

# Beiträge zur Bestimmung und Minimierung der Verlustleistung des Matrixumrichters

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTOR-INGENIEURS**

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)  
genehmigte

**DISSERTATION**

von  
Dipl.-Ing. Alexander Stahl  
geb. in: Hardheim

Tag der mündlichen Prüfung:	27. Oktober 2016
Hauptreferent:	Prof. Dr.-Ing. Michael Braun
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. Günter Schröder (Universität Siegen)



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Stromrichter . . . . .	1
1.2	Frequenzumrichtertopologien . . . . .	3
1.2.1	Zwischenkreisumrichter . . . . .	3
1.2.2	Direktumrichter . . . . .	5
1.3	Ziele der Arbeit . . . . .	10
1.3.1	Die Schaltverlustleistung des Matrixumrichters . . . . .	11
1.3.2	Die Durchlassverlustleistung des Matrixumrichters . . . . .	12
1.4	Stand der Technik zur Ermittlung der Verlustleistung des Matrixumrichters . . . . .	12
<b>2</b>	<b>Grundlagen zum Matrixumrichter</b>	<b>15</b>
2.1	Aufbau . . . . .	15
2.2	Steuerverfahren für Pulsweitenmodulation . . . . .	15
2.3	Schaltkombinationen . . . . .	17
2.4	Filter . . . . .	19
2.5	Vor- und Nachteile . . . . .	19
<b>3</b>	<b>Schaltverluste von IGBTs</b>	<b>23</b>
3.1	Detaillierte Betrachtung eines Schaltvorgangs . . . . .	23
3.2	Vereinfachte Bestimmung der Schaltverlustenergie . . . . .	26
3.2.1	Hartes Ausschalten . . . . .	26
3.2.2	Hartes Einschalten . . . . .	30
3.2.3	Weiches Ausschalten . . . . .	31
3.2.4	Weiches Einschalten . . . . .	32
3.2.5	Neutrales Schalten . . . . .	32
<b>4</b>	<b>Schaltverluste des Matrixumrichters</b>	<b>33</b>
4.1	Die Vier-Schritt-Kommutierung . . . . .	33
4.2	Schaltverlustenergie eines Pulszyklus . . . . .	36
4.2.1	Unabhängigkeit der Ausgangsphasen . . . . .	36
4.2.2	Anzahl der Strompfade pro Modulationsperiode . . . . .	36

4.2.3	Wahl der Reihenfolge der Einschaltzeiten in einer Modulationsperiode . . . . .	38
4.2.4	Spannungs- und Strombetrag bei der Kommutierung	40
4.2.5	Einfluß des Pulsmusters . . . . .	41
4.3	Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung . . . . .	44
4.3.1	Zu betrachtender Zeitraum . . . . .	44
4.3.2	Verlustoptimierte Sequenz . . . . .	44
4.3.3	Sichere Sequenz bei großen $m$ oder $n$ . . . . .	75
4.3.4	Verteilung der $m$ und $n$ . . . . .	83
4.3.5	Fehler bei der Betrachtung . . . . .	84
4.4	Schaltverlustleistung des rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichters . . . . .	85
4.5	Vergleich der Ergebnisse . . . . .	87
<b>5</b>	<b>Durchlassverlustleistung des Matrixumrichters</b>	<b>93</b>
5.1	Strompfade des Matrixumrichters . . . . .	93
5.2	Linearisierung der Bauteilkennlinien . . . . .	94
5.2.1	Durchlassverluste von IGBTs . . . . .	94
5.2.2	Durchlassverluste von Dioden . . . . .	97
5.3	Berechnung der Durchlassverlustleistung des Matrixumrichters . . . . .	98
5.4	Die Durchlassverlustleistung des rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichters . . . . .	99
5.5	Vergleich der Ergebnisse . . . . .	100
<b>6</b>	<b>Optimierung der Schaltverlustleistung</b>	<b>107</b>
6.1	Definitionen zur Raumzeigerdarstellung . . . . .	107
6.1.1	Raumzeiger . . . . .	107
6.1.2	Symmetrische Komponenten . . . . .	108
6.2	Steuerverfahren nach Igney (PEZ-Steueralgorithmus) . . . . .	109
6.2.1	Herleitung der Darstellung in Raumzeigern . . . . .	110
6.2.2	Herleitung der Darstellung in Symmetrischen Komponenten . . . . .	113
6.2.3	Lösung der Transfergleichungen . . . . .	114
6.2.4	Transfergleichungen in Abhängigkeit des Eingangsphasenwinkels . . . . .	117
6.2.5	Grenzwerte des aussteuerbaren Bereichs . . . . .	118
6.3	Optimierte Wahl der Stellraumzeigerdreibeine . . . . .	124
6.4	Allgemeines Ergebnis . . . . .	128

<b>7</b>	<b>Simulation verschiedener Betriebspunkte</b>	<b>131</b>
7.1	Kontrolle der Gleichungen aus Kapitel 4.3 durch Vergleich mit den Simulationsergebnissen . . . . .	132
7.2	Variation der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes	132
7.3	Variation der Ausgangsspannung und der Ausgangsblindleistung . . . . .	134
7.4	Variation der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung . . . . .	135
7.5	Bewertung der Ergebnisse . . . . .	136
<b>8</b>	<b>Messung der Verlustleistung</b>	<b>139</b>
8.1	Versuchsaufbau . . . . .	139
8.1.1	Digitale Steuerung . . . . .	139
8.1.2	Leistungsteil . . . . .	142
8.1.3	Netzfilter . . . . .	145
8.1.4	Messverfahren . . . . .	146
8.2	Messergebnisse bei verschiedenen Ausgangsspannungen . .	149
8.3	Messergebnisse bei verschiedenen Ausgangsfrequenzen . .	149
8.4	Vergleich der Messergebnisse mit der Berechnung . . . . .	152
8.5	Zusammenfassung . . . . .	154
<b>9</b>	<b>Auslegungsbeispiele für Matrixumrichter</b>	<b>155</b>
9.1	Auswahl der IGBTs . . . . .	155
9.2	Auswahl des Kühlkörpers . . . . .	159
<b>10</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>161</b>
<b>A</b>	<b>Mathematischer Beweis</b>	<b>165</b>
<b>B</b>	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>169</b>
<b>C</b>	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>177</b>
<b>D</b>	<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>179</b>
<b>E</b>	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>183</b>



# 1 Einleitung

## 1.1 Stromrichter

Als „Frequenzumrichter“ oder kurz „Umrichter“ werden leistungselektronische Schaltungen beschrieben, die aus einer speisenden Energiequelle mit vorgegebener Spannungsamplitude und Frequenz eine einstellbare Spannungsamplitude und Frequenz auf der Ausgangsseite zur Verfügung stellen. Sie grenzen sich damit von der Gruppe der Gleichrichter, der Wechselrichter und der Steller ab. In Bild 1.1 ist die Eingruppierung einiger Beispieltopologien dargestellt.

In dieser Arbeit soll es speziell um den Matrixumrichter gehen, der in die Gruppe der Umrichter gehört. Diese Gruppe von Stromrichtern hat in den letzten Jahren sehr stark an Bedeutung gewonnen. In vielen Bereichen haben Umrichter und Drehstrommaschinen die früher eingesetzten mechanischen Lösungen oder geregelte Gleichstrommaschinen abgelöst. Die Gründe für diesen Wandel liegen in verschiedensten Vorteilen, die je nach Anwendung mehr oder weniger ausschlaggebend sind. Einige der Vorteile des Einsatzes von Umrichtern sind

- Höherer Wirkungsgrad des Gesamtsystems
- Regelbarkeit der Motordrehzahl
- Flexibilität bei der Umkonfiguration auf neue Aufgaben
- Geringere Anschaffungskosten
- Geringere Wartungskosten
- Größere Robustheit
- Geringere Abmessungen des Systems
- Geringeres Gewicht des Systems
- konstante Leistungsaufnahme und konstante Leistungsabgabe

		Einganggröße	
		Gleichspannung	Wechselspannung
Ausgangsgröße	Gleichspannung	<p><b>Steller</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Hochsetzsteller</li> <li>- Tiefsetzsteller</li> <li>- Sperrwandler</li> </ul>	<p><b>Gleichrichter</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Diodengleichrichter</li> <li>- Brückenschaltung mit Thyristoren</li> <li>- Brückenschaltung mit IGBT</li> <li>- Multilevelschaltung</li> </ul>
	Wechselspannung	<p><b>Wechselrichter</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Brückenschaltung mit IGBT (selbstgeführt)</li> <li>- Brückenschaltung mit Thyristoren (Fremdgeführt)</li> <li>- Modular Multilevel Converter</li> <li>- Z-Source-Converter</li> </ul>	<p><b>Umrichter</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- Zwischenkreisumrichter mit Spannungszwischenkreis</li> <li>- Zwischenkreisumrichter mit Stromzwischenkreis</li> <li>- Matrixumrichter</li> </ul>

Abbildung 1.1: Übersicht über die Einteilung der Stromrichtertopologien

Als ein konkretes Beispiel für die Effizienzsteigerung durch den Einsatz von Umrichtern seien Wasserkraftwerke genannt. Bei einer festen Kuppelung vom Generator an das Stromnetz kann die Leistungsabgabe zwar über den Wasserdruck geregelt werden, die Turbinendrehzahl muß aber konstant gehalten werden. Durch die Turbinengeometrie wird dadurch aber auch der Turbinenwirkungsgrad beeinflusst. Wird der Generator nun über einen Umrichter an das Netz angekuppelt, so kann für jeden Wasserdruck die Turbinendrehzahl mit dem jeweils höchsten Wirkungsgrad gewählt werden.

## 1.2 Frequenzumrichtertopologien

Die Topologien der Frequenzumrichter können leicht in mehrere Untergruppen aufgeteilt werden. Ein großer Anteil der am Markt erhältlichen und in der Industrie verbreiteten Umrichter gehört zur Gruppe der Zwischenkreisumrichter. Eine weitere Gruppe bilden die Direktumrichter. Einige typische Vertreter dieser Gruppen werden im Folgenden beschrieben.

### 1.2.1 Zwischenkreisumrichter

Das wesentliche Merkmal der Zwischenkreisumrichter ist die mehrstufige Umformung der elektrischen Größen. So wird zunächst aus der Wechselspannung des Netzes eine Gleichspannung erzeugt. Diese Gleichspannung wird über einen Energiespeicher von einem ausgangsseitigen Wechselrichter entkoppelt, der aus der Gleichspannung die einstellbare Wechselspannung erzeugt. Der Energiespeicher im so genannten „Zwischenkreis“ kann dabei als Zwischenkreiskondensator oder als Zwischenkreisdrossel ausgeführt sein.

#### Spannungszwischenkreisumrichter

Ein Spannungszwischenkreisumrichter mit Diodenbrücke ist in Bild 1.2 abgebildet. Bei dieser Topologie wird die elektrische Energie im Zwischenkreis in einem Kondensator gespeichert. Durch die Diodenbrücke auf der Netzseite der Schaltung kann allerdings keine Energie von der Lastseite in das Netz zurückgespeist werden. Dies ist möglich, wenn auch auf der Netzseite ein selbstgeführter Stromrichter eingesetzt wird, wie in Bild 1.3 dargestellt.

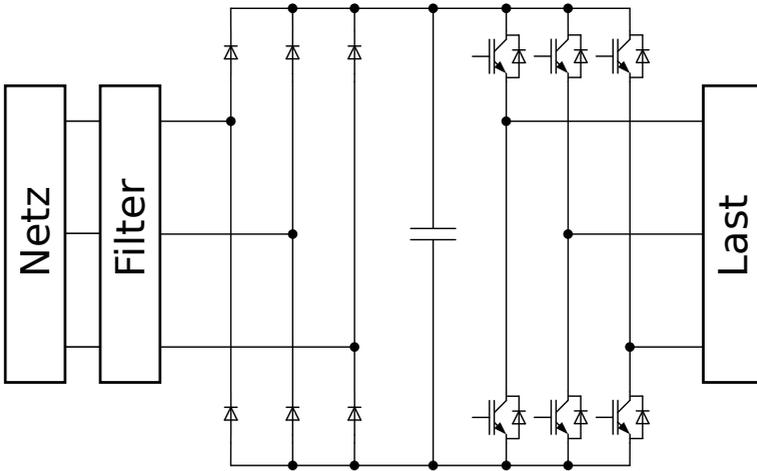


Abbildung 1.2: Schaltung eines Spannungszwischenkreisumrichters mit Diodengleichrichter

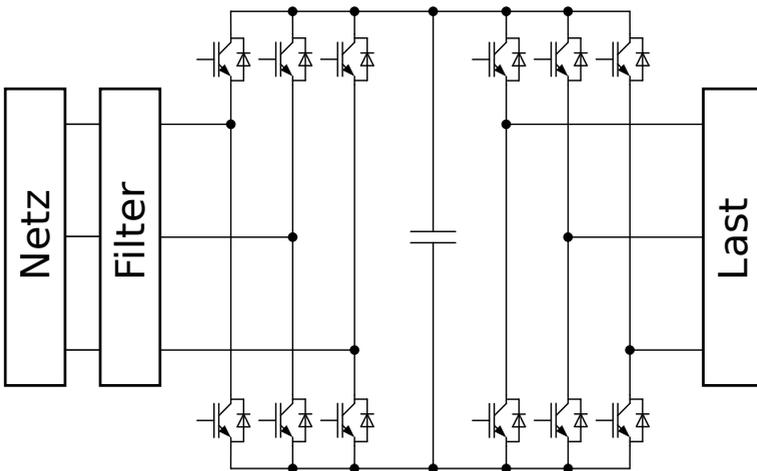


Abbildung 1.3: Schaltung eines rückspeisefähigen Spannungszwischenkreisumrichters aus IGBTs

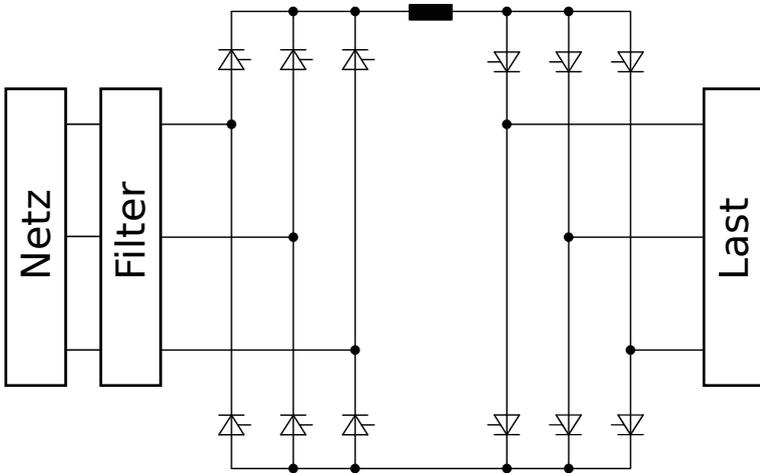


Abbildung 1.4: Schaltung eines fremdgeführten Stromzwischenkreisumrichters

### Stromzwischenkreisumrichter

Zum Aufbau von Stromzwischenkreisumrichtern können Thyristoren eingesetzt werden, wie in Bild 1.4 gezeigt. Der netzseitige Stromrichter regelt den Strom in der Zwischenkreisdrossel durch Variation des Zündwinkels. Die Zwischenkreisdrossel fungiert als Energiespeicher und prägt den Strom für den ausgangsseitigen Stromrichter ein. Dieser einfache Aufbau hat allerdings den Nachteil, daß die zur Kommutierung der lastseitigen Thyristoren erforderliche Blindleistung von der Last zur Verfügung gestellt werden muß. Dieses Problem ergibt sich nicht, wenn auf der Ausgangsseite ein Stromrichter mit Phasenfolgelöschung eingesetzt wird, wie in Bild 1.5 dargestellt. Mit diesem Umrichter können auch Asynchronmaschinen problemlos in einem Frequenzbereich von 5Hz bis 150Hz betrieben werden [1].

### 1.2.2 Direktumrichter

Im Gegensatz zu der Funktionsweise der Zwischenkreisumrichter wird die elektrische Leistung bei Direktumrichtern direkt von der Eingangsseite, ohne Entkopplung durch den Zwischenkreis, an der Lastseite zur Verfü-

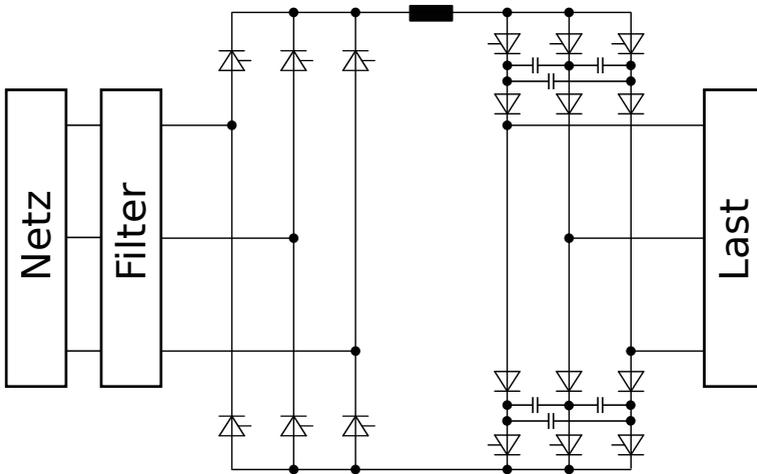


Abbildung 1.5: Schaltung eines Stromzwischenkreisumrichters mit Phasenfolgelöschung

gung gestellt. Der Leistungsteil kann dafür einstufig, wie beim klassischen Matrixumrichter oder zweistufig, wie beim Sparse Matrix Converter [2] aufgebaut sein. Direktumrichter sind grundsätzlich rückspeisefähig, das heißt die Energieflußrichtung ist nicht festgelegt. Trotzdem wird üblicherweise die Netzseite als Eingangsseite bezeichnet und die Maschinenseite als Lastseite oder Ausgangsseite.

### Cycloconverter

Der ursprünglichste Vertreter der Direktumrichter ist unter dem Namen „Cycloconverter“ bekannt. Die Schaltung ist in Bild 1.6 dargestellt. Mit diesem Aufbau kann ein hoher Wirkungsgrad und eine sehr hohe Durchgangsleistung von mehreren Megawatt erreicht werden [3]. Die Schaltfrequenz ist aber begrenzt, da die Kommutierungen nur netzgeführt stattfinden. Auch wenn der theoretische Bereich der möglichen Ausgangsfrequenzen von 0Hz bis zur Netzfrequenz reicht, so können mit dieser Topologie praktisch nur Ausgangsfrequenzen bis in den Bereich der halben Eingangsfrequenz genutzt werden. Bei höheren Ausgangsfrequenzen stellen sich auf der Eingangsseite unerwünschte Stromüberschwingungen mit hoher Amplitude ein.

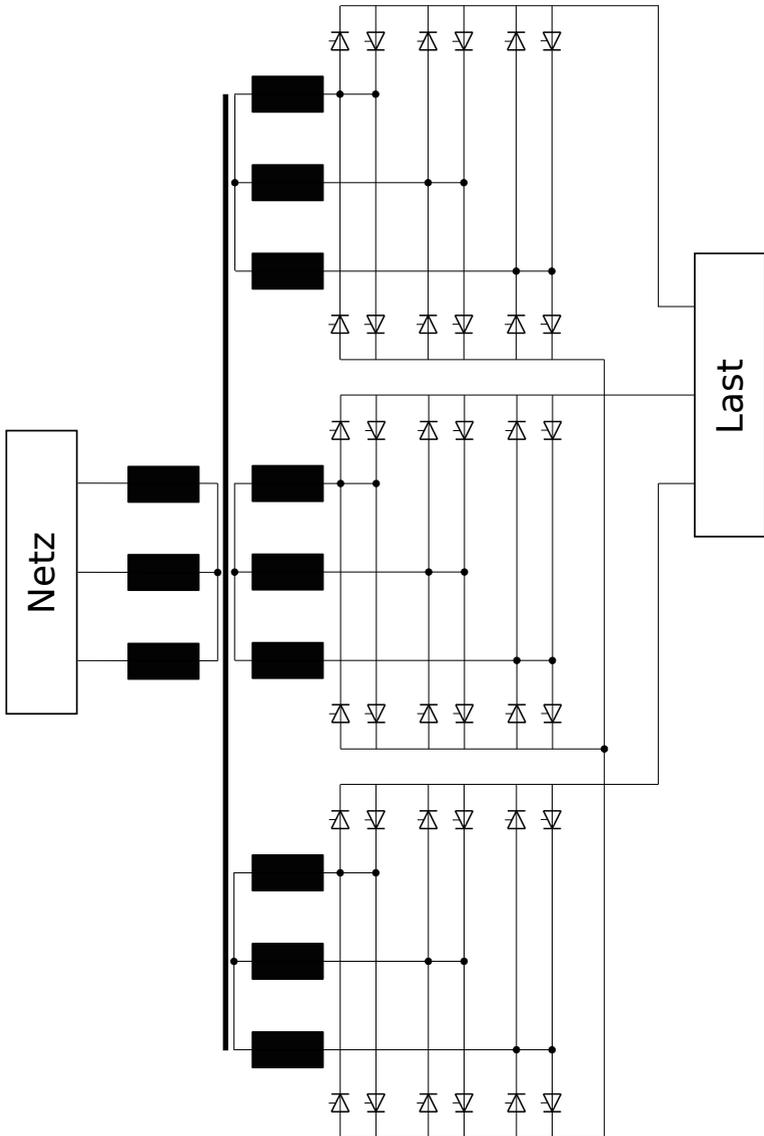


Abbildung 1.6: Schaltung eines Cycloconverters.

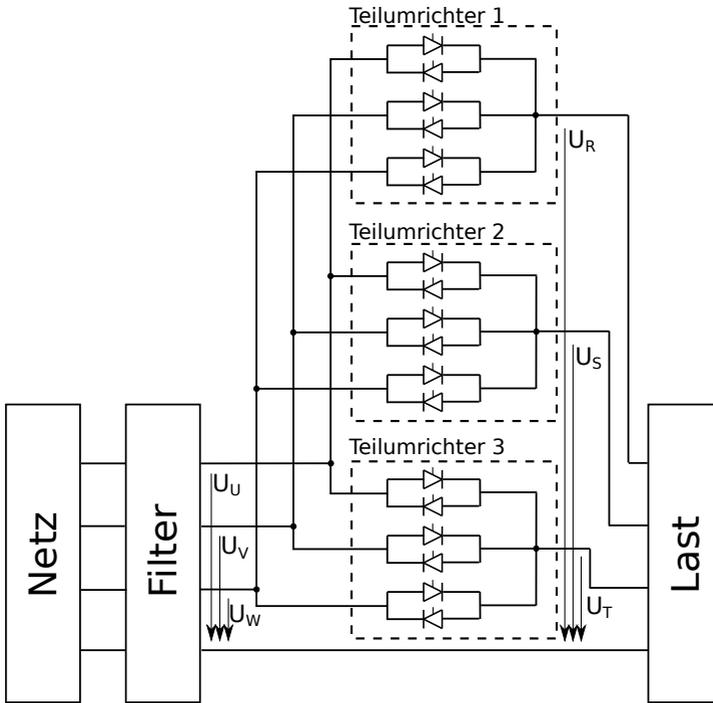


Abbildung 1.7: Schaltung des Direktumrichters aus drei Mittelpunktschaltungen.

### Matrixumrichter

Im Jahr 1976 veröffentlichten Gyugyi und Pelly ihr Standardwerk zu Direktumrichtern „Static Power Frequency Changers“ [4]. In dieser Ausarbeitung wird die Theorie der Direktumrichter allgemein bearbeitet und es wird auf weitere Möglichkeiten der Konstruktion von Direktumrichtern eingegangen. Gyugyi und Pelly gehen dabei auch auf den Direktumrichter aus drei Mittelpunktschaltungen mit bidirektionalen, abschaltbaren Schaltern ein. Diese Schaltung (Bild 1.7) kann ohne eine Änderung der Verbindungen so umgezeichnet werden, daß die bidirektionalen Schaltelemente in drei Reihen und drei Zeilen angeordnet sind (Bild 1.8).

Die Darstellung des Umrichters als Matrix führte in den Arbeiten von Alesina und Venturini [5] zur Namensgebung „Matrixumrichter“. Alesina und

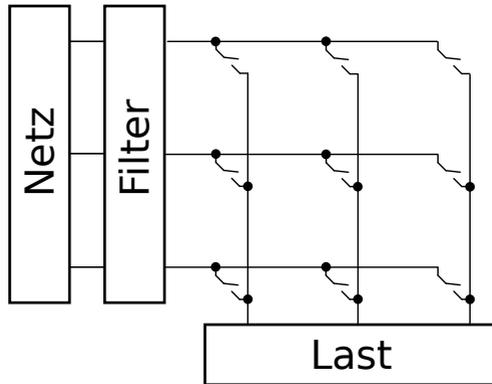


Abbildung 1.8: Schaltung eines Matrixumrichters. Die bidirektionalen Halbleiterschaltenelemente sind allgemein als Schalter dargestellt.

Venturini befassten sich mit Steuerverfahren des Matrixumrichters bei hohen Schaltfrequenzen und sie konnten zeigen, daß die maximal erreichbare Ausgangsspannung bei  $\sqrt{3}/2$  der Ausgangsspannung liegt.

Ein weiterer Meilenstein in der Entwicklung des Matrixumrichters konnte 2006 erreicht werden, indem von Igeney der maximale Steuerbereich des Eingangsblindstroms ermittelt wurde [6].

Für die Industrie hat die Firma Yaskawa im Jahr 2006 erstmals einen Matrixumrichter kommerziell angeboten, heute stellt die Firma mit dem U1000 einen Industriumrichter her, der mit einer Ausgangsleistung von 260kW erhältlich ist [7]. Auch die Firma Fuji gab 2006 bekannt, eigene Matrixumrichter unter dem Namen Frenic-MX mit bis zu 30kW anzubieten [8]. Für diese Umrichter wurde von Fujielectric ein extra Halbleitermodul mit 18 integrierten IGBTs hergestellt.

Ein besonderer Erfolg konnte im Jahr 2015 erreicht werden. Einer Forschergruppe gelang es einen Matrixumrichterprototypen aufzubauen, der eine Leistungsdichte von  $20\text{kVA}/\text{dm}^3$  erreichte [9]. Auch diese Errungenschaft zeigt das enorme Potential dieser Topologie.

Einige grundsätzliche Vorteile der Matrixumrichtertopologie sind im Fol-

genden aufgezählt:

- Die Eingangsblindleistung ist innerhalb eines vom Betriebspunkt abhängigen Bereichs einstellbar.
- Die Baugröße des Umrichters ist gegenüber dem Zwischenkreisumrichter gering.
- Die einstufige Umformung verspricht einen hohen Umrichterwirkungsgrad.
- Der Umrichter kommt ohne Elektrolytkondensatoren aus und ist daher langlebig.

Gegenüber dem Zwischenkreisumrichter mit selbstgeführten Brückenschaltungen ergeben sich allerdings auch einige Nachteile:

- Die vergleichsweise komplizierten Steuerverfahren erfordern leistungsfähigere Prozessoren.
- Da es keine passiven Freilaufpfade gibt, muß ein geeignetes Schutzkonzept mit eingeplant werden.
- Die Eingangsblindleistung kann nur in Grenzen beeinflusst werden, die von der Ausgangsleistung abhängig sind.
- Die Ausgangsspannung ist auf das Maximum von  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  der Eingangsspannung begrenzt.

### 1.3 Ziele der Arbeit

Eines der Argumente für den Einsatz eines Matrixumrichters ist die hohe Leistungsdichte, die mit dieser Topologie erzielt werden kann. Um das Bauvolumen des Umrichters auf ein Minimum zu reduzieren, muß vor allem auch das Volumen des Kühlkörpers und des Eingangsfilters minimiert werden.

Zur Minimierung des Eingangsfilters muß die Schaltfrequenz, eventuell mit den Möglichkeiten der neuen SiC – Bauelemente, erhöht werden. Bisher liegt diese Frequenz typischerweise unterhalb von 20kHz. Das anzustrebende Ziel wäre eine Schaltfrequenz im Bereich von 50kHz bis 100kHz [9]. Bei dieser hohen Schaltfrequenz stellt sich natürlich die Frage nach den

dadurch hervorgerufenen Schaltverlusten. Eine Reduktion der Baugröße des Filters auf Kosten übermäßig wachsender Verlustleistung erscheint nicht sinnvoll.

Zur Minimierung des Kühlkörpers müssen die Gesamtverluste des Umrichters im schlechtesten Betriebspunkt bekannt sein. Somit kann der kleinstmögliche Kühlkörper gewählt werden.

Als Ziel dieser Arbeit gilt es also die Verlustleistung des Matrixumrichters so zu bestimmen, daß

- ein Vergleich der Effizienz des Umrichters mit anderen Umrichtertypen auch bei hohen Schaltfrequenzen ermöglicht wird.
- die Berechnung der Verlustleistung die Auswahl des kleinstmöglichen Kühlkörpers ermöglicht.
- das Ergebnis eine Hilfestellung bei der Bauteilauswahl darstellt.

### 1.3.1 Die Schaltverlustleistung des Matrixumrichters

Die Frage nach der Schaltverlustleistung soll in dieser Arbeit aus mehreren Perspektiven bearbeitet werden.

- Insbesondere für den Zwischenkreisumrichter mit Spannungszwischenkreis existiert eine einfache Gleichung, mit der die Schaltverluste berechnet werden können [10]. In dieser Arbeit soll eine ähnlich einfache, algebraische Gleichung für die Schaltverluste des Matrixumrichters entwickelt werden. Die Gleichung soll als Handwerkszeug des Entwicklungsingenieurs dienen und eine passende Auslegung des Kühlkörpers im Entwurf ermöglichen. Die Gleichung soll außerdem einen einfachen Vergleich der Schaltverluste des Matrixumrichters mit den Schaltverlusten des Zwischenkreisumrichters zulassen.
- Zusätzlich soll in dieser Arbeit ein Modulationsverfahren beschrieben werden, mit dem der Matrixumrichter mit minimaler Schaltverlustleistung betrieben werden kann, ohne dadurch den Betriebsbereich einzuschränken. Die Tauglichkeit dieses Verfahrens wird durch die Simulation des Aufbaus und durch eine Messreihe an einem realen Umrichter bewiesen.

Die tatsächliche Schaltverlustleistung jedes Matrixumrichters wird immer innerhalb des Bandes liegen, das durch die beiden Ergebnisse aufgespannt wird.

### 1.3.2 Die Durchlassverlustleistung des Matrixumrichters

Für einen Vergleich der Wirkungsgrade zwischen Matrixumrichter und Zwischenkreisumrichter müssen auch die Durchlassverluste betrachtet werden. Ebenso wie für die Schaltverluste soll in dieser Arbeit für die Durchlassverluste des Matrixumrichters eine einfache, algebraische Gleichung hergeleitet werden.

## 1.4 Stand der Technik zur Ermittlung der Verlustleistung des Matrixumrichters

In bisherigen Arbeiten wurde die Schaltverlustleistung nur in einzelnen Betriebspunkten oder eingeschränkten Szenarien untersucht.

Viele Artikel befassen sich damit, die Schaltverluste durch die Simulation des Umrichters zu berechnen und bieten keine analytische Lösung dieses Problems an. Zu diesen Artikeln gehören beispielsweise [11], [12], [13], [14], [15], [16], [17] und [18].

Ein analytischer Ansatz zur Berechnung der Schaltverluste wurde im Artikel „Analysis and Evaluation of Bi-Directional Power Switch Losses for Matrix Converter Drive“ gewählt [19]. Der Artikel enthält allerdings die unzulässige Annahme, daß die Schaltverlustenergie aus den zeitlichen Mittelwerten der an der Schalthandlung beteiligten Ströme und Spannungen über eine Ausgangsperiodendauer berechnet werden kann. Die Gleichungen führen damit nicht zum korrekten Ergebnis.

Der Artikel „Analytical Calculation of the Conduction and Switching Losses of the Conventional Matrix Converter and the (Very) Sparse Matrix Converter“ [20] beschreibt einen möglichen Ansatz zur Lösung des Problems. Zunächst wird abschnittsweise die Schaltverlustleistung eines einzelnen Schalters in Abhängigkeit des Eingangsspannungswinkels und des Ausgangsstromwinkels bestimmt. Danach wird der Mittelwert der Verlustleistungen über alle Winkel des Stromes und der Spannung gebildet und die Summe über alle Schalter berechnet um die gesamte mittlere Verlustleistung zu erhalten. Das beschriebene Verfahren liefert im Gegensatz zu dem in dieser Arbeit dargestellten Ansatz keine Aussagen für ganzzahlige Verhältnisse von Eingangsfrequenz und Ausgangsfrequenz und es wird ausschließlich auf die Betrachtung des Modulationsverfahrens „virtual DC-link modulation“ bei einer konkret angegebenen Kommutierungsfolge eingegangen.

In „Measurement-Based Analytical Model of Conduction and Switching Losses of Three-Phase AC-DC Matrix Rectifier“ [21] werden die Verluste eines Umrichters beschrieben, der ausschließlich Gleichspannungen erzeugen kann und dem klassischen Matrixumrichter nur ähnlich ist.

Im 2002 erschienenen Artikel „Schaltverhalten und Beanspruchung bidirektionaler Schalter in Matrixumrichtern“ [22] wird nur auf die Verlustenergie einer einzelnen, isoliert betrachteten Schalthandlung eingegangen. Eine Betrachtung der gesamten Verlustleistung des Matrixumrichters wird nicht vorgenommen.

Die umfassendste Analyse der Verlustleistung des Matrixumrichters wird in „Semiconductor Power Loss Comparison of Space-Vector Modulated Direct and Indirect Matrix Converter“ [23] durchgeführt. Der Artikel bezieht sich allerdings ausschließlich auf das in [24] beschriebene Modulationsverfahren mit der dort beschriebenen Kommutierungsfolge.

In der Dissertation „Der Einfluss des Kommutierungsverfahrens auf die Schaltverluste des Matrixumrichters sowie die Matrixumrichter-basierte Anwendung der Direkten Drehmomentregelung bei der Synchronmaschine“ [25] wird sehr detailliert der Einfluß verschiedener Kommutierungsverfahren beschrieben. Dabei wird den klassischen Kommutierungsverfahren insbesondere das Kommutierungsverfahren mit schaltbarem Freilaufkreis gegenübergestellt. Die Gesamtverluste des Umrichters werden allerdings numerisch in einer Simulation des Umrichters bestimmt.

Die analytische Beschreibung der Durchlassverluste wurde bisher schon in einigen Papers korrekt wiedergegeben ([14], [15], [19]) und soll hier nur der Vollständigkeit halber noch einmal beschrieben werden.



# 2 Grundlagen zum Matrixumrichter

Der Matrixumrichter ist eine leistungselektronische Schaltung zur Erzeugung einer dreiphasigen Ausgangsspannung mit einstellbarer Frequenz und Amplitude. Dabei ist im Schaltungskonzept kein Energiespeicher im Leistungsteil vorgesehen, die Umformung geschieht in einer einzigen leistungselektronischen Stufe.

## 2.1 Aufbau

Wie in Bild 2.1 dargestellt, ist das Leistungsteil des Matrixumrichters so aufgebaut, daß mit neun Schaltelementen jede der drei Eingangsphasen mit jeder der drei Ausgangsphasen verbunden werden kann. Diese Schaltelemente müssen sowohl Spannungen beider Polaritäten sperren können, als auch Ströme in beiden Richtungen leiten können. Da solche Schaltelemente nicht als monolithische Halbleiterbauelemente verfügbar sind, werden sie üblicherweise aus IGBTs und Dioden zusammengesetzt. Mögliche Konfigurationen der Schalter sind in Bild 2.2 dargestellt. Seit wenigen Jahren lassen sich diese Schalter auch durch rückwärts sperrfähige IGBTs wie in Bild 2.3 gezeigt realisieren. Diese Bauteile versprechen geringere Durchlassverluste als die Kombination von herkömmlichen IGBTs und Dioden [26] [27]. Der Aufbau dieser IGBTs hat allerdings einen negativen Einfluß auf die Schalteigenschaften, wodurch eventuell erhöhte Schaltverluste entstehen [25] [28] [29].

## 2.2 Steuerverfahren für Pulsweitenmodulation

Zur Modulation der Spannung einer Ausgangsphase werden die drei Eingangsspannungen  $U_U$ ,  $U_V$  und  $U_W$  aus Bild 2.4 nacheinander auf die betreffende Ausgangsphase R, S und T durchgeschaltet. Bei einer Schalt-

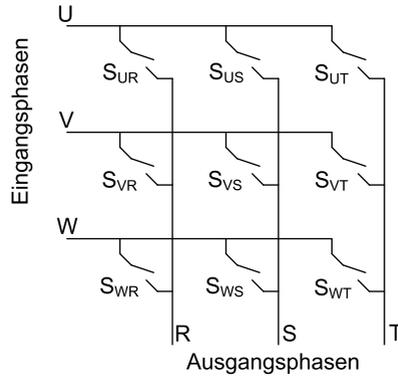


Abbildung 2.1: Isoliert dargestelltes Schema des Leistungsteils des Matrixumrichters. Die Eingangsphasen werden durch U, V und W gekennzeichnet und die Ausgangsphasen sind mit R, S und T beschriftet.

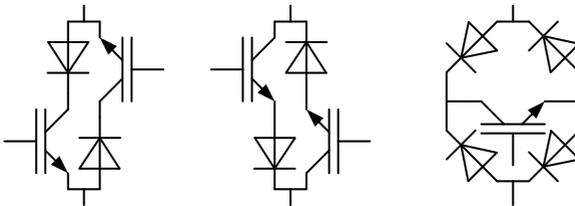


Abbildung 2.2: Mögliche Konfigurationen für Schaltelemente des Matrixumrichters aus IGBTs und Dioden

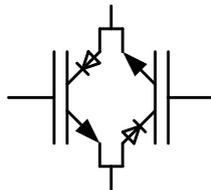


Abbildung 2.3: Schaltelement aus zwei rückwärts sperrfähigen IGBTs

frequenz, die um Größenordnungen über der Frequenz der Eingangsspannung liegt, kann die Eingangsspannung während einer Modulationsperiode als nahezu konstant betrachtet werden. Die Ausgangsspannung ergibt sich damit als Summe der durch das Einschaltverhältnis gewichteten Eingangsspannungen.

Durch die Schalthandlungen werden gleichzeitig die Ausgangsströme der Ausgangsphasen nacheinander auf die Eingangsphasen durchgeschaltet. Das Einschaltverhältnis der neun bidirektionalen Schalter muß also so gewählt werden, daß die Ausgangsspannung und der Eingangsstrom dem Sollwert folgen. Für die Berechnung der Einschaltzeiten der neun Schalter wurden diverse Steuerverfahren veröffentlicht, die symmetrische, sinusförmige Ausgangsspannungssysteme und Eingangsstromsysteme erzeugen. So wurde beispielsweise von Venturini und Alesina 1988 ein Verfahren vorgestellt, mit dem bei einstellbarem Eingangsblindstrom die maximale Ausgangsspannung erreicht werden kann [30].

Einen weiteren Entwicklungsschritt stellten Verfahren mit „virtuellem Zwischenkreis“ dar [31] und später konnten auch für den Matrixumrichter die Einschaltzeiten mit Hilfe von Raumzeigern berechnet werden [32] [33].

