreieckes liegt, welches von 17 und 9 aufgespannt wird.

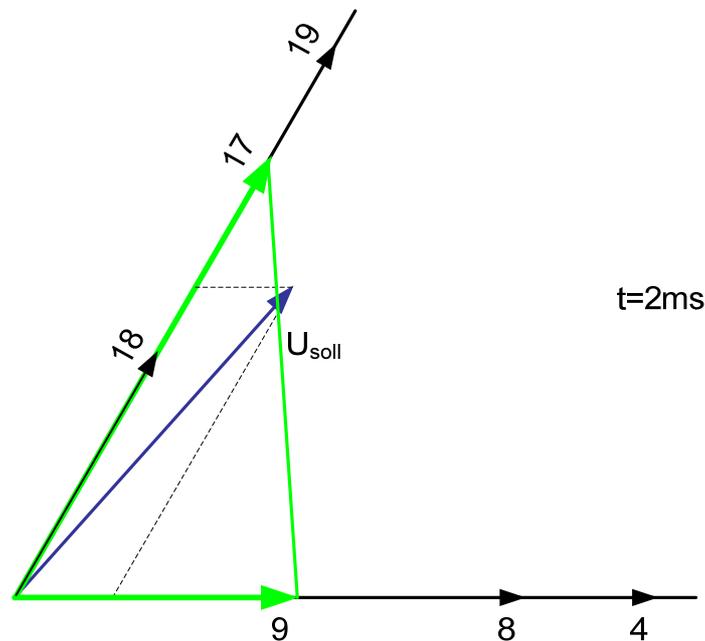


Abb. 7.3.15: Falsche Wahl der Zustandszeiger, aus denen der Sollraumzeiger gebildet werden soll

Werden die Momentanwerte der ausgewählten Zustandszeiger "grün" (Abbildung 7.3.15) in die Gleichungen 20, 21 und 22 eingesetzt, kommen nicht sinnvolle Einschaltzeiten bei der Berechnung als Ergebnis heraus. Diese zusammenaddiert, sind größer als die zur Verfügung stehende Zeit t_a . Daher muss ein Kriterium gefunden werden, welches die Anforderungen erfüllt.

Eine vereinfachte Bedingung für die Auswahl ist, das Anlegen einer Geraden an die Spitze des Sollzeigers. Die Schnittpunkte dieser Gerade mit den Sektorgrenzen sind ausschlaggebend für die Auswahl der Zustandszeiger. Ist der Betrag des Zustandszeigers größer als der Schnittpunkt kommt dieser für die Modulation in Frage.

Beispiel: In den Abbildungen 7.3.16, 7.3.17 und 7.3.18 sollen der zum Sollzeiger passende linke und rechte Zustandszeiger ausgewählt werden.

Der Sollzeiger ist in allen Beispielen der gleiche, außerdem wird in den Beispielen eine Eingangsspannung von 50 Hz mit einer Amplitude von 565 V vorausgesetzt. Des Weiteren sind die aktuellen Momentanwerte der möglichen Zustandszeiger zum Zeitpunkt von $t = 2 \text{ ms}$ in den Abbildungen eingezeichnet (im Zeitpunkt $t = 3 \text{ ms}$ sieht dies schon wieder anders aus).

1. Beispiel, Abbildung 7.3.16, zeigt, welcher linke und rechte Zustandszeiger ausgewählt werden kann

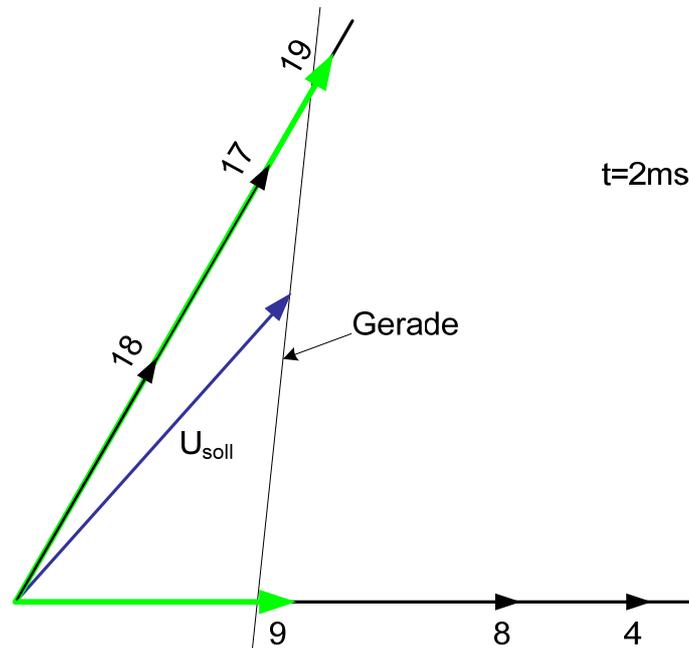


Abb. 7.3.16: Amplitudenwerte der Zustandszeiger zum Zeitpunkt $t = 2 \text{ ms}$

Im obigen Beispiel wurde der Schaltzustand 19 für den linken und der Schaltzustand 9 für den rechten Zustandszeiger ausgewählt. Mit den zu diesem Zeitpunkt aktuellen Amplitudenwerten für $|\underline{u}_R|$ bzw. $|\underline{u}_L|$ könnten die Zeiten t_0 , t_R und t_L ohne weitere Probleme berechnet werden. Eine andere Wahl zeigt Beispiel 2 (Abbildung 7.3.17).

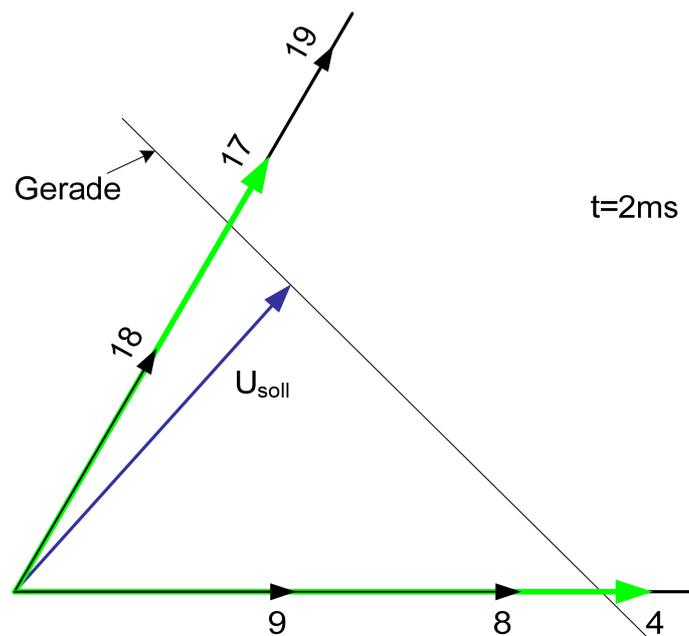


Abb. 7.3.17: Auswahl, welcher linke und rechte Zustandszeiger in Frage kommt

Auch mit den hier gewählten Schaltzuständen 17 für den linken und 4 für den rechten Zustandszeiger ließen sich die Zeiten t_0 , t_R und t_L ohne weitere Probleme berechnen.

Jedoch sprechen einige Gründe gegen diese Auswahl der Schaltzustände, wie sie in den Beispielen 1 und 2 gezeigt werden. Zum einen wäre da die sehr aufwändige Implementierung dieser Möglichkeiten, welche, wenn dies realisiert würde, keinen Vorteil brächte, da, wie schon deutlich wurde, die linken und rechten Schaltzustände immer paarweise den gleichen Momentanwert besitzen. Gemeint ist, dass der linke Schaltzustand 17 den gleichen Momentanwert besitzt wie der rechte Schaltzustand 8. Damit würde unter der Absicht, die kleinsten möglichen Schaltzustände auszuwählen, immer ein solches Paar mit gleicher Amplitude als Ergebnis feststehen. Daher kann für diesen Umrichter die Auswahl weiter vereinfacht werden. Diese Vereinfachung ist in Abbildung 7.3.18 (3. Beispiel) zu sehen. Hier wird eine Gerade an die Spitze des Sollraumzeigers gelegt, welche parallel zu der oberen Sektorgrenze liegt. Die Sektorgrenze ist im Beispiel mit einem orange farbigen Strich dargestellt.

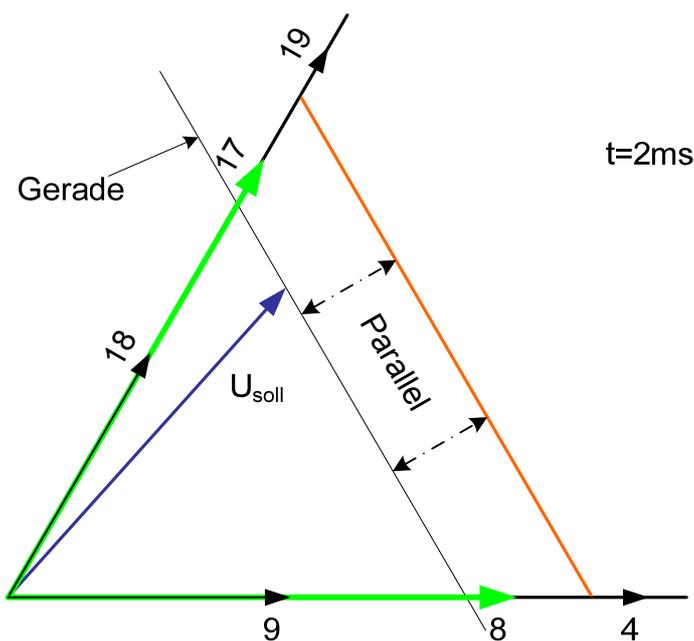


Abb. 7.3.18: Auswahl, welcher linke und rechte Zustandszeiger in Frage kommt

Mit dieser Bedingung kann der Schaltzustand 17 für den linken und der Schaltzustand 8 für den rechten Zustandszeiger ausgewählt werden. Mit den zu diesem Zeitpunkt aktuellen Amplitudenwerten für $|\underline{u}_R|$ bzw. $|\underline{u}_L|$ könnten die Zeiten t_0 , t_R und t_L somit ohne weitere Probleme berechnet werden. Die hier beschriebene Auswahlvariante der Zustandszeiger ist eine mögliche. Es können weitere Auswahlkriterien gefunden werden, die hier jedoch wegen ihrer Implementierung mehr Aufwand bedeuten und zu keiner Veränderung des Ergebnisses der Auswahl führen würden.

7.3.6 Einfluss von Randbedingungen auf die Rauzeigermodulation

Damit die Rauzeigermodulation zu keiner Bauteilbeschädigung führt, müssen in ihr die

1. Kommutierungszeit t_k ,
2. die Ruhezeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$,
3. die problematischen Bereiche für t_R , t_L und t_0 ,
4. die Sortierung der Schalthandlungen

berücksichtigt werden. Was dies im Einzelnen bedeutet und wie die Lösung dieser Probleme aussieht, ist in den folgenden Kapiteln beschrieben.

7.3.7 Kommutierungszeit t_k

Mit der Kommutierungszeit t_k ist die Zeit gemeint, die zwischen den Ein-/Aus Schalt Impulsen zweier "Schalter" S1.1 und S2.1 vergeht, die eigentlich nicht gleichzeitig eingeschaltet werden dürften. In Abbildung 7.3.19 ist ein solcher Fall gezeigt.

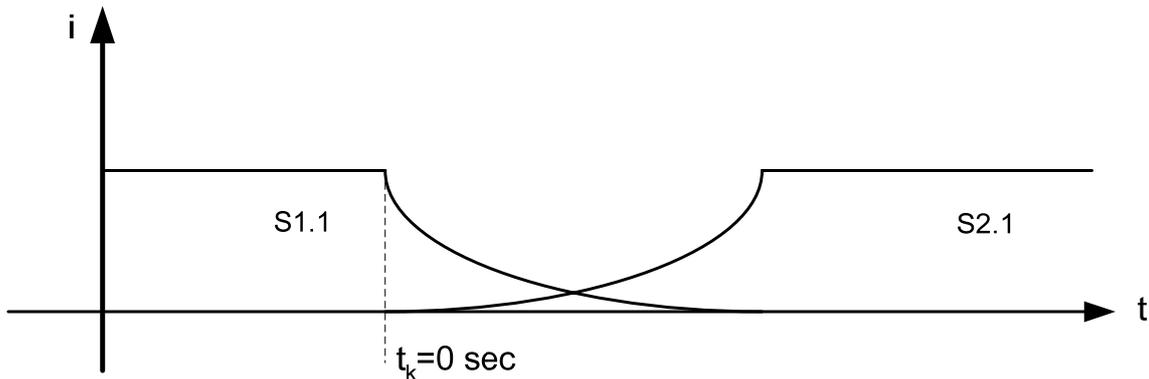


Abb. 7.3.19: Vereinfachter Stromverlauf beim Schalten mit induktiver Last durch die beteiligten Halbleiterschalter ($t_k=0$ Sekunden)

Zum Zeitpunkt t_k wird S1.1 ausgeschaltet und S2.1 eingeschaltet. Da in der Realität der Strom über S1.1 nicht direkt zu null wird, sondern sich, ähnlich wie in Abbildung 7.3.19 zu sehen, abbaut, entsteht ungewollt eine Überschneidung der beiden Ströme, die über S1.1 und S2.1 fließen. Mit der Kommutierungszeit t_k kann nun festgelegt werden, wie lange eine "Pause" zwischen der Ausschaltung von S1.1 und der Einschaltung von S2.1 dauern soll.

Eine Wahl der Kommutierungszeit t_k , bei der keine Überschneidung der Stromverläufe stattfindet, ist in Abbildung 7.3.20 zu sehen. Diese Wahl ist auch nicht ideal, da so der Stromfluss komplett unterbrochen wird. Besser wäre, wenn sich beide Kurven geringfügig überschneiden.

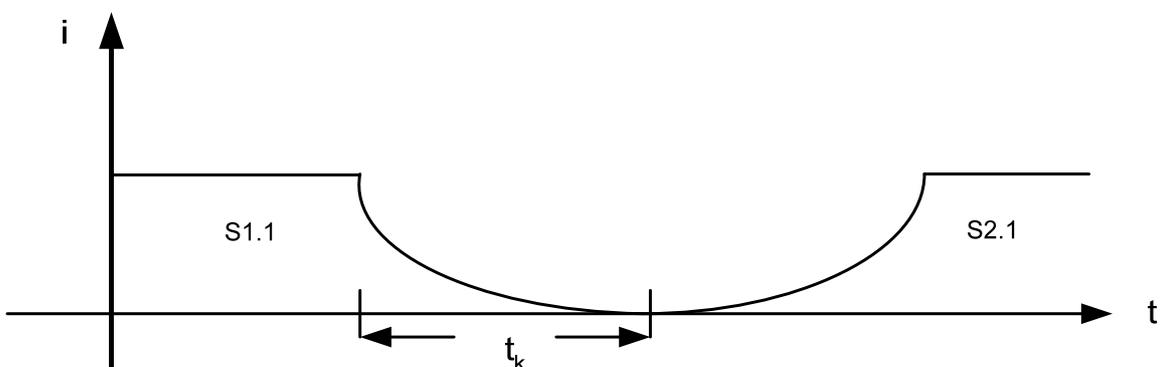


Abb. 7.3.20: Vereinfachter Stromverlauf bei induktiver Last durch beide Halbleiterschalter $t_k > 0$

7.3.8 Ruhezeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$

Die Ruhezeit $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ beschreibt die Zeit, in der die Halbleiterschalter (die RB-IGBT's) mindestens vollständig eingeschaltet werden müssen, bzw. mindestens vollständig ausgeschaltet werden müssen $t_{\text{Ruhe-AUS}}$ [44]. Diese Zeiten sind je nach verwendetem Bauteil unterschiedlich. Zum besseren Verständnis sind beide Zeiten in Abbildung 7.3.21 eingezeichnet, wo der prinzipielle Stromverlauf durch ein IGBT dargestellt ist. Werden die Zeiten nicht eingehalten, so entstehen so große Verluste, dass die Halbleiter Schaden nehmen.

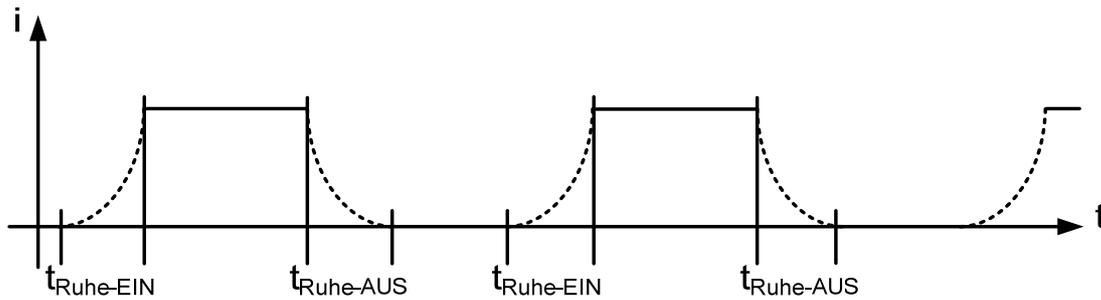


Abb. 7.3.21: Mindestzeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$

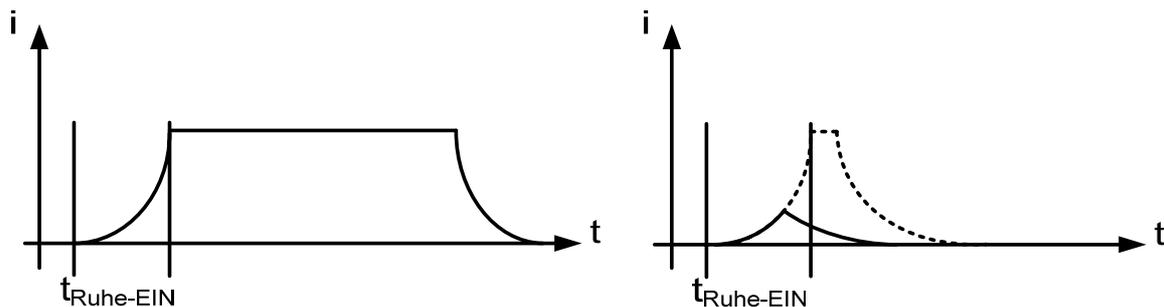


Abb. 7.3.22: Zwei Beispiele für $t_{\text{Ruhe-EIN}}$

In der Abb. 7.3.22:

- links wird gezeigt, wie $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ berücksichtigt werden sollte
- rechts wird gezeigt, wie das Bauteil auf Dauer beschädigt würde

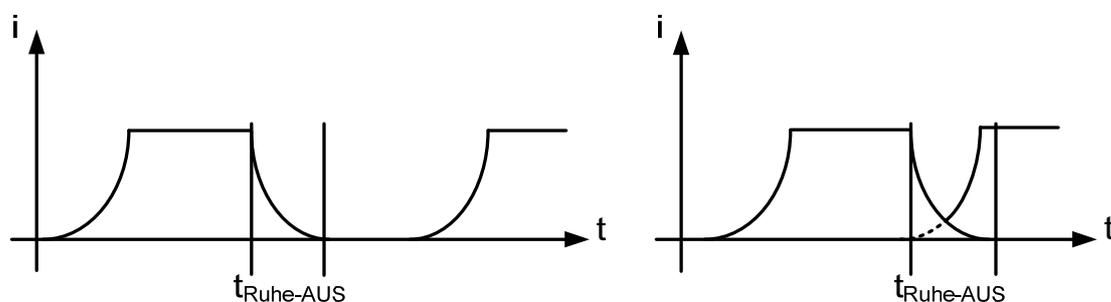


Abb. 7.3.23: Zwei Beispiele für $t_{\text{Ruhe-AUS}}$

In der Abb. 7.3.23:

- links wird gezeigt, wie $t_{\text{Ruhe-AUS}}$ berücksichtigt werden sollte
- rechts wird gezeigt, wie das Bauteil auf Dauer beschädigt würde

Diese beiden Ruhezeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ (Abbildung 7.3.22) und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$ (Abbildung 7.3.23) müssen in jedem Fall für eine Implementation der Raumzeigermodulation eingehalten werden.

7.3.9 Unerlaubte Bereiche für t_R , t_L und t_0 bzw. Z_R , Z_L und Z_0

Unter der Berücksichtigung der bauteilabhängigen konstanten Mindestzeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$ kann für t_R , t_L und t_0 bzw. Z_R , Z_L und Z_0 in jedem Sektor ein unerlaubter Bereich festgestellt werden. Diese Bereiche sind in der Abbildung 7.3.24 sehr vergrößert dargestellt zu sehen.

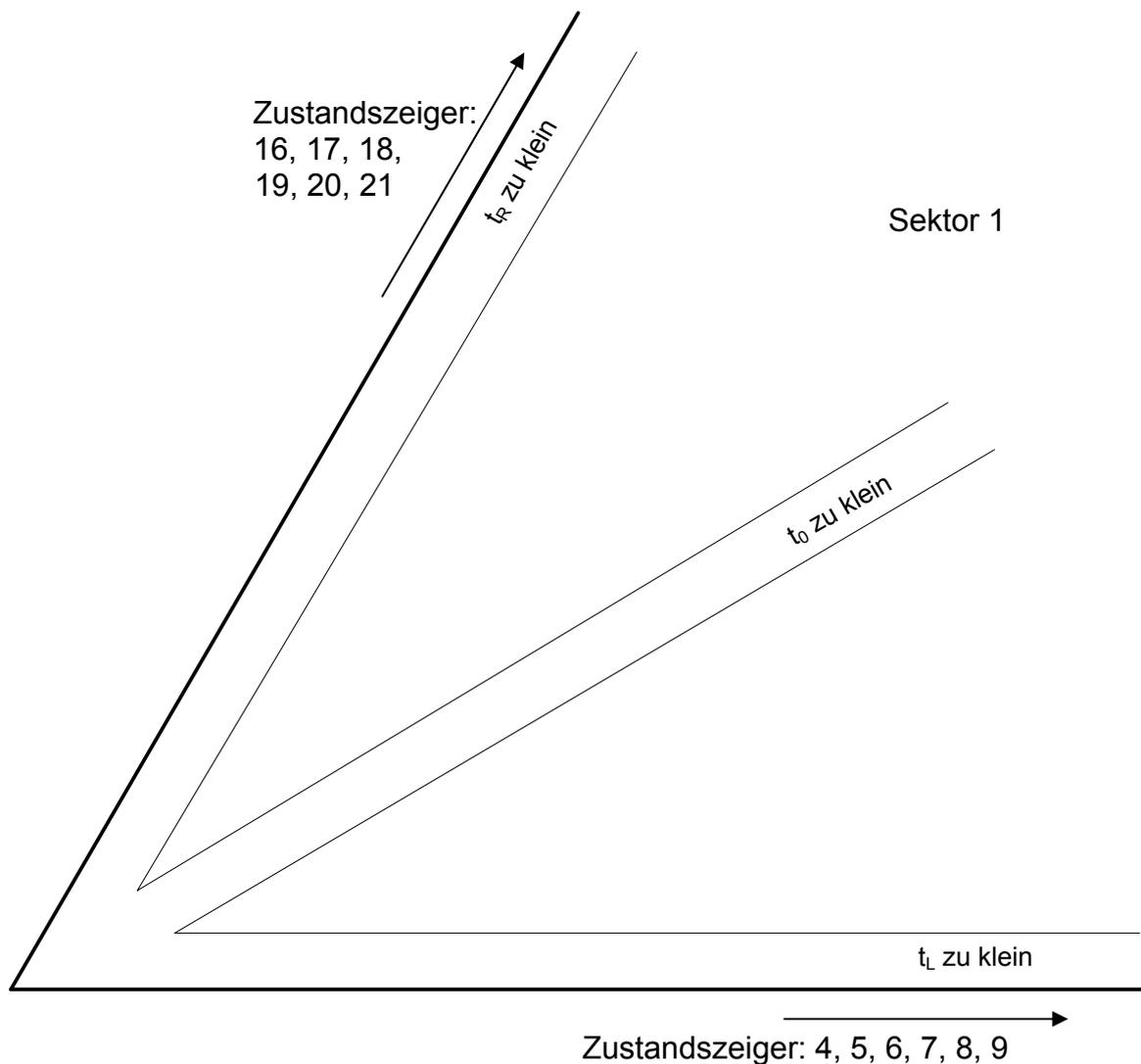


Abb. 7.3.24: Problematische Bereiche für t_R , t_L und t_0 bzw. Z_R , Z_L und Z_0 unter Berücksichtigung der Ruhezeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$ in Sektor 1

Die unerlaubten Bereiche für t_R , t_L und t_0 bzw. Z_R , Z_L und Z_0 ergeben sich aus den Gleichungen 7.20, 7.21 und 7.22. Dabei ist auch ersichtlich, dass der für den unerlaubten Bereich für t_R der Schaltzustand Z_R zu kurz eingeschaltet würde, um die in Kapitel 7.3.8 beschriebene Zeit $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ einzuhalten. Gleiches gilt für t_L und t_0 bzw. Z_L und Z_0 , nur dass hier andere Bereiche des Sektors unerlaubt sind. Die Lösung des Problems ist recht einfach. Fallen die berechneten Zeiten für t_0 , t_L und t_R jeweils unter

die Summe der Zeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$, wird der jeweilige Schaltzustand gar nicht erst geschaltet. Da die Summe der Zeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$ sehr klein ist, spielt der Wegfall des problematischen Zustandszeigers für die Generierung eines Sollzeigers keine Rolle. Beispiel: $t_a = 125 \mu\text{s}$, $t_{\text{min}} = 400 \text{ ns}$.

Deutlich wird dies in den Abbildung 7.3.25, 7.3.26 und 7.3.27, wo die Einschaltzeiten der Zustandszeiger Z_R , Z_L und Z_0 als Balken dargestellt werden.

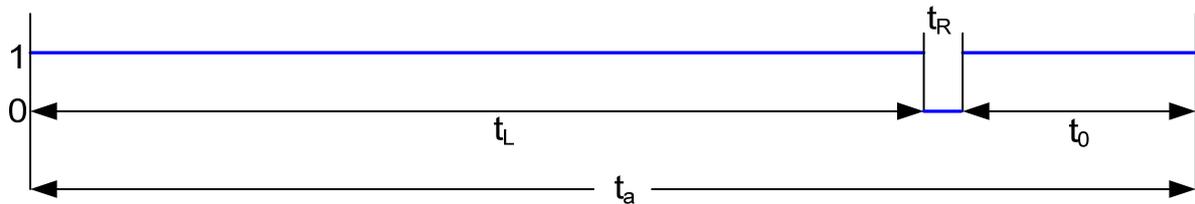


Abb. 7.3.25: Zeiten t_R , t_L und t_0 für den kritischen Bereich der Zeit t_R , wobei diese im Verhältnis noch kleiner ist

Hier wurde die Zeit t_R bzw. der Schaltzustand Z_R weggelassen, ohne, dass die Raumzeigermodulation davon merklich beeinträchtigt würde.

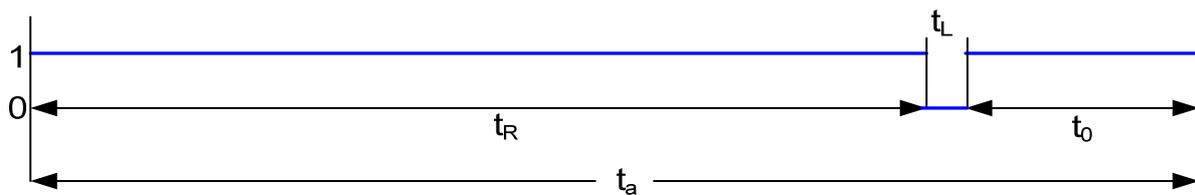


Abb. 7.3.26: Zeiten t_R , t_L und t_0 für den kritischen Bereich der Zeit t_L , wobei diese im Verhältnis noch kleiner ist

Hier wurde die Zeit t_L bzw. der Schaltzustand Z_L außer Acht gelassen, ohne dass die Raumzeigermodulation davon merklich beeinträchtigt würde.

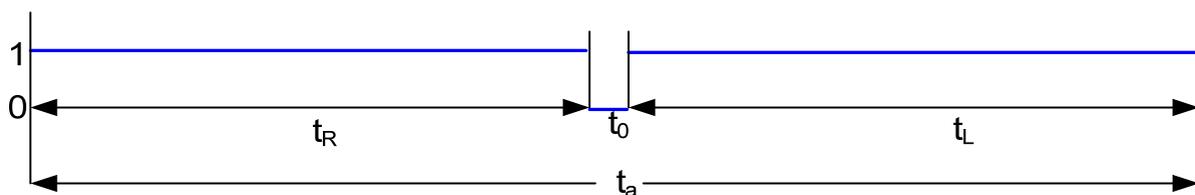


Abb. 7.3.27: Zeiten t_R , t_L und t_0 für den kritischen Bereich der Zeit t_0 , wobei diese im Verhältnis noch kleiner ist

Hier wurde die Zeit t_0 bzw. der Schaltzustand Z_0 weggelassen, ohne dass die Raumzeigermodulation davon merklich beeinträchtigt würde. Als Anmerkung sei jedoch festgehalten, dass bei der Raumzeigermodulation diese Bereiche nicht zwangsläufiger vorkommen, denn in den meisten Fällen werden die Spannungswerte festgehalten, die außerhalb der Bereiche liegen.

7.3.10 Sortierung der Schaltzustände

Um so wenig Schaltaktionen wie möglich durchzuführen, werden die Schaltzustände Z_R , Z_L und Z_0 , die innerhalb der Zeit t_a liegen, so umsortiert, dass folgende Reihenfolgen entstehen können. Dabei spielen die Gründe Einhaltung der Ruhezeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$, Reduzierung der Oberschwingungsbildung und Reduzierung der Beanspruchung der Bauteile eine Rolle.

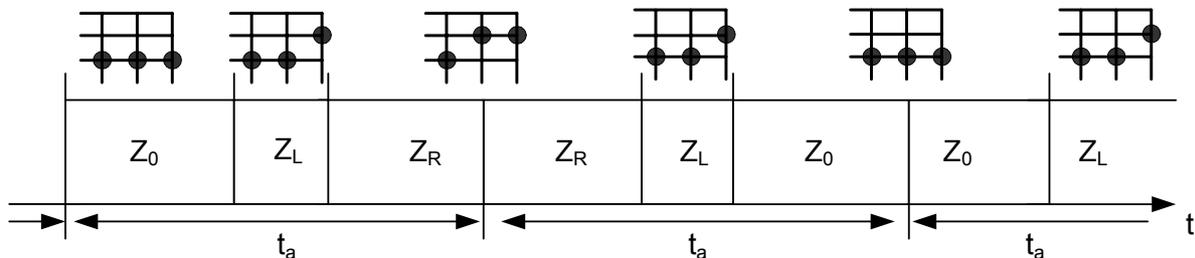


Abb. 7.3.28: Umsortierung der Schaltreihenfolge und die dazugehörigen Schalterstellungen des Matrixumrichters

Die Abbildung 7.3.28 zeigt eine sinnvolle Umsortierung. So wird nur ein Halbleiterschalter pro Schaltaktion umgeschaltet. Eine nicht sortierte Schaltreihenfolge ist in Abbildung 7.3.29 zu sehen. Hierbei werden zum Teil zwei Halbleiterschalter pro Schaltaktion umgeschaltet. Ein solcher Fall beansprucht die Bauteile des Umrichters unnötig.

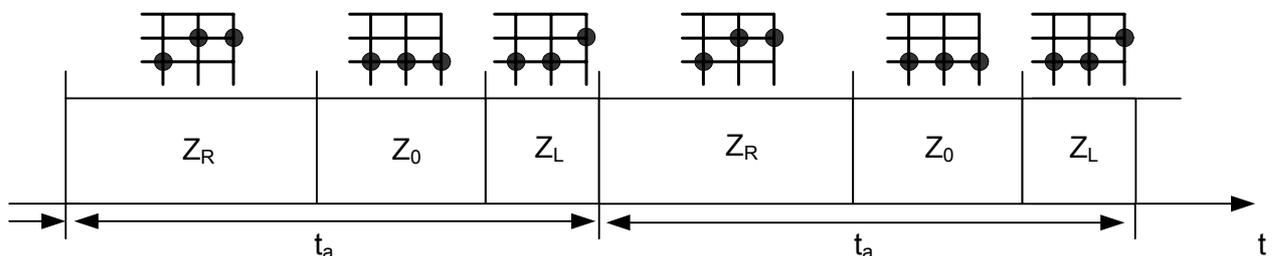


Abb. 7.3.29: nicht sortierte Schaltreihenfolge und die dazugehörigen Schalterstellungen des Matrixumrichters

Diese so beschriebene Raumzeigermodulation wurde mit Hilfe des in Kapitel 5 beschriebenen Prozessorboards realisiert, so dass die im Kapitel 8 zu sehenden Messergebnisse entstanden.