Im Jahr 2006 wurde das theoretische Maximum des Einstellbereichs der Eingangsblindleistung ermittelt und ein Steuerverfahren vorgestellt, das sowohl dieses Maximum als auch das Maximum der möglichen Ausgangsspannung erreichen kann [6].

## 2.3 Schaltkombinationen

Die Eigenschaft der spannungseinprägenden Eingangsseite und der stromeinprägenden Ausgangsseite ist für die Auswahl der Schaltkombinationen maßgebend. So dürfen niemals zwei Schalter, die der gleichen Ausgangsphase zugeordnet werden, gleichzeitig geschlossen werden. Dies würde eine Kurzschlußverbindung der eingangsseitigen Spannungsquellen darstellen und die Halbleiterschalter durch den Kurzschlußstrom zerstören. Außerdem darf der Strom einer Ausgangsphase keinesfalls unterbrochen werden. Die stromeinprägende Eigenschaft der Ausgangsseite hat ihren Ursprung üblicherweise in dem induktiven Anteil der angeschlossenen Last. Fließt ein Strom durch diese Induktivität und alle Schalter der Phase werden geöffnet, so steigt die Spannung am Schalter je nach Schaltgeschwindigkeit wiederum auf einen hohen Wert an, der den Schalter zerstören kann.

Insgesamt ergeben sich aus diesen Bedingungen 27 mögliche Schaltkombi-

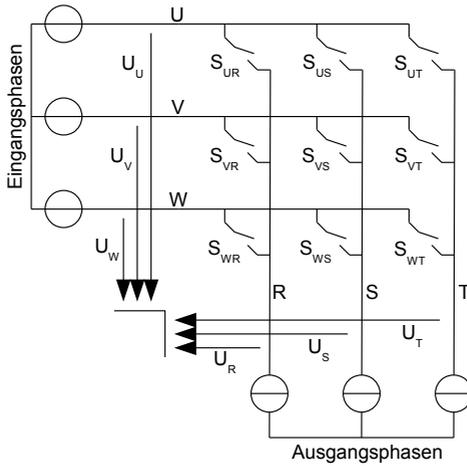


Abbildung 2.4: Die Ausgangsspannungen werden durch Pulsweitenmodulation der drei eingprägten Eingangsspannungen moduliert. Die Eingangsströme setzen sich aus den eingprägten Ausgangsströmen zusammen.

nationen.

Trotz der Einschränkungen muß der Strom durch Schalthandlungen dazu gebracht werden können, von einer Eingangsphase auf eine andere Eingangsphase zu kommutieren. Dafür wurden diverse Möglichkeiten erdacht, von denen die Vier-Schritt-Kommutierung sehr verbreitet ist [34] [35] [36]. Die Funktionsweise der Vier-Schritt-Kommutierung wird im Kapitel 4.1 detailliert beschrieben.

## 2.4 Filter

Durch die Schalthandlungen der Schaltermatrix ergeben sich steile Flanken im Stromverlauf der Eingangsseite. Durch die Netzimpedanz stellt das Versorgungsnetz allerdings keine ideale Spannungsquelle dar und kann diese Stromform deshalb nicht zur Verfügung stellen. Abhilfe schafft ein kapazitives Filter am Eingang des Umrichters. Um Resonanzeffekten zwischen der Kapazität und der Induktivität des Versorgungsnetzes bei hohen Frequenzen vorzubeugen, wird noch eine zusätzliche Induktivität auf der Netzseite eingebaut. Die Resonanzfrequenz des Filters wird dadurch auf unkritische Werte herabgesetzt.

Der vollständige Aufbau des Matrixumrichters enthält also, wie in Bild 2.5 dargestellt, immer ein Netzfilter und die Schaltermatrix.

## 2.5 Vor- und Nachteile

Die Vorteile des Matrixumrichters gegenüber herkömmlichen Zwischenkreisumrichtern liegen im Wesentlichen bei folgenden Punkten:

- Der Matrixumrichter kommt bis auf das Netzfilter ohne große Energiespeicher aus. Diese werden beim Zwischenkreisumrichter üblicherweise aus Elektrolytkondensatoren aufgebaut. Der Verzicht auf diese Kondensatoren verspricht eine hohe Lebenserwartung des Umrichters auch bei extremen Umgebungsbedingungen wie Hitze und Feuchte.
- Die Größe der Filterkondensatoren ist vor allem von der Schaltfrequenz des Umrichters abhängig. Wird diese ausreichend groß gewählt, so können die Kondensatoren sehr klein ausgelegt werden. Prinzipiell lassen sich Matrixumrichter dadurch in kleineren Bauvolumen herstellen als herkömmliche Zwischenkreisumrichter.

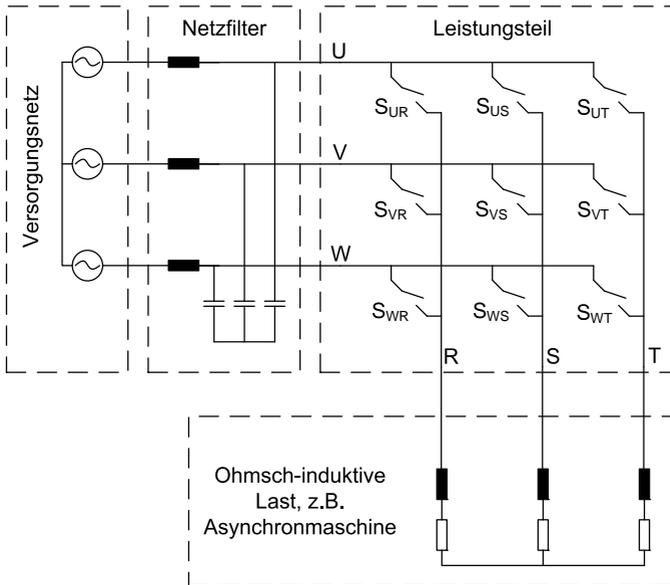


Abbildung 2.5: Der vollständige Aufbau eines Matrixumrichters

- Da der Strom von der Netzseite zur Lastseite immer über genau einen Schalter fließt, kann der Wirkungsgrad des Matrixumrichters höher sein, wenn diese Schalter aus rückwärts sperrenden IGBTs aufgebaut werden. Dieser Sachverhalt wird in Kapitel 5 genauer untersucht.
- Der Matrixumrichter ist grundsätzlich rückspeisefähig.
- Durch geeignete Modulation können auf der Netzseite sinusförmige Ströme und auch Blindströme eingepreßt werden.

Dem stehen folgende Nachteile des Matrixumrichters gegenüber:

- Die maximale Ausgangsspannung ist auf  $U_{A,\max} = \sqrt{3}/2 \cdot U_E$  begrenzt [30].
- In der Schaltung existieren keine passiven Freilaufpfade, über die der Laststrom fließen kann, wenn alle Schalter geöffnet werden.
- Sowohl die Kommutierungssteuerung, als auch die Auswahl der Schaltzustände sind deutlich komplizierter als beim herkömmlichen Zwischenkreisumrichter.
- Es werden 9 bidirektionale Schaltelemente benötigt, die jeweils entweder aus zwei rückwärts sperrfähigen IGBTs oder aus zwei IGBTs und zwei Dioden bestehen. Demgegenüber benötigt der rückspeisefähige Zwischenkreisumrichter 12 IGBTs und 12 Dioden.
- Netzüberspannungen aus dem Versorgungsnetz liegen direkt an allen Halbleitern an. Die Halbleiter müssen auf diese hohen Belastungen ausgelegt werden.

Soll der Matrixumrichter eine wirtschaftliche Bedeutung erlangen, so müssen die Vorteile gezielt herausgearbeitet und die Nachteile überwunden werden. Dies bedeutet im Einzelnen folgendes:

- Die Pulsfrequenz muß möglichst hoch gewählt werden, damit der Eingangsfilter möglichst klein ausgelegt werden kann.
- Für die Schaltelemente müssen rückwärts sperrfähige IGBTs eingesetzt werden, um die Durchlassverluste zu reduzieren.
- Es muß eine günstige aber sichere Zusatzbeschaltung aufgebaut werden, die den Umrichter schützt, wenn alle Ventile geöffnet werden.

- Es müssen leistungsfähige Prozessoren eingesetzt werden, die auch komplizierte Steuerverfahren ausreichend schnell berechnen können.
- Alle hitzeempfindlichen Bauteile müssen eliminiert werden, um durch höhere Kühlkörpertemperaturen ein kleineres Kühlkörpervolumen zu erreichen.

# 3 Schaltverluste von IGBTs

## 3.1 Detaillierte Betrachtung eines Schaltvorgangs

Die Schaltverluste an Halbleiterschaltelementen werden durch den zeitlichen Verlauf der Spannung und des Stromes während des Schaltvorganges bestimmt. Der prinzipielle Verlauf soll hier am Beispiel einer Tiefsetzstellerschaltung mit IGBT als Schaltelement erläutert werden. In Bild 3.1 ist die Beispielschaltung mit den relevanten Bauelementen und elektrischen Größen dargestellt. Der Zeitverlauf der Größen wird in der Abbildung 3.2 vereinfacht qualitativ dargestellt.

Zu Beginn des Verlaufs ist das Gate des IGBTs entladen und die Spannung  $U_{dd}$  liegt an der Kollektor-Emitter-Strecke des IGBTs an. Der gesamte Laststrom fließt durch die Diode. Durch den IGBT fließt nur ein vernachlässigbar kleiner Sperrstrom. Dieser ist so gering, daß die Verlustleistung im IGBT nahe zu Null ist.

Zum Zeitpunkt  $t_1$  überschreitet  $U_{GE}$  die Schwellenspannung  $U_{GE(th)}$ . Das bedeutet, daß der IGBT auf der Kollektor-Emitter-Strecke leitfähig wird. Durch die angelegte Spannung  $U_{dd}$  kommt es ab diesem Zeitpunkt zu einem Stromfluß  $I_C$  durch den IGBT. Der Strom  $I_C$  steigt an, während die Spannung  $U_{dd}$  noch vollständig am IGBT anliegt, da die Diode in diesem Zeitpunkt noch keine Sperrspannung aufnehmen kann. Dies hat einen Anstieg der Verlustleistung im IGBT zur Folge. Während das Gate weiter geladen wird ergibt sich ein Plateau in der Gate-Emitterspannung  $U_{GE(pl)}$  und in der Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE(pl)}$ . Dieses sogenannte „Miller-Plateau“ bildet sich durch Potentialverschiebungen und dadurch hervorgerufene Kapazitätsänderungen im IGBT.

Zum Zeitpunkt  $t_2$  hat der Kollektorstrom dann sein Maximum erreicht und ist sogar über den konstanten Laststrom  $I_L$  angestiegen. Der gesamte Laststrom fließt in diesem Moment durch den IGBT, die zusätzliche Stromkomponente hat als Ursache den Diodenrückstrom. Da die Spannung  $U_{dd}$  noch immer an der Kollektor-Emitter-Strecke anliegt, ent-

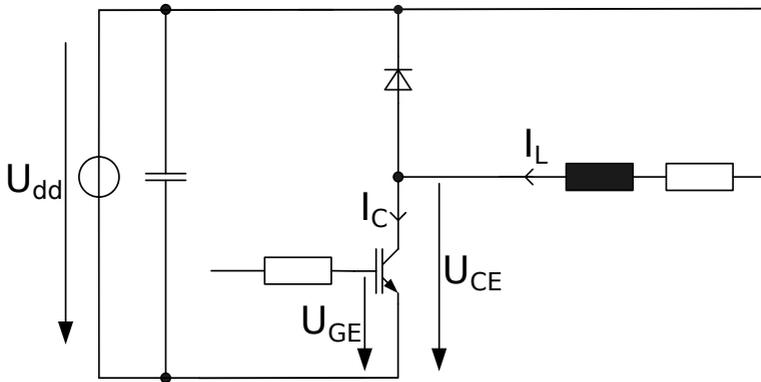


Abbildung 3.1: Tiefsetzstellerschaltung zur Verdeutlichung der Strom- und Spannungsverläufe beim Kommutieren

steht in diesem Moment im IGBT die höchste Verlustleistung des Einschaltvorgangs. Ab diesem Zeitpunkt beginnt die Diode Sperrspannung aufzunehmen. Proportional dazu reduziert sich die die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  und die Verlustleistung im IGBT sinkt steil ab.

Zum Zeitpunkt  $t_3$  hat die Diode die Sperrspannung übernommen und die Potentialverschiebungen sind damit abgeschlossen. Die Gatespannung steigt weiter an und erreicht ihren Endwert zum Zeitpunkt  $t_4$

Danach fließt der Laststrom  $I_L$  durch den IGBT. Die Spannung  $U_{CE}$  bleibt währenddessen konstant auf dem Wert der Durchlassspannung  $U_{CE(sat)}$ . In dieser Phase entsteht im IGBT die Durchlassverlustleistung. Der Ausschaltvorgang wird initialisiert, indem die Gatekapazität ab dem Zeitpunkt  $t_5$  entladen wird. Die Gate-Emitter-Spannung sinkt bis zum Zeitpunkt  $t_6$  ab. In diesem Moment beginnt der IGBT Sperrspannung an der Kollektor-Emitter-Strecke aufzubauen. Da noch der vollständige Laststrom durch das Bauteil fließt beginnt in diesem Moment auch die Verlustleistung stark anzusteigen. Es ergeben sich wie beim Einschalten Potentialverschiebungen, die dazu führen, daß die Gate-Emitter-Spannung nicht weiter sinkt, obwohl das Gate weiter entladen wird.

Zum Zeitpunkt  $t_7$  überschreitet gerade  $U_{CE}$  die Versorgungsspannung  $U_{dd}$  und der Strom durch den IGBT beginnt zu fallen. Die zusätzliche Spannungskomponente rührt von Streuinduktivitäten im Kommutierungskreis her. Durch die Stromänderung in diesen Streuinduktivitäten wird der zu-

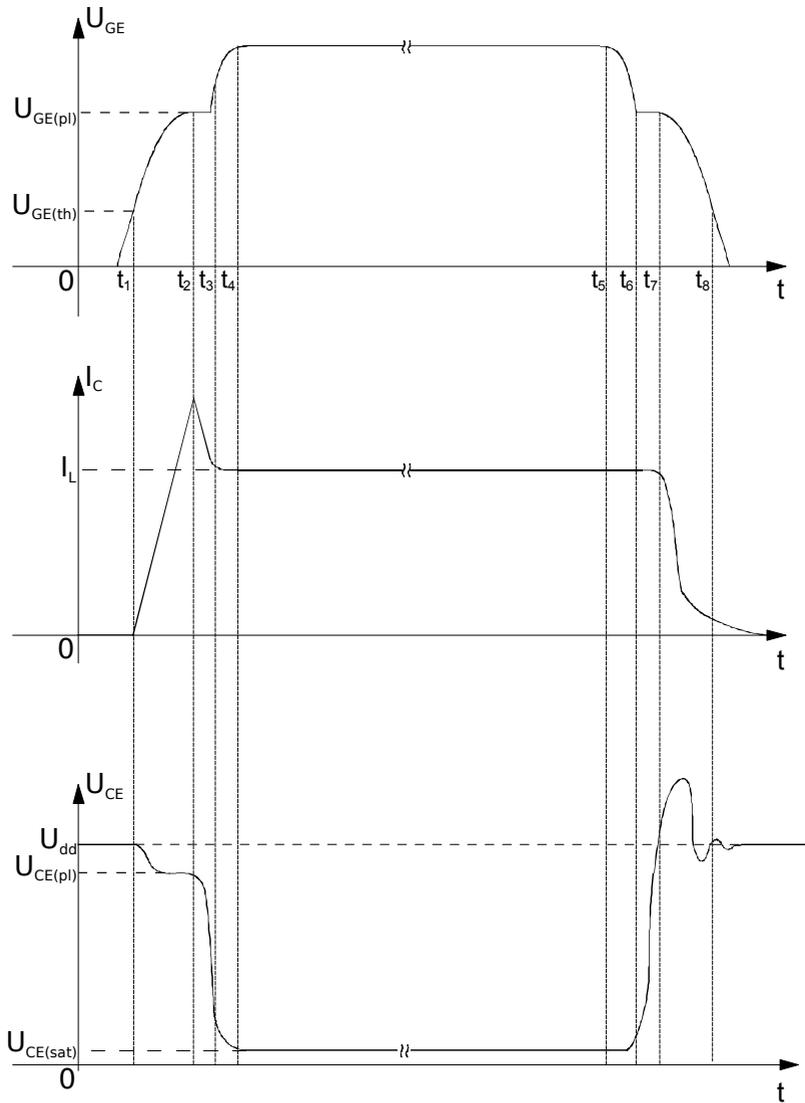


Abbildung 3.2: Qualitativer, zeitlicher Verlauf der Spannungen und Ströme am schaltenden Leistungshalbleiter [37].

sätzliche Spannungsanteil induziert.

Ab dem Zeitpunkt  $t_8$  unterschreitet die Gate-Emitter-Spannung die Schwellenspannung. Am IGBT liegt nur noch die Versorgungsspannung  $U_{dd}$  an. Es fließt allerdings noch ein Tailstrom durch den IGBT bis die letzten freien Ladungsträger rekombiniert sind. Erst wenn dieser Stromschweif endet, ist die im IGBT umgesetzte Verlustleistung so gering, daß sie vernachlässigt werden kann.

Wie der Beispielverlauf zeigt, sind zur genauen Bestimmung des Verlaufs der Schaltverlustleistung sehr viele Parameter des IGBTs und der Schaltung notwendig. Dazu gehören vor allem auch die Streuinduktivitäten der diversen Verbindungen sowie die parasitären Kapazitäten, die je nach Aufbau sehr unterschiedlich sein können. Weiterhin muß das Schaltverhalten der konkreten Halbleiter im Zusammenspiel mit der gewählten Gatebeschaltung und den Betriebsbedingungen genau bekannt sein. Die Ermittlung sämtlicher erforderlicher Parameter ist nur durch aufwändige Messungen am konkreten Umrichteraufbau möglich. Für die Abschätzung der Schaltverluste in der Planungsphase eines Umrichters wird die Berechnung darum üblicherweise sehr stark vereinfacht durchgeführt.

Nach [37] [38] [39] [40] können die Schaltverluste aus den Datenblattangaben der Halbleiter interpoliert werden. Die Formeln dazu sind in den Abschnitten 3.2.1 bis 3.2.5 beschrieben. Das beschriebene vereinfachte Verfahren liefert keine sehr exakten Ergebnisse für die Schaltverlustleistung. Es ermöglicht aber den Vergleich von verschiedenen Topologien und Steuerverfahren hinsichtlich der Schaltverluste und ist ausreichend genau, um im Entwurf eines Umrichters einen geeigneten Kühlkörper für den Aufbau zu bestimmen.

## 3.2 Vereinfachte Bestimmung der Schaltverlustenergie

### 3.2.1 Hartes Ausschalten

Hartes Ausschalten liegt dann vor, wenn durch eine Schalthandlung zunächst eine Spannung am betrachteten Bauelement aufgebaut werden muß, um den Stromfluß durch dieses Element zu unterbrechen. In Bild 3.3 sind die relevanten Elemente vor und nach einer harten Schalthandlung abgebildet. In diesem Beispiel kommutiert der Strom auf einen Pfad mit Diode und Stromquelle. Diejenigen Strompfade, in denen sich der Strom-

fluß durch die Schalthandlung ändert werden als „Kommutierungskreis“ bezeichnet.

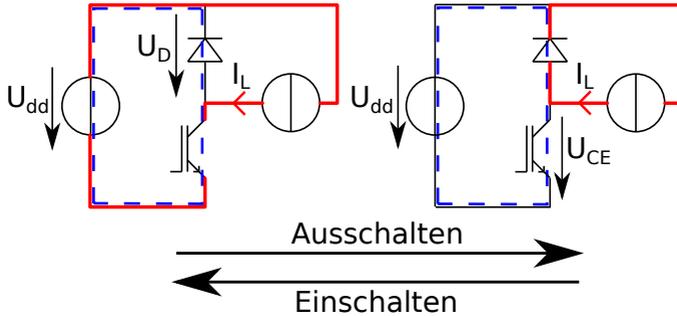


Abbildung 3.3: Einfaches Schaltungsbeispiel zum harten Schalten des IGBTs. Angedeutet sind in Rot die Strompfade vor und nach der Schalthandlung. In Blau ist der Kommutierungskreis eingezeichnet.

Für das Ausschalten des IGBT sind im Datenblatt des Bauteils üblicherweise folgende Kennlinien angegeben:

- Eine Kennlinie der Schaltverlustenergie  $E_{\text{off}}$  in Abhängigkeit des Stromes
- Eine Kennlinie der Schaltverlustenergie  $E_{\text{off}}$  in Abhängigkeit des Gatewiderstandes

Als Beispiel für entsprechende Kennlinien sind in Bild 3.4 alle Kennlinien zur Schaltverlustenergie aus dem Datenblatt des IGBT STGW25M120DF3 von ST Microelectronics abgebildet. Als weitere Einflussgrößen, bei denen die Schaltverlustenergien gemessen wurden, werden genannt:

- Die Kollektor-Emitter-Spannung am Bauelement  $V_{CC}$
- Die Gatespannung  $V_{GE}$
- Der Gatewiderstand  $R_g$
- Die Chiptemperatur  $T_j$

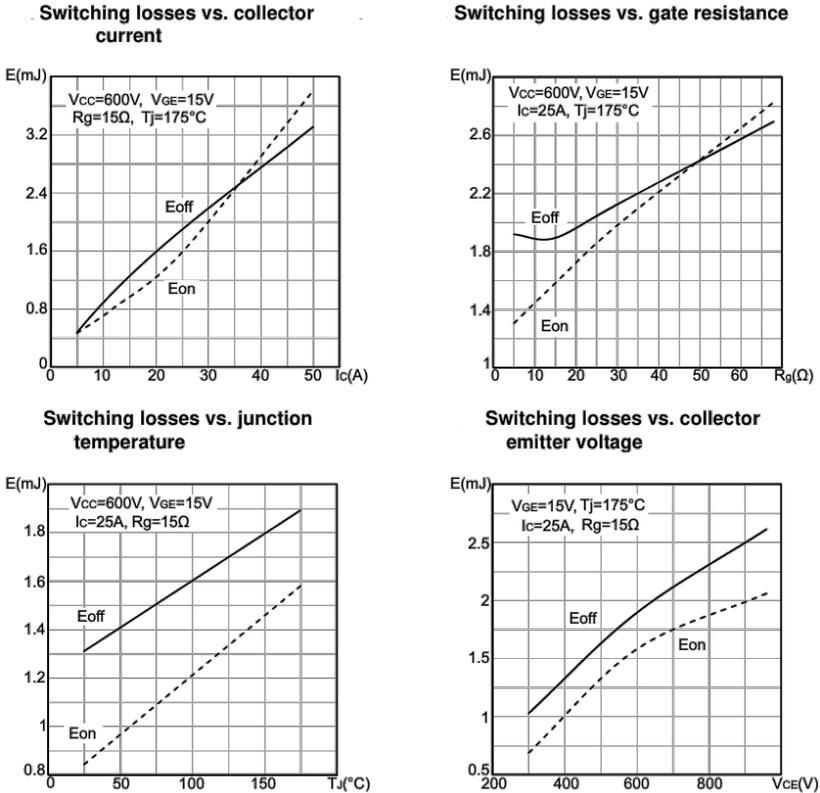


Abbildung 3.4: Beispiel für Diagramme zur Schaltenergie aus Datenbättern. Quelle: Datenblatt des IGBT STGW25M120DF3 von ST Microelectronics.

- Der Kollektorstrom  $I_C$

Mit den angegebenen Diagrammen kann die Ausschaltverlustenergie für alle Betriebspunkte linear interpoliert werden [39].

$$E_{T,\text{off}} = (A_{\text{off}} \cdot I_{C-} + B_{\text{off}}) \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{CE+}}{U_{\text{ref}}} \quad (3.1)$$

Dabei sind die Parameter

$A_{\text{off}}$  Die interpolierte Steigung der Verlustenergie in Abhängigkeit des Stromes.

$B_{\text{off}}$  Der Offset der interpolierten Geraden der Verlustleistung in Abhängigkeit des Ausgangsstromes.

$C_{\text{off}}$  Die lineare Abhängigkeit der Verlustenergie vom Gatevorwiderstand.

$U_{\text{ref}}$  Die Spannung, bei der die Diagramme des Datenblattes erstellt wurden.

$U_{CE+}$  Die Spannung am IGBT nach dem Ausschaltvorgang.

$I_{C-}$  Der Strom durch den IGBT vor dem Ausschaltvorgang.

$E_{\text{off,ref}}$  Die Verlustenergie, die für den im Datenblatt gewählten Gatevorwiderstand angegeben wird.

$$A_{\text{off}} = \frac{E_{\text{off},2} - E_{\text{off},1}}{I_{C,2} - I_{C,1}} \quad (3.2)$$

$$B_{\text{off}} = E_{\text{off},2} - A_{\text{off}} \cdot I_{C,2} \quad (3.3)$$

$$C_{\text{off}} = \frac{E_{\text{off},RG}}{E_{\text{off,ref}}} \quad (3.4)$$

Im dargestellten Beispiel von Bild 3.3 findet während jedem harten Ausschaltvorgang zwangsläufig in der Diode des Kommutierungskreises ein weicher Einschaltvorgang statt.

### 3.2.2 Hartes Einschalten

Hartes Einschalten liegt immer dann vor, wenn ein Schalter, an dem eine Spannung anliegt, durch seine Schalthandlung einen existierenden Stromfluß übernimmt. Als Beispiel dieser Situation kann wieder der IGBT in Bild 3.3 betrachtet werden. Wie auch beim harten Ausschalten werden im Datenblatt des IGBTs für diese Betriebsart die folgenden typischen Werte angegeben:

- Eine Kennlinie der Schaltverlustenergie  $E_{\text{on}}$  in Abhängigkeit des Stromes.
- Eine Kennlinie der Schaltverlustenergie  $E_{\text{on}}$  in Abhängigkeit des Gatewiderstandes.

Die Abschätzung der Einschaltverlustenergie kann mit der Funktion

$$E_{T,\text{on}} = (A_{\text{on}} \cdot I_{C+} + B_{\text{on}}) \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{CE-}}{U_{\text{ref}}} \quad (3.5)$$

durchgeführt werden. Die Parameter werden wie beim harten Ausschaltvorgang aus den Datenblattangaben und Diagrammen interpoliert [39].

$$A_{\text{on}} = \frac{E_{\text{on},2} - E_{\text{on},1}}{I_{C,2} - I_{C,1}} \quad (3.6)$$

$$B_{\text{on}} = E_{\text{on},2} - A_{\text{on}} \cdot I_{C,2} \quad (3.7)$$

$$C_{\text{on}} = \frac{E_{\text{on},RG}}{E_{\text{on},\text{ref}}} \quad (3.8)$$

In Bild 3.4 sind die Einschaltenergie  $E_{\text{on}}$  und die Ausschaltenergie  $E_{\text{off}}$  in die gleichen Diagramme eingetragen. Die angegebenen Randbedingungen sind also die gleichen, die auch für das harte Ausschalten gelten.

Gleichung 3.5 liefert die Verlustenergie in Abhängigkeit der Spannung  $U_{CE-}$  am IGBT vor dem Einschaltvorgang und dem Strom  $I_{C+}$  durch den IGBT nach dem Einschaltvorgang.

Zu jedem harten Einschaltvorgang gehört in der dargestellten Beispielkonfiguration zwangsläufig ein weicher Ausschaltvorgang der Diode. Das Rückwärtsstromverhalten der Diode ist dabei mit ausschlaggebend für die Höhe der Schaltverlustenergie im schaltenden Bauelement. Für ein möglichst gutes Ergebnis der Näherungsrechnung ist darum darauf zu achten,

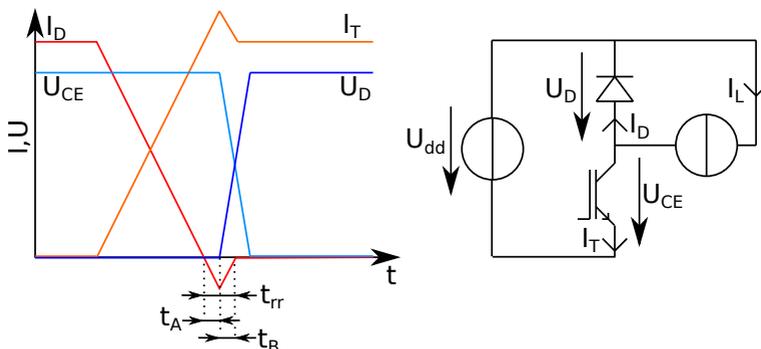


Abbildung 3.5: Vereinfachte Verläufe von Strom und Spannung beim weichen Ausschalten einer Diode nach [37]

daß die gleiche Diode verwendet wird, mit der die Kennlinie des Datenblatts ermittelt wurde.

### 3.2.3 Weiches Ausschalten

Weiches Ausschalten findet ohne Steuereingriff am betrachteten Bauteil statt. Es kann sich bei diesen Bauteilen zum Beispiel um Dioden oder dauerhaft eingeschaltete Transistoren handeln. Der Kommutierungsvorgang wird initiiert, indem ein anderer Halbleiter hart eingeschaltet wird. Die Folge ist, daß der Vorwärtsstrom durch das Bauteil absinkt bevor es mit Sperrspannung beansprucht wird. Die Verluste sind dadurch bis zu diesem Zeitpunkt sehr gering. Erst nachdem Spannung am Bauteil anliegt, wird durch die Rückwärtsstromspitze der Diode oder des rückwärts sperrfähigen IGBTs [41] ein nennenswerter Verlust verursacht. Bild 3.5 soll diese Gegebenheiten vereinfacht darstellen.

Nach [37] kann die Schaltverlustleistung näherungsweise durch

$$E_{D,\text{off}} = W_{rr} \cdot \left( \frac{U_{R+}}{U_{\text{ref}}} \right)^{0,6} \cdot \left( \frac{I_{F-}}{I_{\text{ref}}} \right)^{0,6} \quad (3.9)$$

bestimmt werden. Darin sind die Parameter:

$U_{\text{ref}}$  Die Spannung, bei der die Schaltverlustleistung  $W_{rr}$  gemessen wurde.

$I_{\text{ref}}$  Der Strom, bei dem die Schaltverlustleistung  $W_{rr}$  gemessen wurde.

$W_{rr}$  Die Schaltverlustleistung der Diode aus dem Datenblatt.

$U_{R+}$  Die Spannung an der Diode nach dem Ausschaltvorgang.

$I_{F-}$  Der Strom durch die Diode vor dem Ausschaltvorgang.

Eine weitere Vereinfachung der Berechnung von  $E_{D,\text{off}}$  wird in [42] beschrieben. Danach kann die Verlustenergie mit

$$E_{D,\text{off}} = \frac{1}{6} t_B \cdot U_{R+} \cdot I_{F-} \quad (3.10)$$

bestimmt werden. Der Parameter  $t_B$  in dieser Gleichung gibt, wie in Bild 3.5 dargestellt, die Zeitspanne vom Maximum des Diodenrückstroms bis zum Abklingen des Diodenrückstroms an.

#### 3.2.4 Weiches Einschalten

So wie auch das weiche Ausschalten kann auch das weiche Einschalten eines Bauteils nur dann vorkommen, wenn ein anderer Schaltungsteil den Steuereingriff für diese Schalthandlung veranlasst. Dadurch wird die Sperrspannung am betrachteten Bauteil eliminiert, bevor das Bauteil einen Stromfluß aufnehmen muß. Die Verluste sind somit sehr gering und können üblicherweise komplett vernachlässigt werden.

#### 3.2.5 Neutrales Schalten

Neutrales Schalten liegt vor, wenn ein Steuereingriff an einem Bauteil keine Änderung des Stromflusses zur Folge hat. Außer der Leistung, die für das Umladen des Gates benötigt wird, fallen keine weiteren Verluste an. Das neutrale Schalten kann bei der Bestimmung der gesamten Schaltverluste komplett vernachlässigt werden.

# 4 Schaltverluste des Matrixumrichters

In diesem Kapitel soll herausgearbeitet werden, zu welchen Schaltvorgängen es im Matrixumrichter kommt, wie oft sie stattfinden und bei welchen Spannungen und Strömen geschaltet werden muß. Daraus soll im letzten Schritt die gesamte, beim Betrieb des Matrixumrichters zu erwartende, Schaltverlustleistung berechnet werden.

## 4.1 Die Vier-Schritt-Kommutierung

Wie schon in Kapitel 2.3 angedeutet, muß sichergestellt werden, daß es zu keinem Zeitpunkt zu einem Kurzschluß zwischen zwei Eingangsphasen kommt. Ebenso darf der Ausgangsstrom zu keinem Zeitpunkt durch eine Schalthandlung unterbrochen werden. Um diese Bedingungen auch während eines Kommutierungsvorganges zu erfüllen kann die Vier-Schritt-Kommutierung Anwendung finden.

Bei einer Kommutierung des Ausgangsstromes von einer Eingangsphase auf eine andere sind vier Halbleiterschalt Elemente beteiligt. Die Vier-Schritt-Kommutierung beschreibt zwei Möglichkeiten, diese vier Halbleiterschalt Elemente nacheinander so zu schalten, daß es weder zu einer Unterbrechung des Ausgangsstromes noch zu einem Kurzschluß von zwei Ausgangsphasen kommt. Die beiden alternativen Möglichkeiten werden als „Spannunggeführte Kommutierung“ oder „Stromgeführte Kommutierung“ bezeichnet. Sie unterscheiden sich in der Messgröße, die zur Auswahl der korrekten Schaltabfolge führt.

- Bei der stromgeführten Kommutierung wird die Schaltabfolge anhand der Stromrichtung der Ausgangsphase bestimmt, der die beiden Schalter zugeordnet sind. [35]
- Bei der spannunggeführten Kommutierung wird die Schaltabfolge

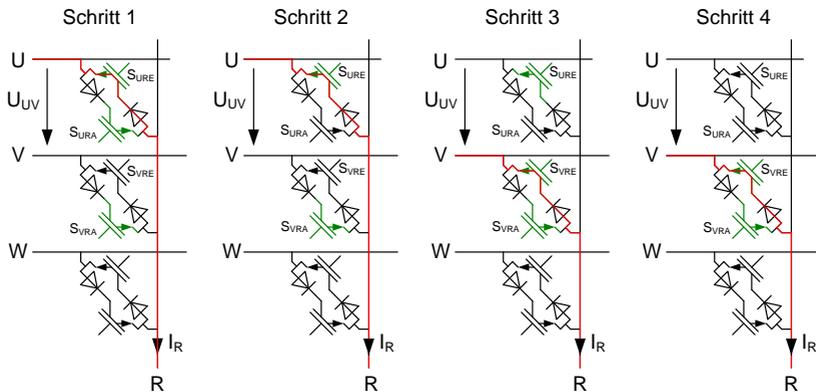


Abbildung 4.1: Beispiel eines Kommutierungsvorgangs bei der Spannungsgeführten Vier-Schritt-Kommutierung

anhand der Spannungsrichtung zwischen den zu schaltenden Eingangsphasen bestimmt.

Ein Beispiel für eine spannungsgeführte Kommutierung ist in Bild 4.1 dargestellt. Vor dem Kommutierungsvorgang führt der Schalter  $S_{UR}$  den Ausgangsstrom. Für die Kommutierung auf die Eingangsphase V wird die Eingangsspannung zwischen den Phasen U und V gemessen und das Vorzeichen festgestellt. Ist dieses positiv, so kann in Schritt 1 der Schalter  $S_{VRA}$  gefahrlos eingeschaltet werden. In Schritt 2 kann dann  $S_{UR,A}$  ausgeschaltet werden. Ein möglicher positiver Ausgangsstrom hätte nun die Möglichkeit auf den vorher eingeschalteten  $S_{VRA}$  zu kommutieren. In Schritt 3 wird  $S_{VRE}$  eingeschaltet. Ein negativer Ausgangsstrom kann dadurch auf das niedrigere Potential von Phase V kommutieren. In Schritt 4 wird noch  $S_{UR,E}$  ausgeschaltet, womit der Kommutierungsvorgang komplett abgeschlossen ist.

In Tabelle 4.1 sind alle Möglichkeiten des Kommutierungsverlaufs aufgelistet. Es ist zu erkennen, daß die Kommutierung immer bei Schritt 2 oder Schritt 3 stattfindet und daß je nach Vorzeichen der Spannung und des Stromes beim Ein- oder Ausschalten eines Halbleiterschalters kommutiert wird. Die Schaltvorgänge bei den anderen drei Schritten beeinflussen den Laststrom nicht und verursachen lediglich vernachlässigbar geringe Verluste durch das Umladen der Gatekapazität.

Tabelle 4.1: Mögliche Kommutierungsverläufe bei der Vier-Schritt-Kommutierung. Die Schritte, bei der die Kommutierung stattfindet sind mit  $\star$  gekennzeichnet.

Führung		Schritt 1	Schritt 2	Schritt 3	Schritt 4	
Spannung	$U > 0$	$I > 0$	$S_{Ziel,A}$ Ein	$S_{Start,A}$ Aus $\star$	$S_{Ziel,E}$ Ein	$S_{Start,E}$ Aus
		$I < 0$	$S_{Ziel,A}$ Ein	$S_{Start,A}$ Aus	$S_{Ziel,E}$ Ein $\star$	$S_{Start,E}$ Aus
	$U < 0$	$I > 0$	$S_{Ziel,E}$ Ein	$S_{Start,E}$ Aus	$S_{Ziel,A}$ Ein $\star$	$S_{Start,A}$ Aus
		$I < 0$	$S_{Ziel,E}$ Ein	$S_{Start,E}$ Aus $\star$	$S_{Ziel,A}$ Ein	$S_{Start,A}$ Aus
Strom	$I > 0$	$U > 0$	$S_{Start,E}$ Aus	$S_{Ziel,A}$ Ein	$S_{Start,A}$ Aus $\star$	$S_{Ziel,E}$ Ein
		$U < 0$	$S_{Start,E}$ Aus	$S_{Ziel,A}$ Ein $\star$	$S_{Start,A}$ Aus	$S_{Ziel,E}$ Ein
	$I < 0$	$U > 0$	$S_{Start,A}$ Aus	$S_{Ziel,E}$ Ein	$S_{Start,E}$ Aus $\star$	$S_{Ziel,A}$ Ein
		$U < 0$	$S_{Start,A}$ Aus	$S_{Ziel,E}$ Ein $\star$	$S_{Start,E}$ Aus	$S_{Ziel,A}$ Ein

## 4.2 Schaltverlustenergie eines Pulszyklus

### 4.2.1 Unabhängigkeit der Ausgangsphasen

Die Ausgangsspannungen des Umrichters werden erzeugt, indem eine Abfolge der Eingangsspannungen auf die Ausgangsphasen geschaltet wird. So kann zum Sternpunkt der Eingangsseite ein Spannungsverlauf gemessen werden, der sich aus bis zu drei Spannungsniveaus innerhalb einer Modulationsperiode zusammensetzt. „Modulationsperiode“ bezeichnet dabei die Zeitspanne, in der die vom Steuerverfahren berechneten Einschaltzeiten genau ein mal angewendet werden.

Der Spannungsverlauf einer Ausgangsphase wird während einer Modulationsperiode genau durch zwei Schalthandlungen beeinflusst, damit alle drei Eingangsspannungen nacheinander anliegen. Zwischen den Klemmen der Ausgangsseite ergibt sich damit ein Spannungsverlauf, der während einer Modulationsperiode von bis zu vier Schalthandlungen beeinflusst wird und damit nacheinander bis zu fünf Spannungsniveaus enthalten kann.