7.4 Zusammenfassung Kapitel 7

In Kapitel 7 wird die Raumzeigermodulation von Grund auf erklärt. Hierbei wird auf die besonderen Bedingungen beim Matrixumrichter eingegangen. Es wird im Verlauf des Kapitels somit eine Raumzeigermodulation beschrieben, die ohne Kommutierungsverfahren auskommt und so in dieser speziellen Form erstmalig beim Matrixumrichter implementiert wurde.

8 Messergebnisse

Im Folgenden werden die gewonnenen Messergebnisse, die die Funktionalität des schaltbaren Freilaufkreises beweisen, gezeigt und erklärt. Ebenso werden Ergebnisse gezeigt, die den Betrieb mit der implementierten Raumzeigermodulation des Matrixumrichters belegen. Dies erfolgt jedoch in knapper Form, da dies nicht der Hauptforschungsbeitrag der Arbeit war. In Abbildung 8.1 sind die Messstellen gezeigt auf die sich bezogen wird (der Rote Pfeil \rightarrow zeigt dabei, die wie das Messgerät angeschlossen wurde).

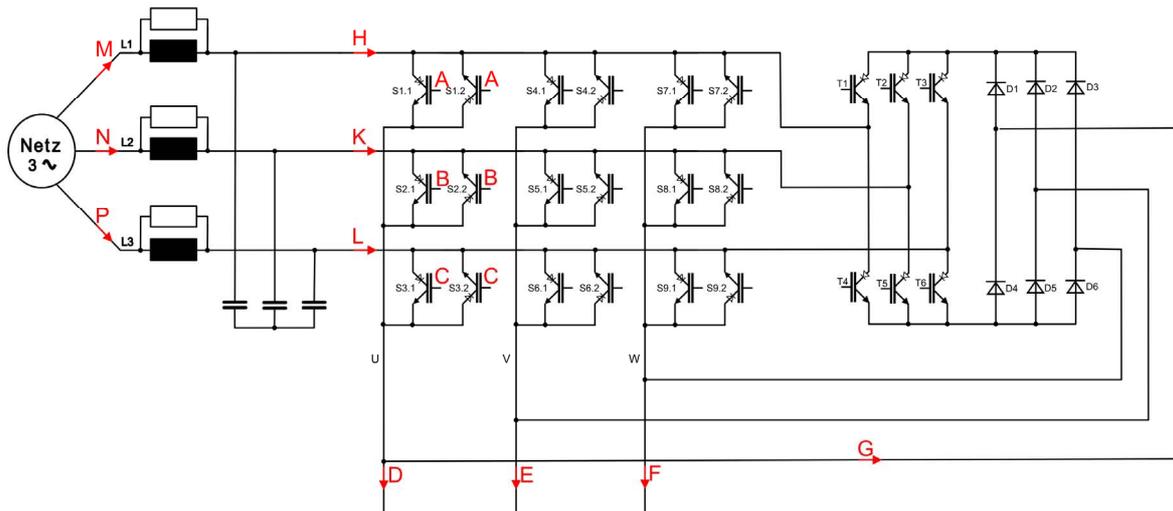


Abb. 8.1: Messstellen für die Messungen des Kapitels 8

8.1 Messergebnisse zum schaltbaren Freilaufkreis

Das wichtigste Messergebnis ist sicherlich, dass der Strom beim Abschalten eines Leistungshalbleiters der Schaltermatrix keine Überspannung an diesem verursacht und dass der abgeschaltete Strom weiter über den schaltbaren Freilaufkreis fließt. Die Messungen wurden an den Messstellen der Abbildung 8.1 durchgeführt. Dabei wurde an der Messstelle **G** der Freilauf-Strom (blau in der unteren Abbildung) gemessen, der Strom I_U (violett in der unteren Abbildung) an Messstelle **D**, der Ausschaltvorgang des Leistungshalbleiter des Schalters S1.2 in Form der dabei abfallenden Spannung (grün in der unteren Abbildung) über ihm zwischen den Messstellen **H** und **D** und es wurde dazu der Gateimpuls, der den Leistungshalbleiter ausschaltet (gelb in der unteren Abbildung) an der Messstelle **A** gemessen. Für die violette und blaue Kurve gilt, dass pro 100 mV ein Strom von 1 A fließt. Das bedeutet, dass ein Strom von etwa 3 A durch den Freilaufkreis geflossen ist, nachdem der Halbleiterschalter (grüner Verlauf) völlig gesperrt war. Hierbei ist am grünen Verlauf zu erkennen, dass trotz des Abschaltens keine Spannungsspitze entsteht. Am violetten Verlauf ist abzulesen, dass es zu keiner Stromflussunterbrechung kommt.

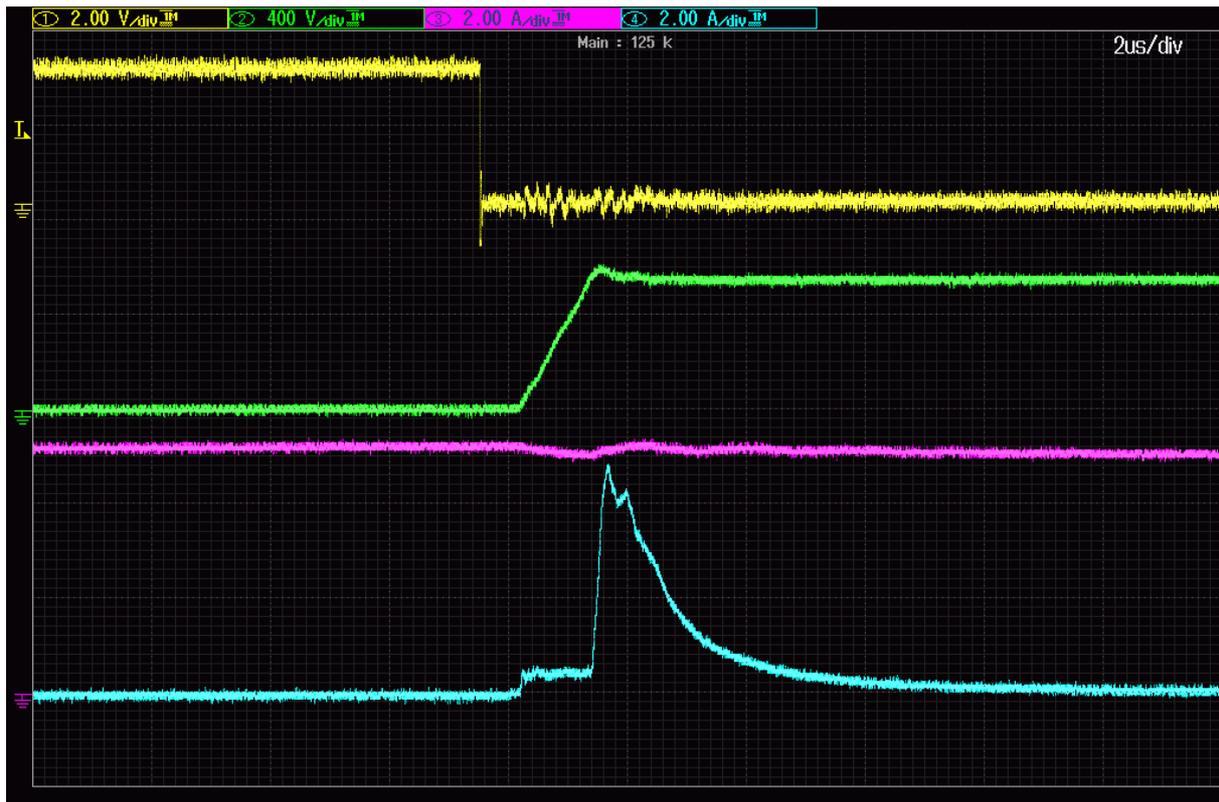


Abb. 8.1.1: Stromübernahme des schaltbaren Freilaufkreises

Somit kann schon mit der Abbildung 8.1.1 die Funktion des schaltbaren Freilaufkreises nachgewiesen werden.

Eine weitere Abbildung 8.1.2 zeigt mehrere Stromübernahmen durch den schaltbaren Freilaufkreis. Hier wurden die Gatesignale der bidirektionalen Schalter S1 (gelb) **A**, S2 (grün) **B** und S3 (violett) **C** in der unteren Abbildung mit dem durch den Freilaufkreis fließenden Strom **G** (blau) dargestellt. Es ist aus der Abbildung 8.1.2 zu erkennen, dass wenn S1 (gelb) abgeschaltet wird, der Strom (blau) eine deutliche "Stromspitze" durch den Freilaufkreis bildet, ebenso im weiteren Verlauf beim Abschalten von S3 (violett).

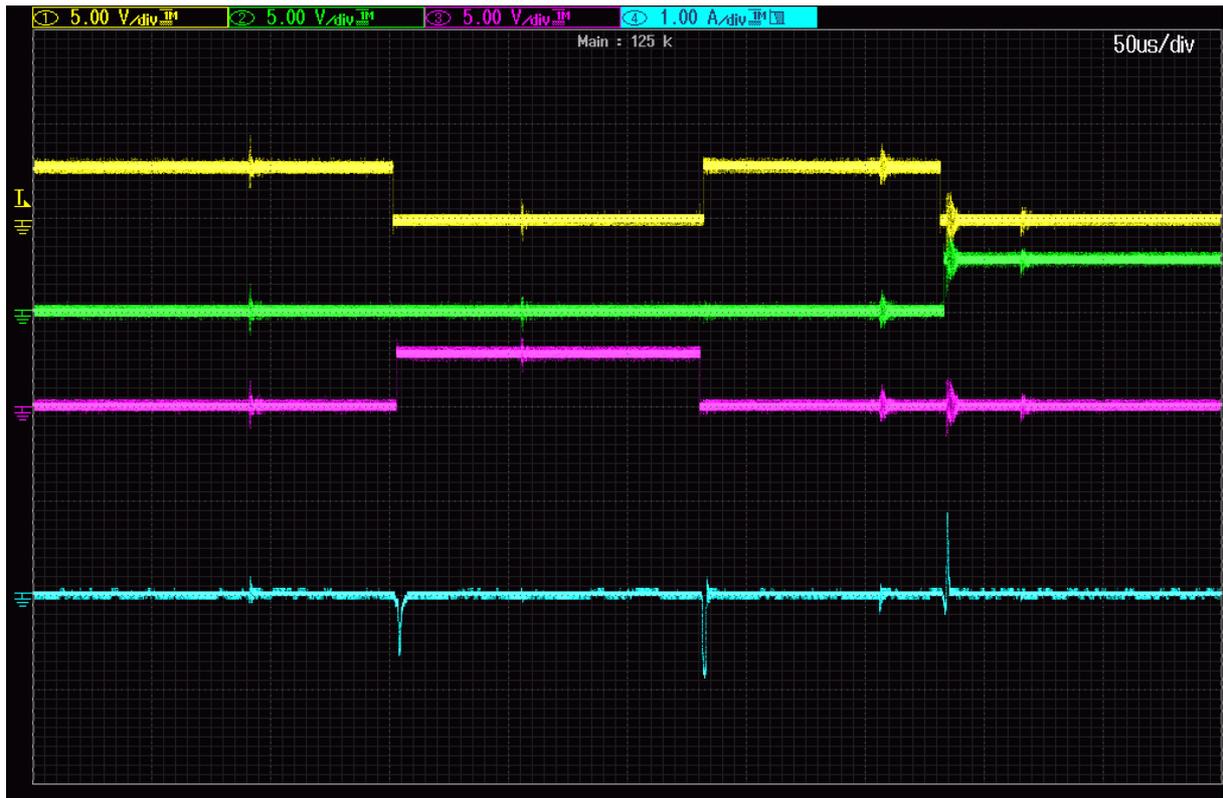


Abb. 8.1.2: Gateansteuersignale und Stromübernahme des schaltbaren Freilaufkreises

So kommt es zu keiner Unterbrechung des induktiven Laststromes, und zwar ganz ohne ein Mehrschritt-Kommutierungsverfahren und ohne weitere Schutzbeschaltung.

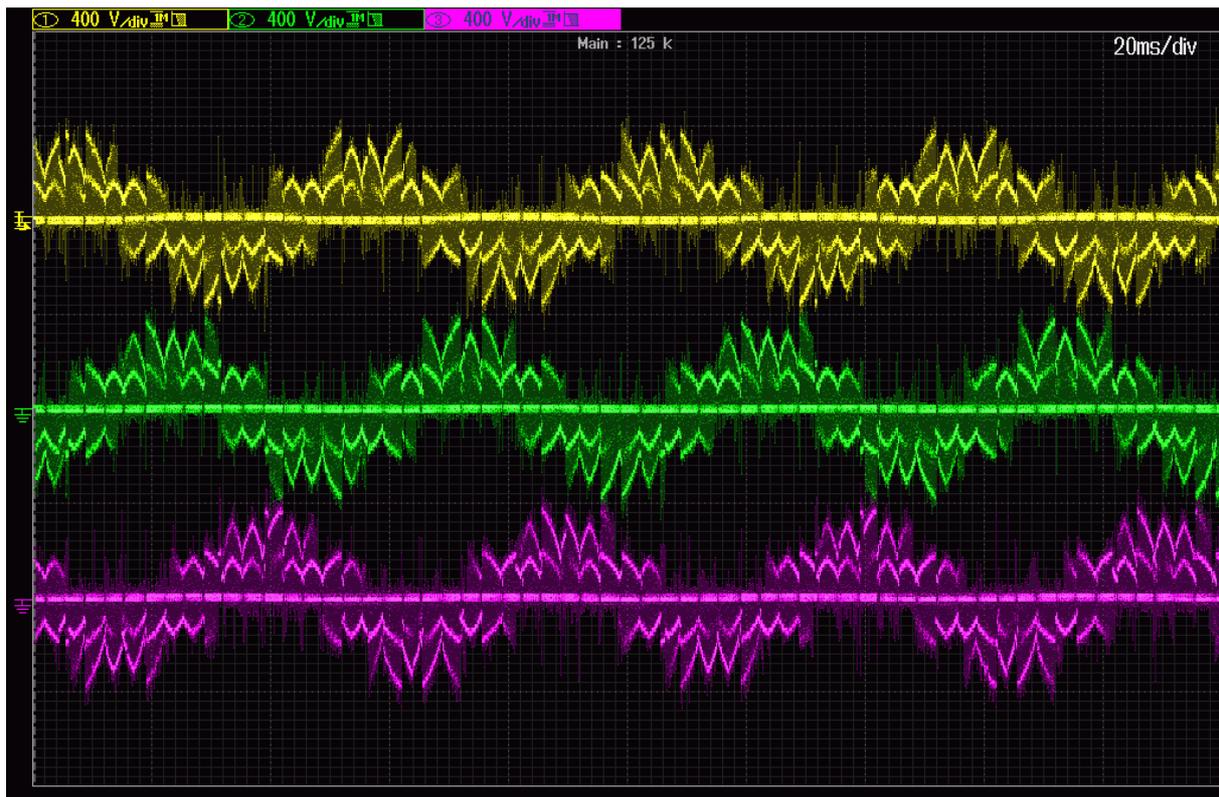


Abb. 8.1.3: Strangausgangsspannungen des Matrixumrichters, jeweils gegen den Sternpunkt der Maschine gemessen
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=150 \text{ V}$, $f_{\text{soll}}=20 \text{ Hz}$)

In der Abbildung 8.1.3 ist ein Messergebnis der Spannungsmessung zu erkennen. Hier wurden die Ausgangsspannungen an den Klemmen U (gelb) **D**, V (grün) **E**, und W (violett) **F** gegen den Sternpunkt der angeschlossenen Maschine gemessen. Wie erwartet, sind keine Spannungsspitzen, die durch das Abschalten des induktiven Laststromes der Maschine getrieben werden, zu erkennen. Es sind lediglich die Schalthandlungen der Halbleiter zu erkennen, wie diese die Eingangsphasen an die Ausgangsklemmen schalten. Da jedoch Abbildung 8.1.3 recht unübersichtlich ist, wurde in Abbildung 8.1.4 ein einzelner Verlauf der Ausgangsspannung an Klemme U (gelb) **D** aufgezeichnet. Hier kann deutlich erkannt werden, dass keine gefährlichen Überspannungen in Form von Spannungsspitzen durch Laststromunterbrechungen entstehen. Die rote Kurve ist die geglättete Eingangsspannung (näheres siehe Kapitel 8.2).

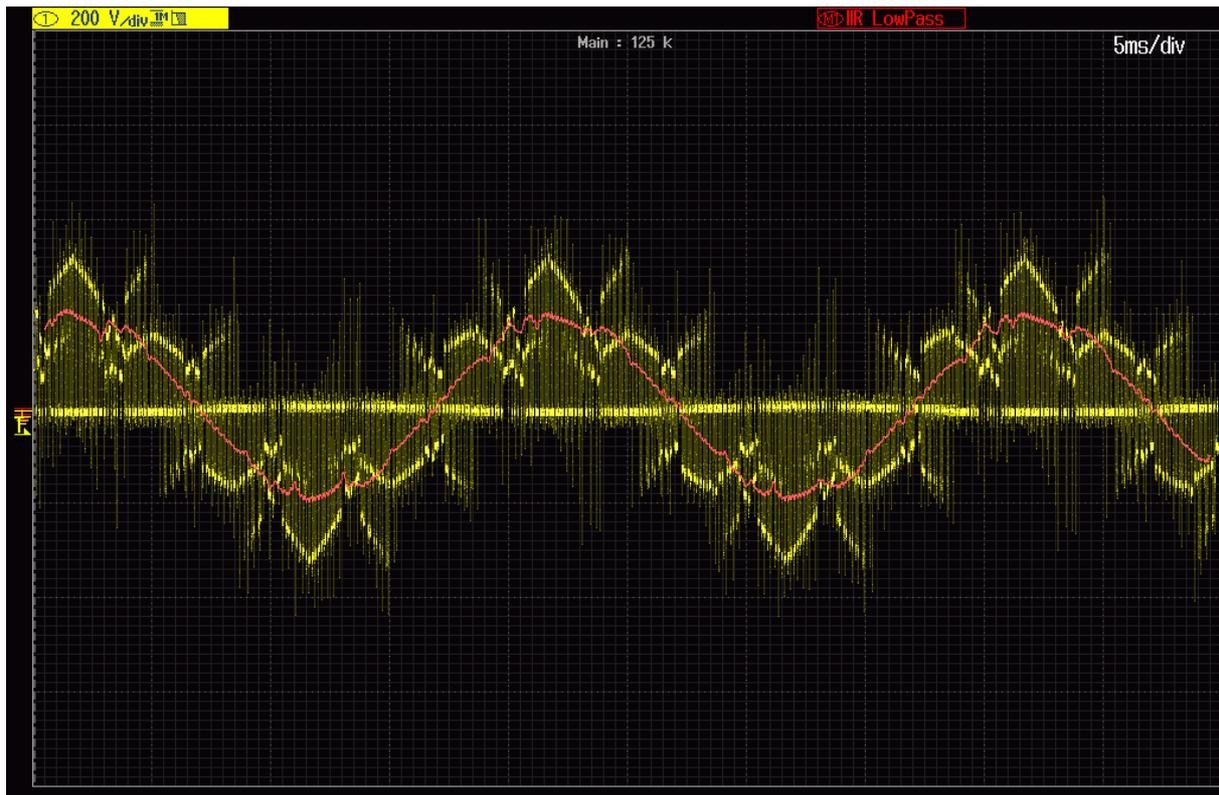


Abb. 8.1.4: Ausgangsspannung U des Matrixumrichters, gemessen gegen den Sternpunkt der Maschine
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=200 \text{ V}$, $f_{\text{soll}}=50 \text{ Hz}$)

Dass der Ausgangsstrom tatsächlich nicht unterbrochen wird, ist in Abbildung 8.1.5 zu erkennen. Hier wurde an der Messstelle der Abbildung 8.1 I_U , gemessen. Zwar ist der Ausgangsstrom nicht völlig glatt, jedoch kann von einer Stromflussunterbrechung, die eine Überspannung in Form einer Spannungsspitze produziert, nicht die Rede sein. In Abbildung 8.1.5 ist ein Strom mit einer Amplitude von ca. 18 A zu sehen.



Abb. 8.1.5: Unterbrechungsfreier Ausgangsstrom des Matrixumrichters
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=200\text{ V}$, $f_{\text{soll}}=15\text{ Hz}$)

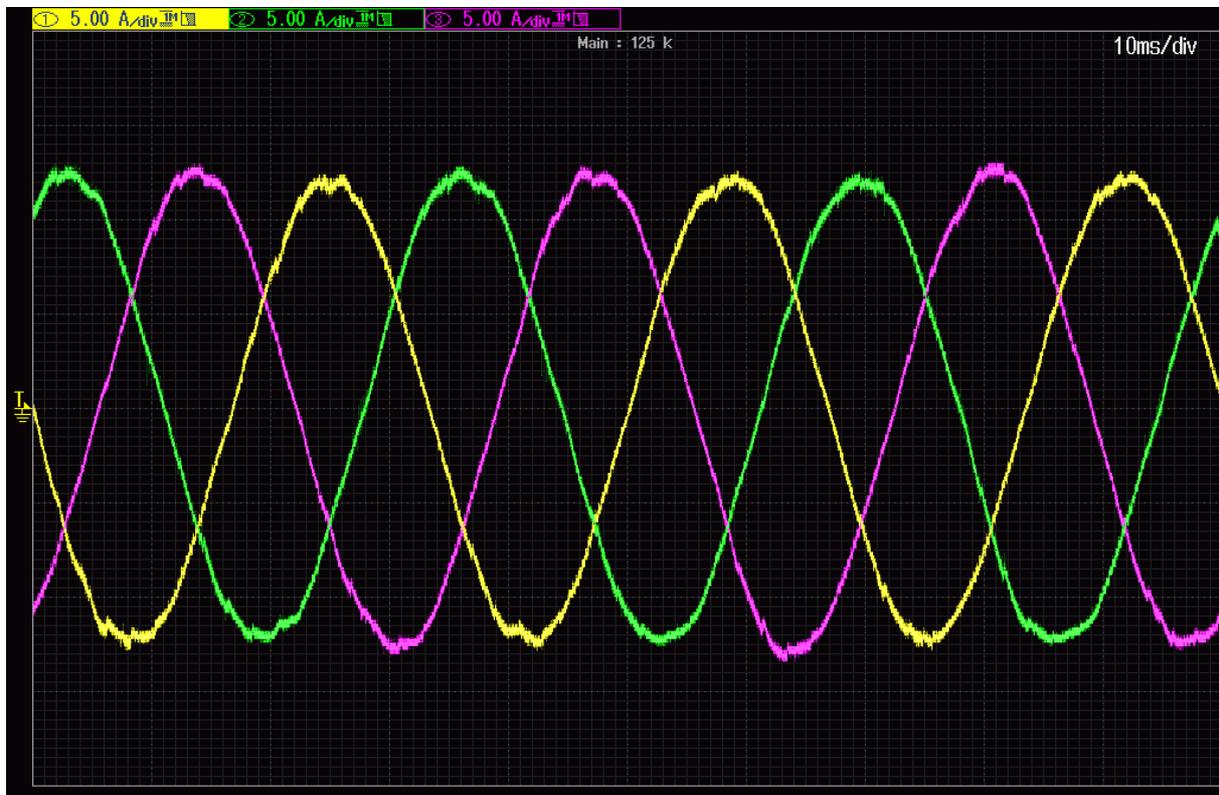


Abb. 8.1.6: Unterbrechungsfreier Ausgangsstrom von $\hat{i}=12,5\text{ A}$ des Matrixumrichters
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=200\text{ V}$, $f_{\text{soll}}=30\text{ Hz}$)

In Abbildung 8.1.6 sind die Ströme I_U (gelb), I_V (violett) und I_W (grün) zu erkennen. Diese wurde an den Messstellen der Abbildung 8.1 **D** I_U , **E** I_V und **F** I_W gemessen. Auch bei einem Strom mit einer Amplitude von 12,5 A kann hier keine Stromflussunterbrechung gefunden werden welche in ihrer Folge die Halbleiterbauelemente sofort zerstört hätte.

8.2 Ergebnisse der implementierten Raumzeigermodulation

Im Folgenden wird die Funktionalität der mit dem Matrixumrichter realisierten Raumzeigermodulation gezeigt. In Abbildung 8.2.1 werden die Ausgangsspannungen an den Klemmen U (Messstelle **D**), V (Messstelle **E**) und W (Messstelle **F**) gegen den Sternpunkt der angeschlossenen Maschine gezeigt. Die Abbildung 8.2.1 zeigt, dass die drei Spannungen um 120° versetzt angeordnet sind, und dass sich die gewünschte Ausgangsfrequenz von 80 Hz eingestellt hat. Außerdem ist ein getakteter sinusförmiger Verlauf festzustellen, der mit Hilfe eines Filters 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 1,3 kHz im Oszilloskop, als roter Verlauf abgebildet wird. Die Oszilloskopfunktion, die dort zu Hilfe genommen wurde, glättet die Signale der gelben (Ausgangsspannung U_U) Spannung.

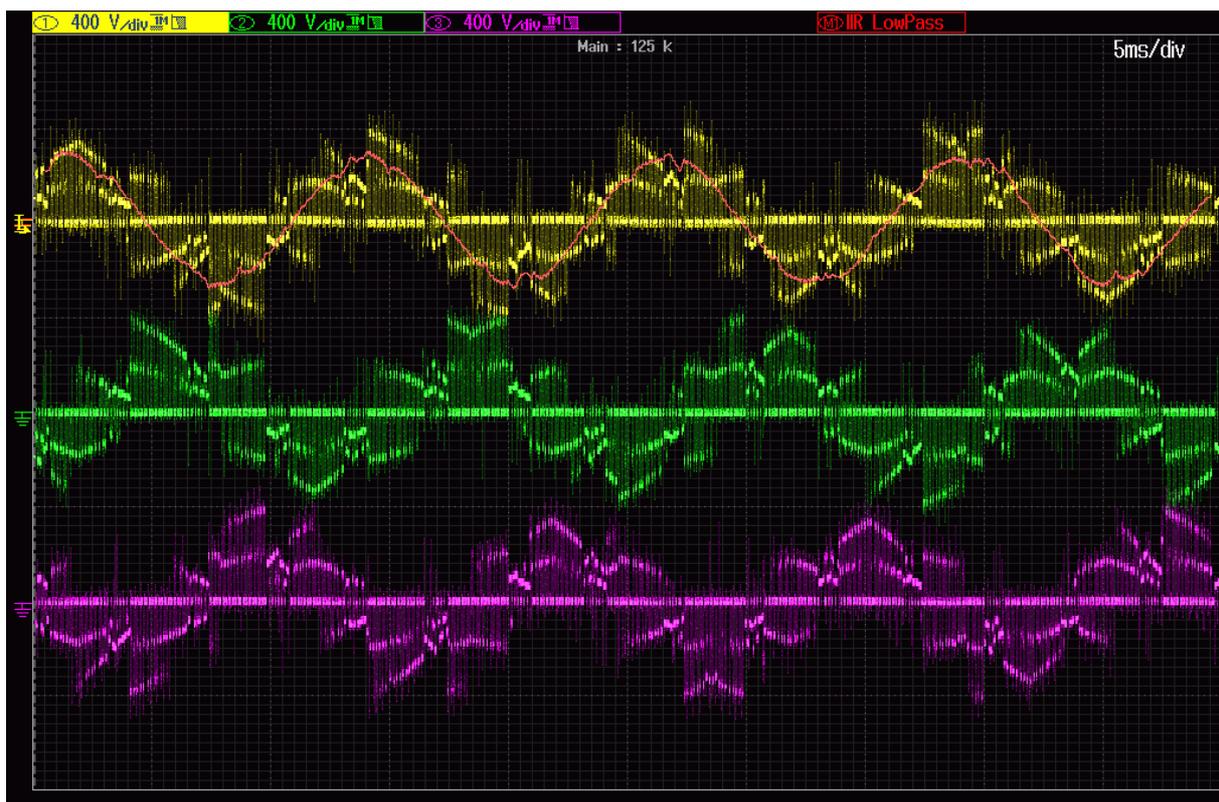


Abb. 8.2.1: Ausgangsspannung des Matrixumrichters mit geglättetem Verlauf, gegen den Sternpunkt der Maschine gemessen
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{Soll}}=240 \text{ V}$, $f_{\text{Soll}}=80 \text{ Hz}$)

Besser noch ist die Soll- Ausgangsfrequenz von 150 Hz in Abbildung 8.2.2 abzulesen. Hier wird die Ausgangsspannung (grün) der Klemme U an der Messstelle **D** gegen die Klemme V Messstelle **E** gemessen. Ebenso der Strangstrom I_U (blau).

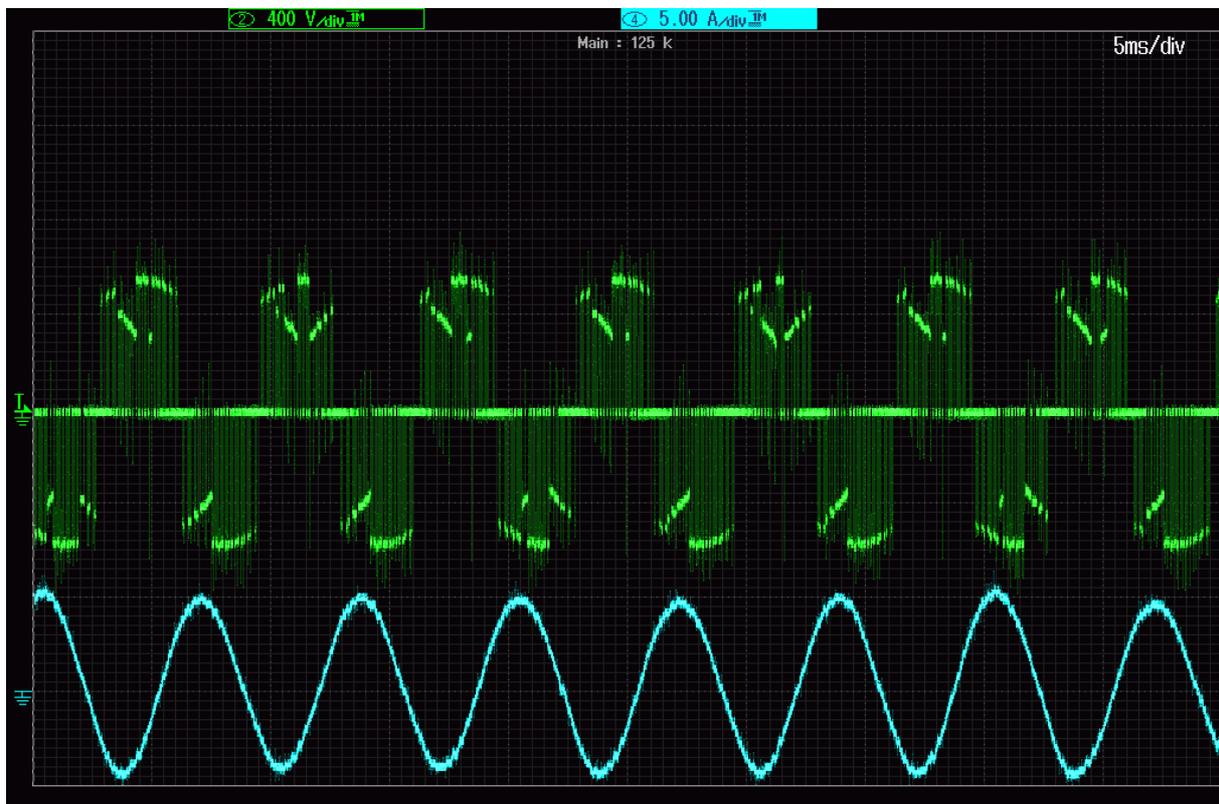


Abb. 8.2.2: Modulierte Leiterleiterausgangsspannung U_U-U_V des Matrixumrichters sowie der sich einstellende Strangstrom I_U
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=125 \text{ V}$, $f_{\text{soll}}=150 \text{ Hz}$)

Einen Zeitverlauf des Laststromes zeigt die Abbildung 8.2.3. Hier werden die sich ergebenden Ausgangsströme I_U (gelb), I_V (violett) und I_W (grün) gezeigt. Diese wurden nach der Abbildung 8.1 an den Messstellen I_U (Messstelle **D**), I_V (Messstelle **E**) und I_W (Messstelle **F**) gemessen. Auch kann in Abbildung 8.2.3 erkannt werden, dass die Ströme um 120° versetzt sind. Ebenso kann die Soll-Ausgangsfrequenz von 40 Hz abgelesen werden.