Dabei hat die Reihenfolge, in der die Spannungsniveaus angelegt werden, keinen Einfluss auf die mittlere Spannung während einer Modulationsperiode. Diese Gegebenheit ist in Bild 4.2 dargestellt. Abgebildet ist der Spannungsverlauf der Ausgangsphasen R und S zum gemeinsamen Sternpunkt bei konstanten Aussteuergraden ( $a_1, a_2, a_3$ ) und allen Permutationen der Reihenfolge der Einschaltzeiten für Phase R, sowie einer immer gleichen Reihenfolge der Aussteuergrade für Phase S. Zusätzlich ist der dadurch beeinflusste Spannungsverlauf zwischen den Phasen R und S abgebildet. Im Mittel über eine Modulationsperiode sind alle Spannungen gleich.

Die Reihenfolge, in der die Spannungsniveaus an die Ausgangsphasen angelegt werden, kann also für jede Ausgangsphase unabhängig voneinander gewählt werden, um zum Beispiel die Schaltverlustleistung, den Stromrippl oder Spannungsrippl zu reduzieren oder um ein sicheres Kommutieren zu gewährleisten.

### 4.2.2 Anzahl der Strompfade pro Modulationsperiode

Für eine allgemeine Betrachtung wird an dieser Stelle angenommen, daß in jeder Modulationsperiode jede Eingangsspannung einmal mit jeder Ausgangsphase verbunden wird. Die Spannung einer Ausgangsphase enthält also in jeder Modulationsperiode drei Spannungsniveaus. Dies ist bei vielen allgemeinen Steuerverfahren tatsächlich der Fall und notwendig, um

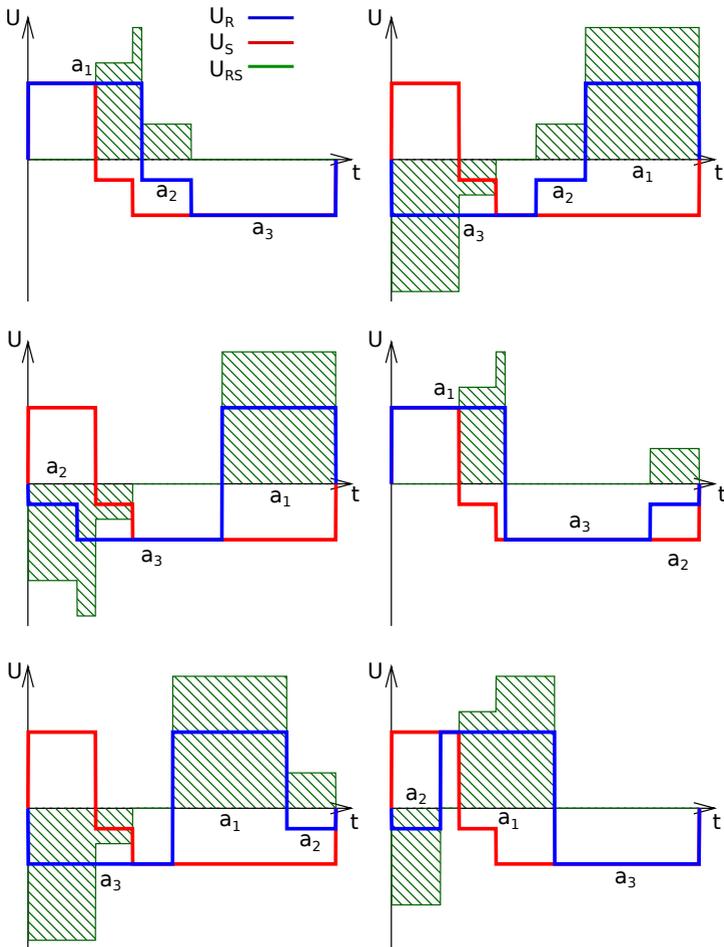


Abbildung 4.2: Dargestellt ist der Verlauf der Spannungen  $u_R$  (blau),  $u_S$  (rot) und  $u_{RS}$  (grün) innerhalb einer Modulationsperiode bei immer gleichen Aussteuergraden. Die Reihenfolge der Einschaltzeiten ist für die Spannung  $u_S$  in allen Diagrammen gleich und für die Spannung  $u_R$  sind alle möglichen Reihenfolgen abgebildet. Dadurch ergibt sich der dargestellte Verlauf der Spannung  $u_{RS}$  zwischen den Ausgangsphasen R und S.

immer eine Worst-Case-Abschätzung der Schaltverluste zu erhalten [12].

### 4.2.3 Wahl der Reihenfolge der Einschaltzeiten in einer Modulationsperiode

Für die Reihenfolge der Eingangsspannungen an den Klemmen der Ausgangsphasen existieren  $\binom{3!}{3} 3! = 120$  Möglichkeiten in einer Modulationsperiode. Diese Zahl ergibt sich durch die möglichen Permutationen innerhalb einer Ausgangsphase und der möglichen Variationen dieser Abfolgen innerhalb der drei Ausgangsphasen [43]. Diese Möglichkeiten lassen sich aber einfach auf wenige sinnvolle Möglichkeiten einschränken. Grundsätzlich ist es sinnvoll, in jeder Ausgangsphase die gleiche Reihenfolge der Eingangsphasen anzuwenden. Dadurch kann der resultierende Spannungsrippel zwischen zwei Ausgangsphasen reduziert werden. Dies ist auch im Beispiel von Bild 4.2 oben links zu erkennen. Damit bleiben noch 6 Reihenfolgen übrig, von denen 2 Alternativen besondere Vorteile bieten. Zur Anwendung dieser Alternativen werden die Eingangsspannungen nach ihrem aktuellen Spannungswert geordnet.

**Alternative 1:** Die Spannungen werden so sortiert, daß immer zur mittleren oder von der mittleren Spannung geschaltet wird. Durch den geringeren Spannungshub können so Schaltverluste gespart werden. Ein Beispiel für eine solche Abfolge der Eingangsspannungen ist in Bild 4.3 für eine Ausgangsphase dargestellt.

**Alternative2:** Die Spannungen werden so sortiert, daß immer zur betragsmäßig größten oder von dieser Spannung geschaltet wird. Die Schaltverluste werden dadurch zwar erhöht, aber es kann bei jedem Kommutierungsvorgang sichergestellt werden, daß das Vorzeichen der Spannungsdifferenz korrekt erfasst wird. Damit kann die Vier-Schritt-Kommutierung immer mit korrekten Messwerten arbeiten und es werden keine falschen Pfade geschaltet. Diese Verhältnisse sind in Bild 4.4 dargestellt.

In beiden Fällen macht es Sinn, die gewählte Sequenz in der nächsten Modulationsperiode in umgekehrter Reihenfolge anzulegen. Damit kann die Schalthandlung zu Beginn der neuen Modulationsperiode eingespart werden und es kommt, wie in den Bildern 4.3 und 4.4 zu erkennen, nur zu zwei Schalthandlungen pro Modulationsperiode.

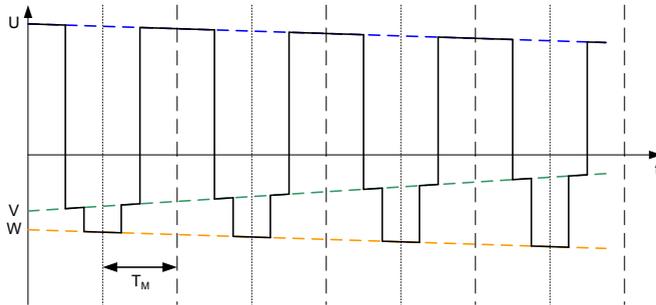


Abbildung 4.3: Anordnung der Einschaltzeiten zur Reduktion der Schaltverluste

Im Folgenden werden diese beiden Reihenfolgen als „Verlustoptimierte

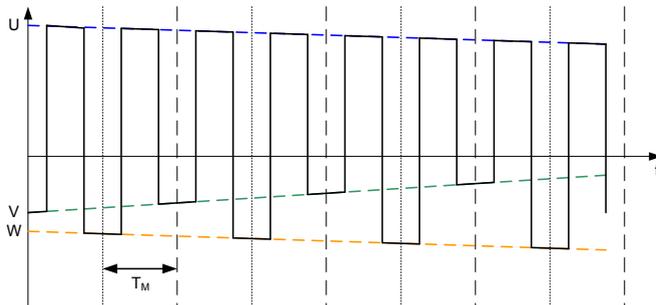


Abbildung 4.4: Anordnung der Einschaltzeiten um Kommutierungsfehler zu vermeiden

Sequenz“ und „Sichere Sequenz“ bezeichnet. Die Dauer von zwei Modulationsperioden  $T_M$  soll in den weiteren Berechnungen als Pulsperiode  $T_P$  bezeichnet werden. Auch die Pulsfrequenz  $f_P = \frac{1}{T_P}$  soll sich im Folgenden immer auf diese Dauer beziehen.

### 4.2.4 Spannungs- und Strombetrag bei der Kommutierung

In Bild 4.5 sind die relevanten Größen noch einmal für die Ausgangsphase R angegeben. Der Ausgangsstrom wird durch die Lastinduktivität eingepreßt und kann nicht unterbrochen werden. Dieser Strom muß also beim Kommutierungsvorgang von einer Phase auf eine andere Phase umgeschaltet werden. Die Spannung  $U_R$  entspricht immer der Eingangsspannung der durchgeschalteten Eingangsphase. Damit liegt an den sperrenden Schaltern immer die Differenz zwischen der Spannung der jeweiligen Eingangsphase des Schalters und der Spannung der gerade eingeschalteten Eingangsphase an.

$$\begin{aligned}
 U_{S_{UR}} &= U_U - U_R, & U_{S_{VR}} &= U_V - U_R, \\
 U_{S_{WR}} &= U_W - U_R, & U_R &\in \{U_U, U_V, U_W\}
 \end{aligned}$$

Diese Differenzspannung muß beim Schalten an einem Schalter aufgebaut und am anderen Schalter abgebaut werden.

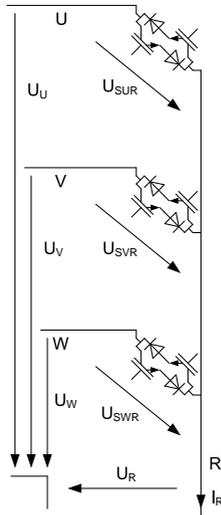


Abbildung 4.5: Spannungen und Ströme der Ausgangsphase R

### 4.2.5 Einfluß des Pulsmusters

Mit den Erkenntnissen aus den Kapiteln 4.2.1 bis 4.2.4 kann nun bestimmt werden, wie oft es in jeweils zwei Modulationsperioden zu welchen Schalt-handlungen kommt. Dabei sind die Betriebsarten mit verlustoptimierter Sequenz und sicherer Sequenz zu unterscheiden.

#### Schaltverlustenergie bei verlustoptimierter Sequenz

Bild 4.6 zeigt den typischen Verlauf einer Ausgangsspannung bei verlust-optimierter Sequenz. Bei  $K_1$  wird von der niedrigsten Spannung zur mittleren kommutiert, bei  $K_2$  wird von der mittleren zur höchsten Spannung kommutiert. Danach ist die Modulationsperiode verstrichen und die Abfolge wird in umgekehrter Reihenfolge durchlaufen. Nach Tabelle 4.1 kommt es während einer Modulationsperiode an den 6 Halbleitern zu folgenden insgesamt 8 Schalthandlungen:

- 1 harter Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{mitte}}$
- 1 weicher Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{mitte}}$
- 1 harter Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{mitte}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{mitte}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{mitte}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 harter Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{mitte}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{mitte}}$
- 1 harter Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{mitte}}$

Diese Zusammenstellung an Schalthandlungen ist dabei unabhängig von der aktuellen Ausgangsstromrichtung und unabhängig davon, ob die spannungsgeführte oder die stromgeführte Vier-Schritt-Kommutierung angewandt wird.

#### Schaltverlustenergie bei sicherer Sequenz

Auch für die sichere Sequenz werden die Eingangsspannungen sortiert. Hier muß aber noch zusätzlich entschieden werden, ob die Spannung  $u_{\text{mitte}}$

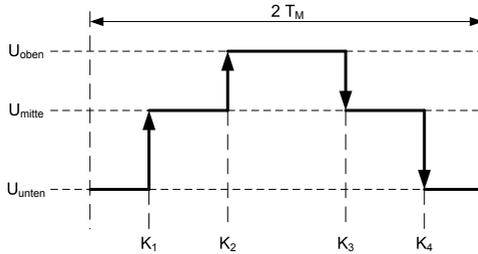


Abbildung 4.6: Spannungsverlauf einer Ausgangsphase bei verlustoptimierter Sequenz

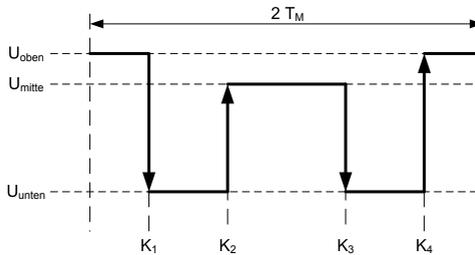


Abbildung 4.7: Spannungsverlauf einer Ausgangsphase bei sicherer Sequenz und  $u_{\text{mitte}} \geq 0$

größer oder kleiner Null ist. Es ergeben sich die beiden möglichen Spannungsverläufe der Bilder 4.7 und 4.8.

Dementsprechend ergeben sich auch zwei verschiedene Zusammenstellungen von Schaltvorgängen. Bei  $u_{\text{mitte}} \leq 0$  ergeben sich folgende Schalthandlungen:

- 1 harter Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{mitte}}$
- 1 harter Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{mitte}}$
- 1 harter Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{mitte}}$

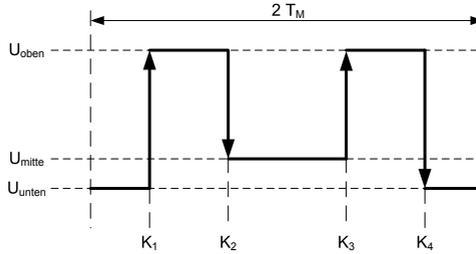


Abbildung 4.8: Spannungsverlauf einer Ausgangsphase bei sicherer Sequenz und  $u_{\text{mitte}} \leq 0$

- 1 weicher Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{mitte}}$
- 1 weicher Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 harter Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{oben}}$

Wogegen sich die Schalthandlungen bei  $u_{\text{mitte}} \geq 0$  folgendermaßen zusammenstellen:

- 1 harter Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{mitte}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 harter Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{mitte}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 harter Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{mitte}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{mitte}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 weicher Ausschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{oben}}$
- 1 harter Einschaltvorgang zwischen  $u_{\text{unten}}$  und  $u_{\text{oben}}$

Die Zusammenstellungen sind wie auch bei der verlustoptimierten Sequenz unabhängig von der Stromrichtung.

## 4.3 Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung

In den bisherigen Abschnitten wurden die Schalthandlungen innerhalb einer Pulsperiode  $T_P$  betrachtet. Aus diesen Erkenntnissen soll nun die mittlere Schaltverlustleistung über einen längeren Zeitraum hergeleitet werden.

### 4.3.1 Zu betrachtender Zeitraum

Da sich sowohl die Beträge der Eingangsspannungen als auch der Ausgangsstrom einer Ausgangsphase als wesentliche Einflußgrößen für die mittlere Schaltverlustleistung einer Pulsperiode  $\bar{p}_V$  kontinuierlich ändern, ergibt sich ein zeitlich variabler Verlauf von  $\bar{p}_V$ . Um einen zuverlässigen Wert für die mittlere Schaltverlustleistung  $\bar{P}_V$  zu erhalten muß der Mittelwert über einen Zeitraum gebildet werden, der den gesamten wiederkehrenden Verlauf von  $\bar{p}_V$  enthält. Dieser Zeitraum kann über eine Variante der Berechnung des kleinsten gemeinsamen Vielfachen (kgV) bestimmt werden. Im Gegensatz zur üblichen Definition des kgV, bei der nur ganze Zahlen verwendet werden können, ist in diesem Fall das kleinste natürliche, teilerfremde Zahlenpaar  $n, m$  gesucht, für das gilt

$$n \cdot \frac{1}{f_E} = m \cdot \frac{1}{f_A} \quad n, m \in \mathbb{N} \quad (4.1)$$

Der zu betrachtende Zeitraum  $T_{\text{kgv}}$  entspricht genau diesem Produkt

$$T_{\text{kgv}} = n \cdot \frac{1}{f_E} = m \cdot \frac{1}{f_A} \quad n, m \in \mathbb{N} \quad (4.2)$$

### 4.3.2 Verlustoptimierte Sequenz

Für den in Abschnitt 4.3.1 festgelegten Zeitraum soll nun die mittlere Schaltverlustleistung bei verlustoptimierter Sequenz berechnet werden. Parallel zu den Berechnungen sollen die zu Grunde liegenden Strom- und Spannungsverläufe im Folgenden in einfachen Beispielplots dargestellt werden. In diesen Plots beträgt die Eingangsfrequenz  $f_E = 50\text{Hz}$  und die Ausgangsfrequenz  $f_A = 12,5\text{Hz}$ . Der zu betrachtende Zeitraum geht also nach Gleichung 4.2 über vier Eingangsperiodendauern, wie in Bild 4.9 dargestellt.

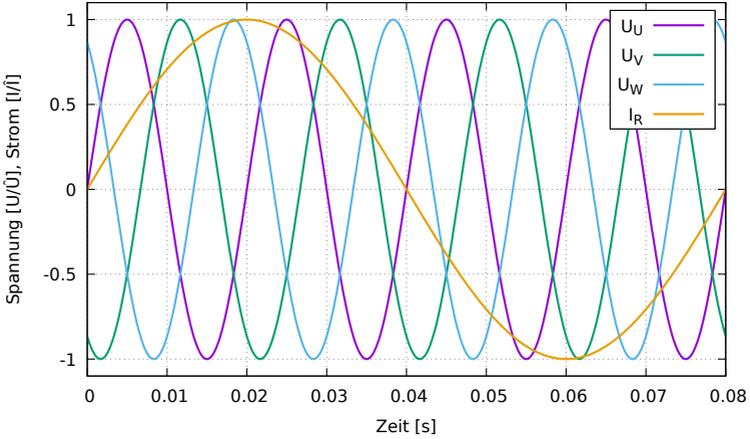


Abbildung 4.9: Es sind vier Eingangsspannungsperiodendauern der drei Eingangsspannungen und eine Ausgangsperiodendauer von einem Ausgangsstrom dargestellt.

Es ist erkennbar, daß am Ende des betrachteten Bereichs der gleiche Zustand wie am Anfang erreicht ist. Zur Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung soll aus der Schaltenergie, wie sie in Kapitel 3.2 angegeben wurde, die kurzzeitige, über eine Pulsperiode  $T_P$  gemittelte, Verlustleistung  $\bar{p}$  berechnet werden. Somit können in den folgenden Berechnungen die Summen durch Integrale ersetzt werden. Außerdem wird immer ein harter Einschaltvorgang und ein weicher Ausschaltvorgang gleichzeitig stattfinden. Diese Vorgänge werden darum in einem Term zusammengefasst.

$$\bar{p}_{\text{on}} = \frac{E_{T,\text{on}} + E_{D,\text{off}}}{T_P}, \quad \bar{p}_{\text{off}} = \frac{E_{T,\text{off}}}{T_P} \quad (4.3)$$

Als Variablen zur Berechnung der kurzzeitigen Verlustleistungen sind immer die Beträge der zu schaltenden Spannung und des zu schaltenden Stromes einzusetzen.

$$\bar{p}_{\text{on}}(u, i) = \frac{1}{T_P} \left( (A_{\text{on}} \cdot i + B_{\text{on}}) \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{u}{U_{\text{ref}}} + \frac{1}{6} t_B \cdot u \cdot i \right) \quad (4.4)$$

$$\bar{p}_{\text{off}}(u, i) = \frac{1}{T_P} (A_{\text{off}} \cdot i + B_{\text{off}}) \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{u}{U_{\text{ref}}} \quad (4.5)$$

Zur Vereinfachung der weiteren Gleichungen soll im Folgenden gelten

$$u_{\text{o-m}} = |u_{\text{oben}} - u_{\text{mitte}}| \quad (4.6)$$

$$u_{\text{m-u}} = |u_{\text{mitte}} - u_{\text{unten}}| \quad (4.7)$$

$$u_{\text{o-u}} = |u_{\text{oben}} - u_{\text{unten}}| \quad (4.8)$$

Die mittlere Verlustleistung einer Ausgangsphase beträgt damit bei verlustoptimierter Sequenz

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = \frac{f_A}{m} \int_0^{\frac{m}{f_A}} & \bar{p}_{\text{on}}(u_{\text{m-u}}, |i_A|) + \bar{p}_{\text{on}}(u_{\text{o-m}}, |i_A|) + \\ & \bar{p}_{\text{off}}(u_{\text{m-u}}, |i_A|) + \bar{p}_{\text{off}}(u_{\text{o-m}}, |i_A|) dt \quad (4.9) \end{aligned}$$

Nun werden für die Berechnung der Schaltverlustenergien also die Differenzen der Spannungsniveaus benötigt. Diese sind in Bild 4.10 oben dargestellt.

Weiterhin ist für die Berechnung der Schaltverlustenergien immer nur der Betrag der elektrischen Größen relevant. In Bild 4.10 unten wurden darum die Beträge der Beispielverläufe geplottet. Es ist nun deutlich zu erkennen, daß der zu betrachtende Zeitraum durch die Betragsbildung weiter eingeschränkt werden kann. Nach genau der Hälfte der betrachteten Zeit ist nach der Betragsbildung der Ursprungszustand aller elektrischen Größen wieder erreicht. Dies ist auch logisch, da der Betrag einer Sinusfunktion nur die halbe Periodendauer derselben aufweist.

In Bild 4.11 oben ist die halbe Zeitspanne noch einmal geplottet. Die Berechnung des Integrals kann ebenso auf diese Zeit reduziert werden. Die Funktion zur Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung lautet dann

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = \frac{2f_A}{m} \int_0^{\frac{m}{2f_A}} & \bar{p}_{\text{on}}(u_{\text{m-u}}, |i_A|) + \bar{p}_{\text{on}}(u_{\text{o-m}}, |i_A|) + \\ & \bar{p}_{\text{off}}(u_{\text{m-u}}, |i_A|) + \bar{p}_{\text{off}}(u_{\text{o-m}}, |i_A|) dt \quad (4.10) \end{aligned}$$

Nun wurde in Kapitel 4.2.5 festgestellt, daß bei der verlustoptimierten Sequenz Kommutierungen zwischen dem oberen und dem unteren Spannungsniveau nicht stattfinden. Diese Differenzspannung wird darum aus dem Plot in Bild 4.11 unten herausgenommen. Der Plot enthält nun

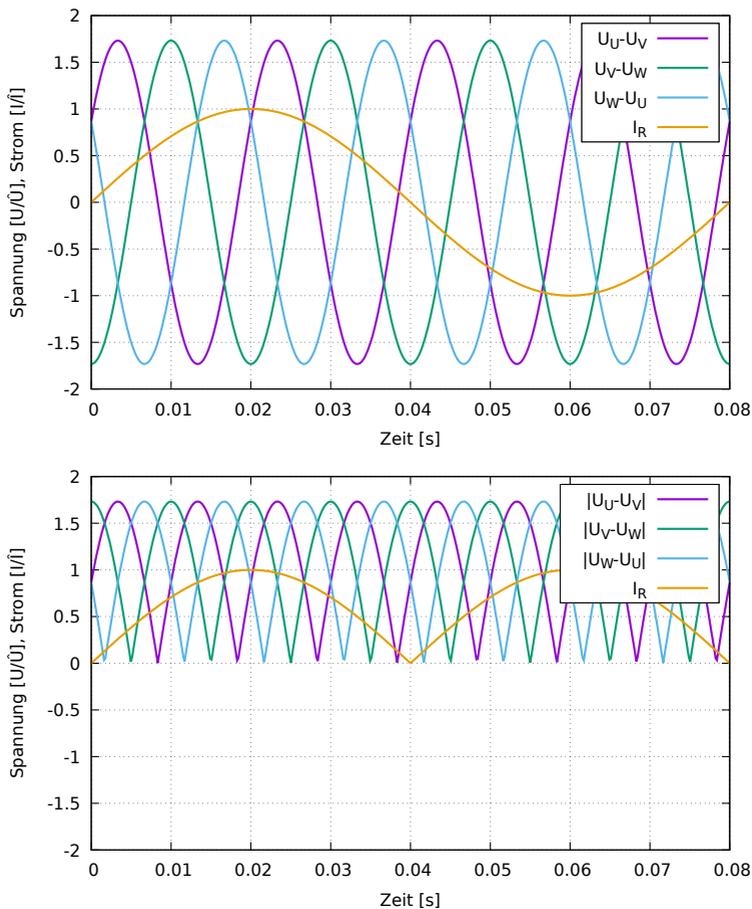


Abbildung 4.10: Darstellung der Verhältnisse wie in 4.9 mit dem Unterschied, daß hier oben die verketteten Spannungen und unten die Beträge der Größen geplottet wurden.

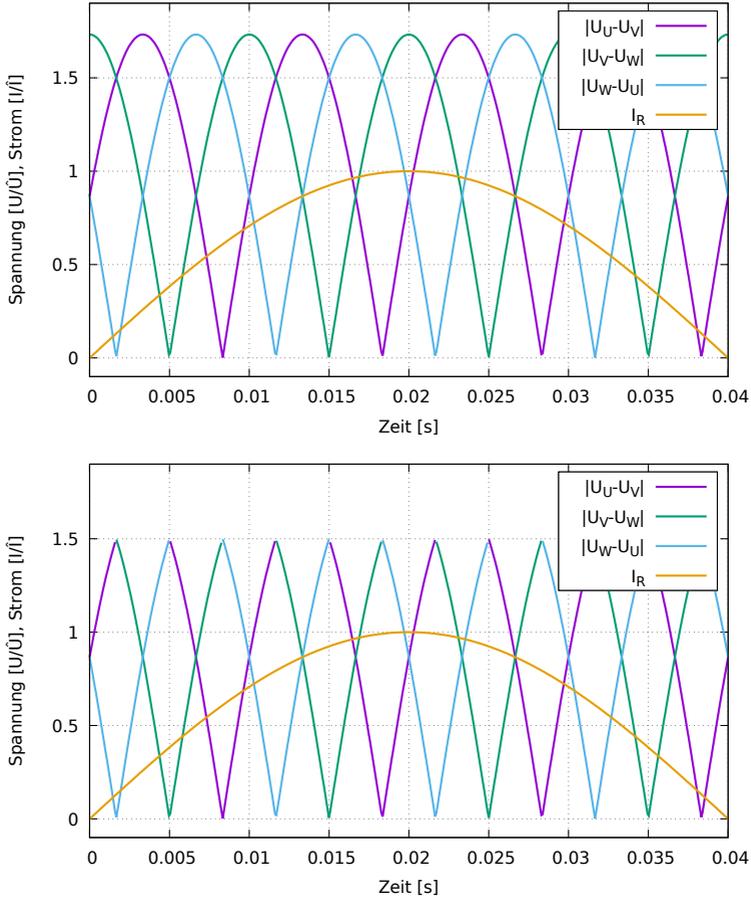


Abbildung 4.11: Oben: Betrag der verketteten Eingangsspannungen und eines Ausgangsstromes über die Zeitspanne  $\frac{1}{2}T_{kgv}$ , Unten: Ausschließlich diejenigen elektrischen Größen, die in die Berechnung der Schaltverlustenergie eingehen.

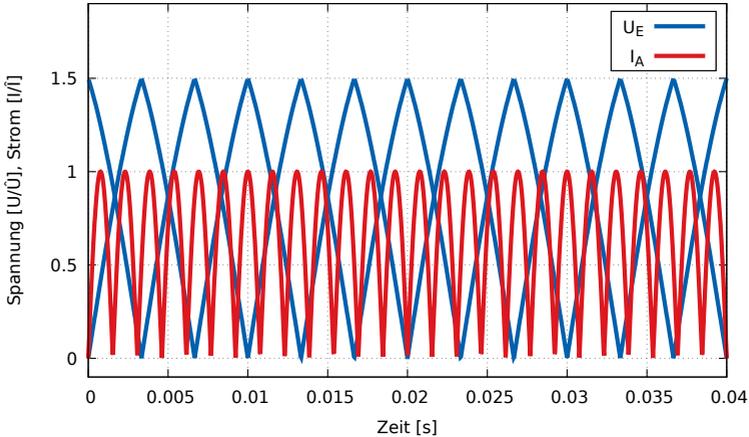


Abbildung 4.12: Plot aller relevanten Spannungen und Ströme zur Schaltverlustenergieberechnung bei  $f_E = 50\text{Hz}$  und  $f_A = 325\text{Hz}$ .

nur noch diejenigen Differenzspannungen, aus denen zu jedem Zeitpunkt die Schaltverlustenergie bei verlustoptimierter Sequenz berechnet werden kann. Für die weitere Betrachtung müssen nun zwei Fälle unterschieden werden, die in den folgenden Unterabschnitten behandelt werden.

### Große $m$

Das Beispiel eines Plots, das die Bedingung  $m \gg 1$  erfüllt, ist in Bild 4.12 dargestellt. Die Eingangsfrequenz beträgt wieder  $f_E = 50\text{Hz}$ , die Ausgangsfrequenz beträgt jedoch  $f_A = 325\text{Hz}$ . Man kommt damit auf einen Betrachtungszeitraum von  $n = 2$  Eingangsspannungsperiodendauern oder  $m = 13$  Ausgangsstromperiodendauern. Die Verläufe der Eingangsspannungsdifferenzen sind ab hier alle in blau dargestellt, da sich in der weiteren Berechnung zeigen wird, daß eine Unterscheidung zwischen diesen Verläufen nicht notwendig ist.

Zur Berechnung der Schaltverlustleistung bei großen  $m$  werden die Funk-

tionen 4.4 und 4.5 in 4.10 eingesetzt.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = & \frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{m}{2f_A}} \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6}t_B \right) \cdot |i_A| + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \right) \cdot u_{m-u} + \\ & \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6}t_B \right) \cdot |i_A| + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \right) \cdot u_{o-m} + \\ & (A_{\text{off}} \cdot |i_A| + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_{m-u} + \\ & (A_{\text{off}} \cdot |i_A| + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_{o-m} dt \quad (4.11) \end{aligned}$$

Dieses Integral wird in zwei Komponenten aufgeteilt und die identischen Gleichungsabschnitte werden zusammengefasst.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = & \frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\ & \int_0^{\frac{m}{2f_A}} \left( \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6}t_B \right) \cdot |i_A| + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \right) \cdot (u_{m-u} + u_{o-m}) \right) dt + \\ & \frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{m}{2f_A}} \left( (A_{\text{off}} \cdot |i_A| + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot (u_{m-u} + u_{o-m}) \right) dt \quad (4.12) \end{aligned}$$

Praktischerweise reduziert sich also die Abhängigkeit vom Spannungsverlauf auf den Term  $(u_{m-u} + u_{o-m})$ . Nun muß noch der Verlauf dieser Spannung korrekt ausgedrückt werden. Dies ist nur abschnittsweise durchführbar, da die höchste Spannungsdifferenz nicht in der Gleichung auftauchen soll. Der Term soll mit  $u_\zeta$  bezeichnet werden.

$$u_\zeta(t) = (u_{o-m}(t) + u_{m-u}(t)) \quad (4.13)$$

$$u_\zeta(t) = |u_{\text{oben}}(t) - u_{\text{mitte}}(t)| + |u_{\text{mitte}}(t) - u_{\text{unten}}(t)| \quad (4.14)$$

Dieser Term besteht im Bereich von 0 bis  $\frac{T_E}{2}$  aus vier Abschnitten, die sich periodisch wiederholen.

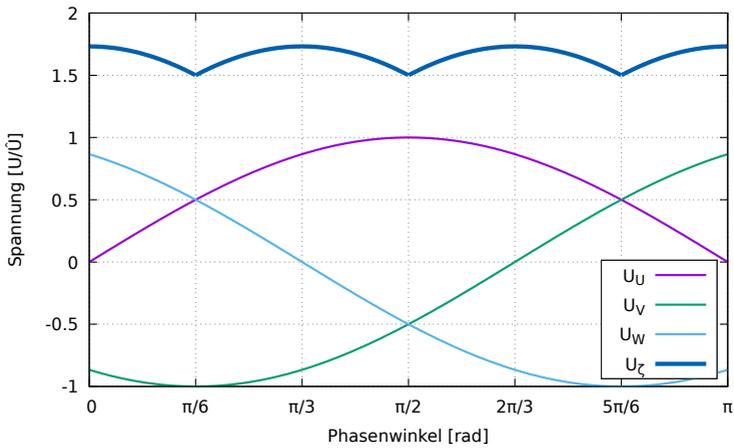


Abbildung 4.13: Verlauf der Spannungen  $U_U$ ,  $U_V$  und  $U_W$ , sowie  $u_\zeta$  im Bereich 0 bis  $\pi$ . Die Definition von  $u_\zeta$  ändert sich an genau den Zeitpunkten, zu denen sich die Reihenfolge der Eingangsspannungen ändert.

$$\begin{aligned}
u_{\zeta}(t) &= \hat{U}_E \left( \sin \left( \omega_{Et} + \frac{2\pi}{3} \right) - \underbrace{\sin(\omega_{Et}) + \sin(\omega_{Et})}_{=0} - \sin \left( \omega_{Et} + \frac{4\pi}{3} \right) \right) & \omega_{Et} \in \left\{ 0 \dots \frac{\pi}{6} \right\} \\
u_{\zeta}(t) &= \hat{U}_E \left( \sin(\omega_{Et}) - \underbrace{\sin \left( \omega_{Et} + \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left( \omega_{Et} + \frac{2\pi}{3} \right)}_{=0} - \sin \left( \omega_{Et} + \frac{4\pi}{3} \right) \right) & \omega_{Et} \in \left\{ \frac{\pi}{6} \dots \frac{\pi}{2} \right\} \\
u_{\zeta}(t) &= \hat{U}_E \left( \sin(\omega_{Et}) - \underbrace{\sin \left( \omega_{Et} + \frac{4\pi}{3} \right) + \sin \left( \omega_{Et} + \frac{4\pi}{3} \right)}_{=0} - \sin \left( \omega_{Et} + \frac{2\pi}{3} \right) \right) & \omega_{Et} \in \left\{ \frac{\pi}{2} \dots 5\frac{\pi}{6} \right\} \\
u_{\zeta}(t) &= \hat{U}_E \left( \sin \left( \omega_{Et} + \frac{4\pi}{3} \right) - \underbrace{\sin(\omega_{Et}) + \sin(\omega_{Et})}_{=0} - \sin \left( \omega_{Et} + \frac{2\pi}{3} \right) \right) & \omega_{Et} \in \left\{ 5\frac{\pi}{6} \dots \pi \right\}
\end{aligned}$$

Diese Terme lassen sich leicht zusammenfassen. Man erhält

$$u_{\zeta}(t) = \begin{cases} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E t) & \omega_E t \in \{0 \dots \frac{\pi}{6}\} \\ \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E t - \frac{\pi}{3}) & \omega_E t \in \{\frac{\pi}{6} \dots \frac{\pi}{2}\} \\ \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E t - \frac{2\pi}{3}) & \omega_E t \in \{\frac{\pi}{2} \dots \frac{5\pi}{6}\} \\ \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E t - \pi) & \omega_E t \in \{\frac{5\pi}{6} \dots \pi\} \end{cases} \quad (4.15)$$

Eingesetzt verkürzt sich Gleichung 4.12 damit zu

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} &= \frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\ &\int_0^{\frac{m}{2f_A}} \left( \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot |i_A(t)| + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \right) \cdot u_{\zeta}(t) \right) dt + \\ &\frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{m}{2f_A}} \left( (A_{\text{off}} \cdot |i_A(t)| + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_{\zeta}(t) \right) dt \quad (4.16) \end{aligned}$$

Das Integral in dieser Gleichung soll im nächsten Schritt um den Faktor  $m$  verkürzt werden. Dazu wird im Integral eine Summe eingeführt.

Zur Verdeutlichung dieses Vorgangs soll Bild 4.14 beitragen. Hier ist exemplarisch die erste, zweite und dritte Halbperiodendauer des Ausgangsstromes separat dargestellt. Wie zu erkennen ist, folgt die Kurve des Ausgangsstromes in allen drei Diagrammen exakt dem gleichen Verlauf. Diese Symmetrie soll durch die anstehende Summenbildung genutzt werden, um Gleichung 4.16 weiter zu vereinfachen. Der Integrationszeitraum verkürzt sich dadurch von  $m \cdot \frac{T_A}{2}$  auf  $\frac{T_A}{2}$ , dafür muß die eingeführte Summe über  $m$  Ausgangsstromhalbperioden gebildet werden.

Es ergibt sich der Vorteil, daß die Betragsbildung des Ausgangsstromes entfallen kann, da nun nur noch die erste Halbperiode des sinusförmigen

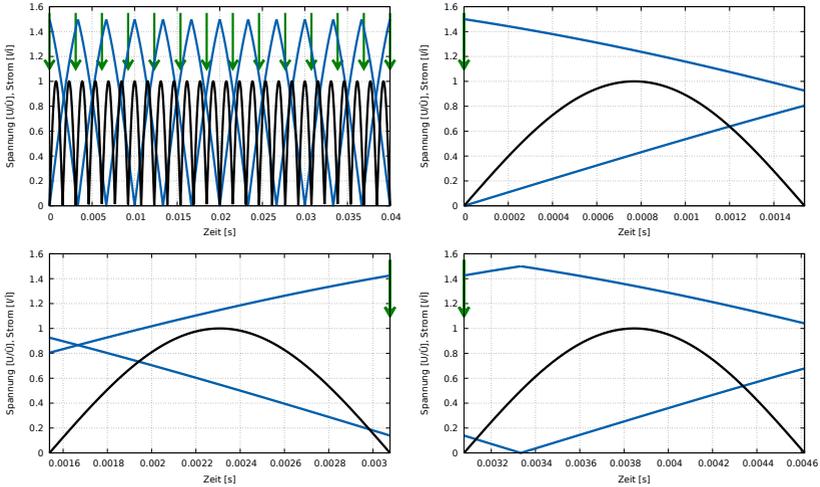


Abbildung 4.14: In Blau sind die relevanten Eingangsspannungsverläufe, in Schwarz der Ausgangsstromverlauf dargestellt. Die grünen Pfeile markieren jeweils den Beginn einer neuen Periodendauer des Ausgangsstromes. Oben links ist der Zeitraum aller  $m = 13$  Ausgangsstromperioden aufgetragen. In den restlichen Diagrammen sind die ersten drei Halbperiodendauern des Ausgangsstromes noch einmal zusätzlich dargestellt.

Stromverlaufs in die Berechnung eingeht.