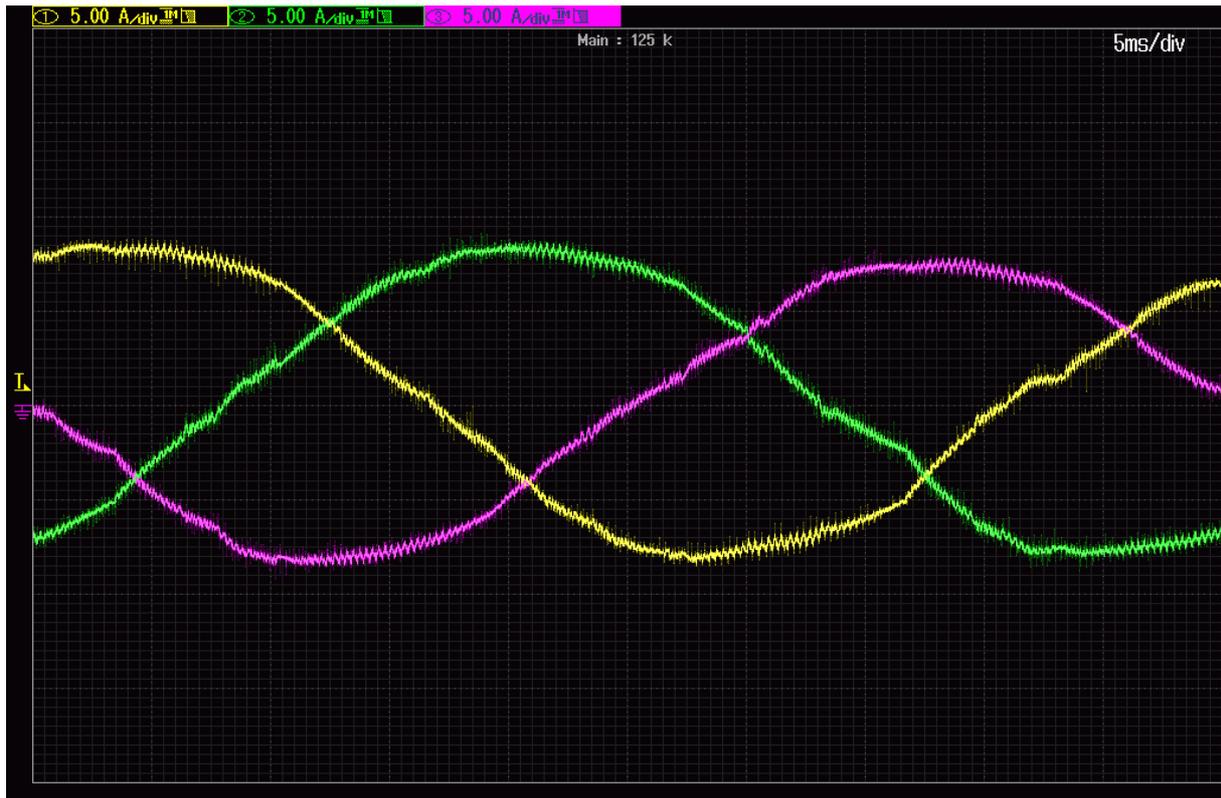


Abb. 8.2.3: Ausgangsströme des Matrixumrichters
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=150 \text{ V}$, $f_{\text{soll}}=40 \text{ Hz}$)

Um zu zeigen das die Soll- Ausgangsspannung tatsächlich erreicht wird, wurde mit Hilfe des Oszilloskopes der Spitzenwert der Ausgangsspannung bestimmt. Wie in Abbildung 8.2.4 zu erkennen ist, hat diese eine Spannung mit einem Amplitudenwert von 200 V (roter Verlauf), was dem eingestellten Sollwert von 200 V entspricht. Die abgebildete Spannung wurde an der Messstelle **D** der Abbildung 8.1 gemessen.

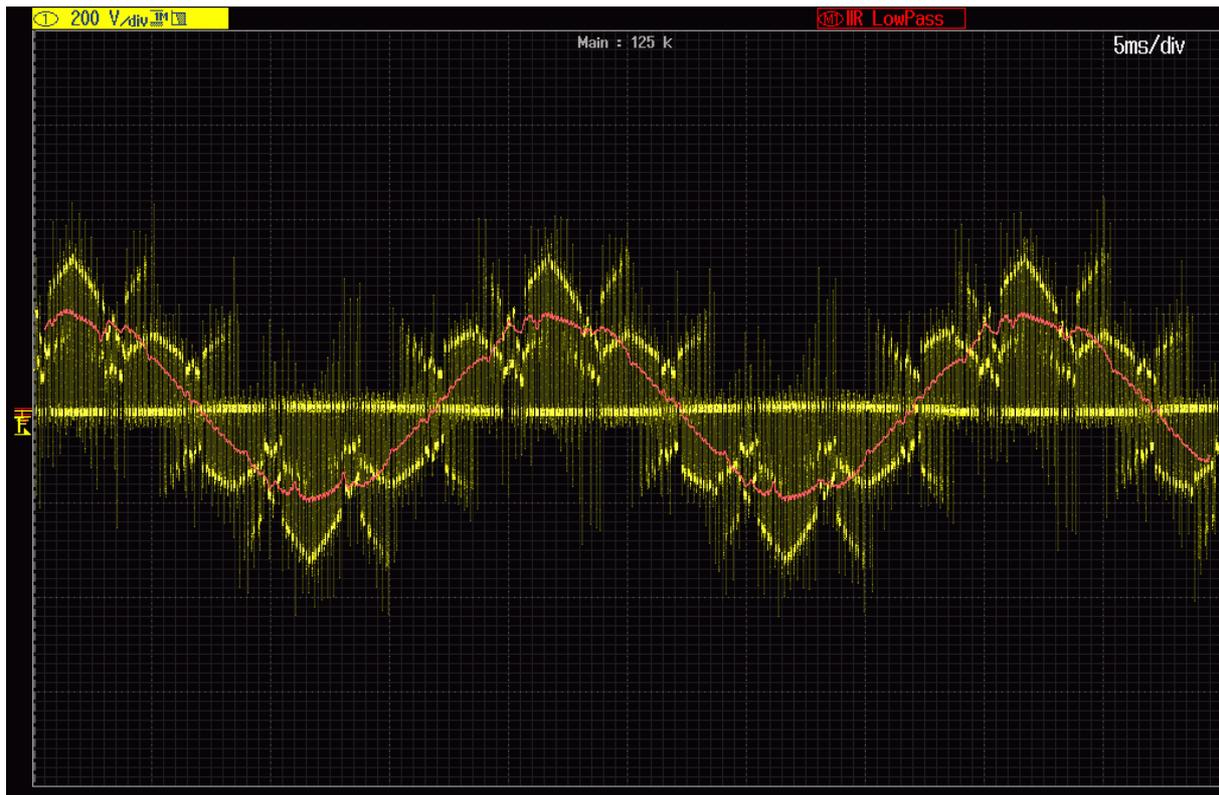


Abb. 8.2.4: Ausgangsspannung U (gelb) mit geglätteter Kurve (rot),
gegen den Sternpunkt der Maschine gemessen
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=200 \text{ V}$, $f_{\text{soll}}=50 \text{ Hz}$)

Neben den Strangspannungen wurde auch die Leiter-Leiter-Ausgangsspannungen an den in Abbildung 8.1 eingezeichneten Stellen **D**, **E** und **F** gemessen. So zeigt die gelbe Kurve (Abbildung 8.2.5) den Verlauf der Leiter-Leiter-Spannung U-V, die grüne den Verlauf V-W und die violett den Kurvenverlauf W-U. Auch hier kann prinzipiell die Frequenz der Sollausgangsspannung von 20 Hz abgelesen werden. Des Weiteren ist auch hier festzustellen, dass keine Spannungsspitzen entstehen, die die Halbleiter zerstören würden.

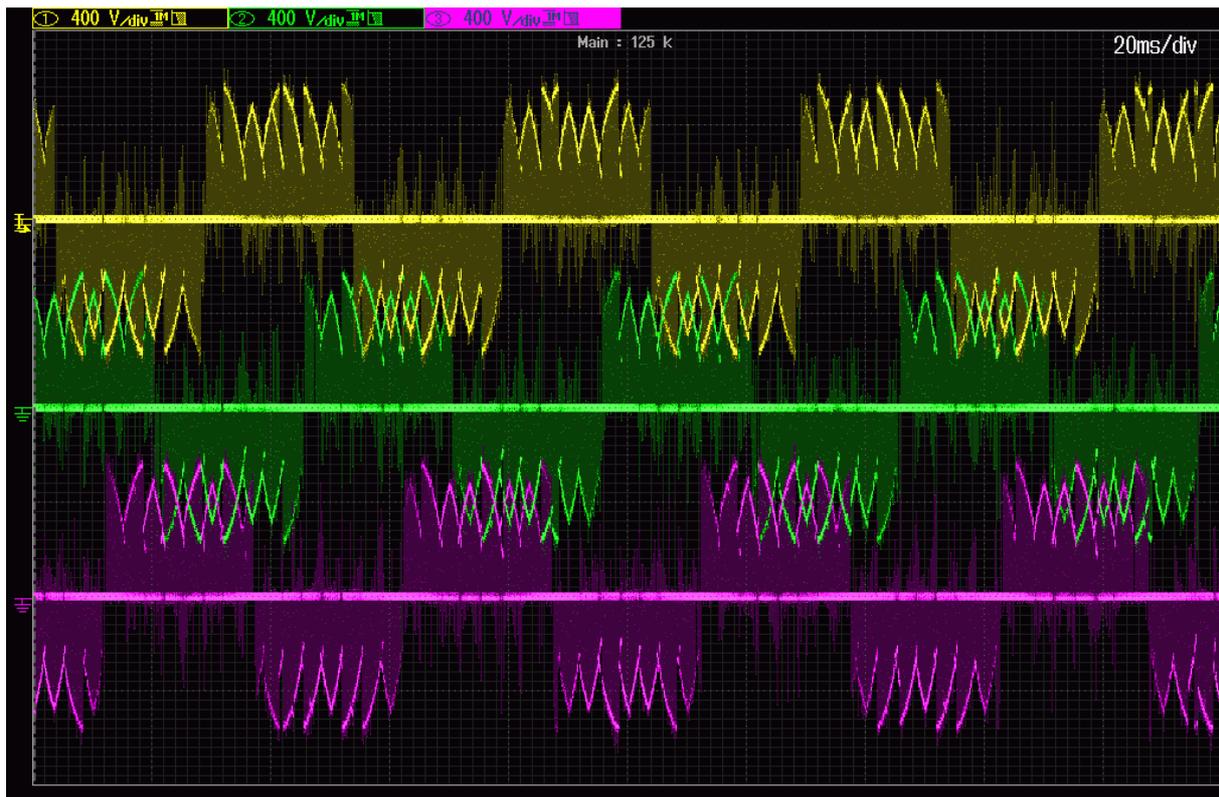


Abb. 8.2.5: Leiter-Leiter-Ausgangsspannungen
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=125 \text{ V}$, $f_{\text{soll}}=20 \text{ Hz}$)

In Abbildung 8.2.6 ist neben der Leiter-Leiter-Ausgangsspannung U-V (gelb) auch der dazu fließende Ausgangsstrom I_U (blau), gemessen am Messpunkt **D**, zu erkennen.

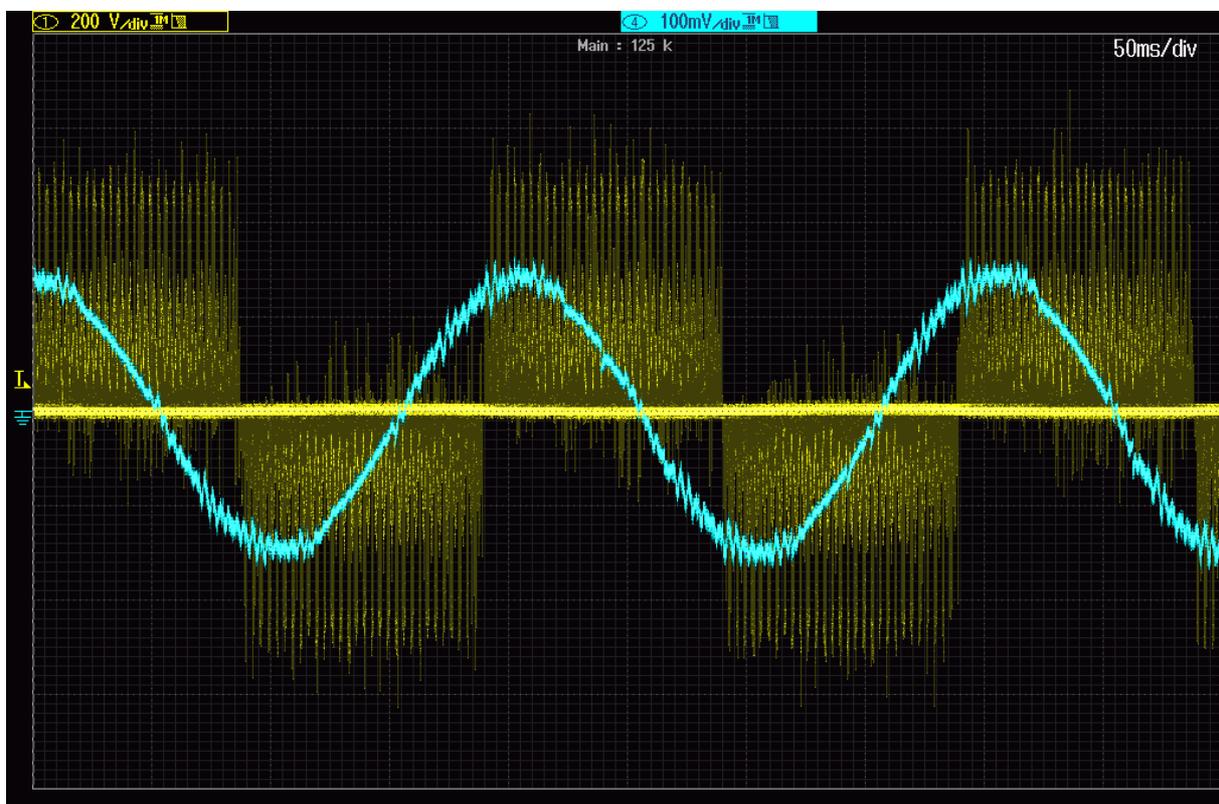


Abb. 8.2.6: Leiter-Leiter-Ausgangsspannung U-V mit Strom I_U (100 mV = 1 A)
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{soll}}=100 \text{ V}$, $f_{\text{soll}}=5 \text{ Hz}$)

Die Eingangsspannungen, die in Abbildung 8.2.7 zu erkennen sind, weisen keine durch die implementierte Raumzeigermodulation verursachten Spannungseinbrüche auf. Hier wurden die Spannungen U_{L1-N} (gelb) an Messstelle **H**, U_{L2-N} (violett) an Messstelle **K** und U_{L3-N} (grün) an Messstelle **L** gemessen.

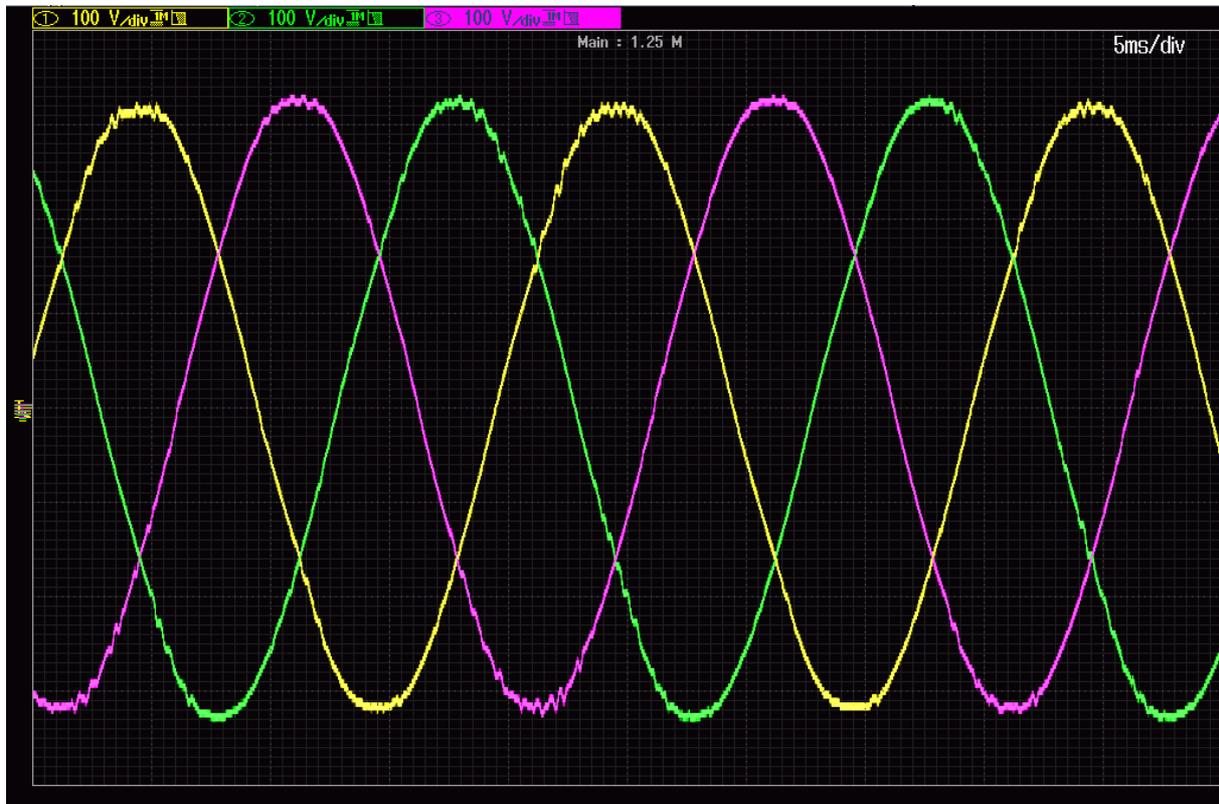


Abb. 8.2.7: Eingangsspannungen

Auch der Strangstrom der Phase L3, gemessen an der Messstelle **P** (vor dem Filter) zeigt in Abbildung 8.2.8 einen netzfreundlichen, sinusförmigen Verlauf. Der Strom nach dem Filter, gemessen an der Messstelle **L**, ist in Abbildung 8.2.9 dargestellt. Hier ist zu erkennen, dass der Matrixumrichter je nach Modulationszeitpunkt gerade auf diese Phase zurückgreift, um einen gewünschten sinusförmigen Ausgangsstrom zu erzeugen. Anmerkung zu den Lücken des Stromes der Abbildung 8.2.9: Hier wird von der Modulation gerade die beiden anderen Phasen zur Bildung der Ausgangsgrößen des Matrixumrichters geschaltet. Dies ergibt sich durch die in Kapitel 7.3 beschriebene Raumzeigermodulation.

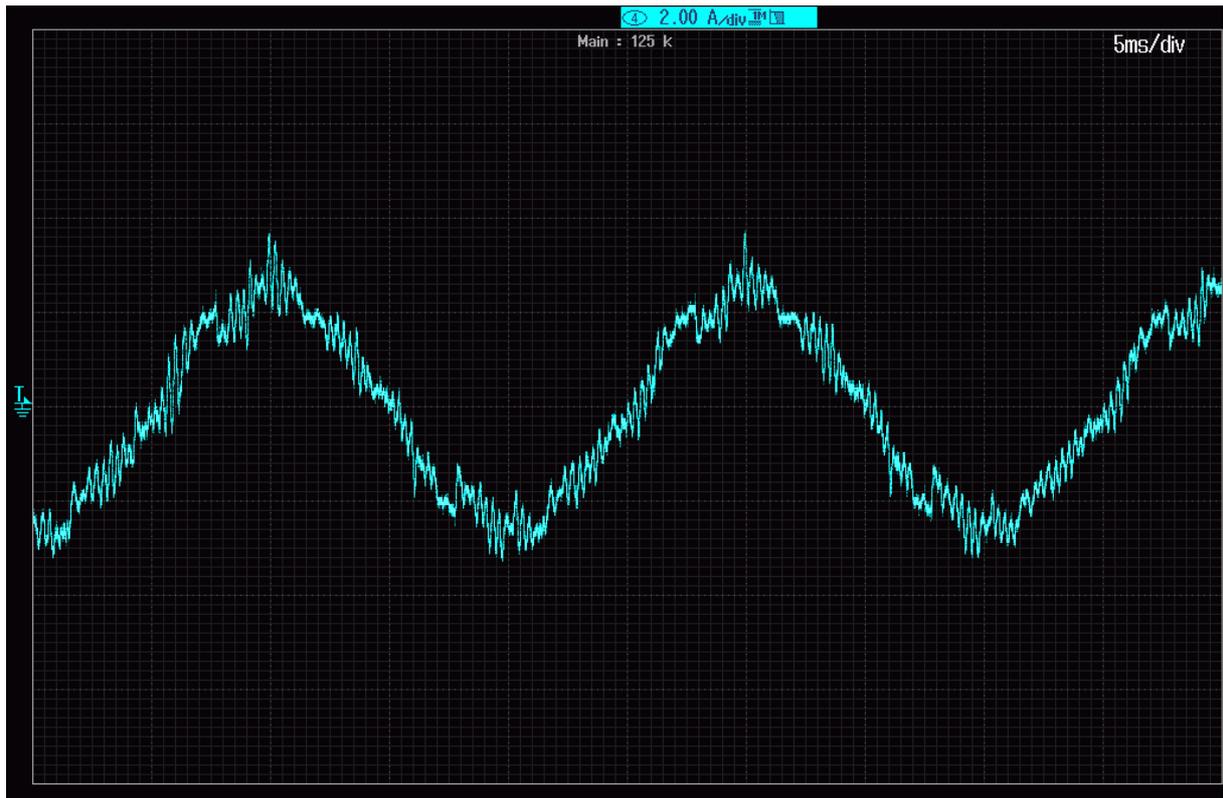


Abb. 8.2.8: Eingangsstrom der Phase L3

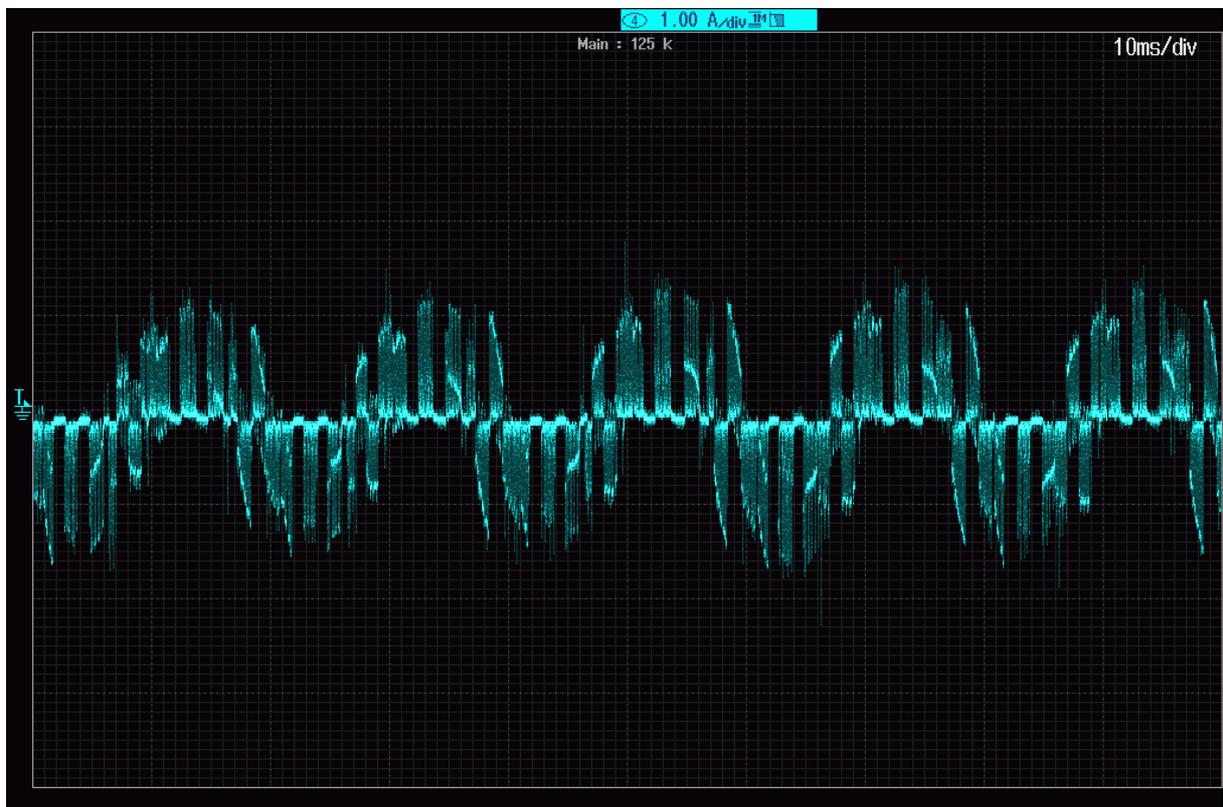


Abb. 8.2.9: Stromverlauf nach dem Filter

Eine weitere Messung belegt die gewünschten Ansteuersignale. Es wurden die Ansteuersignale an den Messstellen **A** und **B** für das Taktsignal des bidirektionalen Schalters S1 und Schalters S2 der Abbildung 8.1 gemessen. Des Weiteren wurde auch hier wieder mit Hilfe des Oszilloskopes ein geglätteter Verlauf der Schaltimpulse von S2 gebildet, der die Sollfrequenz belegt. Dabei ist dieser geglättete Verlauf in Abbildung 8.2.10 als rote Kurve, die Ansteuersignale von S1 als gelbe, und die von S2 als grüne Kurve dargestellt. Die beiden anderen Kanäle haben keine Bedeutung.



Abb. 8.2.10: Ansteuersignale der bidirektionalen Schalter S1 und S2 mit dem geglätteten Signal von S2

Es ist in Abbildung 8.2.10 ebenfalls am unteren Rand der vom Oszilloskop berechnete Wert der Frequenz abgebildet, der dem Sollwert von 20 Hz entspricht.

8.3 Messergebnisse im Generatorbetrieb der Maschine

Im diesem Kapitel wird gezeigt, dass der Energiefluss auch zurück ins Versorgungsnetz möglich ist. Dazu wird die an den Matrixumrichter angeschlossene Asynchron-Maschine von der angekoppelten Gleichstrommaschine angetrieben. Die Abbildung 8.3.1 zeigt dazu erst den Stromverlauf (blau) von Strangstrom I_U und die Strangspannung U_U (gelb) im Motorbetrieb. Die rote Kurve zeigt zur besseren Darstellung den geglätteten Verlauf der Strangspannung U_U . In Abbildung 8.3.1 kann so die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung einfach abgelesen werden. Diese beträgt 11 ms, womit sich $\cos\varphi=0,18$ ($\varphi=80^\circ$) nach Gleichung 8.1 ergibt. Das positive Vorzeichen bedeutet, dass die Asynchronmaschine sich im Motorbetrieb befindet.

$$\cos \varphi = \cos \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta t}{T} \right) \quad (8.1)$$

Wird nun die Asynchronmaschine von der Gleichstrommaschine angetrieben so verändert sich der Winkel zwischen I_U und U_U , so dass nun eine Phasenverschiebung von 18,6 ms in Abbildung 8.3.2 abgelesen werden kann. Nach Gleichung 8.1 ist mit $\cos\varphi=-0,69$ ($\varphi=134^\circ$) gezeigt, dass sich nun die Asynchronmaschine im Generatorbetrieb befindet.

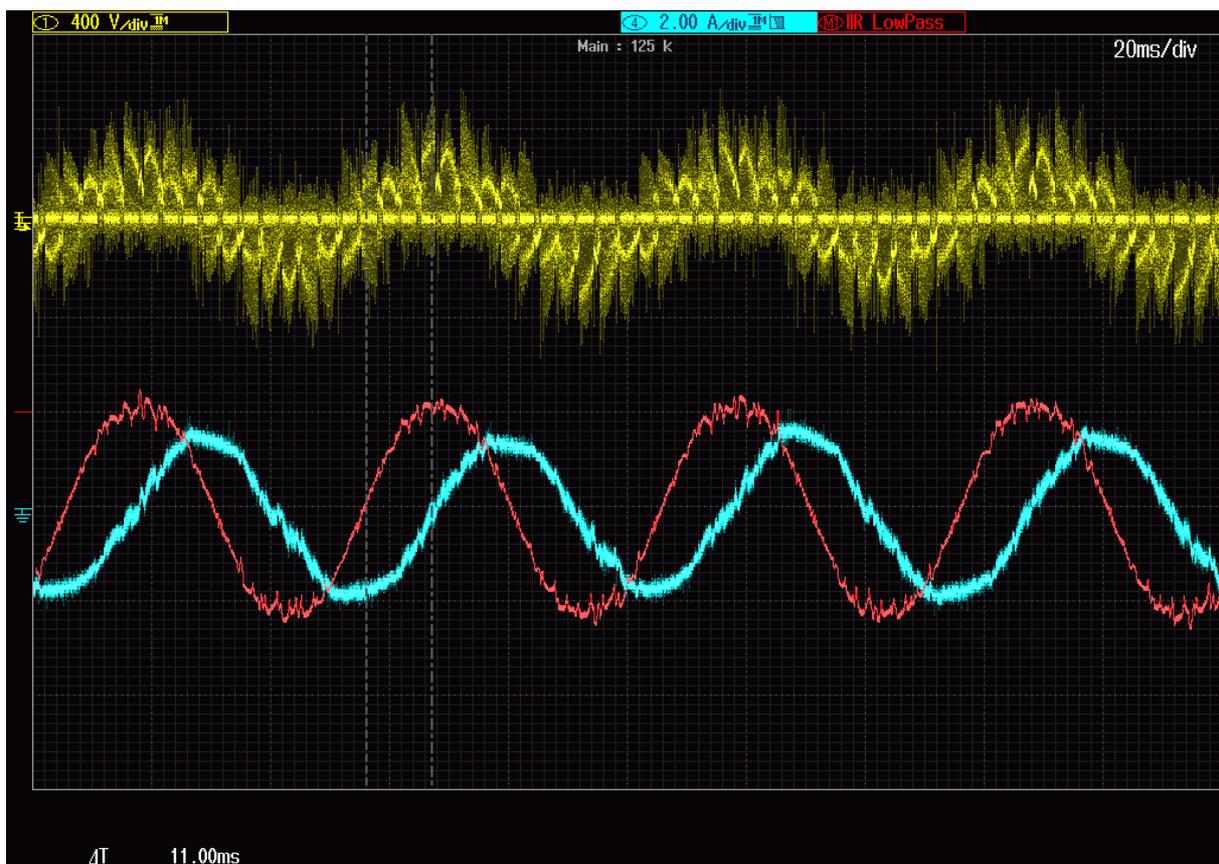


Abb. 8.3.1: Matrixumrichter im Motorbetrieb (Strom I_U und Spannung U_U)
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{Soll}}=230 \text{ V}$, $f_{\text{Soll}}=20 \text{ Hz}$)

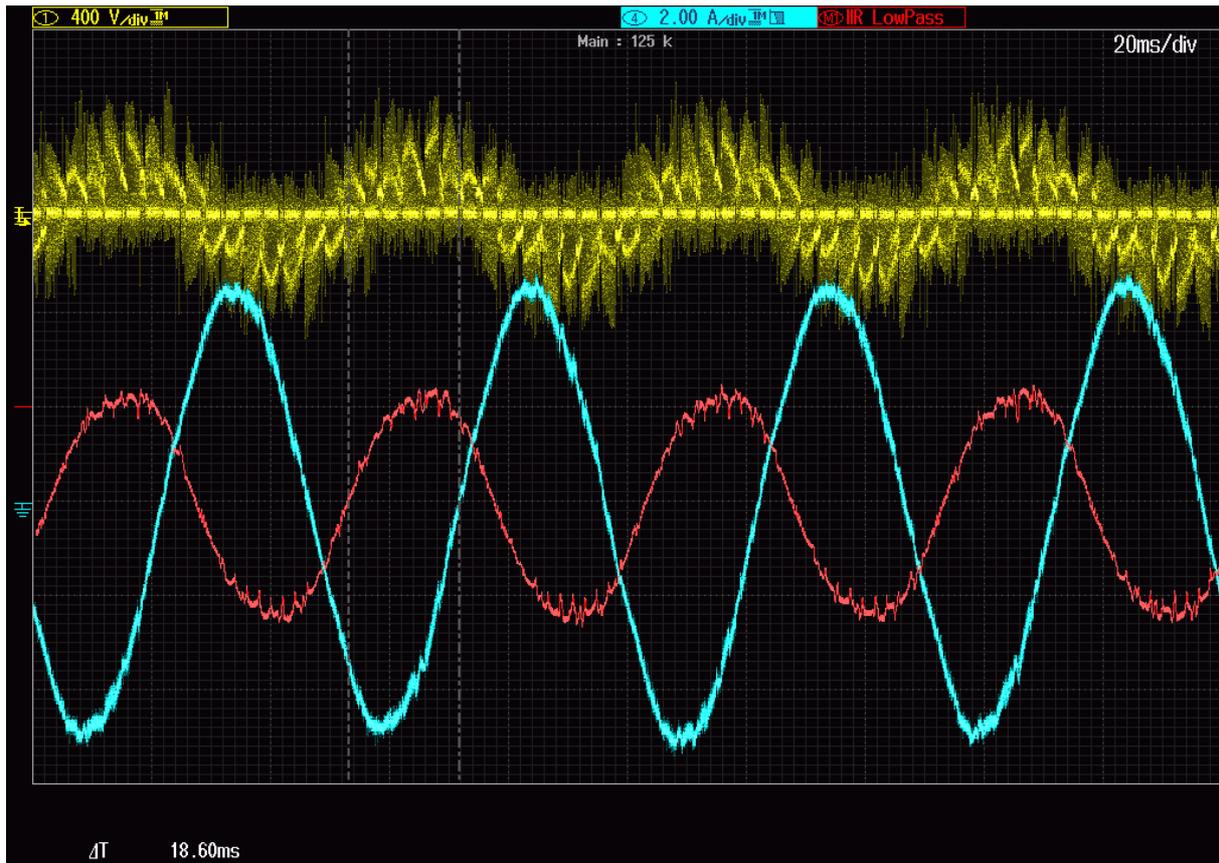


Abb. 8.3.2: Matrixumrichter im Generatorbetrieb (Strom I_U und Spannung U_U)
(Vorgabe: $\hat{u}_{\text{Soll}}=230 \text{ V}$, $f_{\text{Soll}}=20 \text{ Hz}$)

So kann mit Abbildung 8.3.2 gezeigt werden, dass der Energiefluss zurück ins Netz stattfindet. Denn es kann ein um deutlich mehr als 90° verschobener Strom I_U zur Spannung U_U erkannt werden. Daß der schaltbare Freilaufkreis auch in dieser Betriebssituation arbeitet, zeigt, dass es zu keiner Stromflussunterbrechung kommt und damit zu keinen gefährlichen Spannungsspitzen.