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{o,1} = & \frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\
 & \left( \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \sum_{g=0}^{m-1} \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot i_A(t) \cdot u_\zeta(t + g \cdot \frac{1}{2f_A}) \right) dt + \right. \\
 & \left. \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \sum_{g=0}^{m-1} \left( B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot u_\zeta(t + g \cdot \frac{1}{2f_A}) \right) dt \right) + \\
 & \frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \sum_{g=0}^{m-1} \left( (A_{\text{off}} \cdot i_A(t) + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t + g \cdot \frac{1}{2f_A}) \right) dt
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Im Bild 4.15 ist der neue Integrationszeitraum abgebildet. Zusätzlich sind die Beträge der Spannungsverläufe  $u_{o-m}$  und  $u_{m-u}$  für alle Parameterwerte  $g$  der Summe mit eingezeichnet. Wie zu erkennen ist, stehen nun zu

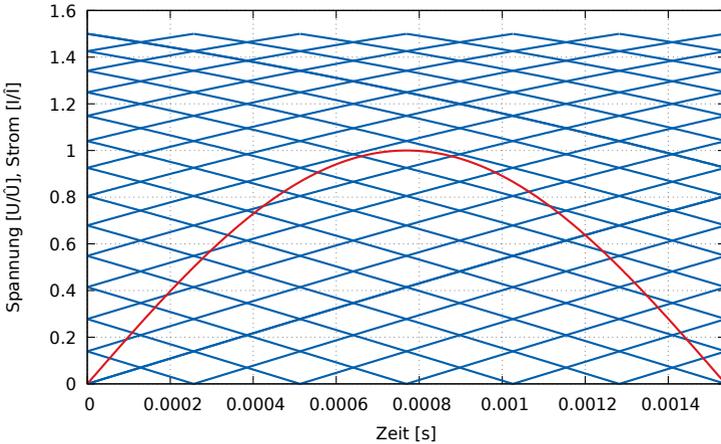


Abbildung 4.15: Die zur Verlustenergieberechnung notwendigen Eingangsspannungsverläufe  $u_{o-m}$  und  $u_{m-u}$  werden hier phasenrichtig mit dem dazugehörigen Ausgangsstrom in der ersten Stromhalbperiode abgebildet.

jedem Zeitpunkt ein Ausgangsstromwert und  $2 \cdot m$  Spannungswerte zur Berechnung der Schaltverlustenergie zur Verfügung. Es ist allerdings auch zu erkennen, daß die Verteilung der Spannungsniveaus gleichmäßig ist. Die Ausgangsspannungsverläufe sind um jeweils

$$\Delta T = \frac{1}{6} \cdot T_A \cdot \frac{1}{m} \quad (4.18)$$

zueinander versetzt. Die dieser Darstellung innewohnende Symmetrie kann mit einer grundlegenden Gleichung ausgedrückt werden:

Gegeben sind die periodischen Funktionen  $f_1(x)$  und  $f_2(x)$  mit den Periodendauern  $T_1$  und  $T_2$  und der Bedingung  $n \cdot T_1 = m \cdot T_2$  mit  $n, m \in \mathbb{N}$ , so gilt

$$\sum_{g=0}^{m-1} f_1(g \cdot T_2) = \sum_{g=0}^{m-1} f_1(g \cdot \frac{T_1}{m}) \quad (4.19)$$

Die Herleitung dieser Grundgleichung ist ausführlich in Anhang A beschrieben. Angewendet auf die mittlere Schaltverlustleistung ergibt sich

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} &= \frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\ &\left( \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \sum_{g=0}^{m-1} \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot i_A(t) \cdot u_\zeta \left( t + g \cdot \frac{1}{2f_E \cdot m} \right) \right) dt + \right. \\ &\quad \left. \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \sum_{g=0}^{m-1} \left( B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot u_\zeta \left( t + g \cdot \frac{1}{2f_E \cdot m} \right) \right) dt \right) + \\ &\frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \sum_{g=0}^{m-1} \left( (A_{\text{off}} \cdot i_A(t) + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta \left( t + g \cdot \frac{1}{2f_E \cdot m} \right) \right) dt \end{aligned} \quad (4.20)$$

Nun soll, wie zu Beginn des Abschnitts erwähnt,  $m$  sehr groß sein. Damit lässt sich nach folgender allgemeiner Gleichung ein Grenzwertübergang

durchführen.

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left( \frac{T_{\text{end}}}{m} \sum_{g=0}^{m-1} f\left(g \cdot \frac{T_{\text{end}}}{m}\right) \right) = \int_0^{T_{\text{end}}} f(x) \, dx \quad (4.21)$$

Mit dem zusätzlichen Summanden  $t$  lassen sich die Integrationsgrenzen verschieben.

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left( \frac{T_{\text{end}}}{m} \sum_{g=0}^{m-1} f\left(t + g \cdot \frac{T_{\text{end}}}{m}\right) \right) = \int_t^{t+T_{\text{end}}} f(x) \, dx \quad (4.22)$$

Die mittlere Schaltverlustleistung lässt sich damit also auch mit zwei Integralen ausdrücken.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = & 4f_E \cdot f_A \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\ & \left( \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6}t_B \right) \cdot i_A(t) \cdot \int_t^{t+\frac{T_E}{2}} u_\zeta(x) \, dx \, dt + \right. \\ & \left. \int_0^{\frac{1}{2f_A}} B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \int_t^{t+\frac{T_E}{2}} u_\zeta(x) \, dx \, dt \right) + \\ & 4f_E \cdot f_A \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{1}{2f_A}} (A_{\text{off}} \cdot i_A(t) + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \int_t^{t+\frac{T_E}{2}} u_\zeta(x) \, dx \, dt \end{aligned} \quad (4.23)$$

In dieser Gleichung kommen nun weder  $n$  noch  $m$  vor. Sie ist also leicht allgemein lösbar. Im ersten Schritt soll das Integral über  $u_\zeta(x)$  berechnet werden. Dieses Integral läuft unabhängig von  $t$  immer über den Zeitbereich  $\frac{T_E}{2}$ . Da die Periodendauer von  $u_\zeta(x)$  wegen der dreiphasigen Eingangsspannung genau  $\frac{T_E}{6}$  beträgt, kann  $t$  beliebig gewählt werden. Für

eine einfache Rechnung empfiehlt sich zum Beispiel  $t = \frac{T_E}{12}$

$$\begin{aligned} \int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{7}{12}T_E} u_\zeta(x) dx &= \int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{4}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E x - \frac{\pi}{3}\right) dx + \\ &\int_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E x - \frac{2\pi}{3}\right) dx + \int_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{7}{12}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E x - \pi) dx \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} \int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{7}{12}T_E} u_\zeta(x) dx &= \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \left( \left[ \frac{1}{\omega_E} \sin\left(\omega_E x - \frac{\pi}{3}\right) \right]_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{4}T_E} + \right. \\ &\left. \left[ \frac{1}{\omega_E} \sin\left(\omega_E x - \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} + \left[ \frac{1}{\omega_E} \sin(\omega_E x - \pi) \right]_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{7}{12}T_E} \right) \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$\begin{aligned} \int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{7}{12}T_E} u_\zeta(x) dx &= \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{\omega_E} \cdot \left( \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \right. \\ &\left. + \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \right) \end{aligned} \quad (4.26)$$

$$\int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{7}{12}T_E} u_\zeta(x) dx = \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{\omega_E} \cdot 3 \quad (4.27)$$

Durch dieses Ergebnis wird in der Gleichung der Schaltverlustleistung die

Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz eliminiert.

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{o,1} &= 4f_A \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\
 &\left( \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6}t_B \right) \cdot i_A(t) \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \, dt + \right. \\
 &\quad \left. \int_0^{\frac{1}{2f_A}} B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \, dt \right) + \\
 &4f_A \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{1}{2f_A}} (A_{\text{off}} \cdot i_A(t) + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \, dt \quad (4.28)
 \end{aligned}$$

Die in den verbliebenen Integralen enthaltenen konstanten Faktoren können für mehr Übersichtlichkeit nach vorne gezogen werden.

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{o,1} &= 4f_A \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\
 &\left( \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6}t_B \right) \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} i_A(t) \, dt + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} dt \right) + \right. \\
 &4f_A \cdot \frac{1}{T_P} \left( A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} i_A(t) \, dt + \right. \\
 &\quad \left. B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} dt \right) \quad (4.29)
 \end{aligned}$$

Nun können auch die verbliebenen Integrale sehr einfach gelöst werden.

$$\int_0^{\frac{1}{2f_A}} i_A(t) \, dt = \hat{I}_A \left( -\frac{1}{2\pi f_A} \cos(\pi) + \frac{1}{2\pi f_A} \cos(0) \right) = \frac{\hat{I}_A}{\pi \cdot f_A} \quad (4.30)$$

$$\int_0^{\frac{1}{2f_A}} dt = \frac{1}{2f_A} \quad (4.31)$$

Eingesetzt ergibt sich die Gleichung

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = 4 \frac{1}{T_P} \cdot & \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + \right. \\ & \left. B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \cdot \frac{1}{2} \right) + \\ & 4 \frac{1}{T_P} \left( A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + \right. \\ & \left. B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 3 \cdot \frac{1}{2} \right) \quad (4.32) \end{aligned}$$

in der sowohl die Eingangsfrequenz als auch die Ausgangsfrequenz eliminiert ist. Hier lassen sich wieder einige Terme zusammenfassen und man erhält

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = \frac{1}{T_P} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{6}{\pi} \cdot & \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + \right. \\ & \left. B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \frac{1}{2} + A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \frac{1}{2} \right) \quad (4.33) \end{aligned}$$

Dies ist die mittlere Schaltverlustleistung für eine Ausgangsphase bei verlustoptimaler Sequenz und großen  $m$ .

### Große $n$

Auch für große  $n$  soll ein Beispiel gezeigt werden, um die Berechnung leichter nachzuvollziehen. Für dieses Beispiel wurde  $f_E = 50\text{Hz}$  und  $f_A = \frac{100}{13}\text{Hz}$  gewählt. Das bedeutet,  $n = 13$  und  $m = 2$ . Der Verlauf des Ausgangsstromes und der Eingangsspannungen über den Zeitraum  $n \cdot T_E$  ist in Bild 4.16 dargestellt. Bild 4.17 zeigt analog zum Abschnitt über große  $m$  genau eine halbe Eingangsspannungsperiode und die Summe der dazugehörigen Ausgangsstromverläufe. Es ist leicht zu erkennen, daß für große  $n$  eine ähnliche Näherung wie für große  $m$  gemacht werden

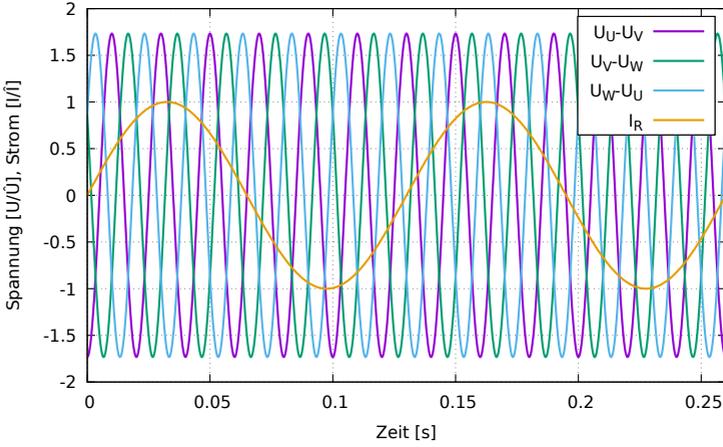


Abbildung 4.16: Beispiel für die Strom- und Spannungsverläufe bei großen  $n$ . Dargestellt ist ein Ausgangsstromverlauf und die drei Eingangsspannungsverläufe für  $n = 13$  und  $m = 2$ .

kann.

Analog zu Gleichung 4.16 ergibt sich in diesem Fall

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} &= \frac{2f_E}{n} \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\ &\int_0^{\frac{n}{2f_E}} \left( \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot |i_A(t)| + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \right) \cdot u_\zeta(t) \right) dt + \\ &\frac{2f_E}{n} \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{n}{2f_E}} \left( \left( A_{\text{off}} \cdot |i_A(t)| + B_{\text{off}} \right) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) \right) dt \quad (4.34) \end{aligned}$$

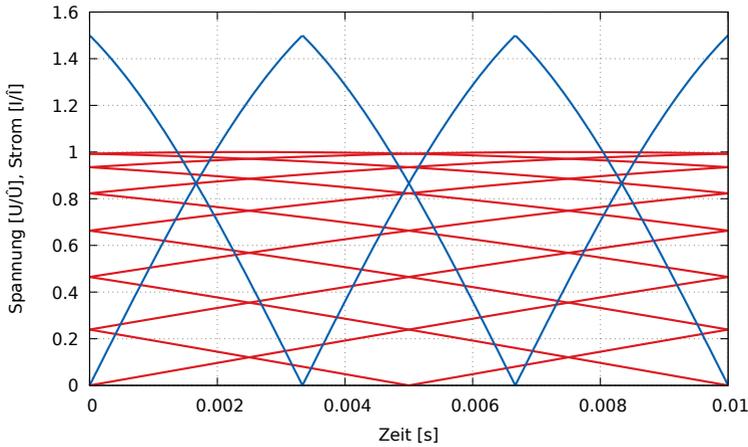


Abbildung 4.17: Die für die Berechnung der Schaltverluste relevanten Verläufe wurden hier auf den Zeitraum einer halben Eingangsspannungsperiodendauer projiziert. Zu jedem Zeitpunkt sind die Spannung  $u_{o-m}$ , die Spannung  $u_{m-u}$  und 13 Werte des Eingangsstromes abgebildet.

In diesem Fall soll das Integral auf den Zeitraum von 0 bis  $\frac{1}{2f_E}$  verkürzt werden. Mit den Summenfunktionen erhält man

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{o,1} &= \frac{2f_E}{n} \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\
 &\left( \int_0^{\frac{1}{2f_E}} \sum_{g=0}^{n-1} \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot |i_A(t + g \cdot \frac{T_E}{2})| \cdot u_\zeta(t + g \cdot \frac{T_E}{2}) \right) dt + \right. \\
 &\quad \left. \int_0^{\frac{1}{2f_E}} \sum_{g=0}^{n-1} \left( B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot u_\zeta(t + g \cdot \frac{T_E}{2}) \right) dt \right) + \\
 &\frac{2f_E}{n} \cdot \frac{1}{T_P} \left( \int_0^{\frac{1}{2f_E}} \sum_{g=0}^{n-1} \left( A_{\text{off}} \cdot |i_A(t + g \cdot \frac{T_E}{2})| \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t + g \cdot \frac{T_E}{2}) \right) dt + \right. \\
 &\quad \left. \int_0^{\frac{1}{2f_E}} \sum_{g=0}^{n-1} \left( B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t + g \cdot \frac{T_E}{2}) \right) dt \right) \quad (4.35)
 \end{aligned}$$

In diesem Fall ist  $u_\zeta$  unabhängig von  $g$  und kann vor die Summe gezogen werden.

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{o,1} &= \frac{2f_E}{n} \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\
 &\left( \int_0^{\frac{1}{2f_E}} \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot u_\zeta(t) \sum_{g=0}^{n-1} \left( |i_A(t + g \cdot \frac{T_E}{2})| \right) dt + \right. \\
 &\quad \left. \int_0^{\frac{1}{2f_E}} B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot u_\zeta(t) \sum_{g=0}^{n-1} (1) dt \right) + \\
 &\frac{2f_E}{n} \cdot \frac{1}{T_P} \left( \int_0^{\frac{1}{2f_E}} A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) \cdot \sum_{g=0}^{n-1} \left( |i_A(t + g \cdot \frac{T_E}{2})| \right) dt + \right. \\
 &\quad \left. \int_0^{\frac{1}{2f_E}} B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) \sum_{g=0}^{n-1} (1) dt \right) \quad (4.36)
 \end{aligned}$$

Die Summe über 1 entspricht einer Multiplikation mit  $n$  und die Summe über den Stromverlauf kann wie bei der Berechnung für große  $m$  unge-

formt werden. Es ergibt sich

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{2f_A \cdot n} \sum_{g=0}^{n-1} \left| i_A \left( t + g \cdot \frac{T_E}{2} \right) \right| \right) = \\ \lim_{n \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{2f_A \cdot n} \sum_{g=0}^{n-1} \left| i_A \left( t + g \cdot \frac{1}{2f_A \cdot n} \right) \right| \right) = \int_0^{\frac{1}{2f_A}} i_A(x) dx \quad (4.37) \end{aligned}$$

Durch diesen Schritt kann das  $n$  aus der Gleichung entfernt werden.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = 2f_E \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\ \left( \int_0^{\frac{1}{2f_E}} \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot u_\zeta(t) \cdot 2f_A \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} i_A(x) dx dt + \right. \\ \left. \int_0^{\frac{1}{2f_E}} B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot u_\zeta(t) dt \right) + \\ 2f_E \cdot \frac{1}{T_P} \left( \int_0^{\frac{1}{2f_E}} A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) \cdot 2f_A \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} i_A(x) dx dt + \right. \\ \left. \int_0^{\frac{1}{2f_E}} B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) dt \right) \quad (4.38) \end{aligned}$$

Nun können die Integrale nacheinander gelöst werden.

$$\int_0^{\frac{1}{2f_A}} i_A(x) dx = \hat{I}_A \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \sin(\omega_A x) dx = \frac{2\hat{I}_A}{\omega_A} \quad (4.39)$$

Durch diesen Schritt wird schon die Eingangsfrequenz aus der Gleichung eliminiert

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = 2f_E \cdot \frac{1}{T_P} \cdot & \left( \int_0^{\frac{1}{2f_E}} \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot u_\zeta(t) \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} dt + \right. \\ & \left. \int_0^{\frac{1}{2f_E}} B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot u_\zeta(t) dt \right) + \\ 2f_E \cdot \frac{1}{T_P} \cdot & \left( \int_0^{\frac{1}{2f_E}} A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} dt + \right. \\ & \left. \int_0^{\frac{1}{2f_E}} B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) dt \right) \quad (4.40) \end{aligned}$$

Nun können die konstanten Faktoren wieder vor die Integrale gezogen werden

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = 2f_E \cdot \frac{1}{T_P} \cdot & \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} u_\zeta(t) dt + \right. \\ & \left. B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} u_\zeta(t) dt \right) + \\ 2f_E \cdot \frac{1}{T_P} \cdot & \left( A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} u_\zeta(t) dt + \right. \\ & \left. B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} u_\zeta(t) dt \right) \quad (4.41) \end{aligned}$$

Dadurch steht in jedem Teil der Summe das gleiche Integral. Dies ermöglicht eine weitere Zusammenfassung der Gleichung zu

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = 2f_E \cdot \frac{1}{T_P} \cdot & \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \right. \\ & \left. A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \right) \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} u_\zeta(t) dt \quad (4.42) \end{aligned}$$

Das Integral über  $u_\zeta$  kann leicht in den vier Teilabschnitten bestimmt werden.

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx &= \int_0^{\frac{1}{12}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E x) dx + \\ &\int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{4}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E x - \frac{\pi}{3}\right) dx + \int_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E x - \frac{2\pi}{3}\right) dx + \\ &\int_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E x - \pi) dx \quad (4.43) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx &= \frac{\sqrt{3}\hat{U}_E}{\omega_E} [\sin(\omega_E x)]_0^{\frac{1}{12}T_E} + \\ &\frac{\sqrt{3}\hat{U}_E}{\omega_E} \left[ \sin\left(\omega_E x - \frac{\pi}{3}\right) \right]_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{4}T_E} + \frac{\sqrt{3}\hat{U}_E}{\omega_E} \left[ \sin\left(\omega_E x - \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} + \\ &\frac{\sqrt{3}\hat{U}_E}{\omega_E} [\sin(\omega_E x - \pi)]_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} \quad (4.44) \end{aligned}$$

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx = 3 \cdot \frac{\sqrt{3}\hat{U}_E}{\omega_E} \quad (4.45)$$

Damit kann auch die Eingangsfrequenz eliminiert werden und die Funktion zur Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung einer Ausgangsphase lautet vollständig

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} &= \frac{1}{T_P} \cdot \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \right. \\ &\left. A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \right) \cdot 3 \cdot \frac{\sqrt{3}\hat{U}_E}{\pi} \quad (4.46) \end{aligned}$$

Dieses Ergebnis entspricht genau der Gleichung 4.33, bei der große  $m$  als Bedingung angenommen wurden.

### Kleine $m$ und $n$

Falls  $m$  und  $n$  beide klein sind können die Näherungen aus den letzten Kapiteln nicht ohne weiteres übernommen werden. Vor allem muß in diesem Fall auch die Phasenlage der Eingangsspannung und des Ausgangsstromes zueinander berücksichtigt werden. Der Extremfall von kleinen  $n$  und  $m$  ist sicherlich  $n = 1, m = 1$ . Für diesen Fall soll nun die Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Phasenlage bestimmt werden. Für diese Berechnung kann von Gleichung 4.16 ausgegangen werden, da bis zu dieser Stelle noch keine einschränkenden Annahmen getroffen wurden. Mit  $m = 1$  eingesetzt ergibt sich

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} &= 2f_A \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\ &\int_0^{\frac{1}{2f_A}} \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot |i_A(t)| + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \right) \cdot u_\zeta(t) \, dt + \\ &2f_A \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \left( (A_{\text{off}} \cdot |i_A(t)| + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) \right) \, dt \quad (4.47) \end{aligned}$$

Diese Gleichung lässt sich umschreiben, so daß nur noch ein Integral über  $u_\zeta$  und ein Integral über das Produkt  $|i_A| \cdot u_\zeta$  enthalten ist.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} &= 2f_A \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) \, dt + \right. \\ &B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} u_\zeta(t) \, dt + A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) \, dt + \\ &\left. B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} u_\zeta(t) \, dt \right) \quad (4.48) \end{aligned}$$

Zur Lösung der Gleichung soll zuerst das Integral über  $u_\zeta$  berechnet werden. Da in diesem Sonderfall  $f_A = f_E$  gilt, kann das Integral einfach in

die vier Zeitabschnitte zerlegt und berechnet werden.

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx &= \int_0^{\frac{1}{12}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E x) dx + \\ &\int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{4}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E x - \frac{\pi}{3}\right) dx + \int_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E x - \frac{2\pi}{3}\right) dx + \\ &\int_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E x - \pi) dx \quad (4.49) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx &= \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \left( \left[ \frac{1}{\omega_E} \sin(\omega_E x) \right]_0^{\frac{1}{12}T_E} + \right. \\ &\left. \left[ \frac{1}{\omega_E} \sin\left(\omega_E x - \frac{\pi}{3}\right) \right]_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{4}T_E} + \left[ \frac{1}{\omega_E} \sin\left(\omega_E x - \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} + \right. \\ &\left. \left[ \frac{1}{\omega_E} \sin(\omega_E x - \pi) \right]_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} \right) \quad (4.50) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx &= \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\omega_E} \cdot \left( \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin(0) + \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) + \right. \\ &\left. \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) + \sin(0) - \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \right) \quad (4.51) \end{aligned}$$

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx = \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\omega_E} \cdot 3 \quad (4.52)$$

Für die Berechnung des Integrals über das Produkt des Stromes und der Spannung muß der Verschiebungswinkel  $\beta$  zwischen dem Ausgangsstrom und der Eingangsspannung berücksichtigt werden. Dieser Winkel wird vom Nulldurchgang des nächstgelegenen Spannungsverlaufs zum Nulldurchgang des Stromverlaufs gezählt. In den Bildern 4.18, 4.19 und 4.20 sind die Eingangsspannungsverläufe und Ausgangsstromverläufe mit den

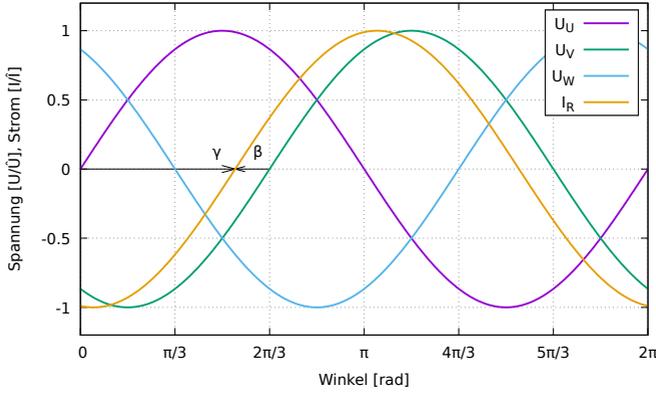


Abbildung 4.18: Die Eingangsspannungen und der Ausgangsstrom der Phase R mit den Verschiebungswinkeln  $\gamma$  und  $\beta$

Funktionen

$$u_U(t) = \hat{U}_E \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (4.53)$$

$$u_V(t) = \hat{U}_E \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.54)$$

$$u_W(t) = \hat{U}_E \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (4.55)$$

$$i_R(t) = \hat{I}_A \cdot \sin(\omega \cdot t - \gamma) \quad (4.56)$$

$$i_S(t) = \hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \gamma\right) \quad (4.57)$$

$$i_T(t) = \hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} - \gamma\right) \quad (4.58)$$

dargestellt. Wie deutlich zu erkennen ist, hat der Winkel  $\beta$  für alle Eingangsströme den gleichen Wert. Er ist auf den Wertebereich von  $\beta \in \left\{-\frac{\pi}{6} \dots \frac{\pi}{6}\right\}$  beschränkt und kann aus dem Verschiebungswinkel  $\gamma$  durch

$$\beta = \left(\left(\gamma + \frac{\pi}{6}\right) \bmod \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\pi}{6} \quad (4.59)$$

berechnet werden.

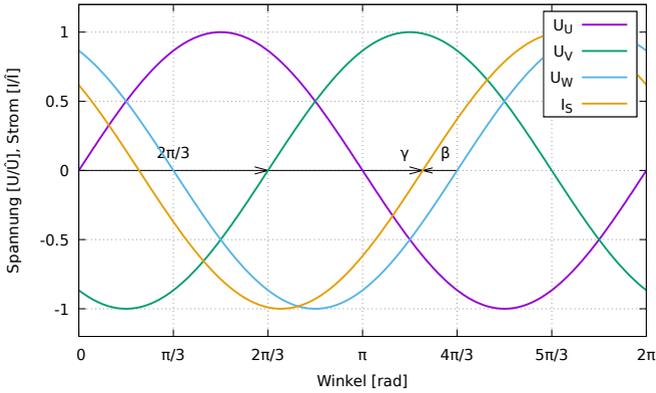


Abbildung 4.19: Die Eingangsspannungen und der Ausgangsstrom der Phase S mit den Verschiebungswinkeln  $\gamma$  und  $\beta$

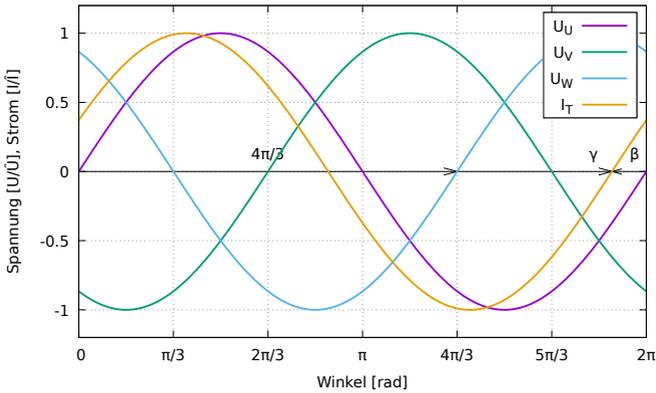


Abbildung 4.20: Die Eingangsspannungen und der Ausgangsstrom der Phase T mit den Verschiebungswinkeln  $\gamma$  und  $\beta$

Um die Betragsbildung des Ausgangsstromes in der Berechnung von Gleichung 4.48 zu eliminieren wird das Integral genau beim Nulldurchgang des Stromes aufgeteilt. Der Nulldurchgang soll dabei für eine einfachere Rechnung im Bereich von  $\frac{1}{12}T_E$  bis  $\frac{1}{4}T_E$  liegen. Die Funktion des Stromverlaufs lautet damit

$$|i_A(t)| = \begin{cases} -\hat{I}_A \cdot \sin(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}) & \omega_A t \in \{\frac{\pi}{6} \dots \frac{\pi}{3} + \beta\} \\ \hat{I}_A \cdot \sin(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}) & \omega_A t \in \{\frac{\pi}{3} + \beta \dots \frac{\pi}{2}\} \end{cases} \quad (4.60)$$

Das Integral besteht also aus 5 Teilintegralen

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{1}{2}T_E} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt &= \int_0^{\frac{1}{12}T_E} -\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E t) dt + \\ &\int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{6}T_E + \frac{\beta}{\omega_E}} -\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{3}\right) dt + \\ &\int_{\frac{1}{6}T_E + \frac{\beta}{\omega_E}}^{\frac{1}{4}T_E} \hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{3}\right) dt + \\ &\int_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} \hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos\left(\omega_E t - \frac{2\pi}{3}\right) dt + \\ &\int_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} \hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cos(\omega_E t - \pi) dt \quad (4.61) \end{aligned}$$

Mit  $\omega_A = \omega_E$  kann der Inhalt der Integrale vereinfacht werden.

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{\frac{1}{2}T_E} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt = \\
 & \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left( \int_0^{\frac{1}{12}T_E} - \left( \sin\left(-\beta - \frac{\pi}{3}\right) + \sin\left(2\omega_E t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \right) dt + \right. \\
 & \quad \int_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{6}T_E + \frac{\beta}{\omega_E}} - \left( \sin(-\beta) + \sin\left(2\omega_E t - \beta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) dt + \\
 & \quad \int_{\frac{1}{6}T_E + \frac{\beta}{\omega_E}}^{\frac{1}{4}T_E} \sin(-\beta) + \sin\left(2\omega_E t - \frac{2\pi}{3} - \beta\right) dt + \\
 & \quad \int_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} \sin\left(-\beta + \frac{\pi}{3}\right) + \sin(2\omega_E t - \beta - \pi) dt + \\
 & \quad \left. \int_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} \sin\left(-\beta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(2\omega_E t - \beta - \frac{4\pi}{3}\right) dt \right) \quad (4.62)
 \end{aligned}$$

Dieses Integral lässt sich nun einfach lösen.

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{\frac{1}{2}T_E} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt = \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left( \left[ -\sin\left(-\beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot t \right]_0^{\frac{1}{12}T_E} + \right. \\
 & \quad \left[ \frac{1}{2\omega_E} \cos\left(2\omega_E t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \right]_0^{\frac{1}{12}T_E} + \left[ \sin(\beta) \cdot t \right]_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{6}T_E + \frac{\beta}{\omega_E}} + \\
 & \quad \left[ -\frac{1}{2\omega_E} \sin\left(-2\omega_E t + \frac{\pi}{6} + \beta\right) \right]_{\frac{1}{12}T_E}^{\frac{1}{6}T_E + \frac{\beta}{\omega_E}} + \left[ -\sin(\beta) \cdot t \right]_{\frac{1}{6}T_E + \frac{\beta}{\omega_E}}^{\frac{1}{4}T_E} + \\
 & \quad \left[ \frac{1}{2\omega_E} \sin\left(-2\omega_E t + \frac{\pi}{6} + \beta\right) \right]_{\frac{1}{6}T_E + \frac{\beta}{\omega_E}}^{\frac{1}{4}T_E} + \left[ \sin\left(-\beta + \frac{\pi}{3}\right) \cdot t \right]_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} + \\
 & \quad \left[ -\frac{1}{2\omega_E} \cos(2\omega_E t - \beta - \pi) \right]_{\frac{1}{4}T_E}^{\frac{5}{12}T_E} + \left[ \sin\left(-\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot t \right]_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} + \\
 & \quad \left. \left[ -\frac{1}{2\omega_E} \cos\left(2\omega_E t - \beta - \frac{4\pi}{3}\right) \right]_{\frac{5}{12}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} \right) \quad (4.63)
 \end{aligned}$$

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_E} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt = \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left( \frac{T_E}{\pi} \cdot \cos(\beta) + \frac{T_E \cdot \beta}{\pi} \cdot \sin(\beta) + \frac{T_E}{6} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6} - \beta\right) + \frac{T_E}{6} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6} + \beta\right) \right) \quad (4.64)$$

Dieses Ergebnis lässt sich weiter zusammenfassen und man erhält

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_E} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt = \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{T_E}{6} \cdot \left( \left( \frac{6}{\pi} + \sqrt{3} \right) \cdot \cos(\beta) + \frac{6 \cdot \beta}{\pi} \cdot \sin(\beta) \right) \quad (4.65)$$

Eingesetzt in 4.48 ergibt sich das Endergebnis für die mittlere Schaltverlustleistung bei  $\omega_E = \omega_A$  abhängig vom Winkel  $\beta$ :

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,1} = \frac{1}{T_P} \cdot \left( B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\pi} \cdot 3 + \right. \\ \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \left( \left( \frac{6}{\pi} + \sqrt{3} \right) \cdot \cos(\beta) + \right. \\ \left. \frac{6 \cdot \beta}{\pi} \cdot \sin(\beta) \right) + B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\pi} \cdot 3 + \\ \left. A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \left( \left( \frac{6}{\pi} + \sqrt{3} \right) \cdot \cos(\beta) + \right. \right. \\ \left. \left. \frac{6 \cdot \beta}{\pi} \cdot \sin(\beta) \right) \right) \quad (4.66) \end{aligned}$$

Die Abhängigkeit dieser Funktion von  $\beta$  ist in Bild 4.21 qualitativ dargestellt. Offensichtlich wird für  $\beta = 0$  ein Minimum der Schaltverlustleistung erreicht. Das Maximum befindet sich an den Rändern des Definitionsbereichs, also bei  $\beta = \pm \frac{\pi}{6}$

Mit diesen Winkeln ist also die maximale und die minimale Schaltverlustleistung bestimmbar. Um die gesamten Schaltverluste des Umrichters zu erhalten muß berücksichtigt werden, daß Gleichung 4.66 nur das Ergebnis

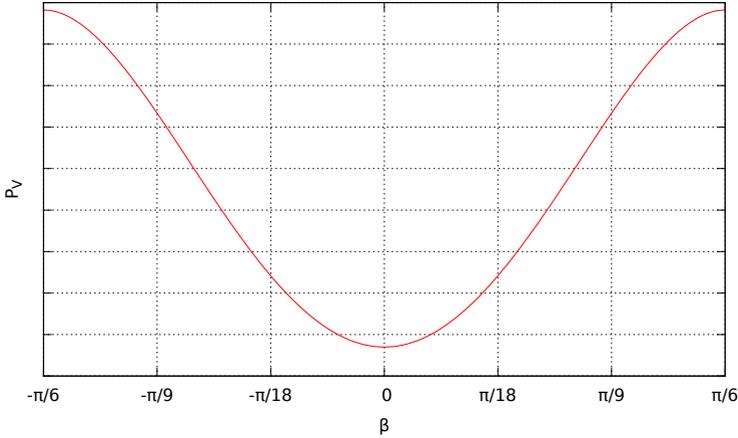


Abbildung 4.21: Qualitative Darstellung der Abhängigkeit der Schaltverlustleistung vom Winkel  $\beta$  bei  $\omega_E = \omega_A$ .

für eine Ausgangsphase liefert. Da bei symmetrischen Systemen  $\beta$  aber für alle Ausgangsphasen gleich ist, kann das Ergebnis für die gesamte Schaltverlustleistung einfach verdreifacht werden.

Man erhält so für die minimale mittlere Schaltverlustleistung des Matrixumrichters bei verlustoptimierter Sequenz und  $\omega_E = \omega_A$

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,\min} = & \frac{3}{T_P} \cdot \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{\pi} + \frac{1}{2} \right) + \right. \\ & B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\pi} \cdot 3 + A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{\pi} + \frac{1}{2} \right) + \\ & \left. B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\pi} \cdot 3 \right) \quad (4.67) \end{aligned}$$

Und für die maximale Schaltverlustleistung

$$\begin{aligned} \bar{P}_{o,\max} = & \frac{3}{T_P} \cdot \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \left( \frac{3}{2\pi} + \frac{\sqrt{3}}{3} \right) + \right. \\ & B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\pi} \cdot 3 + A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{I}_A \cdot \hat{U}_E \cdot \left( \frac{3}{2\pi} + \frac{\sqrt{3}}{3} \right) + \\ & \left. B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\pi} \cdot 3 \right) \quad (4.68) \end{aligned}$$

Der Grenzfall  $\omega_E = \omega_A$  liefert die maximal erreichbaren Extremwerte der Schaltverlustleistung. Kein anderes Frequenzverhältnis mit kleinen  $n, m$  kann zu einer größeren maximalen Schaltverlustleistung oder zu einer kleineren minimalen Schaltverlustleistung führen. Die ermittelten Werte können darum in der Praxis allgemein als maximal erreichbare Extremwerte herangezogen werden. Soll für ein konkretes Frequenzverhältnis mit kleinen  $n, m$  das Ergebnis aber genau bestimmt werden, so muß die hier exemplarisch durchgeführte Berechnung für diese Werte komplett neu durchgeführt werden.

Die Formel für die Schaltverlustleistung in Abhängigkeit von  $\beta$  bei  $\omega_E = \omega_A$  eröffnet einen weiteren Weg zur Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung bei großen  $m$  oder  $n$ . In Anlehnung an das von Professor H. Späth in [44] beschriebene Verfahren kann davon ausgegangen werden, daß die Gleichung auch bei einem geringen Unterschied in den Periodendauern der Eingangsspannung und des Ausgangsstromes angewendet werden kann. In diesem Fall wird sich aber  $\beta$  mit jeder Periodendauer um die Differenz der Periodendauern erhöhen. Für die mittlere Verlustleistung muß also der Mittelwert der Verlustleistungen bei allen auftretenden  $\beta$  gebildet werden.

### 4.3.3 Sichere Sequenz bei großen $m$ oder $n$

Bei der sicheren Sequenz ist die niedrigste Differenzspannung der Eingangsphasen nicht an einer Kommutierung beteiligt. Der Verlauf von  $u_\zeta$  muß also neu formuliert werden. Die weitere Berechnung kann analog zur Berechnung bei der verlustoptimierten Sequenz durchgeführt werden.

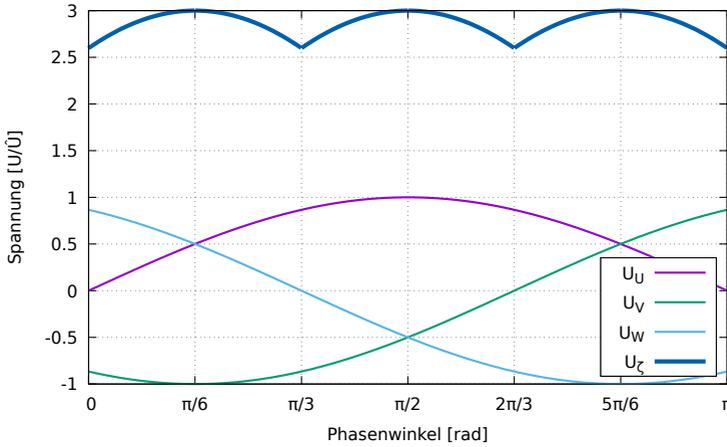


Abbildung 4.22: Verlauf von  $u_U$ ,  $u_V$ ,  $u_W$  und  $u_\zeta$  bei sicherer Sequenz

### Große $m$ oder $n$

Wie bei der Berechnung für die verlustoptimierte Sequenz kommt man auf die Gleichung

$$\begin{aligned} \bar{P}_{s,1} = 2f_E \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \right. \\ \left. A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot 2 \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \right) \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} u_\zeta(t) dt \quad (4.69) \end{aligned}$$

Diese Gleichung entspricht Gleichung 4.42 bei der Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung für die verlustoptimale Sequenz und große  $n$  in der nur noch das Integral über  $u_\zeta$  einzusetzen ist.

Der Verlauf von  $u_\zeta$  kann wieder abschnittsweise definiert werden. Zu jedem Zeitpunkt, bei dem eine der Eingangsspannungen einen Nulldurchgang hat beginnt ein neuer Abschnitt des Definitionsbereichs.

$$\begin{aligned}
 u_\zeta(t) &= \hat{U}_E \cdot \left( \sin(\omega_E t) - \sin\left(\omega_E t + \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega_E t + \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\omega_E t + \frac{4\pi}{3}\right) \right) & \omega_E t \in \left\{ 0 \dots \frac{\pi}{3} \right\} \\
 u_\zeta(t) &= \hat{U}_E \cdot \left( \sin(\omega_E t) - \sin\left(\omega_E t + \frac{4\pi}{3}\right) + \sin(\omega_E t) - \sin\left(\omega_E t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) & \omega_E t \in \left\{ \frac{\pi}{3} \dots \frac{2\pi}{3} \right\} \\
 u_\zeta(t) &= \hat{U}_E \cdot \left( \sin(\omega_E t) - \sin\left(\omega_E t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega_E t + \frac{4\pi}{3}\right) - \sin\left(\omega_E t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) & \omega_E t \in \left\{ \frac{2\pi}{3} \dots \pi \right\}
 \end{aligned}$$

Zusammengefasst ergibt das

$$u_\zeta(t) = \begin{cases} \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{6}\right) & \text{mit } \omega_E t \in \left\{ 0 \dots \frac{\pi}{3} \right\} \\ \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{2}\right) & \text{mit } \omega_E t \in \left\{ \frac{\pi}{3} \dots \frac{2\pi}{3} \right\} \\ \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{5\pi}{6}\right) & \text{mit } \omega_E t \in \left\{ \frac{2\pi}{3} \dots \pi \right\} \end{cases} \quad (4.70)$$

Es fällt auf, daß der Verlauf von  $u_\zeta$  bei sicherer Sequenz gegenüber dem Verlauf von  $u_\zeta$  bei verlustoptimierter Sequenz, wie sie in Bild 4.13 abgebildet, um genau den Faktor  $\sqrt{3}$  höher liegt und um den Winkel  $\pi/6$  phasenversetzt ist.

Der höhere Wert von  $u_\zeta$  spiegelt direkt die Tatsache wider, daß bei der sicheren Sequenz immer höhere Spannungen geschaltet werden müssen als bei der verlustoptimierten Sequenz.

Zur Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung muß davon das Integral über  $u_\zeta$  bis zur halben Periodendauer bestimmt werden:

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx = \int_0^{\frac{1}{6}T_E} \hat{U}_E \cdot 3 \cos\left(\omega_E x - \frac{\pi}{6}\right) dx + \int_{\frac{1}{6}T_E}^{\frac{1}{3}T_E} \hat{U}_E \cdot 3 \cos\left(\omega_E x - \frac{\pi}{2}\right) dx + \int_{\frac{1}{3}T_E}^{\frac{1}{2}T_E} \hat{U}_E \cdot 3 \cos\left(\omega_E x - \frac{5\pi}{6}\right) dx \quad (4.71)$$

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_E} u_\zeta(x) dx = \hat{U}_E \cdot \frac{9}{\omega_E} \quad (4.72)$$

Die restliche Berechnung verhält sich genau wie bei der verlustoptimalen Sequenz. Man erhält dann für die mittlere Schaltverlustleistung einer Ausgangsphase des Matrixumrichters bei sicherer Sequenz und großen  $m$  oder großen  $n$

$$\bar{P}_{s,1} = \frac{1}{T_P} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{18}{\pi} \cdot \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \frac{1}{2} + A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \frac{1}{2} \right) \quad (4.73)$$

Diese Gleichung entspricht der Gleichung 4.46 für die verlustoptimale Sequenz bis auf den Vorfaktor. Das Ergebnis unterscheidet sich um den Faktor  $\sqrt{3}$ .

### Kleine $m$ und $n$

Auch für die sichere Sequenz soll für den Extremfall  $n = 1, m = 1$  die mittlere Schaltverlustleistung berechnet werden. Als Ausgangspunkt soll

die Gleichung

$$\begin{aligned} \bar{P}_{s,1} &= \frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \\ &\int_0^{\frac{m}{2f_A}} \left( \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot |i_A(t)| + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \right) \cdot u_\zeta(t) \right) dt + \\ &\frac{2f_A}{m} \cdot \frac{1}{T_P} \int_0^{\frac{m}{2f_A}} \left( (A_{\text{off}} \cdot |i_A(t)| + B_{\text{off}}) \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot u_\zeta(t) \right) dt \quad (4.74) \end{aligned}$$

dienen, die der Gleichung 4.16 bei der Berechnung der mittleren Verlustleistung bei verlustoptimaler Sequenz entspricht. Setzt man  $m = 1$  ein und stellt diese Gleichung um, so ergibt sich

$$\begin{aligned} \bar{P}_{s,1} &= 2f_A \cdot \frac{1}{T_P} \cdot \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt + \right. \\ &B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} u_\zeta(t) dt + A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt + \\ &\left. B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} u_\zeta(t) dt \right) \quad (4.75) \end{aligned}$$

Nun muß das Integral über  $u_\zeta$  für die sichere Sequenz berechnet werden. Nach Gleichung 4.70 kann diese Berechnung in drei Teilabschnitten durchgeführt werden.

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{1}{2}T_A} u_\zeta(t) dt &= \int_0^{\frac{1}{6}T_A} \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{6}\right) dt + \\ &\int_{\frac{1}{6}T_A}^{\frac{1}{3}T_A} \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{2}\right) dt + \int_{\frac{1}{3}T_A}^{\frac{1}{2}T_A} \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{5\pi}{6}\right) dt \quad (4.76) \end{aligned}$$

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_A} u_\zeta(t) dt = 9 \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{1}{\omega_E} \quad (4.77)$$

Für die Berechnung des Integrals über das Produkt des Strombetrages und der Spannung  $U_\zeta$  muß, wie bei der Berechnung der Verlustleistung bei verlustoptimierter Sequenz, der Verschiebungswinkel  $\beta$  berücksichtigt

werden. Dieser Winkel wurde bereits in Gleichung 4.59 definiert. Nun muß bei der Integralbildung aber das Vorzeichen von  $\beta$  berücksichtigt werden. Für negative  $\beta$  lautet die Gleichung

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\frac{1}{2}T_A} |i_A(t)| \cdot u_C(t) dt = & \\
 \int_0^{\frac{1}{6}T_A + \frac{\beta}{\omega_A}} -\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{6}\right) dt + & \\
 \int_{\frac{1}{6}T_A + \frac{\beta}{\omega_A}}^{\frac{1}{6}T_A} +\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{6}\right) dt + & \\
 \int_{\frac{1}{6}T_A}^{\frac{1}{3}T_A} +\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{2}\right) dt + & \\
 \int_{\frac{1}{3}T_A}^{\frac{1}{2}T_A} +\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{5\pi}{6}\right) dt & \quad (4.78)
 \end{aligned}$$

Für positive  $\beta$  ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\frac{1}{2}T_A} |i_A(t)| \cdot u_C(t) dt = & \\
 \int_0^{\frac{1}{6}T_A} -\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{6}\right) dt + & \\
 \int_{\frac{1}{6}T_A}^{\frac{1}{3}T_A + \frac{\beta}{\omega_A}} -\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{2}\right) dt + & \\
 \int_{\frac{1}{3}T_A + \frac{\beta}{\omega_A}}^{\frac{1}{3}T_A} +\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{\pi}{2}\right) dt + & \\
 \int_{\frac{1}{3}T_A}^{\frac{1}{2}T_A} +\hat{I}_A \cdot \sin\left(\omega_A t - \beta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \hat{U}_E \cdot 3 \cdot \cos\left(\omega_E t - \frac{5\pi}{6}\right) dt & \quad (4.79)
 \end{aligned}$$

Die Lösung der beiden Gleichungen ergibt

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_A} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt = \frac{3}{2} \hat{I}_A \hat{U}_E T_A \cdot \left( \frac{\beta}{\pi} \cdot \sin \left( \beta + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{3} \cdot \cos(\beta) + \frac{1}{\pi} \cdot \cos \left( \beta + \frac{\pi}{6} \right) \right) \Big|_{\beta \leq 0} \quad (4.80)$$

$$\int_0^{\frac{1}{2}T_A} |i_A(t)| \cdot u_\zeta(t) dt = \frac{3}{2} \hat{I}_A \hat{U}_E T_A \cdot \left( \frac{\beta}{\pi} \cdot \sin \left( \beta - \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{3} \cdot \cos(\beta) + \frac{1}{\pi} \cdot \cos \left( \beta - \frac{\pi}{6} \right) \right) \Big|_{\beta \geq 0} \quad (4.81)$$

Eingesetzt in Gleichung 4.75 und zusammengefasst ergibt sich somit für die sichere Sequenz bei  $\omega_E = \omega_A$

$$\begin{aligned} \bar{P}_{s,1} = \frac{3\hat{U}_E}{\pi \cdot T_P} & \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \hat{I}_A \cdot \right. \\ & \left( \frac{\pi}{3} \cos(\beta) + \cos \left( \beta + \frac{\pi}{6} \right) + \beta \cdot \sin \left( \beta + \frac{\pi}{6} \right) \right) + 3B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \\ & A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{I}_A \cdot \left( \frac{\pi}{3} \cos(\beta) + \cos \left( \beta + \frac{\pi}{6} \right) + \beta \cdot \sin \left( \beta + \frac{\pi}{6} \right) \right) + \\ & \left. 3B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \right) \Big|_{\beta \leq 0} \quad (4.82) \end{aligned}$$

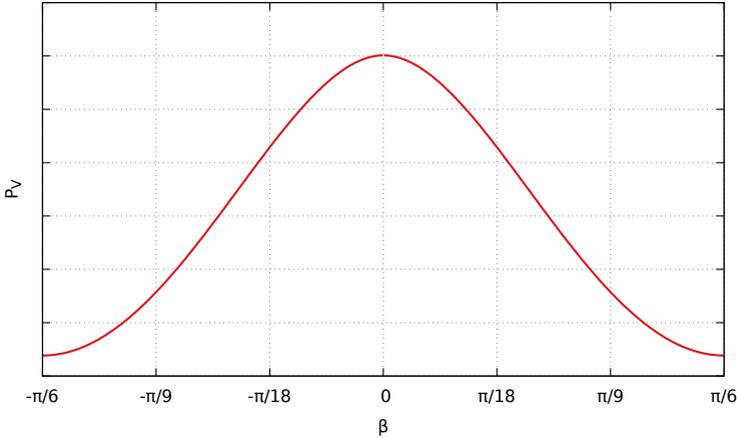


Abbildung 4.23: Qualitativer Verlauf der Verlustleistung in Abhängigkeit von  $\beta$  bei sicherer Sequenz und  $\omega_E = \omega_A$

$$\begin{aligned} \bar{P}_{s,1} = & \frac{3\hat{U}_E}{\pi \cdot T_P} \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \hat{I}_A \cdot \right. \\ & \left. \left( \frac{\pi}{3} \cos(\beta) + \cos\left(\beta - \frac{\pi}{6}\right) + \beta \cdot \sin\left(\beta - \frac{\pi}{6}\right) \right) + 3B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \right. \\ & \left. A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \hat{I}_A \cdot \left( \frac{\pi}{3} \cos(\beta) + \cos\left(\beta - \frac{\pi}{6}\right) + \beta \cdot \sin\left(\beta - \frac{\pi}{6}\right) \right) + \right. \\ & \left. 3B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \right) \Big|_{\beta \geq 0} \quad (4.83) \end{aligned}$$

Dieser Verlauf der Verlustleistung in Abhängigkeit von  $\beta$  ist in Bild 4.23 qualitativ dargestellt.

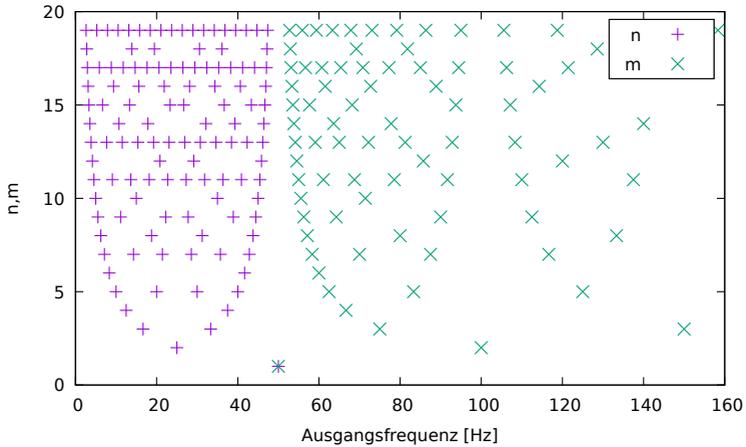


Abbildung 4.24: Darstellung aller Vorkommen von kleinen  $n, m$  bei 50Hz Eingangsfrequenz in Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz.

#### 4.3.4 Verteilung der $m$ und $n$

Die Berechnung von  $n$  und  $m$  in Abhängigkeit von  $f_E$  und  $f_A$  kann nicht durch eine lineare Funktion durchgeführt werden und das Ergebnis der Ermittlung liefert keine stetige Verteilung.

Für die Praxis besonders relevant ist die Verteilung der  $n$  und  $m$  bei der Eingangsfrequenz von  $f_E = 50\text{Hz}$ . In Bild 4.24 ist darum für diesen Fall bis zu einer Ausgangsfrequenz von  $f_A = 160\text{Hz}$  der kleinere Wert von  $n$  oder  $m$  eingezeichnet, falls beide Werte kleiner als 20 sind.

Wie zu erkennen ist, wird die Bedingung, daß  $n$  oder  $m$  groß sein soll bis auf isolierte Ausgangsfrequenzen erfüllt. Das bedeutet, daß eine minimale Abweichung von einer solch isolierten Frequenz unweigerlich zu einer Frequenz mit großen  $n$  oder  $m$  führt. In der Praxis wird das Einstellen einer Ausgangsfrequenz mit kleinen  $n$  und  $m$  nur mit einer Regelung des Ausgangsstromwinkels mit dem Eingangsspannungswinkel als Führungsgröße zu erreichen sein. In üblichen Einsatzszenarien kann davon ausgegangen werden, daß ein Betriebspunkt mit kleinen  $n$  und  $m$  nicht über einen längeren Zeitraum anliegt und die Berechnung der Schaltverlustleistung mit der Annahme  $n$  oder  $m$  sei sehr groß in jedem Fall zulässig

ist.

### 4.3.5 Fehler bei der Betrachtung

Bei der Berechnung der mittleren Schaltverlustleistung wurde die zulässige Näherung gemacht, daß entweder  $n$  oder  $m$  sehr groß sei. Es wurden allerdings implizit noch zwei weitere Annahmen gemacht, die hier erwähnt werden sollen.

#### Sequenzwechsel

Bei den Schnittpunkten der Eingangsspannungsverläufe oder bei den Nulldurchgängen der Eingangsspannungsverläufe kann es dazu kommen, daß sich die zeitliche Abfolge der Eingangsspannungspulse ändern soll. Zum Beispiel soll von der Reihenfolge  $U \rightarrow V \rightarrow W \rightarrow V \rightarrow U$  übergegangen werden zu  $V \rightarrow U \rightarrow W \rightarrow U \rightarrow V$ . Durch diesen Sequenzwechsel findet also ein zusätzlicher Kommutierungsvorgang im Moment der Sequenzänderung statt, der bisher nicht berücksichtigt wurde. Diese Vernachlässigung ist zulässig, solange die Pulsfrequenz  $f_P$  viel größer ist als die Eingangsfrequenz  $f_E$ , da es nur zu 6 Sequenzwechseln pro Eingangsspannungsperiode kommt.

#### Optimierte Steuerverfahren

Erreichen die Steuerverfahren ihre Aussteuergrenzen, so bedeutet dies, daß mindestens eine der drei Einschaltzeiten mindestens einer Ausgangsphase den Wert Null erreicht hat. In jeder Ausgangsphase, in der eine Eingangsphase nicht mehr zur Modulation der Ausgangsspannung beiträgt kommt es nur noch zu 2 Schalthandlungen pro Pulsperiode statt zu 4, wie bisher angenommen. Im Extremfall können sogar Einschaltzeiten einer Ausgangsphase den Wert Null erreichen. In diesem Fall wird in der betreffenden Ausgangsphase überhaupt kein Kommutierungsvorgang durchgeführt.

Diese Fehler werden bei herkömmlichen Verfahren tatsächlich nur auf der Begrenzung des aussteuerbaren Bereichs auftreten. Liegt die Ausgangsspannung geringfügig niedriger, so werden die Sequenzen wieder vollständig angewandt. Die Berechnungen sind also bis hin zum höchsten Aussteuergrad zulässig.

Anders sieht es bei Steuerverfahren aus, die speziell darauf ausgelegt sind Schaltvorgänge zu minimieren. Darunter fallen die Flat-Top-Modulation [29, 48-59] sowie die von Jens Igney vorgestellte „Modulation mit permanenter Extremstellung der Zeitzeigerdreibeine“ (im folgenden als PEZ-Modulation bezeichnet) [6]. Bei diesen Verfahren liefert die beschriebene Berechnung zu hohe Schaltverlustleistungen. Die Ergebnisse können aber natürlich trotzdem zur Auslegung von Kühlelementen herangezogen werden, da die Berechnungen auf keinen Fall zu kleine Werte liefern (Worst-Case-Szenario).

## 4.4 Schaltverlustleistung des rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichters

Beim rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichter, wie er in Bild 4.25 dargestellt ist, ergibt sich eine Abhängigkeit der Schaltverlustleistung vom Ausgangsstrom, dem Eingangsstrom und von der gewählten Zwischenkreisspannung.

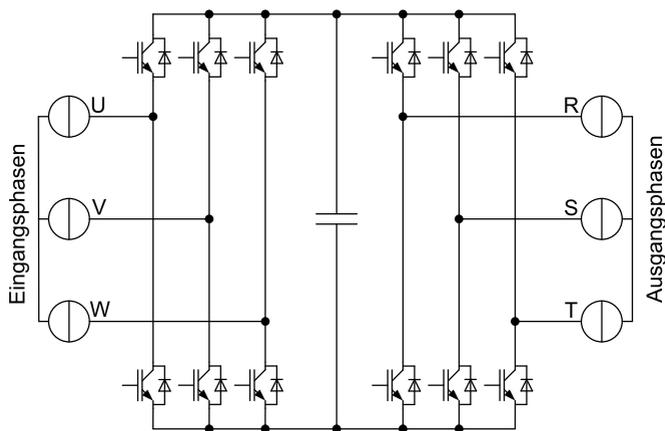


Abbildung 4.25: Aufbau eines rückspeisefähigen Spannungszwischenkreisumrichters aus 12 IGBTs und 12 Dioden.

Die Berechnung der Schaltverlustleistung des Spannungszwischenkreisum-

richters ist in [10] nachvollziehbar beschrieben. Die Berechnung soll an dieser Stelle in ähnlicher Weise durchgeführt werden um eine Vergleichbarkeit mit der Verlustleistung des Matrixumrichters zu gewährleisten. Für jeweils einen Brückenweig der Eingangsseite gilt

$$\bar{P}_{z,1,E} = 2f_E \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} \bar{p}_{\text{on}}(U_{ZK}, |i_E|) + \bar{p}_{\text{off}}(U_{ZK}, |i_E|) dt \quad (4.84)$$

Für die Ausgangsseite gilt entsprechend

$$\bar{P}_{z,1,A} = 2f_A \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \bar{p}_{\text{on}}(U_{ZK}, |i_A|) + \bar{p}_{\text{off}}(U_{ZK}, |i_A|) dt \quad (4.85)$$

Mit den Gleichungen aus Kapitel 3.2 ergibt sich daraus für einen Brückenweig der Eingangsseite und einen Brückenweig der Ausgangsseite

$$\begin{aligned} \bar{P}_{z,1} = & \frac{1}{T_P} \cdot 2f_E \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} (A_{\text{on}} \cdot i_E(t) + B_{\text{on}}) \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} dt + \\ & \frac{1}{T_P} \cdot 2f_E \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_E}} (A_{\text{off}} \cdot i_E(t) + B_{\text{off}}) \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} + \frac{1}{6} t_B \cdot U_{ZK} \cdot i_E(t) dt + \\ & \frac{1}{T_P} \cdot 2f_A \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} (A_{\text{on}} \cdot i_A(t) + B_{\text{on}}) \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} dt + \\ & \frac{1}{T_P} \cdot 2f_A \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} (A_{\text{off}} \cdot i_A(t) + B_{\text{off}}) \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} + \frac{1}{6} t_B \cdot U_{ZK} \cdot i_A(t) dt \end{aligned} \quad (4.86)$$

Mit

$$i_A(t) = \hat{I}_A \cdot \sin(\omega_A \cdot t) \quad (4.87)$$

und

$$i_E(t) = \hat{I}_E \cdot \sin(\omega_E \cdot t) \quad (4.88)$$

können die Integrale gelöst werden. Es ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{z,1} = \frac{1}{T_P} \cdot 2 \cdot & \left( A_{\text{on}} \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \hat{I}_E \cdot \frac{1}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} + \right. \\
 & A_{\text{off}} \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \hat{I}_E \cdot \frac{1}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} + \frac{1}{6} t_B \cdot U_{ZK} \cdot \frac{1}{\pi} + \\
 & A_{\text{on}} \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \hat{I}_A \cdot \frac{1}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} + \\
 & \left. A_{\text{off}} \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \hat{I}_A \cdot \frac{1}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} + \frac{1}{6} t_B \cdot U_{ZK} \cdot \frac{1}{\pi} \right) \quad (4.89)
 \end{aligned}$$

## 4.5 Vergleich der Ergebnisse

Die mittlere Schaltverlustleistung des Matrixumrichters bei verlustoptimaler Sequenz wurde in Gleichung 4.46 für eine Ausgangsphase ermittelt. Es ergibt sich die gesamte mittlere Schaltverlustleistung des Matrixumrichters zu

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_o = \frac{1}{T_P} \cdot \hat{U}_E \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{18}{\pi} \cdot & \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + \right. \\
 & \left. B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \frac{1}{2} + A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \frac{1}{2} \right) \quad (4.90)
 \end{aligned}$$

Die Schaltverlustleistung des gesamten Umrichters bei der sicheren Sequenz lässt sich nach 4.73 durch

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_s = \frac{1}{T_P} \cdot \hat{U}_E \cdot \frac{54}{\pi} \cdot & \left( \left( A_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} + \frac{1}{6} t_B \right) \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot \frac{C_{\text{on}}}{U_{\text{ref,on}}} \cdot \frac{1}{2} + \right. \\
 & \left. A_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \frac{\hat{I}_A}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot \frac{C_{\text{off}}}{U_{\text{ref,off}}} \cdot \frac{1}{2} \right) \quad (4.91)
 \end{aligned}$$

bestimmen. Beide Ergebnisse sind unabhängig von dem Phasenwinkel zwischen Eingangsstrom und Eingangsspannung und dem Phasenwinkel zwischen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung. Es ist einfach zu erkennen, daß die mittlere Schaltverlustleistung bei der sicheren Sequenz

immer genau um den Faktor  $\sqrt{3}$  über der mittleren Schaltverlustleistung bei optimierter Sequenz liegt.

Dieser Faktor entspricht genau dem Faktor zwischen dem Integral  $\int_0^{2\pi} u_\zeta(\alpha) d\alpha$  für die sichere Sequenz von  $u_\zeta$  und für die verlustoptimale Sequenz von  $u_\zeta$ .

Nach Kapitel 4.4 lässt sich die Schaltverlustleistung des rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichters mit

$$\begin{aligned} \bar{P}_z = \frac{1}{T_P} \cdot 6 \cdot & \left( A_{\text{on}} \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \hat{I}_E \cdot \frac{1}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} + \right. \\ & A_{\text{off}} \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \hat{I}_E \cdot \frac{1}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} + \frac{1}{6} t_B \cdot U_{ZK} \cdot \frac{1}{\pi} + \\ & A_{\text{on}} \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \hat{I}_A \cdot \frac{1}{\pi} + B_{\text{on}} \cdot C_{\text{on}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} + \\ & \left. A_{\text{off}} \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \hat{I}_A \cdot \frac{1}{\pi} + B_{\text{off}} \cdot C_{\text{off}} \cdot \frac{U_{ZK}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{2} + \frac{1}{6} t_B \cdot U_{ZK} \cdot \frac{1}{\pi} \right) \quad (4.92) \end{aligned}$$

berechnen. Diese Schaltverlustleistung ist also zusätzlich abhängig von der Eingangsstromamplitude und der Zwischenkreisspannung, dafür entfällt die Abhängigkeit von der Eingangsspannungsamplitude.

In den Bildern 4.26 und 4.27 wurden die Schaltverlustleistungen des Matrixumrichters bei sicherer und verlustoptimaler Sequenz, sowie des Spannungszwischenkreisumrichters in Abhängigkeit des Eingangsstromeffektivwertes und des Ausgangsstromeffektivwertes bei gleicher Pulsfrequenz  $f_P = 10 \text{ kHz}$  geplottet. Die Pulsfrequenz des Matrixumrichters ist dabei wie in Kapitel 4.2.3 definiert. Als Eingangsspannungsamplitude wurde  $\hat{U}_E = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$ , als Zwischenkreisspannung wurde

$$U_{ZK} = \sqrt{3} \hat{U}_E \cdot 1,15 \quad (4.93)$$

gewählt. Bei dieser Zwischenkreisspannung kann der Umrichter sicher Energie in das Netz zurückspeisen und eine Ausgangsspannungsamplitude von

$$\hat{U}_{A,\text{max}} = \hat{U}_E \cdot 1,15 \quad (4.94)$$

erzeugen. Eine höhere Zwischenkreisspannung wäre nur erforderlich, falls eine höhere Ausgangsspannung eingestellt werden soll.

Da die maximale Ausgangsspannung des Matrixumrichters aber auf

$$\hat{U}_{A,\max} = \hat{U}_E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.95)$$

begrenzt ist soll diese Zwischenkreisspannung für den Vergleich genügen. Für die Parameter des BeispielpLOTS wurde willkürlich der IGBT FF100R12RT4 von Infineon ausgewählt. Nach den Diagrammen des Datenblatts können folgende Kennwerte ermittelt werden:

- $A_{\text{on}} = 9,473 \cdot 10^{-5} \frac{\text{J}}{\text{A}}$
- $B_{\text{on}} = 6,315 \cdot 10^{-4} \text{ J}$
- $C_{\text{on}} = 2,125$
- $A_{\text{off}} = 7,826 \cdot 10^{-5} \frac{\text{J}}{\text{A}}$
- $B_{\text{off}} = 1,043 \cdot 10^{-3} \text{ J}$
- $C_{\text{off}} = 1,0$
- $t_B = 6.0 \cdot 10^{-7} \text{ s}$

Wie deutlich zu erkennen ist, liegt die mittlere Schaltverlustleistung des Matrixumrichters bei verlustoptimierter Sequenz in jedem Betriebspunkt unter der des Zwischenkreisumrichters. Wird der Matrixumrichter mit der sicheren Sequenz betrieben, so liegt die mittlere Schaltverlustleistung nur in einem eng begrenzten Betriebsbereich unterhalb der des Zwischenkreisumrichters.

Diese Aussagen sind umso relevanter, je höher die Pulsfrequenz des Umrichters gewählt werden soll. Der Matrixumrichter könnte also bei hohen Frequenzen mit SiC-Bauelementen doch noch wirtschaftlich interessant werden.

Die Diagramme zeigen allerdings auch den eingeschränkten Betriebsbereich des Matrixumrichters. So kann der der Eingangsstrom des Matrixumrichters maximal

$$I_{E,\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_A \quad (4.96)$$

betragen. Diese Grenze wurde in [6] ermittelt und ausführlich dargestellt. Weiterhin ist bei der Beurteilung der Diagramme zu beachten, daß der Spannungsrippel des Zwischenkreisumrichters höher ausfällt als der des

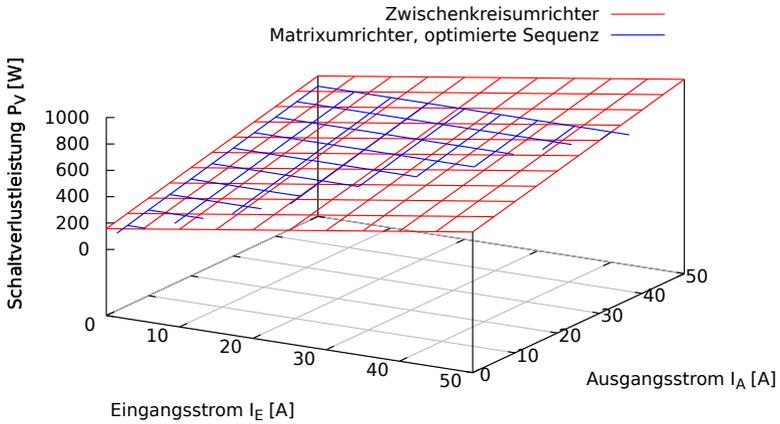


Abbildung 4.26: Vergleich der mittleren Schaltverlustleistung des Zwischenkreisumrichters und des Matrixumrichters bei optimierter Sequenz.

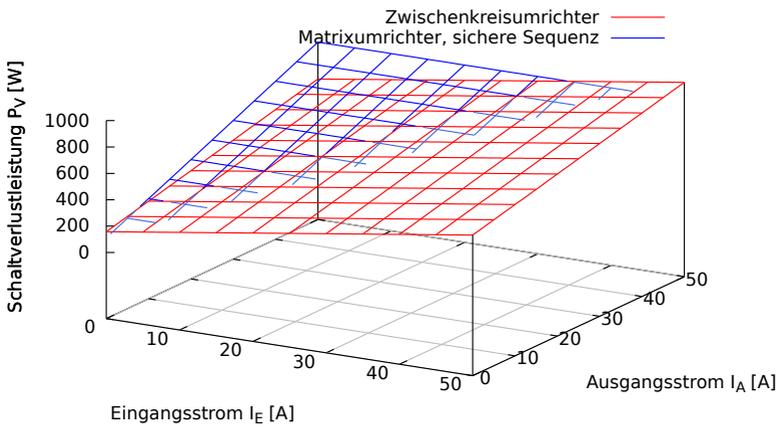


Abbildung 4.27: Vergleich der mittleren Schaltverlustleistung des Zwischenkreisumrichters und des Matrixumrichters bei sicherer Sequenz.

Matrixumrichters. Die Ursache hierfür ist zum Einen die höhere Zwischenkreisspannung, mit der der Zwischenkreisumrichter arbeitet. Zum Anderen enthält die Ausgangsspannung beim Matrixumrichter vier Schalthandlungen pro Modulationsperiode, die Ausgangsspannung des Zwischenkreisumrichters enthält jedoch nur zwei Schalthandlungen pro Modulationsperiode. Der Matrixumrichter könnte also bei gleichem Spannungsrippel mit einer niedrigeren Pulsfrequenz betrieben werden. Dies würde in gleichem Maße die Schaltverluste des Matrixumrichters noch weiter reduzieren.



# 5 Durchlassverlustleistung des Matrixumrichters

Nachdem im vorhergehenden Kapitel die Schaltverluste des Matrixumrichters eingehend betrachtet wurden, soll hier die Durchlassverlustleistung in einer Näherung bestimmt werden. Dazu wird zunächst erörtert, in welchen Bauteilen des Matrixumrichters Durchlassverluste entstehen. Danach wird auf die mathematischen Funktionen eingegangen, mit denen die Durchlassverluste in den beteiligten Bauelementen allgemein bestimmt werden können, um daraus dann die Durchlassverluste des Matrixumrichters zu berechnen.

## 5.1 Strompfade des Matrixumrichters

Wie in Bild 5.1 beispielhaft wiedergegeben wurde, muß der Ausgangsstrom einer Ausgangsphase zu jedem Zeitpunkt über genau einen Schalter fließen. Ist dieser Schalter aus rückwärts sperrfähigen IGBTs aufgebaut, so fließt der Strom einer Ausgangsphase also zu jedem Zeitpunkt über genau einen rückwärts sperrfähigen IGBT. Ist der Schalter dagegen aus konventionellen Bauteilen aufgebaut, so befindet sich immer genau ein IGBT und eine Diode im Strompfad einer Ausgangsphase.

Im Gegensatz dazu sind beim Zwischenkreisumrichter die Strompfade der Eingangsseite und der Ausgangsseite entkoppelt. Bei reiner Ausgangsblindleistung ist prinzipiell nur ein Ventil im Strompfad einer Ausgangsphase. Wird allerdings Wirkleistung bezogen, so werden auf jeden Fall auch die Ventile der Eingangsseite belastet. Zusätzlich ist zu berücksichtigen, daß je nach Stromrichtung entweder die Diode oder der IGBT den Strom leitet. Die Durchlassverluste sind beim Zwischenkreisumrichter darum auch wesentlich vom Blindstrom abhängig.

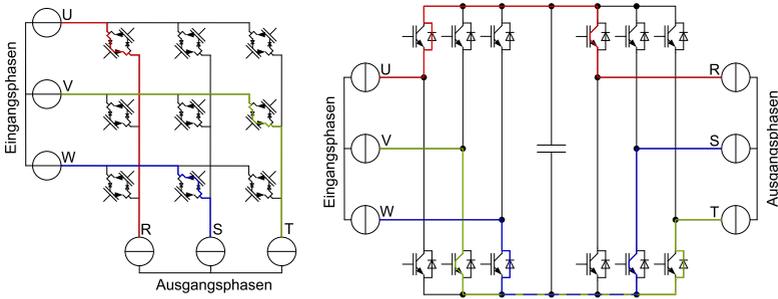


Abbildung 5.1: Beispiele für Strompfade in den Umrichtern

## 5.2 Linearisierung der Bauteilkennlinien

### 5.2.1 Durchlassverluste von IGBTs

In Bild 5.2 ist der typische Verlauf einer Kennlinie des Ausgangsstromes über dem Spannungsabfall am IGBT dargestellt. Eine einfache Möglichkeit der Linearisierung ist gegeben, indem man im Bereich des Arbeitspunktes eine Gerade an die Kennlinie angeschmiegt. Die Kennlinie lässt sich also wie in [39] beschrieben näherungsweise aus

$$U_{CE} = U_{0,T} + r_{CE} \cdot I_C \quad (5.1)$$

berechnen. Die benötigten Parameter oder Diagramme mit den zu Grunde liegenden Kurven sind in den Datenblättern der IGBTs üblicherweise enthalten. Aus der vereinfachten Funktion des Spannungsabfalls kann die Verlustleistung in Abhängigkeit des Stromes bestimmt werden.

$$P_{V,T} = I_C \cdot (U_{0,T} + r_{CE} \cdot I_C) \quad (5.2)$$

Der Verlauf der interpolierten Kennlinien wurde zum Vergleich in Bild 5.3 geplottet. Wie zu erkennen ist, ergibt sich ein großer Fehler in der Kennlinie des Stromes nur dann, wenn die Spannung sehr klein ist. In diesem Fall ergibt sich aber nur eine kleine Verlustleistung, wodurch der absolute Fehler der Verlustleistung klein bleibt.

**Ausgangskennlinie IGBT, Wechselrichter (typisch)**  
**output characteristic IGBT, Inverter (typical)**

$$I_C = f(V_{CE})$$

$$V_{GE} = 15 \text{ V}$$

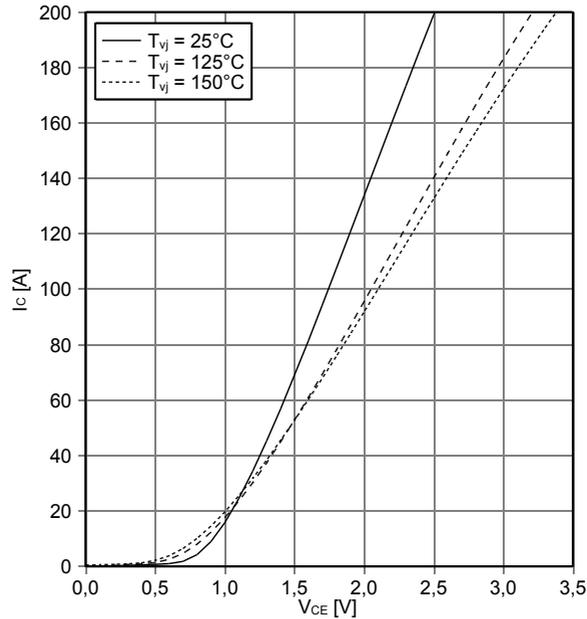


Abbildung 5.2: Beispiel einer Kennlinie für einen durchgeschalteten IGBT. Quelle: Datenblatt des Infineon IGBT FF100R12RT4

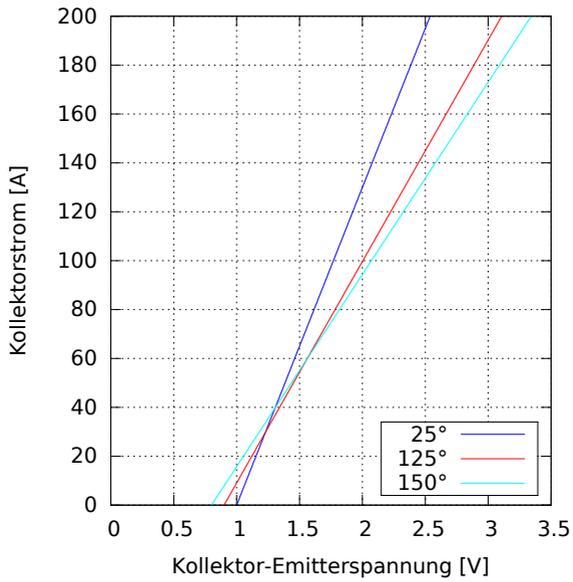


Abbildung 5.3: Interpolierte Kennlinien des IGBT aus Bild 5.2

**Durchlasskennlinie der Diode, Wechselrichter (typisch)**  
**forward characteristic of Diode, Inverter (typical)**  
 $I_F = f(V_F)$

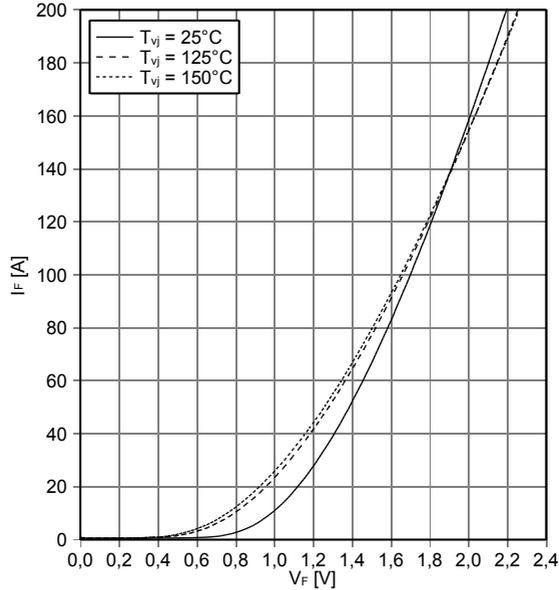


Abbildung 5.4: Beispiel einer Durchlasskennlinie für eine Diode. Quelle: Datenblatt des Infineon IGBT FF100R12RT4

## 5.2.2 Durchlassverluste von Dioden

Die Durchlassverluste von Dioden werden in ähnlicher Weise interpoliert, wie die Durchlassverluste der IGBTs. Die Temperaturabhängigkeit kann jedoch in vielen Fällen vernachlässigt werden. Bild 5.4 zeigt eine typische Durchlasskennlinie einer Diode. Im Vergleich mit der Durchlasskennlinie des IGBTs in Bild 5.2 ist die geringere Temperaturabhängigkeit gut zu erkennen.