8.4 Zusammenfassung Kapitel 8

Im letzten Kapitel wurden Messwerte in Form von Oszilloskopbildern gezeigt, die die Funktion des schaltbaren Freilaufkreises und der implementierten Raumzeigermodulation belegen. Es ist somit gelungen, die Erwartungen und die theoretischen Ansätze der Kapitel 5 bis 7 zu verwirklichen bzw. zu erfüllen.

9 Zusammenfassung und Ausblick

Der Matrixumrichter, der zur Gruppe der Direktumrichter gehört, weist gegenüber herkömmlichen Zwischenkreisumrichtern einige Vorzüge auf, da er die Energie direkt umwandelt und nicht in einem Gleichspannungs- oder Gleichstromkreis zwischenspeichert. Auf der anderen Seite ist der Schutz der Halbleiter und insbesondere die Kommutierungsführung komplizierter, so dass dieser Umrichtertyp in der Praxis bisher noch keine Verbreitung gefunden hat. Deshalb wurde in dieser Arbeit der Ansatz eines schaltbaren Freilaufkreises vorgestellt. Dabei ist es gelungen, den theoretischen Ansatz des schaltbaren Freilaufkreises und dessen Funktionsweise durch Messwerte mit Hilfe eines aufgebauten Matrixumrichters mit schaltbarem Freilaufkreis umzusetzen.

So kann in Zukunft ein Matrixumrichter gebaut werden, der einen bidirektionalen Schalter der Schaltermatrix komplett gleichzeitig ein- und abschalten darf und dies unabhängig von den Momentanwerten der Netzspannung. Dies ist ganz ohne eine aufwändige und auf unsicheren Messwerten basierende und Schaltverlust produzierende Kommutierungsstrategie möglich. Des Weiteren ist der Phasenausfall beherrschbar und bei einem Kurzschlussstrom bzw. einem Überstrom darf der Umrichter auch ohne negative Folgen die betroffenen Leistungshalbleiter abschalten. So kann auch wegen des Wegfalls einer Kommutierungsstrategie die Ansteuerung des Matrixumrichters enorm vereinfacht werden.

Außerdem kann nun auch auf eine Brückenschaltung mit alternendem Kondensator gänzlich verzichtet werden, so dass eine Umrichtertopologie zur Verfügung steht, die "all in silicon" hergestellt werden kann. Dadurch ist eine Volumensreduzierung, eine Gewichtsreduzierung und so auch eine Kostenreduzierung möglich.

Als Besonderheit für eine weitere Wirkungsgrad-Verbesserung könnte die noch in den Kinderschuhen steckende Siliziumkarbid-Technik angewandt werden. Damit steht der Industrie ein sehr effektiver und betriebssicherer Matrixumrichter zur Verfügung. Dieser kann so auch mit den heute zur Verfügung stehenden Bauteilen in jeder Leistungsklasse gefertigt werden.

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1:	Leistungsteil des dreiphasigen Matrixumrichters.....	III
Abb. 2.1:	Umrichtmöglichkeiten.....	2
Abb. 2.2:	Umrichterarten.....	3
Abb. 2.3:	Prinzip des Zwischenkreisumrichters.....	3
Abb. 2.4:	Stromzwischenkreisumrichter.....	4
Abb. 2.5:	Spannungszwischenkreisumrichter.....	4
Abb. 2.6:	Zwischenkreisumrichter mit active frontend.....	5
Abb. 2.7:	Direktumrichter.....	5
Abb. 2.8:	Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Matrixumrichters.....	6
Abb. 3.1.1:	Bidirektionaler Schalter, ohne Richtungssteuerung.....	7
Abb. 3.1.2:	Bidirektionaler Schalter, realisiert mit kollektorseitig verbundenen IGBT's.....	8
Abb. 3.1.3:	Bidirektionaler Schalter, realisiert mit emitterseitig verbundenen IGBT's.....	8
Abb. 3.1.4:	Bidirektionaler Schalter, realisiert mit RB-IGBT's.....	9
Abb. 3.1.5:	Schaltverluste IGBT+Diode und RB-IGBT.....	9
Abb. 3.1.6:	IGBT-Modul mit sechs IGBT's mit den Kenndaten 1200 A und 3300 V.....	10
Abb. 3.1.7:	Ergebnis der Studie von Mitsubishi Electric Power Semiconductor und Powerex Incorporated.....	11
Abb. 4.1:	Parallelschaltung von Diodenbrücken und Kondensator.....	12
Abb. 4.2:	Schutz auf Schalter-Ebene mit Varistoren.....	13
Abb. 4.3:	Varistoren in Eingangs- und Ausgangsphasen.....	13
Abb. 4.4:	Prinzipschaltung des Active Gate Clamping.....	14
Abb. 4.5:	Umwandlung des Primärstroms in eine Ausgangsspannung bei einem direktabbildenden Halleffekt-Stromwandler.....	15
Abb. 4.6:	Anschlussplan des zur Strommessung ausgewählten SMD-Bauteils.....	16
Abb. 4.7:	V_{CE} -Überwachung.....	16
Abb. 4.8:	Teil eines Matrixumrichters, bei dem eine Schalthandlung durchzuführen ist.....	18
Abb. 4.9:	Stromgeführtes Vierschrittkommutierungsverfahren.....	19
Abb. 4.10:	Spannungsgeführtes Vierschrittkommutierungsverfahren.....	20
Abb. 4.11:	Stromgeführtes Zweischrittkommutierungsverfahren.....	21
Abb. 4.12:	Spannungsgeführtes Zweischrittkommutierungsverfahren.....	22
Abb. 4.13:	Strom- und spannungsgeführtes Einschrittkommutierungsverfahren.....	22
Abb. 4.14:	Verläufe der drei Netzspannungen.....	23
Abb. 4.15:	Ersatzschaltbild des METZI-Kommutierungsverfahrens.....	24
Abb. 4.16:	Hauptschaltzustände des METZI-Kommutierungsverfahrens.....	24
Abb. 4.17:	Zwischenschaltzustände des METZI-Kommutierungsverfahrens.....	25
Abb. 4.18:	Hauptschaltzustände p, n und Zwischenschaltzustand np des Kommutierungsverfahrens mit 30° Sicherheit.....	25
Abb. 4.19:	Zwischenschaltzustände des Kommutierungsverfahrens mit 30° Sicherheit.....	25
Abb. 4.20:	Zwischenschaltzustände des Kommutierungsverfahrens mit 30° Sicherheit.....	26
Abb. 4.21:	Darstellung des Kommutierungsverfahrens mit 30° Sicherheit.....	27
Abb. 4.22:	Problematische Bereiche eines strom- oder spannungsgeführten Kommutierungsverfahrens.....	28

Abb. 4.23:	Aussetzung der Schalthandlungen während eines Schnittpunktes zweier Eingangsphasen.....	29
Abb. 4.24:	Schalthandlungen im kritischen Bereich.....	30
Abb. 5.1.1:	Die drei Netzeingangsphasen aufgezoomt im Bereich 16,6 ms bis 20 ms.....	34
Abb. 5.1.2:	Matrixumrichter in Schaltzustand Nr. 6 mit schaltbarem Freilaufkreis...	34
Abb. 5.1.3:	Matrixumrichter in Schaltzustand Nr. 16 mit schaltbarem Freilaufkreis.....	35
Abb. 5.1.4:	Mögliche Freilaufpfade mit Stromrichtung für $i_W > 0$	36
Abb. 5.1.5:	Mögliche Freilaufpfade mit Stromrichtung für Stromrichtung $i_W < 0$	36
Abb. 5.1.6:	Matrixumrichter mit zwei gleichzeitig abgeschalteten Schaltern und den daraus resultierenden Freilaufpfaden.....	37
Abb. 5.1.7:	Matrixumrichter komplett abgeschaltet mit den daraus resultierenden Freilaufpfaden.....	38
Abb. 5.1.8:	Matrixumrichter bei Ausfall der Phase L3 und dem resultierenden Freilaufpfad.....	38
Abb. 5.1.9:	Ausfall aller Eingangsphasen mit Abschaltung zweier Schalter.....	39
Abb. 5.1.10:	Matrixumrichter im sicheren Schaltzustand beim Ausfall aller Eingangsphasen.....	40
Abb. 5.2.1:	Schaltung zur Überwachung der Kondensatorspannung des Netzeingangsfilters.....	42
Abb. 5.2.2:	Sternschaltung der Filterkondensatoren.....	43
Abb. 5.2.3:	Vereinfachte Schaltung zur Überwachung der Kondensatorspannung des Netzeingangsfilters mit nur einer zusätzlichen Messstelle.....	44
Abb. 5.3.1:	Testschaltung zur Funktionsüberprüfung des schaltbaren Freilaufkreises.....	45
Abb. 5.3.2:	Ergebnis der Testschaltung des schaltbaren Freilaufkreises.....	46
Abb. 5.3.3:	Versuchsschaltung zur Überprüfung des Schaltverhaltens mit unterschiedlichen Gatewiderständen.....	47
Abb. 5.3.4:	Ergebnis der Schalthandlung mit unterschiedlichen Gatewiderständen.....	48
Abb. 5.3.5:	Messung der Netzeingangsphasen.....	50
Abb. 5.3.6:	Spannungsteiler mit Impedanzwandler und Komparator.....	51
Abb. 5.3.7:	Fehlerhaftes Ausgangssignal der Messschaltung.....	52
Abb. 5.3.8:	Ausgangssignal nach der Optimierung der Messschaltung.....	53
Abb. 5.3.9:	Kurzschluss durch einen fehlerhaften Schaltzustand im Freilaufkreis.....	54
Abb. 5.3.10:	Aufteilung der Eingangsphasen und Bestimmung der Schaltimpulse der IGBT's der schaltbaren Freilaufkreises.....	55
Abb. 5.3.11:	Realisierte Logikschaltung zur Bestimmung der Schaltimpulse der IGBT's des schaltbaren Freilaufkreises.....	56
Abb. 5.3.12:	Schaltimpulse T1.....	57
Abb. 5.3.13:	Schaltimpulse T2.....	57
Abb. 5.3.14:	Schaltimpulse T3.....	57
Abb. 5.3.15:	Schaltimpulse T4.....	57
Abb. 5.3.16:	Schaltimpulse T5.....	57
Abb. 5.3.17:	Schaltimpulse T6.....	57
Abb. 5.3.18:	Schaltbarer Freilaufkreis mit autarker Steuerung.....	58
Abb. 6.1:	Übersichtsplan Matrixumrichter.....	59
Abb. 6.2:	Prozessorboard mit DSP und FPGA.....	60
Abb. 6.3:	Treiberplatine für zwei RB-IGBT's mit integrierter V_{CE} -Überwachung...	61

Abb. 6.4:	Spannungsmessplatinen.....	61
Abb. 6.5:	Strommessplatine.....	61
Abb. 6.6:	Bessel-Tiefpass Filter.....	62
Abb. 6.7:	A/D Wandlerkarte.....	62
Abb. 6.8:	Schaltermatrix realisiert mit RB-IGBT's.....	63
Abb. 6.9:	EingangsfILTER des Matrixumrichters.....	64
Abb. 6.10:	AusgangsfILTER Matrixumrichter.....	65
Abb. 6.11:	Kompletter Matrixumrichter mit schaltbarem Freilaufkreis.....	66
Abb. 6.12:	An den Matrixumrichter angeschlossener Maschinensatz.....	67
Abb. 7.1.1:	Raumzeigermodulierte verkettete Ausgangsspannung eines Drei-Level-Wechselrichters.....	68
Abb. 7.1.2:	Verlauf der Ausgangsströme des Drei-Level-Wechselrichters.....	69
Abb. 7.1.3:	Sinusförmige Spannung mit eingezeichnetem „Spannungspunkt“ bei $t = 1.3 \text{ ms}$	69
Abb. 7.1.4:	Sollraumzeiger (Winkel 23° , Betrag 130 Volt) mit möglichen Z_0 , Z_L und Z_R	70
Abb. 7.1.5:	Spannungs-Zeitproportionalität.....	71
Abb. 7.1.6:	Sollzeiger zum Erzeugen eines sinusförmigen Verlaufs.....	72
Abb. 7.1.7:	Projektion des Kreises zum Sinus.....	72
Abb. 7.2.1:	Sektoren der Raumzeigermodulation.....	73
Abb. 7.2.2:	Grafik zur Herleitung der Gleichungen der Zeiten t_L , t_R und t_0	74
Abb. 7.2.3:	Beispieldreieck.....	75
Abb. 7.2.4:	Zustandszeiger Nr. 1 bis Nr. 6.....	77
Abb. 7.2.5:	Wechselrichter in Schalterstellung Nr.2.....	77
Abb. 7.2.6:	Prinzipdarstellung einer Maschine in Sternschaltung mit drei um 120° versetzten Spulen.....	78
Abb. 7.2.7:	Ersatzschaltbild im Moment des Schaltzustands Nr. 2 mit angeschlossener Maschine in Sternschaltung.....	78
Abb. 7.3.1:	Grafik zur Herleitung der Gleichungen für die Zeiten t_L , t_R und t_0	81
Abb. 7.3.2:	Matrixumrichter in Schaltzustand 11 mit angeschlossener Maschine (in Sternschaltung mit eingezeichneten Spannungen u_U , u_V und u_W)... 84	84
Abb. 7.3.3:	Drei um 120° versetzte sinusförmige Eingangsspannungen mit den aus dem Schaltzustand resultierenden Ausgangsspannungen.....	84
Abb. 7.3.4:	Verlauf des Zustandszeigers 11, der von Schaltzustand 11 erzeugt wird.....	85
Abb. 7.3.5:	3D Verlauf des Zustandszeigers 11, der von Schaltzustand 11 erzeugt wird.....	86
Abb. 7.3.6:	Zustandszeiger 19 der Tabelle 3.....	91
Abb. 7.3.7:	3D Darstellung des Schaltzustands Nr. 19.....	91
Abb. 7.3.8:	Zeiger des Schaltzustandes Nr. 22.....	92
Abb. 7.3.9:	3D Verlauf des Zustandszeiger 22 von 0 sec. bis 0,02 sec.....	92
Abb. 7.3.10:	3D Verlauf des Zustandszeiger 22 von 0 sec. bis 0,1 sec.....	92
Abb. 7.3.11:	Sektoreinteilung beim Matrixumrichter.....	93
Abb. 7.3.12:	Zustandszeiger, die zum Zeitpunkt $t=2 \text{ ms}$ den Sektor 1 aufspannen.. 94	94
Abb. 7.3.13:	Sollzeiger mit den auszuwählenden Zustandszeigern, die einen Sektor aufspannen zum Zeitpunkt $t = 2 \text{ ms}$	95
Abb. 7.3.14:	Möglichkeit 2, einen Sollzeiger zu generieren.....	95
Abb. 7.3.15:	Falsche Wahl der Zustandszeiger, aus denen der Sollraumzeiger gebildet werden soll.....	96
Abb. 7.3.16:	Amplitudenwerte der Zustandszeiger zum Zeitpunkt $t = 2 \text{ ms}$	97
Abb. 7.3.17:	Auswahl, welcher linke und rechte Zustandszeiger in Frage kommt.... 97	97