Die Gleichung für die Durchlassspannung lautet damit

$$U = U_{0,D} + r_D \cdot I_D \quad (5.3)$$

Die Durchlassverlustleistung ist dementsprechend mit

$$P_{V,D} = I_D \cdot (U_{0,D} + r_D \cdot I_D) \quad (5.4)$$

zu berechnen.

### 5.3 Berechnung der Durchlassverlustleistung des Matrixumrichters

Die mittlere Durchlassverlustleistung einer Ausgangsphase ergibt sich aus dem Mittelwert der momentanen Verlustleistungen innerhalb einer halben Ausgangsstromperiode. Mit der Funktion

$$i_A(t) = \hat{I}_A \cdot \sin(\omega_A \cdot t) \quad (5.5)$$

für den Ausgangsstrom einer Phase ergibt sich also die mittlere Durchlassverlustleistung

$$\begin{aligned} \bar{P}_{VC,1} = 2f_A \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \hat{I}_A \cdot \sin(\omega_A \cdot t) \cdot (U_{0,T} + U_{0,D}) dt + \\ 2f_A \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_A}} \hat{I}_A^2 \cdot \sin^2(\omega_A \cdot t) \cdot (r_{CE} + r_D) dt \quad (5.6) \end{aligned}$$

unabhängig vom Steuerverfahren, der Kommutierungsart oder der Kommutierungssequenz. Die Integrale können leicht gelöst werden, es ergibt sich

$$\begin{aligned} \bar{P}_{VC,1} = 2f_A \cdot \hat{I}_A \cdot (U_{0,T} + U_{0,D}) \cdot \left[ -\frac{1}{\omega_A} \cos(\omega_A \cdot t) \right]_0^{\frac{1}{2f_A}} + \\ 2f_A \cdot \hat{I}_A^2 \cdot (r_{CE} + r_D) \cdot \left[ \frac{1}{2}t - \frac{1}{4\omega_A} \cdot \sin(2\omega_A \cdot t) \right]_0^{\frac{1}{2f_A}} \quad (5.7) \end{aligned}$$

Das lässt sich zusammenfassen zu

$$\bar{P}_{VC,1} = \hat{I}_A \cdot \left( (U_{0,T} + U_{0,D}) \cdot \frac{2}{\pi} + \hat{I}_A \cdot (r_{CE} + r_D) \cdot \frac{1}{2} \right) \quad (5.8)$$

Da bis jetzt nur eine Ausgangsphase betrachtet wurde muß dieses Ergebnis noch verdreifacht werden. Die gesamte mittlere Durchlassverlustleistung des Matrixumrichters beträgt also

$$\bar{P}_{VC} = 3\hat{I}_A \cdot \left( (U_{0,T} + U_{0,D}) \cdot \frac{2}{\pi} + \hat{I}_A \cdot (r_{CE} + r_D) \cdot \frac{1}{2} \right) \quad (5.9)$$

Diese Gleichung ist auch bei rückwärts sperrfähigen IGBTs anwendbar. Die beiden Parameter  $U_{0,D}$  und  $r_D$  müssen dann zu null gesetzt werden, die Parameter  $U_{0,T}$  und  $r_{CE}$  werden wie beschrieben aus den Datenblättern ermittelt.

## 5.4 Die Durchlassverlustleistung des rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichters

Die Herleitung und die Gleichungen zur Berechnung der Durchlassverluste des Zwischenkreisumrichters wurden in [10] ausführlich beschrieben. Die endgültige Gleichung soll hier nur noch einmal mit der Nomenklatur angegeben werden, die bisher in dieser Arbeit verwendet wurde. Vorausgesetzt wird ein sinusförmiger Stromverlauf

$$i(t) = \hat{I} \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (5.10)$$

mit der Phasenverschiebung  $\phi$  gegenüber der Spannung. Des weiteren wird eine Sinus-Dreieck-Modulation mit sinusförmiger Nullkomponente angenommen. Die Gleichung für die Durchlassverlustleistung eines einzelnen

Pulswechselrichters lautet damit

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{VC} = & 6 \cdot U_{0,T} \cdot \hat{I} \cdot \left( \frac{1}{\pi} + \frac{\hat{U} \cdot \cos(\phi)}{2U_{ZK}} \right) + \\
 & 6 \cdot r_{CE} \cdot \hat{I}^2 \cdot \left( \frac{1}{8} + \frac{2\hat{U} \cdot \cos(\phi)}{3\pi \cdot U_{ZK}} - \frac{\hat{U} \cdot \cos(3\phi)}{30 \cdot \pi \cdot U_{ZK}} \right) + \\
 & 6 \cdot U_{0,D} \cdot \hat{I} \cdot \left( \frac{1}{\pi} - \frac{\hat{U} \cdot \cos(\phi)}{2U_{ZK}} \right) + \\
 & 6 \cdot r_D \cdot \hat{I}^2 \cdot \left( \frac{1}{8} - \frac{2\hat{U} \cdot \cos(\phi)}{3\pi \cdot U_{ZK}} + \frac{\hat{U} \cdot \cos(3\phi)}{30\pi \cdot U_{ZK}} \right) \quad (5.11)
 \end{aligned}$$

Die Zwischenkreisspannung muß mit dieser Modulationsart

$$U_{ZK,\min} = \sqrt{3}\hat{U}_E \quad (5.12)$$

übersteigen, um Energie ins Netz zurückspeisen zu können [45, 696-701]. Die Berechnung der Durchlassverluste des Spannungszwischenkreisumrichters ist also von den 7 Variablen  $U_{ZK}$ ,  $\hat{U}_E$ ,  $\hat{U}_A$ ,  $\phi_E$ ,  $\phi_A$ ,  $\hat{I}_E$  und  $\hat{I}_A$  abhängig.

## 5.5 Vergleich der Ergebnisse

Wie auch zum Vergleich der Schaltverlustleistungen sollen hier die Durchlassverluste in einfachen Plots verglichen werden. Da die Durchlassverlustleistung des Zwischenkreisumrichters in Abhängigkeit von 7 Variablen nur unübersichtlich darzustellen wäre, sollen dazu einige vereinfachende Annahmen getroffen werden.

- $\hat{U}_E = \sqrt{2} \cdot 230V$
- $\phi_E = 0$
- $U_{ZK} = 1,15 \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U}_E$
- $\phi_A = 0, \phi_A = \frac{\pi}{6}, \phi_A = \frac{\pi}{2}$

als variable Größen sollen

- Der Effektivwert des Ausgangsstromes  $I_A$
- Der Effektivwert der Ausgangsspannung  $U_A$

geplottet werden. Die letzte verbleibende Größe,  $\hat{I}_E$  kann damit über die Leistungsbilanz bestimmt werden.

$$\hat{I}_E = \frac{\hat{I}_A \cdot \hat{U}_A \cdot \cos \phi_A}{\hat{U}_A} \quad (5.13)$$

Die Daten der rückwärts sperrfähigen IGBTs wurden den Datenblättern des IXRH40N120 von IXYS entnommen, die Daten des konventionellen IGBTs und der Diode wurden dem Datenblatt des FGW30N120HD von FujiElectronic entnommen. Die beiden Bauteile wurden aufgrund der ähnlich großen Belastbarkeit ausgewählt. Die Kenngrößen lauten im Einzelnen

- RB-IGBT IXYS IXRH40N120
  - ◇  $U_{0,T} = 1,27V$
  - ◇  $r_D = 26,67 \cdot 10^{-3}\Omega$
- IGBT FujiElectronic FGW30N120HD
  - ◇  $U_{0,T} = 1,2V$
  - ◇  $r_D = 20,0 \cdot 10^{-3}\Omega$
- Diode FujiElectronic FGW30N120HD
  - ◇  $U_{0,D} = 1,7V$
  - ◇  $r_D = 25,0 \cdot 10^{-3}\Omega$

Die Bilder 5.5 bis 5.7 zeigen die Durchlassverlustleistung in Abhängigkeit der Effektivwerte der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes.

Es ist deutlich zu erkennen, daß der Matrixumrichter mit Schaltelementen aus Dioden und IGBTs in allen Bereichen unterlegen ist. Bei ihm muß der komplette Ausgangsstrom zu jedem Zeitpunkt über eine Diode und einen IGBT fließen. Besser ist der Zwischenkreisumrichter, da die Ausgangsblindleistung nicht von der Eingangsseite zur Verfügung gestellt werden muß und der Ausgangsstrom vom Zwischenkreis abwechselnd nur über die Diode oder nur über den IGBT fließt. Der Zwischenkreisumrichter ist also bezüglich der Durchlassverluste um so effizienter, je höher der Ausgangsblindstrom und je geringer die Ausgangsspannung ist.

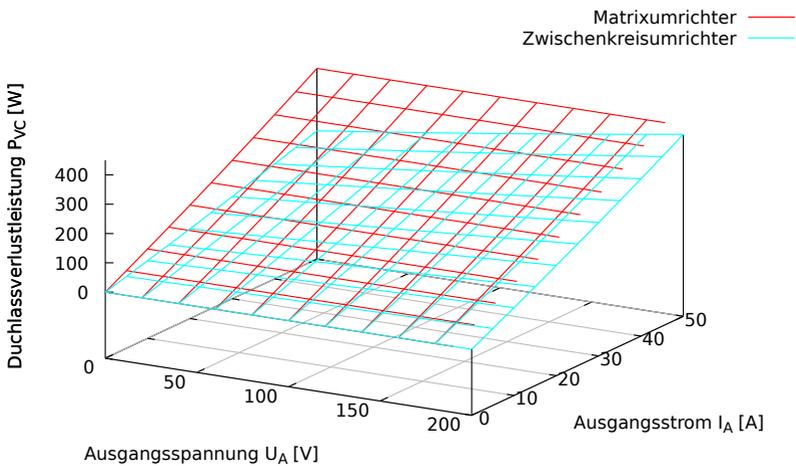
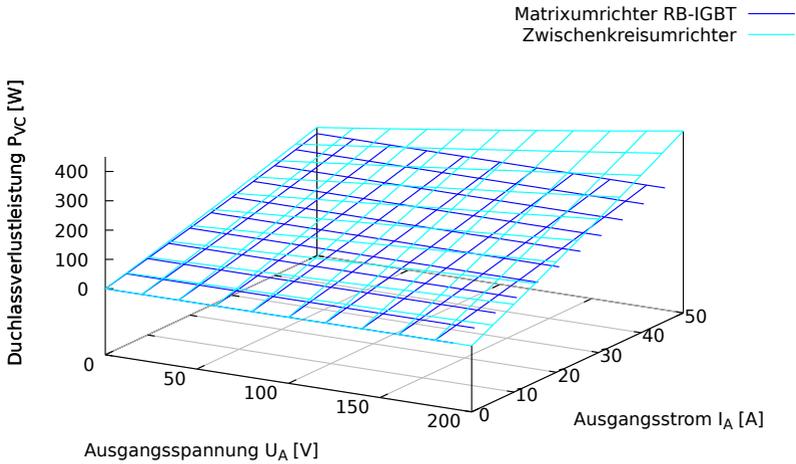


Abbildung 5.5: Vergleich der Durchlassverlustleistungen des Matrixumrichters mit rückwärts sperrfähigen Ventilen und des Matrixumrichters aus herkömmlichen Schaltelementen mit dem rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichter bei dem Ausgangsphasenwinkel  $\phi_A = 0$

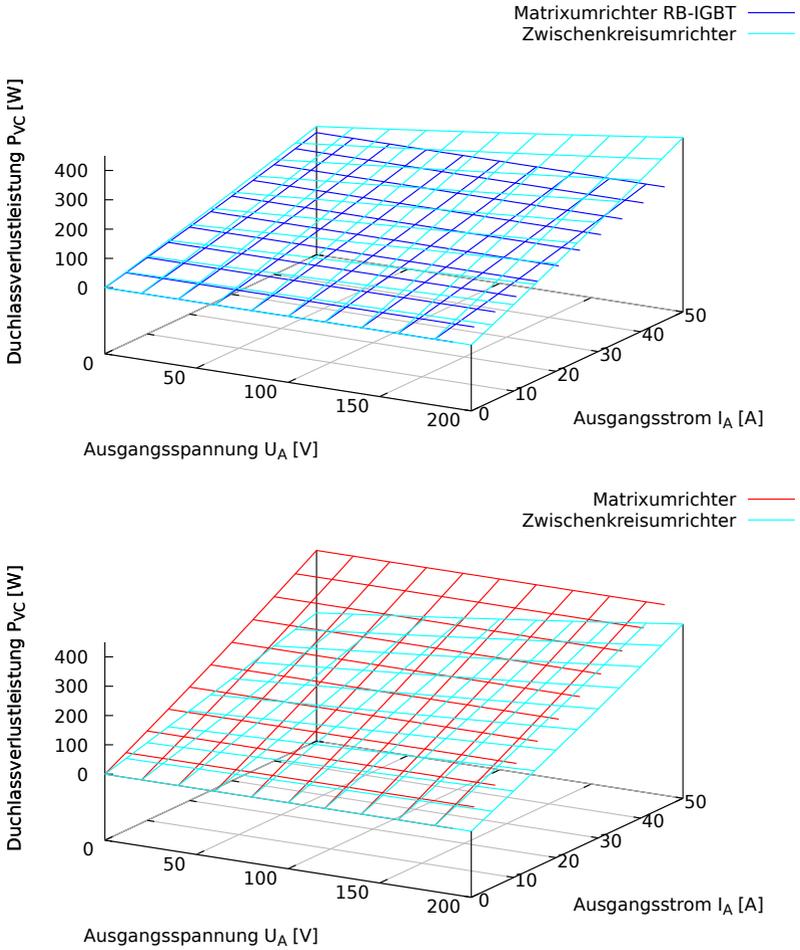


Abbildung 5.6: Vergleich der Durchlassverlustleistungen des Matrixumrichters mit rückwärts sperrfähigen Ventilen und des Matrixumrichters aus herkömmlichen Schaltelementen mit dem rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichter bei dem Ausgangsphasenwinkel  $\phi_A = \pi/6$

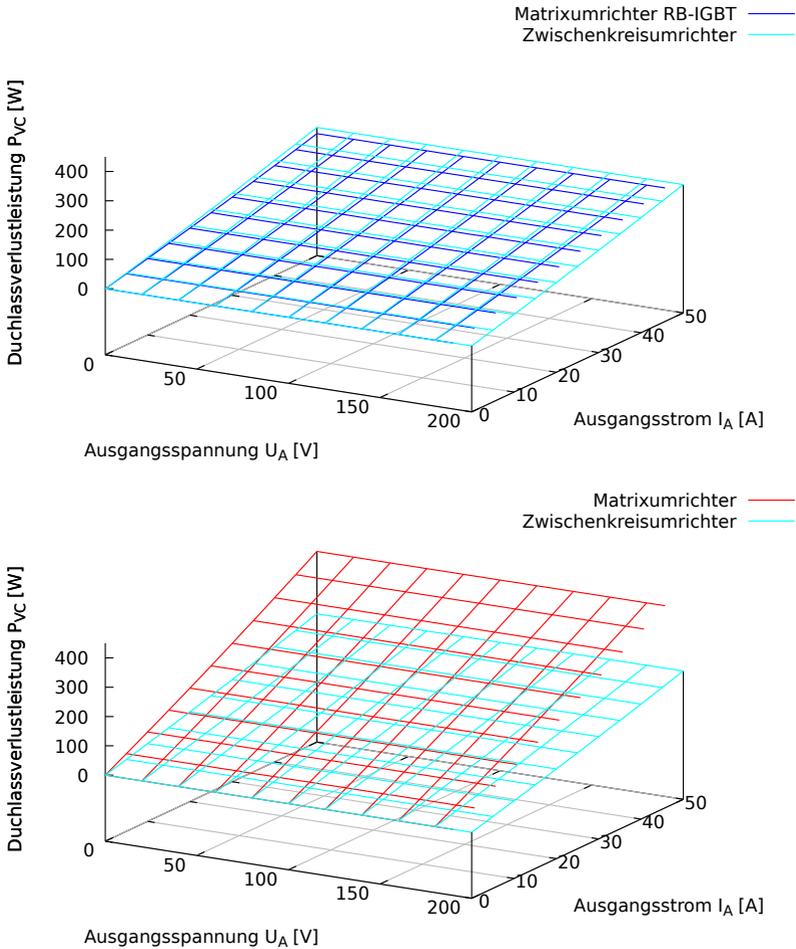


Abbildung 5.7: Vergleich der Durchlassverlustleistungen des Matrixumrichters mit rückwärts sperrfähigen Ventilen und des Matrixumrichters aus herkömmlichen Schaltelementen mit dem rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichter bei dem Ausgangsphasenwinkel  $\phi_A = \pi/2$

Der Matrixumrichter mit den gewählten, rückwärts sperrfähigen Bauelementen ist in allen Bereichen überlegen. Besonders wenn ein hoher Ausgangsstrom und ein hoher Eingangsstrom fließen soll, ist die Überlegenheit dieser Topologie klar erkennbar. Dieser Betriebszustand liegt beispielsweise immer dann vor, wenn eine hohe Ausgangswirkleistung bereitgestellt werden muß.



# 6 Optimierung der Schaltverlustleistung

In Abschnitt 4.2.5 wurde die Annahme getroffen, daß in jeder Modulationsperiode alle drei Eingangsphasen nacheinander auf die Ausgangsphase durchgeschaltet werden müssen. Diese Annahme ist auch für viele Steuerungsverfahren korrekt. In diesem Kapitel soll es aber darum gehen die Schaltverlustleistung möglichst weit zu reduzieren. Dazu muß auch die Anzahl der elektrischen Verbindungen innerhalb jedes Pulszykluses mit einem geeigneten Steuerungsverfahren reduziert werden. Dies wird mit dem Steuerungsverfahren von Jens Igney erreicht, das im folgenden Kapitel beschrieben wird. Darauf aufbauend wird in Kapitel 6.3 die Schaltverlustleistung weiter optimiert.

## 6.1 Definitionen zur Raumzeigerdarstellung

Das im folgenden beschriebene Steuerungsverfahren baut intensiv auf der Nutzung von Raumzeigern und Symmetrischen Komponenten auf. Diese mathematischen Transformationen sollen darum hier vorab kurz vorgestellt werden.

### 6.1.1 Raumzeiger

Bei der Raumzeigertransformation handelt es sich um eine Berechnungsmöglichkeit, bei der drei reelle Größen in eine komplexe Größe umgerechnet werden. Zusammen mit einer zweiten Funktion, die ein reelles Ergebnis liefert kann ein Informationsverlust durch die Transformation ausgeschlossen werden. [46].

$$r = \frac{2}{3} \cdot (x_1 + \underline{a} \cdot x_2 + \underline{a}^2 \cdot x_3) \quad \text{mit } \underline{a} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (6.1)$$

$$n = \frac{1}{3} \cdot (x_1 + x_2 + x_3) \quad (6.2)$$

Das Ergebnis der ersten Gleichung wird als Raumzeiger bezeichnet, das Ergebnis der zweiten Gleichung nennt sich Nullkomponente. Der Vorfaktor  $\frac{2}{3}$  beziehungsweise  $\frac{1}{3}$  kann prinzipiell auch anders gewählt werden. In [47] wird beispielsweise  $\frac{1}{\sqrt{3}}$  als Vorfaktor für beide Gleichungen vorgeschlagen. Dies führt auf die sogenannte „leistungsinvariante Transformation“, bei der die elektrische Leistung einfach über

$$p(t) = \Re \{ \underline{u}(t) \cdot \underline{i}^*(t) \} \quad (6.3)$$

berechnet werden kann. Da diese Gegebenheit in den folgenden Berechnungen keinen Vorteil verspricht, wird in dieser Arbeit weiterhin mit der verbreiteten Variante gearbeitet, bei der die Vorfaktoren zu  $\frac{2}{3}$  und  $\frac{1}{3}$  festgelegt werden. Die Berechnung ist umkehrbar mit den Gleichungen

$$x_1 = \Re \{ \underline{r} \} + n \quad (6.4)$$

$$x_2 = \Re \{ \underline{a}^2 \cdot \underline{r} \} + n \quad (6.5)$$

$$x_3 = \Re \{ \underline{a} \cdot \underline{r} \} + n \quad (6.6)$$

Der Vorteil der Raumzeigertransformation besteht darin, daß bei Systemen der elektrischen Energietechnik oft dreiphasige, sinusförmige Systeme zur Anwendung kommen, bei der die Nullkomponente aus verschiedenen Gründen genau zu Null wird. Dies kann weitere Berechnungen stark vereinfachen.

### 6.1.2 Symmetrische Komponenten

Durch die Berechnungsvorschriften der Symmetrischen Komponenten werden drei komplexe Größen umkehrbar in drei komplexe Größen umgerechnet.

$$\begin{pmatrix} \underline{T}_m \\ \underline{T}_g \\ \underline{T}_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{T}_R \\ \underline{T}_S \\ \underline{T}_T \end{pmatrix} \quad (6.7)$$

$$\begin{pmatrix} \underline{T}_R \\ \underline{T}_S \\ \underline{T}_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \underline{a}^2 & \underline{a} & 1 \\ \underline{a} & \underline{a}^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{T}_m \\ \underline{T}_g \\ \underline{T}_0 \end{pmatrix} \quad (6.8)$$

Die transformierten Komponenten nennen sich hier „Mitsystem“, „Gegen-system“ und „Nullsystem“. Der Vorteil der Symmetrischen Komponenten liegt darin, daß unter bestimmten Voraussetzungen das Nullsystem zu

Null gesetzt werden kann und sich die weitere Berechnung somit vereinfacht.

Die Darstellung in der Matrixgleichung ist in manchen Fällen nicht sehr eingänglich, darum wird das Mit- und Gegensystem hier noch einmal in aufgelöster Form angegeben.

$$\underline{T}_m = \frac{1}{3} (\underline{T}_R + \underline{aT}_S + \underline{a^2T}_T) \quad (6.9)$$

$$\underline{T}_g = \frac{1}{3} (\underline{T}_R + \underline{a^2T}_S + \underline{aT}_T) \quad (6.10)$$

## 6.2 Steuerverfahren nach Igney (PEZ-Steuralgorithmus)

In der Dissertation von Jens Igney [6] wird aufbauend auf die Verfahren aus der Arbeit von [48] ein Steuerverfahren für den Matrixumrichter beschrieben, mit dem die Grenzen der möglichen Eingangsblindleistung erreicht werden sollen. Dieses Verfahren soll die Grundlage zur Reduktion der Schaltverluste werden und wird darum hier noch einmal beschrieben. Die kurzzeitigen Mittelwerte der steuerbaren elektrischen Größen können nach diesem Verfahren durch die Multiplikation der Transfermatrix  $T$  mit den eingprägten Größen berechnet werden.

$$T = \begin{pmatrix} T_{UR} & T_{US} & T_{UT} \\ T_{VR} & T_{VS} & T_{VT} \\ T_{WR} & T_{WS} & T_{WT} \end{pmatrix} \quad (6.11)$$

Dabei kann jedes Element der Transfermatrix als Aussteuergrad des zugehörigen Schalters im Leistungsteil angesehen werden.

$$\begin{pmatrix} \bar{u}_R \\ \bar{u}_S \\ \bar{u}_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{UR} & T_{VR} & T_{WR} \\ T_{US} & T_{VS} & T_{WS} \\ T_{UT} & T_{VT} & T_{WT} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{pmatrix} \quad (6.12)$$

$$\begin{pmatrix} \bar{i}_U \\ \bar{i}_V \\ \bar{i}_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{UR} & T_{US} & T_{UT} \\ T_{VR} & T_{VS} & T_{VT} \\ T_{WR} & T_{WS} & T_{WT} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{pmatrix} \quad (6.13)$$

Um die Bedingungen aus Kapitel 2.3 einzuhalten, muß für jeden Eintrag der Transfermatrix

$$T_{UA} + T_{VA} + T_{WA} = 1 \quad \text{mit } A \in \{R, S, T\} \quad (6.14)$$

und

$$T_{EA} \geq 0 \quad \text{mit } E \in \{U, V, W\} \quad (6.15)$$

gelten.

### 6.2.1 Herleitung der Darstellung in Raumzeigern

Nun sollen sowohl die eingepprägten Größen als auch die steuerbaren Größen durch Raumzeiger dargestellt werden.

$$\underline{u}_E = \frac{2}{3} (u_U + \underline{a}u_V + \underline{a}^2u_W) \quad (6.16)$$

$$\underline{\bar{i}}_E = \frac{2}{3} (\bar{i}_U + \underline{a}\bar{i}_V + \underline{a}^2\bar{i}_W) \quad (6.17)$$

$$\underline{\bar{u}}_A = \frac{2}{3} (\bar{u}_R + \underline{a}\bar{u}_S + \underline{a}^2\bar{u}_T) \quad (6.18)$$

$$\underline{i}_A = \frac{2}{3} (i_R + \underline{a}i_S + \underline{a}^2i_T) \quad (6.19)$$

Die Nullkomponenten des Stromes können sich dabei nicht ausbilden, da weder der Sternpunkt der Last, noch der Sternpunkt des Versorgungsnetzes angeschlossen ist. Der gemeinsame Sternpunkt wird so gewählt, daß nach Definition keine Nullkomponente in den Eingangsspannungen enthalten ist. Die Nullkomponente der Ausgangsspannung ist allerdings zu dem gemeinsamen Sternpunkt durchaus vorhanden.

$$u_{E0} = 0 \quad (6.20)$$

$$i_{E0} = 0 \quad (6.21)$$

$$\bar{u}_{A0} = \frac{1}{3} (\bar{u}_R + \bar{u}_S + \bar{u}_T) \quad (6.22)$$

$$i_{A0} = 0 \quad (6.23)$$

Um Funktionen zu erhalten, bei denen alle elektrischen Größen als Raumzeiger ausgedrückt werden können, muß auch die Transfermatrix spalten-

weise der Raumzeigertransformation unterworfen werden.

$$\underline{T}_A = \frac{2}{3} (T_{UA} + \underline{a}T_{VA} + \underline{a}^2T_{WA}) \quad (6.24)$$

Nun sollen die Eingangsspannungen nach Gleichung 6.12 aus den transformierten Größen berechnet werden. Dazu werden die neun Aussteuergrade  $T_{EA}$  aus den Steuerraumzeigern berechnet und eingesetzt.

$$\begin{aligned} \bar{u}_A = & \left( \Re\{\underline{T}_A\} + \frac{1}{3} \right) \cdot (\Re\{\underline{u}_E\} + u_0) + \left( \Re\{\underline{a}^2\underline{T}_A\} + \frac{1}{3} \right) \cdot (\Re\{\underline{a}^2\underline{u}_E\} + u_0) + \\ & \left( \Re\{\underline{a}\underline{T}_A\} + \frac{1}{3} \right) \cdot (\Re\{\underline{a}\underline{u}_E\} + u_0) \end{aligned} \quad (6.25)$$

Ausmultipliziert ergibt sich die Gleichung

$$\begin{aligned} \bar{u}_A = & u_0 \left( \underbrace{\Re\{\underline{T}_A\} + \Re\{\underline{a}^2\underline{T}_A\} + \Re\{\underline{a}\underline{T}_A\} + 1}_{=0} \right) + \\ & \frac{1}{3} \left( \underbrace{\Re\{\underline{u}_E\} + \Re\{\underline{a}^2\underline{u}_E\} + \Re\{\underline{a}\underline{u}_E\}}_{=0} \right) + \\ & + \Re\{\underline{T}_A\} \cdot \Re\{\underline{u}_E\} + \Re\{\underline{a}^2\underline{T}_A\} \cdot \Re\{\underline{a}^2\underline{u}_E\} + \Re\{\underline{a}\underline{T}_A\} \cdot \Re\{\underline{a}\underline{u}_E\} \end{aligned} \quad (6.26)$$

Nun werden die Produkte in den verbliebenen Realteilen aufgelöst

$$\begin{aligned} \bar{u}_A = & u_0 + \Re\{\underline{T}_A\} \cdot \Re\{\underline{u}_E\} + \\ & \left( -\frac{1}{2}\Re\{\underline{T}_A\} + \frac{\sqrt{3}}{2}\Im\{\underline{T}_A\} \right) \cdot \left( -\frac{1}{2}\Re\{\underline{u}_E\} + \frac{\sqrt{3}}{2}\Im\{\underline{u}_E\} \right) + \\ & \left( -\frac{1}{2}\Re\{\underline{T}_A\} - \frac{\sqrt{3}}{2}\Im\{\underline{T}_A\} \right) \cdot \left( -\frac{1}{2}\Re\{\underline{u}_E\} - \frac{\sqrt{3}}{2}\Im\{\underline{u}_E\} \right) \end{aligned} \quad (6.27)$$

Ausmultipliziert und zusammengefasst ergibt sich

$$\bar{u}_A = u_0 + \frac{3}{2} (\Re\{\underline{T}_A\} \cdot \Re\{\underline{u}_E\} + \Im\{\underline{T}_A\} \cdot \Im\{\underline{u}_E\}) \quad (6.28)$$

In dieser Gleichung kann man die Substitution

$$\underline{x} \cdot \underline{y}^* + \underline{x}^* \cdot \underline{y} = 2 \left( \Re\{\underline{x}\} \cdot \Re\{\underline{y}\} + \Im\{\underline{x}\} \cdot \Im\{\underline{y}\} \right) \quad (6.29)$$

durchführen und erhält

$$\bar{u}_A = u_0 + \frac{3}{4} (\underline{T}_A \cdot \underline{u}_E^* + \underline{T}_A^* \cdot \underline{u}_E) \quad (6.30)$$

Diese Gleichung kann nun der Raumzeigertransformation unterworfen werden. Somit ist für die Berechnung der Ausgangsspannung eine Funktion gefunden, bei der alle elektrischen Größen als Raumzeiger dargestellt werden.

$$\bar{u}_A = \frac{1}{2} (\underline{T}_R \cdot \underline{u}_E^* + \underline{T}_R^* \cdot \underline{u}_E + \underline{aT}_S \cdot \underline{u}_E^* + \underline{aT}_S^* \cdot \underline{u}_E + \underline{a}^2 \underline{T}_T \cdot \underline{u}_E^* + \underline{a}^2 \underline{T}_T^* \cdot \underline{u}_E) \quad (6.31)$$

Für die entsprechende Gleichung des Eingangsstroms wird die Raumzeigertransformation auf die aufgelöste Funktion der Matrixgleichung 6.13 angewandt.

$$\bar{i}_E = \frac{2}{3} (T_{UR} \cdot i_R + T_{US} \cdot i_S + T_{UT} \cdot i_T + \underline{aT}_{VR} \cdot i_R + \underline{aT}_{VS} \cdot i_S + \underline{aT}_{VT} \cdot i_T + \underline{a}^2 T_{WR} \cdot i_R + \underline{a}^2 T_{WS} \cdot i_S + \underline{a}^2 T_{WT} \cdot i_T) \quad (6.32)$$

Durch Komponentenvergleich mit 6.8 kann leicht erkannt werden, daß die Komponenten der Transfermatrix sich zusammenfassen lassen und man erhält

$$\bar{i}_E = i_R \cdot \underline{T}_R + i_S \cdot \underline{T}_S + i_T \cdot \underline{T}_T \quad (6.33)$$

Die Ausgangsströme können jeweils aus dem Ausgangsstromraumzeiger berechnet werden.

$$\bar{i}_E = \Re\{\underline{i}_A\} \cdot \underline{T}_R + \Re\{\underline{a}^2 \underline{i}_A\} \cdot \underline{T}_S + \Re\{\underline{a} \underline{i}_A\} \cdot \underline{T}_T \quad (6.34)$$

$$\begin{aligned} \bar{i}_E = \Re\{i_A\} \cdot \underline{T}_R + \left( -\frac{1}{2}\Re\{i_A\} + \frac{\sqrt{3}}{2}\Im\{i_A\} \right) \cdot \underline{T}_S + \\ \left( -\frac{1}{2}\Re\{i_A\} - \frac{\sqrt{3}}{2}\Im\{i_A\} \right) \cdot \underline{T}_T \end{aligned} \quad (6.35)$$

Ausmultipliziert und umsortiert ergibt sich die Darstellung des Eingangsstromraumzeigers in Abhängigkeit des Ausgangsstromraumzeigers

$$\bar{i}_E = \Re\{i_A\} \cdot \left( \underline{T}_R - \frac{1}{2}\underline{T}_S - \frac{1}{2}\underline{T}_T \right) + \Im\{i_A\} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2}\underline{T}_S - \frac{\sqrt{3}}{2}\underline{T}_T \right) \quad (6.36)$$

## 6.2.2 Herleitung der Darstellung in Symmetrischen Komponenten

Durch Umsortieren von Gleichung 6.31 kann erkannt werden, daß die Komponenten der Steuerraumzeiger einfach in Symmetrische Komponenten überführt werden können.

$$\bar{u}_A = \frac{1}{2} \left( \underbrace{(\underline{T}_R + a\underline{T}_S + a^2\underline{T}_T)}_{=3\underline{T}_m} u_E^* + \underbrace{(\underline{T}_R + a^2\underline{T}_S + a\underline{T}_T)}_{=3\underline{T}_g} u_E \right) \quad (6.37)$$

Man erhält dadurch die grundlegende Transfergleichung für die Spannungen

$$\bar{u}_A = \frac{3}{2} (u_E \cdot \underline{T}_g^* + u_E^* \cdot \underline{T}_m) \quad (6.38)$$

Zur Berechnung der Transfergleichung der Ströme wird zunächst  $a$  in den Gleichungen 6.9 und 6.10 aufgelöst.

$$\underline{T}_m = \frac{1}{3} \left( \underline{T}_R - \frac{1}{2}\underline{T}_S + j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{T}_S - \frac{1}{2}\underline{T}_T - j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{T}_T \right) \quad (6.39)$$

$$\underline{T}_g = \frac{1}{3} \left( \underline{T}_R - \frac{1}{2}\underline{T}_S - j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{T}_S - \frac{1}{2}\underline{T}_T + j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{T}_T \right) \quad (6.40)$$

Die Summe und die Differenz aus diesen Gleichungen ergibt

$$\underline{T}_m + \underline{T}_g = \frac{2}{3} \left( \underline{T}_R - \frac{1}{2} \underline{T}_S - \frac{1}{2} \underline{T}_T \right) \quad (6.41)$$

$$\underline{T}_m - \underline{T}_g = \frac{2}{3} j \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \underline{T}_S - \frac{\sqrt{3}}{2} \underline{T}_T \right) \quad (6.42)$$

Diese Ergebnisse können in 6.36 identifiziert werden.

$$\bar{i}_E = \underbrace{\Re\{\hat{i}_A\} \left( \underline{T}_R - \frac{1}{2} \underline{T}_S - \frac{1}{2} \underline{T}_T \right)}_{=\frac{3}{2}(\underline{T}_m + \underline{T}_g)} + \underbrace{\Im\{\hat{i}_A\} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \underline{T}_S - \frac{\sqrt{3}}{2} \underline{T}_T \right)}_{=\frac{3}{2j}(\underline{T}_m - \underline{T}_g)} \quad (6.43)$$

Nach einfachen Umformungen erhält man dann

$$\bar{i}_E = \frac{3}{2} (\hat{i}_A \cdot \underline{T}_g + \hat{i}_A^* \cdot \underline{T}_m) \quad (6.44)$$

Man erkennt, daß das Nullsystem der Symmetrischen Komponenten in den Transferegleichungen nicht vorkommt und deshalb offensichtlich beliebig gewählt werden kann.

### 6.2.3 Lösung der Transferegleichungen

Mit den Gleichungen 6.44 und 6.38 wurden zwei Übertragungsfunktionen gefunden, die ausschließlich Raumzeiger der elektrischen Größen und die beiden komplexen Variablen  $\underline{T}_m$  und  $\underline{T}_g$  enthalten. Sind  $\underline{T}_m$  und  $\underline{T}_g$  bekannt, so können die Aussteuergrade der neun bidirektionalen Schalter aus diesen beiden Größen über die Gleichungen 6.4 bis 6.8 berechnet werden. Die beiden Variablen sollen deshalb nun in Abhängigkeit der eingepprägten und der einstellbaren Größen bestimmt werden. Dazu werden die elektrischen Größen im folgenden in ihrer polaren Schreibweise dargestellt.

$$\underline{u}_E = \hat{U}_E \cdot e^{j\Phi_E} \quad (6.45)$$

$$\underline{u}_A = \hat{U}_A \cdot e^{j\Phi_A} \quad (6.46)$$

$$\bar{i}_E = \hat{I}_E \cdot e^{j(\Phi_E - \phi_E)} \quad (6.47)$$

$$\hat{i}_A = \hat{I}_A \cdot e^{j(\Phi_A - \phi_A)} \quad (6.48)$$

Eingesetzt in 6.38 und 6.44 ergibt sich

$$\hat{U}_A \cdot e^{j\Phi_A} = \frac{3}{2} \left( \hat{U}_E \cdot e^{j\Phi_E} \cdot \underline{T}_g^* + \hat{U}_E \cdot e^{-j\Phi_E} \cdot \underline{T}_m \right) \quad (6.49)$$

$$\hat{I}_E \cdot e^{j(\Phi_E - \phi_E)} = \frac{3}{2} \left( \hat{I}_A \cdot e^{j(\Phi_A - \phi_A)} \cdot \underline{T}_g + \hat{I}_A \cdot e^{-j(\Phi_A - \phi_A)} \cdot \underline{T}_m \right) \quad (6.50)$$

Zur Vereinfachung dieser Gleichung wird die Substitution

$$\underline{T}_m = \underline{X}_m \cdot e^{j(\Phi_E + \Phi_A)}, \quad \underline{T}_g = \underline{X}_g \cdot e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} \quad (6.51)$$

eingeführt. Die Gleichungen reduzieren sich damit auf

$$\frac{2\hat{U}_A}{3\hat{U}_E} = \underline{X}_g^* + \underline{X}_m \quad (6.52)$$

$$\frac{2\hat{I}_E}{3\hat{I}_A} = \underline{X}_g \cdot e^{j(-\phi_A + \phi_E)} + \underline{X}_m \cdot e^{j(\phi_A + \phi_E)} \quad (6.53)$$

Nun wird die Spannungsgleichung nach  $\underline{X}_g$  aufgelöst und in die Stromgleichung eingesetzt

$$\frac{2\hat{I}_E}{3\hat{I}_A} = \left( \frac{2\hat{U}_A}{3\hat{U}_E} - \underline{X}_m \right)^* \cdot e^{j(-\phi_A + \phi_E)} + \underline{X}_m \cdot e^{j(\phi_A + \phi_E)} \quad (6.54)$$

Aufgeteilt nach Real- und Imaginärteil

$$\frac{2\hat{I}_E}{3\hat{I}_A} \cdot \cos(-\phi_E) = \frac{2\hat{U}_A}{3\hat{U}_E} \cdot \cos(-\phi_A) \underbrace{-\Re\{-\underline{X}_m^* e^{j(-\phi_A)}\} + \Re\{\underline{X}_m e^{j(\phi_A)}\}}_{=0} \quad (6.55)$$

$$\frac{2\hat{I}_E}{3\hat{I}_A} \cdot \sin(-\phi_E) = \frac{2\hat{U}_A}{3\hat{U}_E} \cdot \sin(-\phi_A) \underbrace{-\Im\{-\underline{X}_m^* e^{j(-\phi_A)}\} + \Im\{\underline{X}_m e^{j(\phi_A)}\}}_{=-2\Im\{\underline{X}_m \cdot e^{j(\phi_A)}\}} \quad (6.56)$$

Umstellen und kürzen des Imaginärteils führt zu

$$\Im\{\underline{X}_m \cdot e^{j(\phi_A)}\} = \frac{1}{3} \left( \frac{\hat{I}_E}{\hat{I}_A} \cdot \sin(-\phi_E) - \frac{\hat{U}_A}{\hat{U}_E} \cdot \sin(-\phi_A) \right) \quad (6.57)$$

Nun werden weitere Größen definiert. Mit der Variablen  $b$  soll die Blindleistungsaussteuerung des Eingangsstromes beschrieben werden.

$$b = \frac{|\underline{\hat{i}}_{E\perp}|}{\hat{I}_A} = \frac{\hat{I}_E \cdot \sin(-\phi_E)}{\hat{I}_A} \quad (6.58)$$

Mit  $r$  soll die Spannungsaussteuerung der Ausgangsspannung angegeben werden

$$r = \frac{\hat{U}_A}{\hat{U}_E} \quad (6.59)$$

Der Imaginärteil lässt sich damit kurz als

$$\Im\{\underline{X}_m \cdot e^{j(\phi_A)}\} = \frac{1}{3}(b + r \cdot \sin(\phi_A)) \quad (6.60)$$

ausdrücken. Die Gleichung des Realteils hat offensichtlich keinen Einfluß auf  $\underline{X}_m$  und kann somit als reeller Parameter frei gewählt werden. Mit der Festlegung

$$\Re\{\underline{X}_m \cdot e^{j(\phi_A)}\} = \frac{1}{3}(-v + r \cdot \cos(\phi_A)) \quad (6.61)$$

kann die komplexe Variable in Abhängigkeit der drei Parameter  $r$ ,  $b$  und  $v$  angegeben werden.

$$\underline{X}_m = \frac{1}{3}(r - v \cdot e^{-j\phi_A} + jb \cdot e^{-j\phi_A}) \quad (6.62)$$

Durch die Verknüpfung von  $\underline{X}$  mit  $\underline{T}$  in Gleichung 6.51 kann somit  $\underline{T}$  in Abhängigkeit der Parameter  $r$ ,  $b$  und  $v$  bestimmt werden. Der Parameter  $v$  stellt einen Freiheitsgrad dar, der so gewählt werden muß, daß die Bedingungen 6.14 und 6.15 nicht verletzt werden.

$$\underline{T}_m = \frac{1}{3}(r - (v + jb)e^{-j\phi_A}) e^{j(\Phi_E + \Phi_A)} \quad (6.63)$$

$$\underline{T}_g = \frac{1}{3}(r + (v - jb)e^{j\phi_A}) e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} \quad (6.64)$$

Zusammen mit  $\underline{T}_0$  in 6.24 können aus dieser Formel für den durch  $r$ , und  $b$  gewählten Betriebspunkt die Aussteuergrade der 9 Schalter bestimmt werden.

### 6.2.4 Transfergleichungen in Abhängigkeit des Eingangphasenwinkels

Mit der Substitution

$$v = v' - r \cdot \tan(\phi_E) \cdot \sin(\phi_A) \quad (6.65)$$

kann Gleichung 6.63 in

$$\underline{T}_m = \frac{1}{3} \left( r \cdot \frac{e^{-j\phi_e}}{\cos(\phi_E)} - v' \cdot e^{-j\phi_A} \right) e^{j(\Phi_E + \Phi_A)} \quad (6.66)$$

$$\underline{T}_g = \frac{1}{3} \left( r \cdot \frac{e^{-j\phi_e}}{\cos(\phi_E)} + v' \cdot e^{j\phi_A} \right) e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} \quad (6.67)$$

umgeformt werden. Darin ist weiterhin  $r$  der Aussteuergrad der Spannung und  $v'$  ist weiterhin ein unabhängiger Freiheitsgrad. Der Vorteil ergibt sich, da nun anstelle des bezogenen Eingangsblindstromes  $b$ , der Eingangphasenwinkel  $\phi_E$  in die Gleichung eingeht.

Durch die Rücktransformationsgleichung der Symmetrischen Komponenten können aus diesen Gleichungen die drei Steuerraumzeiger berechnet werden, aus denen sich dann die Aussteuergrade der 9 Schalter bestimmen lassen. Es ergibt sich für die Steuerraumzeiger

$$\underline{T}_{A,c} = \frac{2}{3} e^{j\Phi_E} \left( r \frac{e^{-j\phi_E}}{\cos \phi_e} \cos \left( \Phi_A - (c-1) \frac{2\pi}{3} \right) - jv' \cdot \sin \left( \Phi_A - (c-1) \frac{2\pi}{3} - \phi_A \right) \right) + \underline{T}_0 \quad \text{mit } c \in \{1, 2, 3\} \quad (6.68)$$

In dieser Gleichung wurde die Variable  $c$  eingeführt. Mit ihrer Hilfe lassen sich die drei Steuerraumzeiger in einer Gleichung ausdrücken. Dazu muß die feste Zuordnung

$$\text{Ausgangsphase } R \rightarrow c = 1 \quad (6.69)$$

$$\text{Ausgangsphase } S \rightarrow c = 2 \quad (6.70)$$

$$\text{Ausgangsphase } T \rightarrow c = 3 \quad (6.71)$$

$$(6.72)$$

beachtet werden.

In dieser Gleichung sind noch die zwei unbekanntenen, freien Parameter  $v'$  und  $\underline{T}_0$  enthalten. diese sollen im nächsten Abschnitt ermittelt werden.

### 6.2.5 Grenzwerte des aussteuerbaren Bereichs

Die allgemeine Transferegleichung für die Stellraumzeiger lautet

$$\underline{T}_{A,c} = \frac{2}{3} e^{j\Phi_E} \left( r \frac{e^{-j\phi_E}}{\cos \phi_e} \cos \left( \Phi_A - (c-1) \frac{2\pi}{3} \right) - jv' \cdot \sin \left( \Phi_A - (c-1) \frac{2\pi}{3} - \phi_A \right) \right) + \underline{T}_0 \quad (6.73)$$

Die Grenzwerte für diese Stellraumzeiger werden in der Arbeit von Igney als Dreieck in der Komplexen Ebene beschrieben.

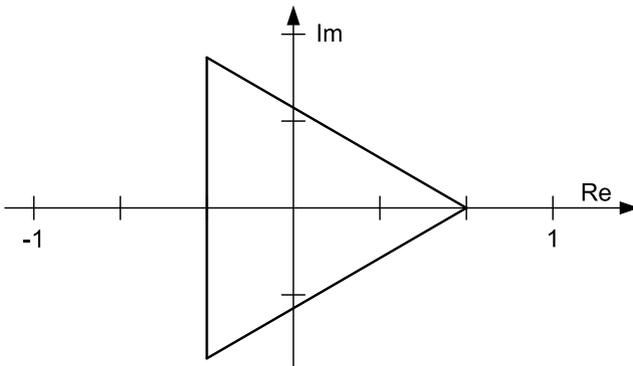


Abbildung 6.1: Dieses Dreieck in der Komplexen Ebene begrenzt die realisierbaren Stellraumzeiger. Es spannt sich im reellen Bereich von  $-\frac{1}{3}$  bis  $\frac{2}{3}$  und im imaginären Bereich von  $-\frac{1}{\sqrt{3}}$  bis  $\frac{1}{\sqrt{3}}$  auf.

Nun wird ein Verfahren benötigt, das für eine gewünschte Aussteuerung  $r$ ,  $\Phi_A$  und  $\phi_E$  bei den gemessenen Größen  $\hat{U}_E$ ,  $\hat{\Phi}_E$ ,  $\hat{I}_A$  und  $\hat{\Phi}_A$  die freien Parameter  $v'$  und  $\underline{T}_0$  so bestimmt, daß das Dreieck der Stellraumzeiger in das Begrenzungsdreieck passt.

Wie Jens Igney beschreibt, gibt es unendlich viele Lösungen für dieses

Problems, solange die Aussteuergrenzen nicht erreicht sind. Soll aber das maximale  $r$  und  $b$  eingestellt werden, so bedeutet dies, daß das gesuchte Dreibein seine maximale Ausdehnung erreicht hat und gerade noch in das Begrenzungsdreieck hineinpasst. Das gesuchte Dreibein wird dabei zwangsläufig eine der beiden Stellungen einnehmen:

**A-Stellung** Jeder der drei Steuerraumzeiger berührt eine andere Kante des Begrenzungsdreiecks wie in Bild 6.2.

**B-Stellung** Ein Steuerraumzeiger zeigt in eine Ecke des Begrenzungsdreiecks, ein weiterer berührt die gegenüberliegende Kante und der dritte Steuerraumzeiger endet innerhalb der Fläche des Begrenzungsdreiecks. Ein Beispiel ist in Bild 6.3 dargestellt.

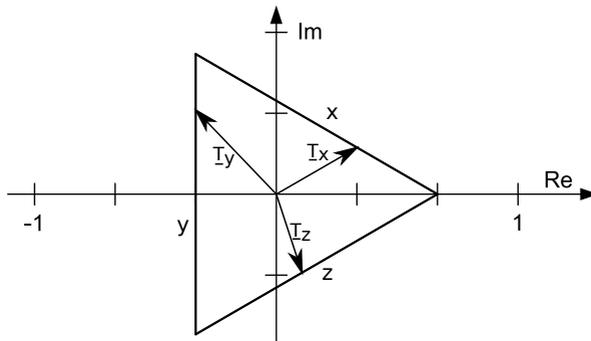


Abbildung 6.2: Beispiel für ein Dreibein der Steuerraumzeiger, das gerade in einer A-Stellung in das Begrenzungsdreieck passt

Durch einfache Überlegung kann festgestellt werden, daß es 6 mögliche A-Stellungen und 18 mögliche B-Stellungen gibt. In den Bildern 6.2, 6.3 und den Tabellen 6.1, 6.2 sind alle möglichen Dreibeine durch Zuordnungen von  $\underline{T}_x$ ,  $\underline{T}_y$  und  $\underline{T}_z$  oder  $\underline{T}_\kappa$ ,  $\underline{T}_\mu$  und  $\underline{T}_f$  aufgeführt.

Für jede Stellungen in den Tabellen kann eine zusätzliche Gleichung aufgestellt werden. Eine zusätzliche Gleichung im Gleichungssystem bedeutet in diesem Fall, daß die Variable  $v'$  berechnet werden kann.

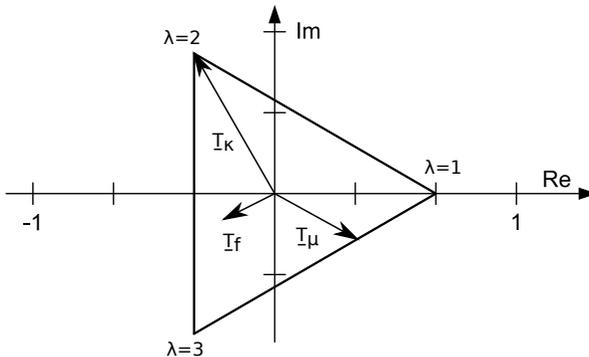


Abbildung 6.3: Beispiel für ein Dreiein der Steuerraumzeiger, das gerade in einer B-Stellung in das Begrenzungsdreieck passt

### Ermittlung von $v'$ bei A-Dreibeinen

Die charakteristische Gleichung, die man bei A-Dreibeinen aufstellen kann lautet

$$-1 = \Re \{ \underline{a} \cdot \underline{T}_x + \underline{T}_y + \underline{a}^2 \cdot \underline{T}_z \} \quad (6.74)$$

Diese Gleichung kann leicht in Symmetrischen Komponenten dargestellt werden. Die charakteristische Gleichung vereinfacht sich dadurch zu

$$-1 = 3 \cdot \Re \{ \underline{a}^\chi \cdot \underline{T}_g \} \quad \text{für positive Dreibeine} \quad (6.75)$$

$$-1 = 3 \cdot \Re \{ \underline{a}^{2-\chi} \cdot \underline{T}_m \} \quad \text{für negative Dreibeine} \quad (6.76)$$

Mit dem Parameter  $\chi \in \{1, 2, 3\}$  wird dabei jede mögliche Stellung des Dreieins beschrieben. Eingesetzt in die allgemeine Lösung der Transfergleichungen 6.66 und aufgelöst nach  $v'$  ergibt

$$v' = \begin{cases} -\frac{\frac{r}{\cos \phi_E} \cdot \cos(\Phi_E - \Phi_A - \phi_E + \chi \cdot \frac{2\pi}{3}) + 1}{\cos(\Phi_E - \Phi_A + \phi_A + \chi \cdot \frac{2\pi}{3})} & \text{für positive Dreibeine,} \\ \frac{\frac{r}{\cos \phi_E} \cdot \cos(\Phi_E + \Phi_A - \phi_E + (2-\chi) \cdot \frac{2\pi}{3}) + 1}{\cos(\Phi_E + \Phi_A - \phi_A + (2-\chi) \cdot \frac{2\pi}{3})} & \text{für negative Dreibeine} \end{cases} \quad (6.77)$$

### Ermittlung von $v'$ bei B-Dreibeinen

Bei B-Dreibeinen können nur zwei der Zeiger genutzt werden, um die charakteristische Gleichung aufzustellen. Der Zeiger  $\underline{T}_f$  kann nicht auf ein

Tabelle 6.1: Tabelle zu den Permutationen der Zeiger bei A-Dreibeißen positive A-Dreibeiße

Nummer	$\underline{T}_{A,1}$	$\underline{T}_{A,2}$	$\underline{T}_{A,3}$	$\chi$
0	$\underline{T}_x$	$\underline{T}_y$	$\underline{T}_z$	1
1	$\underline{T}_z$	$\underline{T}_x$	$\underline{T}_y$	2
2	$\underline{T}_y$	$\underline{T}_z$	$\underline{T}_x$	3

negative A-Dreibeiße

Nummer	$\underline{T}_{A,1}$	$\underline{T}_{A,2}$	$\underline{T}_{A,3}$	$\chi$
3	$\underline{T}_x$	$\underline{T}_z$	$\underline{T}_y$	1
4	$\underline{T}_y$	$\underline{T}_x$	$\underline{T}_z$	2
5	$\underline{T}_z$	$\underline{T}_y$	$\underline{T}_x$	3

mathematisch einfach beschreibbares Gebiet festgelegt werden. Dafür ist aber der Zeiger  $\underline{T}_\kappa$  je nach  $\lambda$  eindeutig festgelegt. Für die charakteristische Gleichung bedeutet das

$$1 = \Re \{ \underline{a}^{1-\lambda} (\underline{T}_\kappa - \underline{T}_\mu) \} \quad \text{mit } \lambda \in \{1, 2, 3\} \quad (6.78)$$

In Symmetrischen Komponenten kann das als

$$1 = \Re \{ \underline{a}^{1-\lambda} ((\underline{a}^{1-\kappa} - \underline{a}^{1-\mu}) \cdot \underline{T}_m + (\underline{a}^{\kappa-1} - \underline{a}^{\mu-1}) \cdot \underline{T}_g) \} \quad (6.79)$$

dargestellt werden. Daraus kann mithilfe den Transferegleichungen wieder  $v'$  bestimmt werden. Dazu ist die Substitution

$$\underline{Z}_E = \underline{a}^{1-\lambda} \cdot e^{j \cdot \Phi_E}, \quad \underline{Z}_A = (\underline{a}^{1-\kappa} - \underline{a}^{1-\mu}) \cdot e^{j \cdot \Phi_A} \quad (6.80)$$

hilfreich.  $v'$  ergibt sich damit zu

$$v' = \frac{\frac{3}{2} - \frac{r}{\cos \phi_E} \Re \{ \underline{Z}_E \cdot e^{-j \phi_E} \} \cdot \Re \{ \underline{Z}_A \}}{\Im \{ \underline{Z}_E \} \Im \{ \underline{Z}_A \cdot e^{-j \phi_A} \}} \quad (6.81)$$

Tabelle 6.2: Tabelle zu den Permutationen der Zeiger bei B-Dreibeißen  
 B-Dreibeiße mit  $\lambda = 1$

Nummer	$\underline{T}_{A,1}$	$\underline{T}_{A,2}$	$\underline{T}_{A,3}$	$\kappa$	$\mu$	$f$
7	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_f$	1	2	3
8	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\mu}$	1	3	2
9	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_f$	2	1	3
11	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_{\mu}$	2	3	1
12	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\kappa}$	3	1	2
13	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_{\kappa}$	3	2	1

B-Dreibeiße mit  $\lambda = 2$

Nummer	$\underline{T}_{A,1}$	$\underline{T}_{A,2}$	$\underline{T}_{A,3}$	$\kappa$	$\mu$	$f$
16	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_f$	1	2	3
17	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\mu}$	1	3	2
18	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_f$	2	1	3
20	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_{\mu}$	3	1	2
21	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\kappa}$	2	3	1
22	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_{\kappa}$	3	2	1

B-Dreibeiße mit  $\lambda = 1$

Nummer	$\underline{T}_{A,1}$	$\underline{T}_{A,2}$	$\underline{T}_{A,3}$	$\kappa$	$\mu$	$f$
25	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_f$	1	2	3
26	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\mu}$	1	3	2
27	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_f$	2	1	3
29	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\kappa}$	$\underline{T}_{\mu}$	3	1	2
30	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\kappa}$	2	3	1
31	$\underline{T}_f$	$\underline{T}_{\mu}$	$\underline{T}_{\kappa}$	3	2	1

### Ermittlung von $\underline{T}_0$ bei A-Dreibeinen

Durch die festgelegte Stellung des Dreibeins ist  $\underline{T}_0$  leicht zu ermitteln. Das Nullsystem berechnet sich zu

$$\underline{T}_0 = \begin{cases} -\underline{a}^\chi \underline{T}_m^* & \text{für positive Dreibeine} \\ -\underline{a}^{2-\chi} \underline{T}_g^* & \text{für negative Dreibeine} \end{cases} \quad (6.82)$$

### Ermittlung von $\underline{T}_0$ bei B-Dreibeinen

Auch bei B-Dreiecken ist die Ermittlung von  $\underline{T}_0$  sehr einfach. Durch die festgelegte Lage von  $\underline{T}_\kappa$  kann das Nullsystem einfach zu

$$\underline{T}_0 = \frac{2}{3} \underline{a}^{\lambda-1} - (\underline{a}^{1-\kappa} \underline{T}_m + \underline{a}^{\kappa-1} \underline{T}_g) \quad (6.83)$$

bestimmt werden.

### Ermittlung der Stellung des Zeigerdreibeins

Zur Ermittlung der korrekten Stellung des Zeigerdreibeins werden nacheinander für jede mögliche Stellung des Dreibeins folgende Schritte durchgeführt.

1.  $v'$  je nach Stellung des Dreiecks durch Gleichung 6.77 oder Gleichung 6.81 berechnen.
2.  $T_0$  je nach Stellung des Dreiecks durch Gleichung 6.82 oder Gleichung 6.83 berechnen.
3. Mit den ermittelten  $v'$  und  $T_0$  werden durch Gleichung 6.73 die drei Zeiger  $\underline{T}_{A,c}$  berechnet.
4. Für die drei berechneten Zeiger wird geprüft, ob sie tatsächlich die angenommene Stellung annehmen. Falls dies zutrifft, so wird das Ergebnis gespeichert, andernfalls wird es verworfen.

Nach dem von Jens Igney vorgeschlagenen Verfahren wird bei mehreren ermittelten Ergebnissen dasjenige Ergebnis mit dem kleineren Wert von  $v'$  weiterverwendet, um damit die Aussteuergrade der Schalter zu berechnen.

Das Verfahren wird von ihm „Strategie der ausschließlichen Verwendung von Extremstellungen“ genannt. Es soll im Folgenden kurz als PEZ-Verfahren (Permanente Extremstellung der Zeigerdreieine) bezeichnet werden.

### 6.3 Optimierte Wahl der Steuerraumzeigerdreieine

Sollen in einem bestimmten Betriebspunkt des Matrixumrichters die Schaltverluste reduziert werden, so kann dies am besten erreicht werden, indem Schaltvorgänge komplett eingespart werden. Diese Idee wurde auch in [49] hervorragend ausgearbeitet, es wurden jedoch im Gegensatz zur vorliegenden Arbeit ausschließlich Dreiecke in B-Stellung berücksichtigt. Um Schaltvorgänge bei allgemeinen Stellungen des Zeigerdreieins einzusparen, wird die Komplexe Ebene der Steuerraumzeiger näher betrachtet.

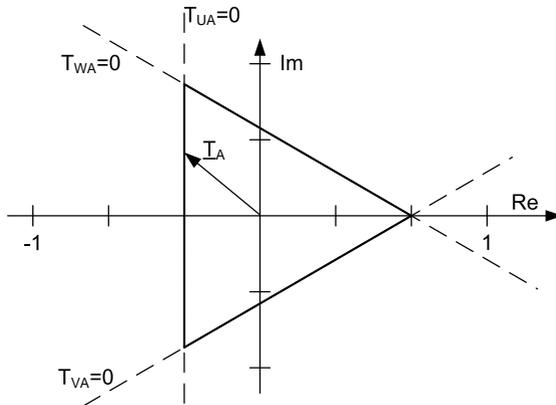


Abbildung 6.4: Die Ränder des Begrenzungsdreiecks sind dadurch definiert, daß ein Aussteuergrad der betreffenden Ausgangsphase genau Null ist.

Die Begrenzungen des Dreiecks sind durch Steuerraumzeiger definiert, bei denen einer der drei Aussteuergrade genau Null ist. Demnach sind in den Ecken des Dreiecks genau zwei der Aussteuergrade gleich Null. Zeigt ein

Steuerraumzeiger auf eine Kante des Dreiecks, so wird die zugehörige Ausgangsspannung aus den Spannungen von zwei Eingangsphasen moduliert. Es kommt also in der Modulationsperiode nur zu einem Umschaltvorgang. Zeigt ein Steuerraumzeiger auf einen Eckpunkt des Dreiecks, so muß in dieser Pulsperiode nicht geschaltet werden. Zur Reduktion der Schaltverluste sind also Dreibeine von Steuerraumzeigern zu finden, die möglichst auf dem Rand oder in den Ecken des Begrenzungsdreiecks liegen.

Um solche Dreibeine zu finden lassen sich die Überlegungen nutzen, die in Kapitel 6.2.5 beschrieben wurden. Die beschriebene Vorgehensweise ist auch bei geringeren als den maximalen Aussteuerungen des Eingangsblindstromes und der Ausgangsspannung nutzbar.

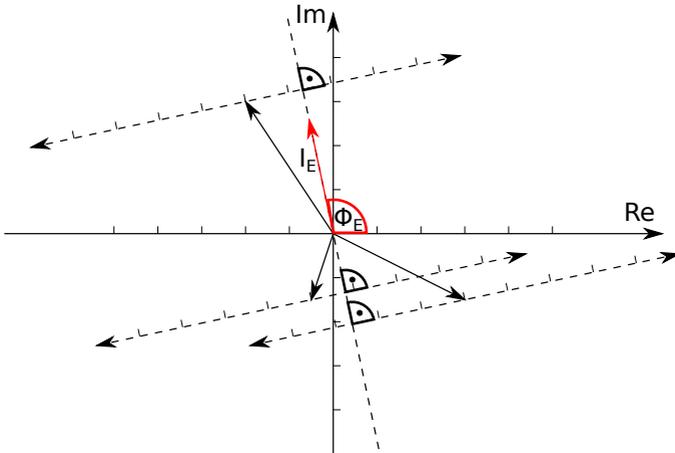


Abbildung 6.5: Die Enden des Zeigerdreiecks können durch Variation von  $v'$  entlang von parallelen Geraden verschoben werden.

Betrachtet man Gleichung 6.73 geometrisch, so kann man feststellen, daß das Dreibein der drei Steuerraumzeiger durch die freien Parameter folgendermaßen beeinflusst wird:

- Die komplexe Variable  $\underline{T}_0$  verschiebt das Dreibein in der komplexen Ebene
- Die reelle Variable  $v'$  verschiebt die Enden der Steuerraumzeiger in der Richtung  $e^{j\Phi_E - \frac{\pi}{2}}$ , also senkrecht zur Richtung des Eingangsspannungsraumzeigers.

Diese zweite Eigenschaft soll zur weiteren Optimierung der Schaltverluste genutzt werden. In Bild 6.5 ist ein beliebiges Dreiein mit einer angenommenen Verschiebungsrichtung  $e^{j\Phi_E - \frac{\pi}{2}}$  skizziert.  $v'$  sei in diesem Bild zu einem beliebigen Wert  $v'_a$  gewählt. Wird davon ausgehend  $v'$  um den Wert  $\Delta v' = v'_b - v'_a$  erhöht, so werden die Enden der drei Raumzeiger längs der Verschiebungsrichtung genau um die Längen

$$k_1 = \Delta v' \cdot \frac{2}{3} \cdot \sin(\Phi_A - \phi_A) \tag{6.84}$$

$$k_2 = \Delta v' \cdot \frac{2}{3} \cdot \sin\left(\Phi_A - \frac{2\pi}{3} - \phi_A\right) \tag{6.85}$$

$$k_3 = \Delta v' \cdot \frac{2}{3} \cdot \sin\left(\Phi_A - \frac{4\pi}{3} - \phi_A\right) \tag{6.86}$$

verschoben. Da für alle drei Gleichungen der Term  $\Phi_A - \phi_A$  gleich ist, muß demnach immer entweder eine der Verschiebungsstrecken positiv und die zwei anderen negativ oder eine der Verschiebungsstrecken negativ und die zwei anderen positiv sein. Diese Gegebenheit ist in den Bildern 6.6 bis 6.8 dargestellt. Es ergibt sich also immer garantiert eine der drei dargestellten Situationen. Es kann in jedem Fall ein  $v'$  gefunden werden, bei dem die

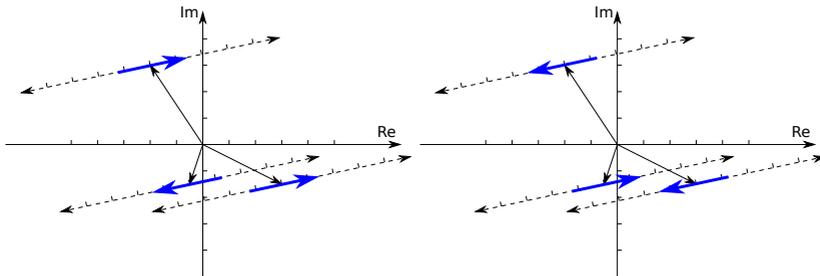


Abbildung 6.6: Möglichkeit Eins: Durch Verändern von  $v'$  verschiebt sich das Ende des mittleren Zeigers in die Gegenrichtung der beiden anderen Zeiger.

Enden der drei Zeiger auf einer Linie in der komplexen Ebene liegen. Ausgehend von diesem  $v'$  kann sowohl durch Erhöhung als auch durch Reduktion von  $v'$  ein Dreieck gebildet werden. Es ergeben sich also immer zwei gültige Lösungen für die Dreieine der Steuerraumzeiger.

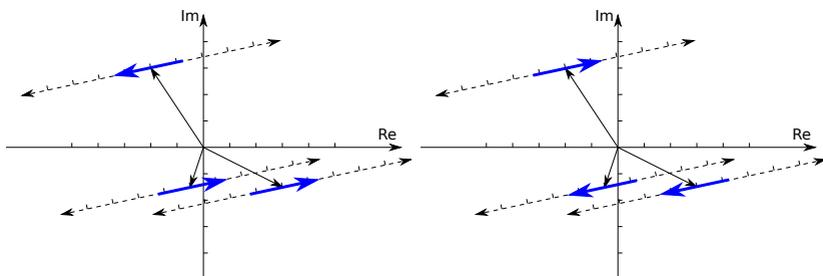


Abbildung 6.7: Möglichkeit Zwei: Durch Verändern von  $v'$  verschiebt sich das Ende des oberen Zeigers in die Gegenrichtung der beiden anderen Zeiger.

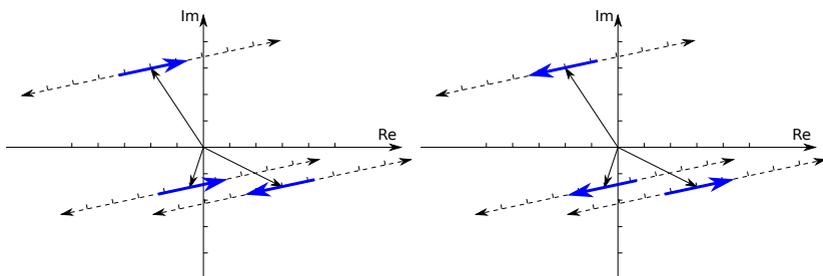


Abbildung 6.8: Möglichkeit Drei: Durch Verändern von  $v'$  verschiebt sich das Ende des unteren Zeigers in die Gegenrichtung der beiden anderen Zeiger.

Die Anzahl der Schalthandlungen bei Dreibeinen in Extremstellung ist einfach anzugeben. Bei A-Dreiecken wird jede Ausgangsspannung aus zwei Eingangphasen gebildet, wobei in jeder der drei Ausgangsphasen eine andere Eingangsphase nicht vorkommt. Bei den B-Dreiecken wird eine der Ausgangsphasen aus allen drei Eingangphasen zusammengesetzt, eine aus zwei Eingangphasen und in der dritten Ausgangsphase findet überhaupt kein Umschaltvorgang statt.

Es finden also, unabhängig davon ob ein A-Dreieck oder ein B-Dreieck gefunden wurde, immer 3 Kommutierungsvorgänge pro Modulationsperiode statt. Das sind genau halb so viele Kommutierungsvorgänge, wie bei den allgemeinen Steuerverfahren notwendig wären.

Da immer zwei Dreibeine in Extremstellung gefunden werden können, lassen sich die Schaltverluste noch weiter reduzieren. Durch die korrekte Auswahl des Dreibeins können zum Beispiel Schalthandlungen von Ausgangsphasen mit hohem Ausgangsstrom auf Ausgangsphasen mit geringem Ausgangsstrom verschoben werden.

Zur Auswahl des anzuwendenden Dreibeins wird für jede der zwei Lösungen mit den Gleichungen aus Kapitel 3.2 die erwartete Schaltverlustenergie bestimmt. Das Ergebnis mit den geringeren erwarteten Schaltverlusten kommt dann zur Anwendung. Im Unterschied zur PEZ-Steueralgorithmus, bei der immer das Dreieck mit dem kleineren  $v'$  zur Anwendung kam ist also lediglich ein weiterer Arbeitsschritt bei der Berechnung der 9 Aussteuergrade erforderlich.

Das Verfahren soll im Folgenden kurz mit „PEZO“-Steuerverfahren (Permanente Extremstellung der Zeigerdreibeine und Optimale Dreibeinauswahl) benannt werden.

### 6.4 Allgemeines Ergebnis

Eine geschlossene Lösung zur Berechnung der erwarteten Schaltverlustleistung kann für das optimierte Verfahren nicht präsentiert werden, da auch für die Berechnung der Dreibeine in Extremstellung wahrscheinlich keine analytische Lösung existiert. Im folgenden Kapitel soll allerdings durch eine Simulation verschiedener Betriebspunkte ermittelt werden, um welchen Faktor die Schaltverluste gegenüber allgemeinen Steuerverfahren verringert werden können.

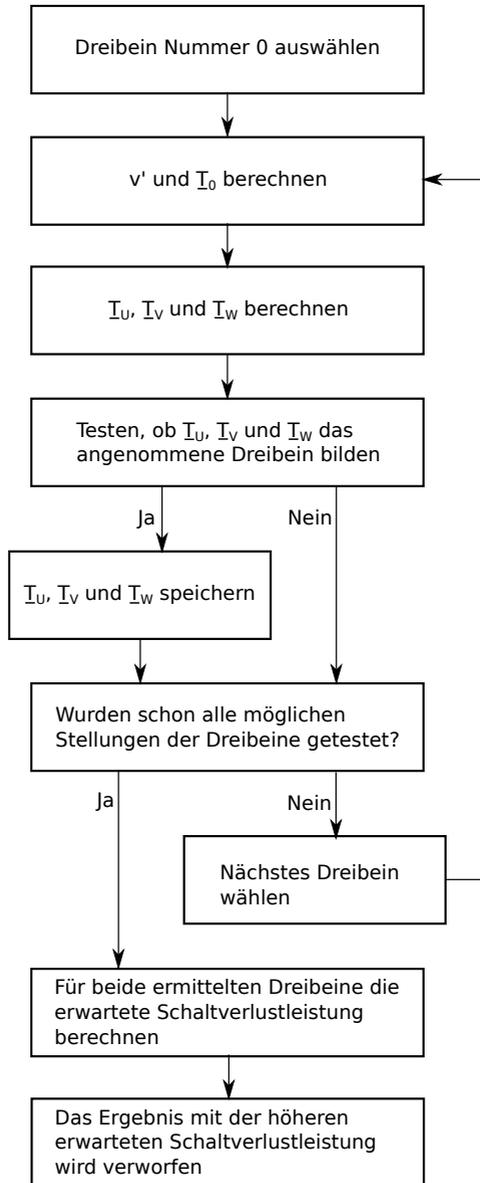


Abbildung 6.9: Bestimmung der optimierten Schaltzeiten.



# 7 Simulation verschiedener Betriebspunkte

Zur Kontrolle der in Kapitel 4.3 hergeleiteten analytischen Gleichungen und zum Vergleich der Schaltverlustleistung bei Einsatz verschiedener Steueralgorithmen sollen die Schaltverluste in diesem Kapitel durch eine numerische Simulation berechnet werden.

Das von Jens Igney beschriebene PEZ-Verfahren mit der in Kapitel 6.3 beschriebenen Optimierung und das schon 1980 in [5] erstmals vorgeschlagene und in [6] beschriebene Steuerverfahren wurden in der Programmiersprache C umgesetzt. Dieser C-Code kann auf einer realen Umrichterplattform genutzt werden, um in Echtzeit die Einschaltzeiten für die neun Schalter zu ermitteln. Wird der Code in einer Simulationsumgebung eingesetzt, so können auch hier für jede simulierte Taktperiode die neun Einschaltzeiten berechnet werden.

Weiterhin kann damit in jeder simulierten Taktperiode die Schaltverlustenergie jedes Schalters bestimmt werden. Die mittlere Schaltverlustleistung lässt sich somit in der Simulation bestimmen, indem alle Schaltverlustenergien aufsummiert werden und das Ergebnis durch die Dauer der Simulation dividiert wird.

Für ein aussagekräftiges Ergebnis sollen die Schaltverluste in Abhängigkeit von folgenden Größen ermittelt und mit den Ergebnissen der herkömmlichen Steuerverfahren verglichen werden:

- Der Ausgangsspannung  $U_A$
- Dem Ausgangsstrom  $I_A$
- Der Ausgangsblindleistung  $Q_A$
- Der Eingangsblindleistung  $Q_E$

Bei den Berechnungen werden die folgenden Parameter konstant gehalten:

- Die Eingangsspannung  $U_E = 400 \text{ V}$

- Die Kennlinie des IGBT und der Diode wurde von dem Datenblatt des Infineon FF100R12RT4 abgeleitet
- Die Eingangsfrequenz  $f_E = 50$  Hz
- Die Ausgangsfrequenz  $f_A = 260$  Hz
- Die Pulsfrequenz  $f_P = 10$  kHz

Damit ergibt sich  $n = 5$  und  $m = 26$

### 7.1 Kontrolle der Gleichungen aus Kapitel 4.3 durch Vergleich mit den Simulationsergebnissen

Die Simulation wurde mit dem herkömmlichen, in [5] beschriebenen Steuerverfahren sowohl für die optimierte Sequenz als auch für die sichere Sequenz durchgeführt. Die Ergebnisse dieser numerischen Berechnung liegen in jedem Punkt deckungsgleich mit den Ergebnissen der analytischen Berechnungen. Die Korrektheit der analytischen Formeln ist damit nachgewiesen.

Als Beispiel für die Übereinstimmung sind in Bild 7.1 die numerischen und die analytischen Ergebnisse der Verlustleistungsberechnung in Abhängigkeit der Eingangsspannung und des Ausgangsstromes dargestellt.

### 7.2 Variation der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes

In Bild 7.2 ist das Ergebnis der Simulation bei

- $\phi_E = 0$
- $\phi_A = 0$

für das PEZO-Verfahren und für ein konventionelles Steuerverfahren mit verlustoptimaler Sequenz abgebildet. Es ist deutlich zu erkennen, daß sich

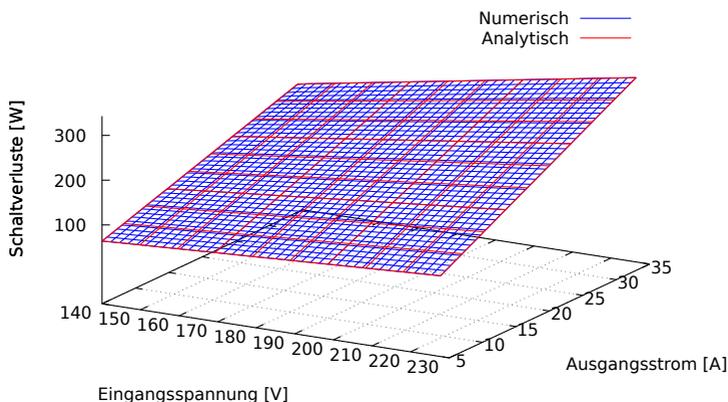


Abbildung 7.1: Die Schaltverlustleistung bei verlustoptimaler Sequenz, berechnet durch die vorgestellte, analytische Gleichung und durch eine numerische Simulation.

die Schaltverlustleistung durch das neue Steuerverfahren in allen Betriebspunkten deutlich reduziert. Außerdem ist beim PEZO-Verfahren eine geringe Abhängigkeit der Schaltverlustleistung von der Ausgangsspannung zu erkennen. Bei geringen Ausgangsspannungen wird also mehr Schaltverlustleistung erzeugt als bei höheren Ausgangsspannungen.

In Bild 7.3 sind bei den gleichen Gegebenheiten wie in Bild 7.2 die mittlere Schaltverlustleistung des PEZO-Verfahrens und des PEZ-Verfahrens geplottet. Auch in diesem Fall ist erkennbar, daß die mittlere Schaltverlustleistung des PEZO-Verfahrens immer unterhalb der des PEZ-Verfahrens liegt. Die Verbesserung macht sich vor allem in dem Bereich mit hohem Ausgangsstrom und geringer Ausgangsspannung bemerkbar. Die prozentuale Differenz der beiden mittleren Schaltverlustleistungen

$$rel = \frac{P_{PEZ} - P_{PEZO}}{P_{PEZO}} \cdot 100\% \quad (7.1)$$

ist in Bild 7.4 abgebildet. Das PEZ-Verfahren verursacht im höchsten Punkt dieser Abbildung 14,86% mehr Verlustleistung als das PEZO-Verfahren.