Abb. 7.3.18:	Auswahl, welcher linke und rechte Zustandszeiger in Frage kommt.....	98
Abb. 7.3.19:	Vereinfachter Stromverlauf beim Schalten mit induktiver Last durch die beteiligten Halbleiterschalter $t_k=0$ Sekunden.....	99
Abb. 7.3.20:	Vereinfachter Stromverlauf bei induktiver Last durch beide Halbleiterschalter $t_k>0$ Sekunden.....	99
Abb. 7.3.21:	Mindestzeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$	100
Abb. 7.3.22:	Zwei Beispiele für $t_{\text{Ruhe-EIN}}$	100
Abb. 7.3.23:	Zwei Beispiele für $t_{\text{Ruhe-AUS}}$	100
Abb. 7.3.24:	Problematische Bereiche für t_R , t_L und t_0 bzw. Z_R , Z_L und Z_0 unter Berücksichtigung der Ruhezeiten $t_{\text{Ruhe-EIN}}$ und $t_{\text{Ruhe-AUS}}$ in Sektor 1.....	101
Abb. 7.3.25:	Zeiten t_R , t_L und t_0 für den kritischen Bereich der Zeit t_R , wobei diese im Verhältnis noch kleiner ist.....	102
Abb. 7.3.26:	Zeiten t_R , t_L und t_0 für den kritischen Bereich der Zeit t_L , wobei diese im Verhältnis noch kleiner ist.....	102
Abb. 7.3.27:	Zeiten t_R , t_L und t_0 für den kritischen Bereich der Zeit t_0 , wobei diese im Verhältnis noch kleiner ist.....	102
Abb. 7.3.28:	Umsortierung der Schaltreihenfolge und die dazugehörigen Schalterstellungen des Matrixumrichters.....	103
Abb. 7.3.29:	Nicht sortierte Schaltreihenfolge und die dazugehörigen Schalterstellungen des Matrixumrichters.....	103
Abb. 8.1:	Messstellen für die Messungen des Kapitel 8.....	104
Abb. 8.1.1:	Stromübernahme des schaltbaren Freilaufkreises.....	105
Abb. 8.1.2:	Gateansteuersignale und Stromübernahme des schaltbaren Freilaufkreises.....	106
Abb. 8.1.3:	Strangausgangsspannungen des Matrixumrichters, jeweils gegen den Sternpunkt der Maschine gemessen.....	107
Abb. 8.1.4:	Ausgangsspannung U des Matrixumrichters, gemessen gegen den Sternpunkt der Maschine.....	108
Abb. 8.1.5:	Unterbrechungsfreier Ausgangsstrom des Matrixumrichters.....	109
Abb. 8.1.6:	Unterbrechungsfreier Ausgangsstrom von $\hat{i}=12,5$ A des Matrixumrichters.....	109
Abb. 8.2.1:	Ausgangsspannung des Matrixumrichters mit geglättetem Verlauf, gegen den Sternpunkt der Maschine gemessen.....	110
Abb. 8.2.2:	Modulierte Leiterleiterausgangsspannung U_U-U_V des Matrixumrichters sowie der sich einstellende Strangstrom I_U	111
Abb. 8.2.3:	Ausgangsströme des Matrixumrichters.....	112
Abb. 8.2.4:	Ausgangsspannung U (gelb) mit geglätteter Kurve (rot), gegen den Sternpunkt der Maschine gemessen.....	113
Abb. 8.2.5:	Leiter-Leiter-Ausgangsspannungen.....	114
Abb. 8.2.6:	Leiter-Leiter-Ausgangsspannung $U-V$ mit Strom I_U (100 mV = 1 A).....	114
Abb. 8.2.7:	Eingangsspannungen.....	115
Abb. 8.2.8:	Eingangsstrom der Phase L3.....	116
Abb. 8.2.9:	Stromverlauf nach dem Filter.....	116
Abb. 8.2.10:	Ansteuersignale der bidirektionalen Schalter S1 und S2 mit dem geglätteten Signal von S2.....	117
Abb. 8.3.1:	Matrixumrichter im Motorbetrieb (Strom I_U und die Spannung U_U).....	118
Abb. 8.3.2:	Matrixumrichter im Generatorbetrieb (Strom I_U und die Spannung U_U).....	119

Tabellenverzeichnis:

Tab. 1:	Zulässige Schaltzustände des Matrixumrichters.....	32
Tab. 2:	Schaltzustände und deren Winkel und Amplitude.....	79
Tab. 3:	Erlaubte Schaltzustände mit den resultierenden Zustandszeigern....	87

Symbolverzeichnis

Symbol	Erläuterung
f_{Soll}	Frequenz des Sollzeigers
\hat{u}	Spitzenwert der Spannung
\hat{i}	Spitzenwert des Stromes
γ	Winkel des Sollraumzeigers
\underline{u}	komplexe Spannung
a_R, a_L	Spannungsproportionalitätsfaktoren
\underline{i}	komplexer Strom
\hat{u}_Z	Spannungsspitzenwert, den ein Schaltzustand erzeugen kann
i_1, i_2, i_3	Momentanwerte der Ströme auf der Netzseite
i_U, i_V, i_W	Momentanwerte der Ströme auf der Maschinenseite
t_0	Einschaltdauer des Nullzustandszeigers
t_a	Dauer der Schaltperiode
t_K	Kommutierungszeit
t_L	Einschaltdauer des linken Zustandszeigers
t_R	Einschaltdauer des rechten Zustandszeigers
t_{min}	Problematische Zeit der IGBT's
Δu	Spannungsdifferenz
α, β	Bezugsachsen
u_1, u_2, u_3	Momentanwerte der Sternspannungen der Netzseite
u_{12}, u_{23}, u_{31}	Momentanwerte der Leiterspannungen der Netzseite
$a b c x y z$	Spannungsabweichungen bei Netzausfall
\hat{u}_{Soll}	Spitzenwert der Spannung des Sollzeigers

u_U, u_V, u_W	Momentanwerte der Sternspannungen der Maschinenseite
u_{UV}, u_{VW}, u_{WU}	Momentanwerte der Leiterspannungen der Maschinenseite
V_{CE}	Spannung, die über Collector und Emitter eines Halbleiterschalters abfällt
T	Periodendauer der Sinusschwingung
$Z_4 \dots Z_{27}$	Zustandszeiger, bezogen auf die Schaltzustände 4 - 27
Z_L	vom Sollraumzeiger aus linker Zustandszeiger
Z_R	vom Sollraumzeiger aus rechter Zustandszeiger
$T_1 \dots T_X$	IGBT - Bezeichnungen
$D_1 \dots D_X$	Dioden - Bezeichnungen
i_p	Laststrom beim LEM-Wandler
i_c	Steuerstrom beim LEM-Wandler
B	Flussdichte
u_{ref}	Referenzspannung
u_k	Kommutierungsspannung
i_L	Laststrom des Umrichters
$S1 \dots S9$	bidirektionale Schalter des Matrixumrichters
$t_{Ruhe-EIN}, t_{Ruhe-AUS}$	Ruhezeiten der Halbleiterschalter
$M 3 \sim$	Dreiphasige Maschine
U_d	Zwischenkreisspannung
φ	Winkel zwischen Strom und Spannung

Literaturverzeichnis

- [1] C. Klumpner; F. Blaabjerg; I. Boldea:
Overvoltages Caused by the Input Filter, Bidirectional Power Flow, and Control for Artificial Loading of Induction Motors.
Electric Machines and Power Systems, 2000
- [2] M. Venturini:
A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements. Powercon 7, San Diego 1980
- [3] M. Venturini; A. Alesina:
The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor.
PESC 1980
- [4] M. Braun:
Eine dreiphasiger Direktumrichter mit Pulsbreitenmodulation zur getrennten Steuerung der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung.
Dissertation, TH Darmstadt, 1983.
- [5] Datenblatt IXYS
RB-IGBT: IXRH40N120
- [6] E. Sulejmani
Simulation einer Steuerung für einen Matrixumrichter mit MATLAB/Simulink
Diplomarbeit Universität Siegen
- [7] E. R. Motto; J. F. Donlon; M. Tabata; H. Takahashi; Y. Yu; G. Majumdar;
Application characteristics of an experimental RB-IGBT (reverse blocking IGBT) module.
39th IAS Annual Meeting.
- [8] M. Marcks:
Direkte Regelung eines Matrixumrichters sowie die Möglichkeit zum stromlosen Schalten.
Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 1998
- [9] P. Nielsen; F. Blaabjerg; J. K. Pedersen:
Novel Solutions for Protection of Matrix Converter to Three Phase Induction Machine.
Proceedings of IEEE-IAS '97, 1997, S.1447..1454
- [10] R.R. Beasant; W.C. Beattie; A. Refsum:
An approach to the realization of a high power Venturini converter.
IEEE PESC, 1990, Seiten 291-297.
- [11] A. Schuster:
A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive System.
IEEE-PESC, Power Electronics Specialist Conference,
Mai 1998, Fukuoka, Japan.

- [12] J. Mahlein; M. Braun:
A matrix converter without diode clamped over-voltage protection.
IPEMC 2000, Peking.
- [13] L. Empringham; P. Wheeler; J. Clare:
Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using
Novel Gate Diver Techniques.
PESC, Fukuoka/Japan 1998, Seiten 707-713.
- [14] M. Ziegler, W. Hofmann:
Verfahren zur Synchronisation und/oder Steuerung von Stromrichtern.
Deutsche Patentanmeldung 19742609.3, 1997
- [15] P. Mutschler; M. Marcks:
A Direct Control Method for Matrix Converters
IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2002
- [16] P. Nielsen, F. Blaabjerg, K. Pedersen:
New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for
Adjustable-Speed Drives
IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL APPLICATIONS, 1999
- [17] J. Mahlein:
Neue Verfahren für die Steuerung und den Schutz des Matrixumrichters
Dissertation, Universität Karlsruhe, 2002
- [18] Datenblatt EPCOS:
Varistor: S20K385
- [19] B. Klug:
Untersuchung der Steuerung für Matrixumrichter und Entwicklung eines neuen
Verfahrens zur Reduzierung der Gleichkomponente mit
Raumzeigermodulation.
Dissertation, Uni Cottbus, 2005
- [20] G. Ludwig:
Entwicklung eines Prototypen zur Messung von True-RMS Strömen.
Projektarbeit FH-Amberg
- [21] Datenblatt Allegro:
SMD Stromsensor: ACS712ELCTR-20A-T
- [22] Datenblatt IXYS
RB-IGBT: IXRP15N120
- [23] N. Burany:
Safe control of 4 Quadrant Switches.
IEEE-Industry Application Society, 1989, Seite 1190-1194.

- [24] A. Alesina; M. Venturini:
Analysis and design of optimum amplitude nine-switch direct AC-AC converters.
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, No.1, 1989, Seiten 101-112.
- [25] G. Schröder:
Eine direktumrichter gespeiste Drehstromsynchronmaschine mit blindleistungsarmem Umrichter und Mikrorechner-Regelung.
Dissertation, Universität Siegen, 1985
- [26] W. Hofmann; M. Ziegler:
Multi-step commutation and control policies for matrix converters.
ICPE'01, 15-19 Oktober 2001, Seoul, Korea, Seiten 795-802.
- [27] M. Ziegler; W. Hofmann:
Der Matrixumrichter - Kommutierung in nur zwei Schritten
SPSIIPC/Drives, 1999, S. 521...530
- [28] M. Pfeifer; G. Schröder:
Neue Methode zum Schutz des Matrixumrichters.
VDE/VDI-Tagung, September 2008, Böblingen
- [29] M. Pfeifer; G. Schröder:
Protection circuit for the matrix converter.
IEEE-IECON 10-13 November 2008, Orlando Florida
ISBN: 978-1-4244-1766-7
- [30] M. Pfeifer; G. Schröder:
Matrix converter with a new control strategy
IEEE-PECon 1-3 December 2008, Johor Bahru, Seiten: 754 - 757
- [31] M. Pfeifer; G. Schröder:
New commutation method of a matrix converter.
IEEE-ISIE 5-8 July 2009, Seoul,
ISBN: 978-1-4244-4349-9
- [32] Datenblatt IXYS
Diode: DSEI 60-12A
- [33] P. Schneider:
Aufbau einer Platine zur Strom-/Spannungsmessung beim Matrixumrichter
Studienarbeit, Universität Siegen
- [34] C. Fischer
Signalaufbereitung von Messsignalen
Studienarbeit, Universität Siegen
- [35] T. Samprita:
Harmonic Filter Overview:
Part 1. Frost & Sullivan.

- [36] F. Stefan.
Harmonics, Passive Filter.
Düsseldorf: Copper Development Association, Deutsches Kupferinstitut, 2003.
- [37] Z. Luca.
Control of Matrix Converters.
Bologna, University of Bologna, 2007.
- [38] A. Khaled; H. Finney; J. Stephen; B. W. Williams.
Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation.
Compatibility in Power Electronics. 29 May, 2007, pp. 1-9.
- [39] S. Lopez:
Matrix Converter for Frequency Changing Power.
University of Nottingham, 2008.
- [40] M. Hamouda; F. Fnaiech; K. Al-Haddad:
Input Filter Design for SVM Dual-Bridge Matrix Converters.
IEEE ISIE 2006. 9-12 July, 2006, p. 797.
- [41] S. Michele:
Input Filter Design for Switching Power Supplies.
National Semiconductor
- [42] X. Chen; B. Yan; Y. Gao.:
The Engineering Design and Optimisation of Inverter Output RLC Filter in AC Motor Drive System.
In: Proceedings of IEEE, IECON, 2002
- [43] M. Pfeifer:
Simulation einer Steuerung eines Multi-Level-Wechselrichters mit MATLAB und SIMPLORER
Diplomarbeit, Universität Siegen
- [44] J. M. Pacas:
Vorlesungsmitschrift Universität Siegen
- [45] M. Pfeifer; G. Schröder:
Schaltbarer Freilaufkreis für den Matrixumrichter
Patentanmeldung: DE102008016840.8
- [46] S. Joachim:
Grundkurs Leistungselektronik
- [47] M. Pfeifer; G. Schröder:
Freies Schalten beim Matrixumrichter mit induktiver Last.
A&D Kompendium 2009/2010

- [48] M. Pfeifer; G. Schröder:
Schaltbarer Freilaufkreis für den Matrixumrichter
Patentanmeldung: PCT/EP2009/053253
- [49] L. Empringham; L. de Lillo; P. Wheeler; J. Clare:
Matrix Converter Protection for More Electric Aircraft Applications
IECON 2006
- [50] VISHAY Datenblatt für Elektrolytkondensatoren in leistungselektronische
Anwendungen
- [51] M. Michel:
Leistungselektronik
- [52] G. Schröder:
Vorlesungsmitschrift Universität Siegen
- [53] K. Fuest; P. Döring:
Elektrische Maschinen und Antriebe
- [54] C. Bender:
Entwurf eines schaltbaren Freilaufkreises zum Schutz von Matrixumrichtern
Bachelorarbeit, Universität Siegen
- [55] B. Schepp; D. Weigel:
Bestimmung der Schaltcharakteristik des RB-IGBT im Vergleich zu einer
IGBT Dioden Topologie
Studienarbeit, Universität Siegen
- [56] Pfeifer, Markus ; Schröder, Günter:
Matrix converter with overvoltage protection circuit.
MELECON 2010 - IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference,
April 25-28, 2010, Malta, Valletta
- [57] C. Becker:
Entwicklung einer Schutzbeschaltung für einen Matrixumrichter mit
Fehlerdetektion
Diplomarbeit, Universität Siegen