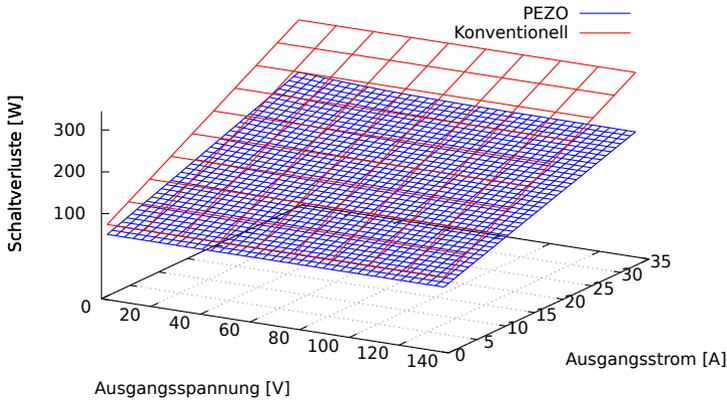


Abbildung 7.2: Mittlere Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes bei  $\phi_E = 0$  und  $\phi_A = 0$  für das PEZO-Verfahren und ein konventionelles Steuerverfahren mit verlustoptimierter Sequenz.

### 7.3 Variation der Ausgangsspannung und der Ausgangsblindleistung

In Bild 7.5 sind die mittleren Schaltverlustleistungen des PEZ-Verfahrens und des PEZO-Verfahrens bei Variation der Ausgangsspannung und des Ausgangsphasenwinkels abgebildet. Dabei wurden die Parameter

- $I_A = 35A$
- $\phi_E = 0$

konstant gehalten. Im Unterschied zu dem analytischen Ergebnis der herkömmlichen Verfahren ist eine deutliche Abhängigkeit der mittleren Schaltverlustleistung vom Ausgangsphasenwinkel erkennbar. Die Verbesserung durch das PEZO-Verfahren macht sich in diesem Fall eher bei niedrigeren Ausgangsspannungen und kleinen Ausgangsphasenwinkeln bemerkbar.

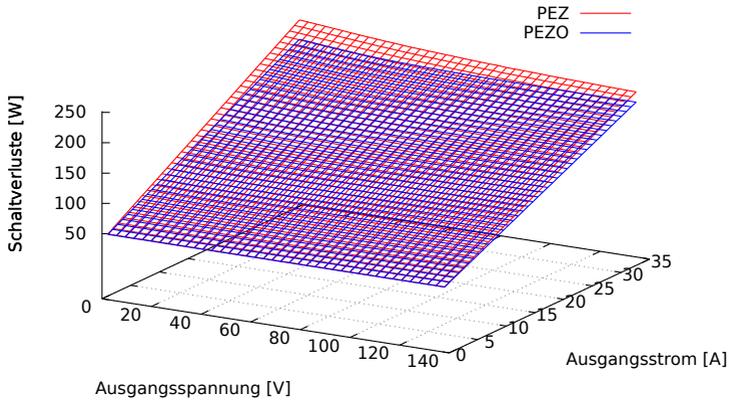


Abbildung 7.3: Mittlere Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes bei  $\phi_E = 0$  und  $\phi_A = 0$  für das PEZ-Verfahren und das PEZO-Verfahren.

## 7.4 Variation der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung

In Bild 7.6 ist das Ergebnis der Simulation bei Variation der Ausgangsspannung und des Eingangsphasenwinkels abgebildet. Es wurden die Parameter

- $I_a = 35A$
- $\phi_A = 0$

konstant gehalten. Bei dieser Parametervariation können mit dem Matrixumrichter nicht alle Betriebspunkte erreicht werden. Die Graphik zeigt nur die nutzbaren Bereiche, für die passende Steuerelemente gefunden werden können. Interessanterweise ist die mittlere Schaltverlustleistung über weite Bereiche unabhängig vom Eingangsphasenwinkel. Erst im Grenzbereich zur maximalen Aussteuerung fällt die mittlere Schaltverlustleistung in einem sehr kleinen Bereich steil ab.

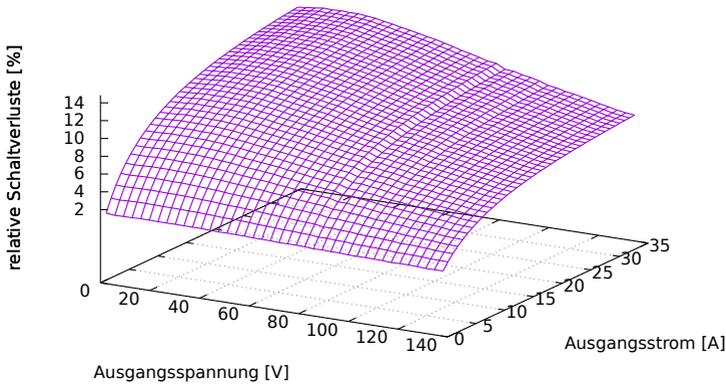


Abbildung 7.4: Prozentuale Differenz der mittleren Schaltverlustleistungen des PEZ-Verfahrens und des PEZO-Verfahrens.

## 7.5 Bewertung der Ergebnisse

Die Ergebnisse der Simulation zeigen deutlich, daß durch das in Kapitel 6.3 vorgestellte PEZO-Verfahren in allen Betriebspunkten die Schaltverlustleistung reduziert werden kann. Die Reduktion ist dabei stark abhängig von allen vier Parametern

- Ausgangsspannung  $U_A$
- Ausgangsstrom  $I_A$
- Ausgangsphasenwinkel  $\phi_A$
- Eingangsphasenwinkel  $\phi_E$ .

Vor allem gegenüber den konventionellen Steuerverfahren kann ca. die Hälfte der Schaltverlustleistung eingespart werden.

In Anbetracht der Ergebnisse von Kapitel 4.5 bedeutet dies auch eine ganz wesentliche Einsparung von Schaltverlustleistung gegenüber dem Zwischenkreisumrichter. Es erscheint angebracht, bei Anwendungen mit hohen Pulsfrequenzen den Matrixumrichter dem Zwischenkreisumrichter vorzuziehen.

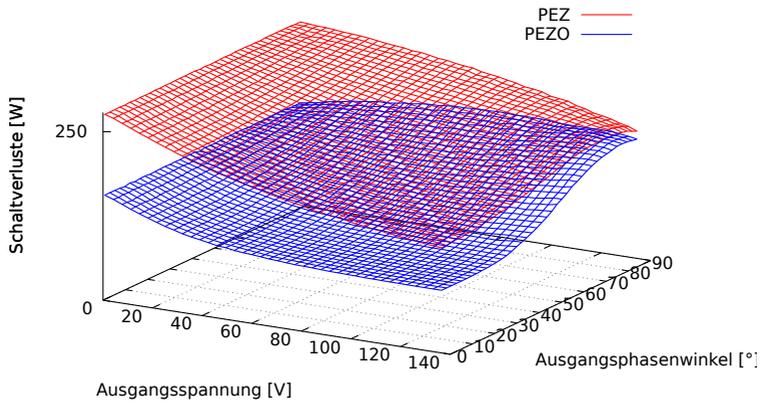


Abbildung 7.5: Mittlere Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Ausgangsphasenwinkels bei  $I_A = 35A$  und  $\phi_E = 0$  für das PEZ-Verfahren und das PEZO-Verfahren.

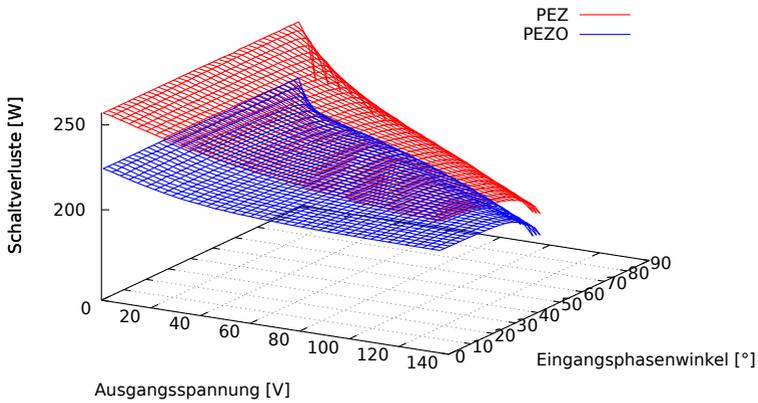


Abbildung 7.6: Mittlere Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Eingangsphasenwinkels bei  $I_A = 35A$  und  $\phi_A = 0$  für das PEZ-Verfahren und das PEZO-Verfahren.

# 8 Messung der Verlustleistung

## 8.1 Versuchsaufbau

Zur Messung der Verlustleistung wurde vom Verfasser ein Matrixumrichter am Elektrotechnischen Institut aufgebaut. Der Versuchsaufbau soll in diesem Kapitel beschrieben werden.

### 8.1.1 Digitale Steuerung

Für den Betrieb mit minimaler Schaltverlustleistung ist es wichtig, daß die komplizierten Berechnungen zur Ermittlung der Einschaltzeiten ausreichend schnell durchgeführt werden. In dem Aufbau kam dafür ein DSP TMS320C6748 von Texas Instruments zum Einsatz. Der Prozessor beherrscht Gleitkommaarithmetik und besitzt 6 parallele Rechenwerke mit einer Taktfrequenz von 456 MHz. Zur Kommunikation ist der DSP über einen Cyclon IV FPGA mit einem asynchronen 16 Bit Parallelbus und einem USB-Bus verbunden. Die Details dieses Aufbaus werden in [50] und [51] beschrieben.

Der eingesetzte Prozessor ist schnell genug, um auch bei den komplizierten Steuerverfahren alle 100 Mikrosekunden neue Sollwerte für die Einschaltzeiten zu berechnen. Dazu wird er nach jedem Schritt mit neuen Messwerten der Eingangsspannungen und der Ausgangsströme versorgt. Daraus ermittelt der DSP außer den Einschaltzeiten auch die Sequenz, also die Abfolge, mit der die Eingangsphasen durchgeschaltet werden sollen. Die berechneten Daten, also die Einschaltzeiten, die Sequenz und die Vorzeichen der Messwerte, werden dann digital an einen FPGA übermittelt, der daraus in der nächsten Pulsperiode die 18 Ansteuersignale für die IGBTs generiert. Währenddessen lädt der DSP wieder neue Messwerte und führt wieder die notwendigen Berechnungen durch.

Der FPGA ist ein Cyclone EP1C6T144C8 der intern mit 50 MHz getaktet ist. In dem FPGA wurde ein Zählwerk implementiert, das kontinuierlich von 0 bis 3000 und dann wieder abwärts bis 0 zählt. Die relativen Ein-

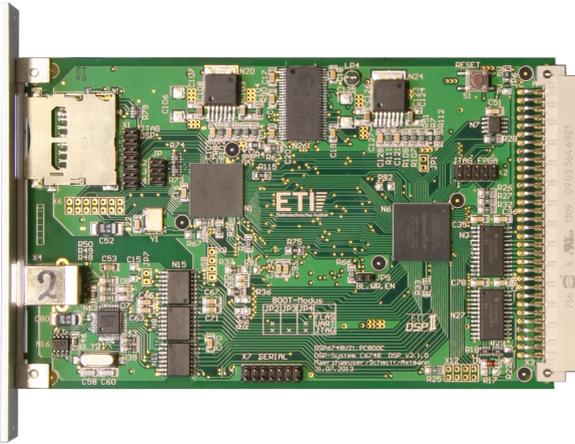


Abbildung 8.1: Photo der DSP-Platine. Links ist der USB-Anschluß zur Benutzerinteraktion zu erkennen, nach rechts ist Parallelbus zur Kommunikation mit der Modulatorkarte installiert.

schaltzeiten der IGBTs werden schon vom DSP mit 3000 multipliziert und müssen darum nur noch mit dem Dreieckssignal des Zählers verglichen werden, um die Sollwerte für die Ansteuersignale zu erhalten. Es ergibt sich also eine Pulsfrequenz von  $8,3 \text{ kHz}$ .

Die Sollwerte der 9 Ansteuersignale werden im FPGA mit den 18 aktuellen Ansteuersignalen und den Vorzeichen der Eingangsspannungen verknüpft, um daraus die tatsächlichen Ansteuersignale zu generieren. Es wurde also die spannungsgeführte Vier-Schritt-Kommutierung umgesetzt.

Die neu berechneten Einschaltzeiten des DSPs werden bei jedem Nulldurchgang des Dreieckszählers als Referenzwerte übernommen. Die Rechenleistung des DSP würde bei einem Update der Einschaltzeiten bei jedem Nulldurchgang und jedem Hochpunkt des Dreieckssignals die Pulsfrequenz zu stark begrenzen.

Wenn die Vorzeichen der Eingangsspannungsdifferenzen nicht eindeutig erkannt werden können wird anstelle der optimalen Sequenz die sichere Sequenz angewandt. Die Breite des unsicheren Bereichs ist über das DSP-Programm einstellbar und bei den Messungen zu  $50V$  gewählt. Damit wird über  $5,6\%$  der Betriebszeit die sichere Sequenz anstelle der optimalen

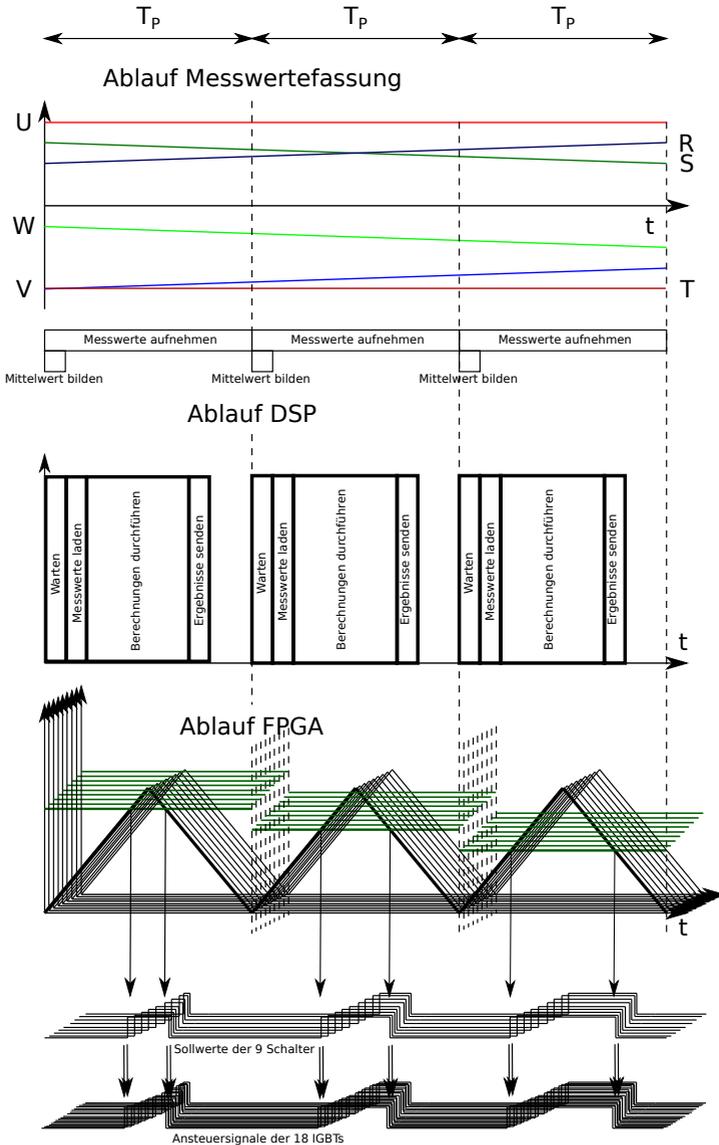


Abbildung 8.2: Ablaufdiagramm zur digitalen Steuerung. Der Mittelwert aller Messwerte einer Pulsperiode wird an den DSP übermittelt, dieser berechnet die Einschaltzeiten und sendet sie an den FPGA. Zu Beginn der neuen Pulsperiode werden die neuen Werte mit dem Dreieckssignal verglichen, um die Ansteuersignale für die IGBTs zu generieren. 141

Sequenz angewandt.

### 8.1.2 Leistungsteil

Das Modul 18MBI50W-120A von Fuji bildet den Kern des Leistungsteils. In diesem Modul sind 18 rückwärts sperrfähige IGBTs integriert. Die IGBTs sind schon intern zur Matrixumrichterstruktur verschaltet. Einige relevante Leistungsdaten des Moduls sind in Tabelle 8.1 wiedergegeben.

Tabelle 8.1: Leistungsdaten des 18MBI50W-120A  
Absolute Maximum Ratings

Collector-Emitter-Voltage	±1200	V
Gate-Emitter-Voltage	±20	V
Continuous collector current	50	A

Electrical Characteristics

Typ. Gate-Emitter treshold voltage	6,8	V
Max. Turn-on time	1,2	µs
Max. Turn-off time	1,0	µs
Max. reverse recovery time	500	ns

In Bild 8.3 sind die Diagramme zur Ermittlung der Schaltverlustleistung abgebildet. Zur Ansteuerung des Moduls wurden 6 potentialgetrennte Spannungsquellen zur Versorgung der 18 Gateunits aufgebaut. Über diese können die IGBTs mit +15V und -7V angesteuert werden.

Das Leistungsteil ist in Bild 8.4 abgebildet. Links sind die drei Kondensatoren des Eingangsfilters und die blauen LEM-Wandler zur Messung der Ausgangsströme erkennbar. Rechts daneben sind in Blau die Varistoren zum Schutz vor Überspannungen verbaut. Der Rest der Platine ist größtenteils von dem Kühlkörper bedeckt, der über das IGBT-Modul hinausragt und so den Blick auf die Gatetreiber versperrt. Auf dem Kühlkörper ist eine unabhängige Beschaltung zur temperaturabhängigen Ansteuerung der Ventilatoren angebracht.

Zum Schutz der Leistungshalbleiter vor Überspannungen wurden drei Systeme integriert.

1. Steigt die Spannung über die maximale Amplitude der Eingangsleiterspannung  $\sqrt{2} \cdot 400V$ , so beginnt eine Diodenbrücke Stromspit-

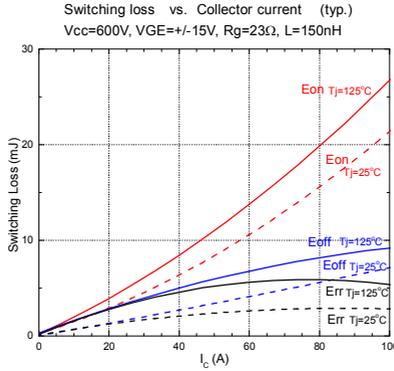


Abbildung 8.3: Kennlinie für die Schaltverluste der RB-IGBTs in Abhängigkeit des Kollektorstromes. Quelle: Datenblatt des Fuji 18MBI50W-120A

- zen in einen  $0,15\mu F$  Kondensator aufzunehmen. Dieser Kondensator ist mit einem Epcos S20K510 Varistor überbrückt. Nach dem Diagramm 8.7 aus dem Datenblatt, steigt die Spannung an diesem Varistor auf maximal  $900V$  bei  $1mA$  Strom durch den Varistor. Diese Beschaltung ist in Bild 8.5 dargestellt.
- Zusätzlich wurde zwischen jeweils zwei Eingangsleiter und zwischen jeweils zwei Ausgangsleiter Varistoren vom Typ Epcos S20K385 eingebaut. Diese Varistoren begrenzen die Spannung nach dem Diagramm des Datenblatts auf maximal  $700V$  wenn  $1mA$  durch sie fließt.
  - Als dritte Schutzstufe wurden SMCJ180A Suppressordioden verbaut, die bei mehr als insgesamt  $900V$  auf der Kollektor-Emitter-Strecke des IGBTs einen Strom zum Gate leiten, wodurch der IGBT wieder leitfähig wird und dadurch einen weiteren Spannungsanstieg unterbindet. Bei dieser letzten Schutzstufe wird sehr viel Verlustleistung im IGBT umgesetzt. Durch diese Maßnahme kann also nur eine sehr kurze Spannungsspitze abgefangen werden. Die Beschaltung ist in Bild 8.6 abgebildet.

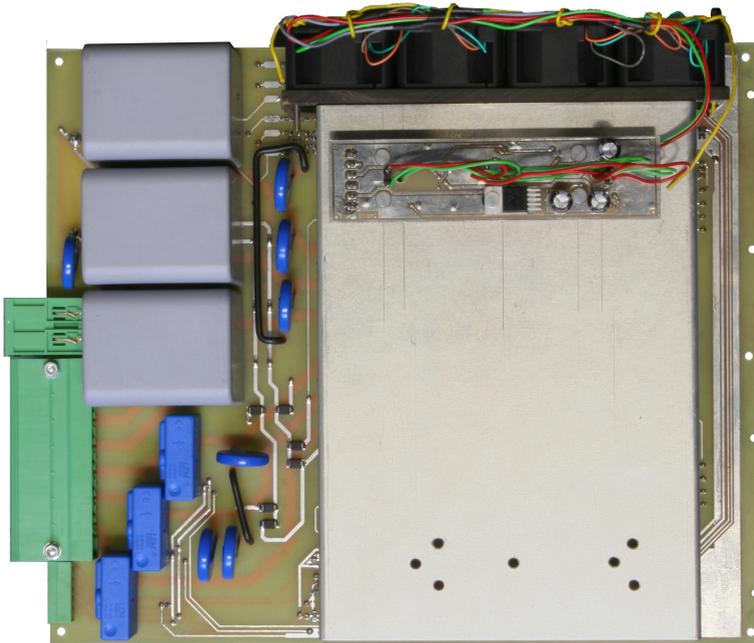


Abbildung 8.4: Photo des Leistungsteils. Links im Bild sind in grau die Kondensatoren des Eingangsfilters erkennbar

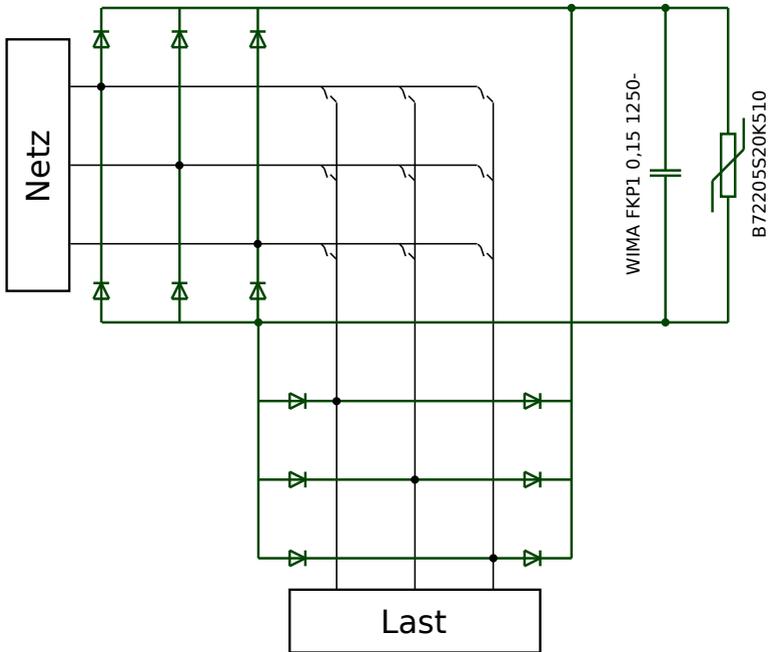


Abbildung 8.5: Übersichtsschaltbild des Matrixumrichters mit gemeinsamer Diodenbrücke als Schutzbeschaltung.

### 8.1.3 Netzfilter

Das Netzfilter soll die hochfrequenten Anteile des getakteten Eingangsstromes vom Netz fernhalten und die kapazitive Eigenschaft der Eingangsseite des Matrixumrichter sicherstellen. Dazu wurden Folienkondensatoren der Firma Epcos mit  $30\mu F$  ausgewählt. Diese MKP  $30\mu F$   $350V$  AC wurden in Sternschaltung möglichst nahe am Leistungsteil verbaut, um die Streuinduktivität der Zuleitungen auf ein Minimum zu reduzieren. Um Resonanzeffekten vorzubeugen wurde vor die Kondensatoren noch eine dreiphasige Netzdrossel mit  $0,5mH$  eingebaut.

Zur Sicherheit wurde das Filter noch durch die in Bild 8.8 dargestellte Beschaltung bedämpft. Als Kondensatoren kamen dabei WIMA MKP 10 mit  $1,0\mu F$  und WIMA FKP 1 mit  $0,22\mu F$  zum Einsatz. Von der Netzseite

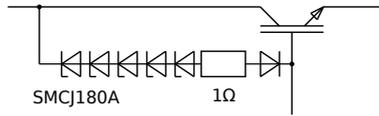


Abbildung 8.6: Als Schutzbeschaltung kann ein Strom über Suppressordi-oden direkt auf das Gate geleitet werden.

ergibt sich dadurch eine Impedanz des Filters von

$$Z_F = \left( \left( \frac{1}{j\omega \cdot C_1} + R \right) \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \right) + j\omega \cdot L \quad (8.1)$$

Bei  $50Hz$  sind das  $Z_F = (0,31 - j101,96)\Omega$ . Dadurch entstehen selbst bei ausgeschaltetem Umrichter ständig Verluste in Höhe von

$$P_F = \Re \left\{ \frac{U_E^2}{Z_F} \right\} = 1,44W \quad (8.2)$$

Durch den eingebauten  $100\Omega$  Widerstand. Durch den Betrieb des Umrichters und durch den Innenwiderstand der Drossel und der Kondensatoren wird die tatsächliche Verlustleistung im Betrieb allerdings höher ausfallen. Eine vereinfachte Spice-Simulation des Filters lässt eine Verlustleistung von  $2W$  bis  $3W$  erwarten.

Die Resonanzfrequenz des Filters liegt mit den gewählten Bauteilen bei  $1,28kHz$ .

### 8.1.4 Messverfahren

Zur Messung kam ein Siemens Functionmeter B1083 Leistungsmessgerät mit 12 Eingangskanälen zum Einsatz. Auf jeweils drei Eingangskanälen wurden die Ein- und Ausgangsspannungen gemessen und auf den restlichen Eingangskanälen wurden über Shunts jeweils die drei Eingangsströme und die drei Ausgangsströme gemessen. Das Leistungsmessgerät wurde auf eine feste Messfrequenz von  $70kHz$  und eine Mittelwertbildung der Messwerte über  $59,6$  Sekunden eingestellt. Damit erhält man zuverlässige Werte für die mittleren langfristigen Wirkleistungen  $\overline{P}_{Netz}$  und  $\overline{P}_{Last}$ . Über eine serielle Schnittstelle konnte die Messung über den PC gestartet und Messwerte ausgelesen werden. Damit konnte für jeden Betriebspunkt

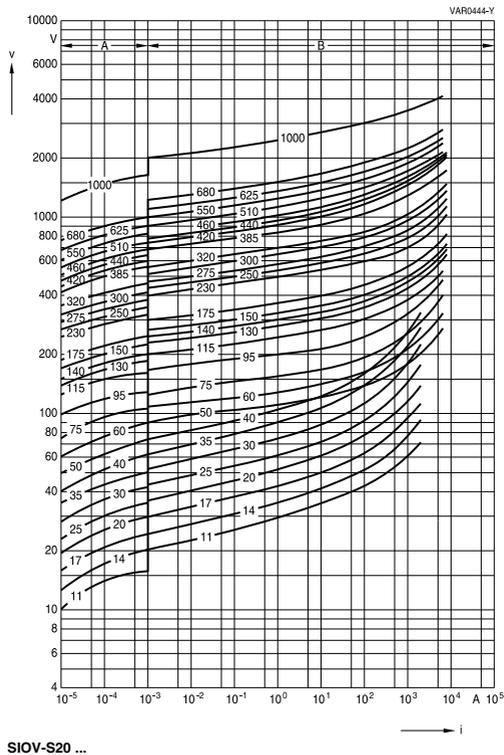


Abbildung 8.7: Kennlinien zu den S20Kxxx Varistoren. Quelle: Datenblatt Epcos SIOV metal oxide varistors

folgende Werte gespeichert werden:

- Die vom Leistungsmessgerät gemessene Netzspannung
- Die über den DSP gemessene Netzspannung
- Die vom Leistungsmessgerät ermittelte Eingangswirkleistung
- Der vom Leistungsmessgerät gemessene Netzstrom
- Die Soll-Ausgangsfrequenz
- Die Soll-Ausgangsspannung

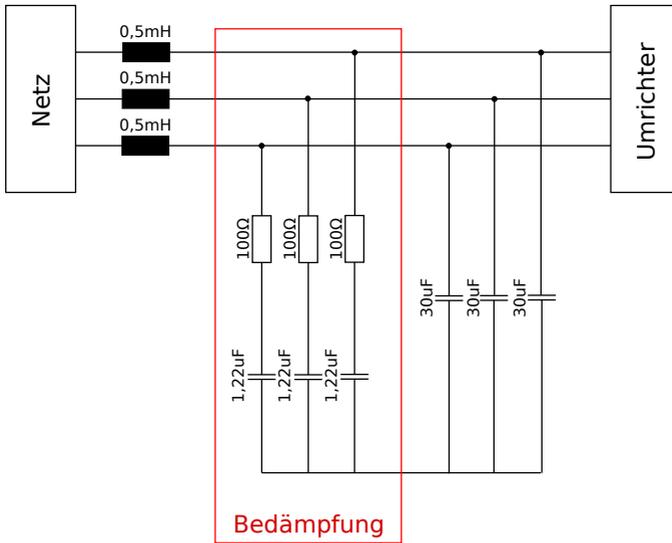


Abbildung 8.8: Schaltplan des Eingangsfilters mit der Beschaltung zur Bedämpfung von Filterschwingungen.

- Der Soll-Eingangsphasenwinkel
- Der vom Leistungsmessgerät gemessene Ausgangsstrom
- Die vom Leistungsmessgerät ermittelte Ausgangswirkleistung

Über die Induktivität und den Widerstand der angeschlossenen Last kann darüber hinaus der Ausgangsphasenwinkel festgelegt werden.

Für die Messungen wurde eine Induktivität und ein Lastwiderstand festgelegt und dann bei konstanten Sollwerten für die Ausgangsfrequenz und die Eingangsblindleistung die Soll-Ausgangsspannungen gleichmäßigen Schritten erhöht. Für jeden Schritt wurden alle beobachtbaren Werte in eine Datei abgespeichert.

## 8.2 Messergebnisse bei verschiedenen Ausgangsspannungen

In den Bildern 8.9 und 8.10 ist der Wirkungsgrad und die Verlustleistung bei veränderlicher Ausgangsscheinleistung dargestellt. Um diese Messergebnisse zu erhalten wurden folgende Betriebsparameter konstant gehalten:

- Eingangsspannung 230 Volt
- Eingangsfrequenz 50 Hz
- Ausgangsfrequenz 10 Hz
- Lastwiderstand  $14,48 \Omega$
- Ausgangsinduktivität 30 mH
- Pulsfrequenz 8,3333 kHz

Bei diesen Betriebsparametern wurde die Soll-Ausgangsspannung des Umrichters von 5 Volt bis 190 Volt erhöht und die Eingangs- sowie die Ausgangsleistung mit den drei Steuerverfahren „Konventionell“, „PEZ“ und „PEZO“ vermessen.

Man kann in Bild 8.10 gut erkennen, daß die Verlustleistung bei dem konventionellen Steuerverfahren immer oberhalb von der Verlustleistung bei dem Verfahren „PEZ“ liegt. Die Verlustleistung des „PEZO“-Verfahrens liegt noch einmal darunter, allerdings ist der Unterschied nur sehr gering. Die „Stufen“ im Verlauf der Verlustleistung ergeben sich durch die schwankende Kühlkörpertemperatur. Immer zu Beginn eines der erkennbaren Plateaus schaltete der Lüfter auf die nächste Drehzahlstufe.

## 8.3 Messergebnisse bei verschiedenen Ausgangsfrequenzen

Um die Annahme,  $m$  oder  $n$  seien sehr groß zu untermauern, wurden Messungen bei verschiedenen Ausgangsfrequenzen durchgeführt. Dabei wurden die Parameter

- Lastwiderstand  $6,58 \Omega$

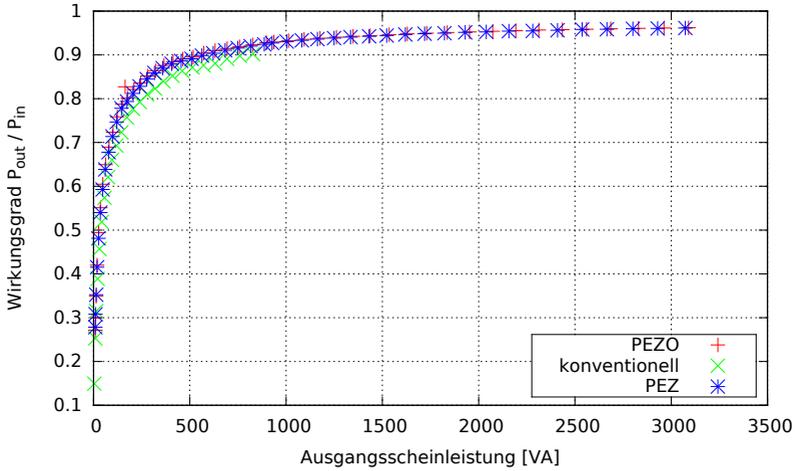


Abbildung 8.9: Wirkungsgrad über Ausgangswirkleistung bei verschiedenen Steuerverfahren

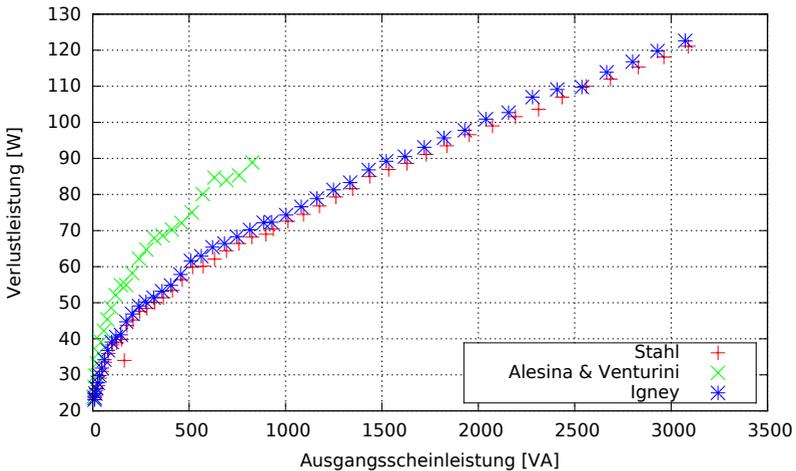


Abbildung 8.10: Verlustleistung über Ausgangswirkleistung bei verschiedenen Steuerverfahren

- Lastinduktivität  $30mH$
- Pulsfrequenz  $8,333kHz$
- Eingangsspannung  $230V$
- Eingangsfrequenz  $50Hz$
- Ausgangsspannung  $100V$

konstant gehalten. Die Messschritte wurden um den Bereich von  $50Hz$  und  $100Hz$  stark verdichtet, da genau bei diesen Frequenzen kleine  $n$  und  $m$  vorliegen müssten. Die Ausgangsphasenlage wurde aber nicht auf die Eingangsphasenlage geregelt.

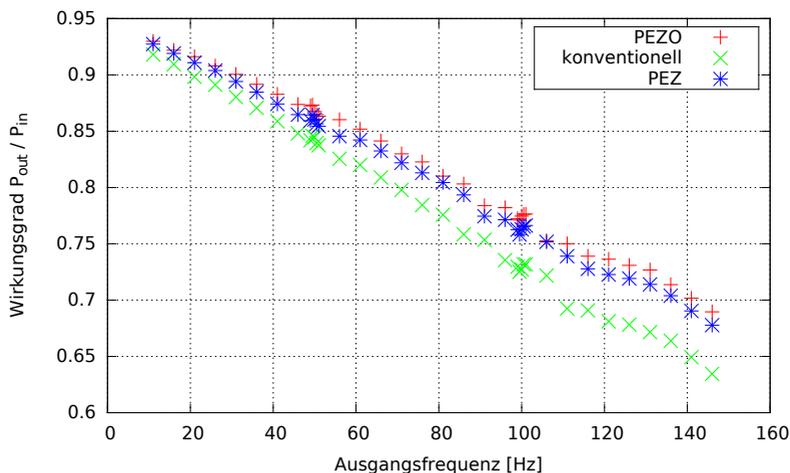


Abbildung 8.11: Verlustleistung über Ausgangsfrequenz bei verschiedenen Steuerverfahren

Wie im Bild zu erkennen ist, sinkt der Wirkungsgrad mit der Ausgangsfrequenz. Dies rührt von der konstanten Lastinduktivität her, die bei höheren Frequenzen zu einem höheren Blindwiderstand und damit zu einem geringeren Ausgangsstrom führt. Bei höheren Frequenzen sind im Diagramm also geringere Ausgangsleistungen aufgetragen, die auch einen geringeren Wirkungsgrad nach sich ziehen.

Die wesentliche Erkenntnis, die aus dem Diagramm gezogen werden kann ist jedoch, daß die Wirkungsgrade einer kontinuierlichen Funktion folgen und auch bei den Frequenzen  $100\text{Hz}$  und  $50\text{Hz}$  keine erkennbaren Sprünge festzustellen sind. Die Annahme, daß  $n$  oder  $m$  im Betrieb von realen Umrichtern groß seien ist also durchaus berechtigt.

## 8.4 Vergleich der Messergebnisse mit der Berechnung

Nun sollen die gemessenen Werte mit den Werten verglichen werden, die durch die beschriebenen Gleichungen bestimmt werden können. Dazu wurde der Umrichter mit einem herkömmlichen Verfahren und verlustoptimierter Sequenz betrieben. Wie bei den anderen Messungen auch, wurde um den Bereichen der unsicheren Vorzeichen die sichere Sequenz gewählt, die dadurch 5% der Betriebszeit zur Anwendung kam.

Zum Vergleich wurden in Bild 8.12 die Messwerte und die berechnete Verlustleistung (Summe der Gleichungen 4.90 und 5.9) eingezeichnet. Die Parameter für die Rechnung wurden aus dem Datenblatt des 18MBI50W-120A zu

- $A_{\text{on}} = 0.15384 \frac{\text{mJ}}{\text{A}}$
- $B_{\text{on}} = 0.3846 \text{mJ}$
- $C_{\text{on}} = 0.657$
- $A_{\text{off}} = 0.1161288 \frac{\text{mJ}}{\text{A}}$
- $B_{\text{off}} = 0.16129 \text{mJ}$
- $C_{\text{off}} = 0.98$
- $t_B = 0.25 \mu\text{s}$
- $U_0 = 1.1\text{V}$
- $r_{CE} = 0.054 \Omega$

bestimmt.

In dem Diagramm ist zu erkennen, daß der Verlauf der Rechnung den Messwerten gut folgt. Die Differenz zwischen den beiden Verläufen lässt sich mit verschiedenen Ursachen begründen:

- Das Netzfilter wurde bei der Messung mit einbezogen, bei der Berechnung spielt es aber keine Rolle. Dies erklärt auch, daß der Fehler bei steigendem Ausgangsstrom etwas größer wird.
- Bei der Berechnung wird von einem Betrieb mit optimaler Sequenz ausgegangen. Tatsächlich wird aber über 5% der Betriebszeit die sichere Sequenz angewandt.
- Die IGBTs wurden bei der Messung nur sehr schlecht ausgenutzt, die Parameter konnten darum nur ungenau bestimmt werden. Bei Datenblattangaben bis zu einem Kollektorstrom von 100A sind die Werte für  $A_{on}$ ,  $A_{off}$ ,  $B_{on}$  und  $B_{off}$  im Bereich bis 10A nur schwer zu ermitteln.

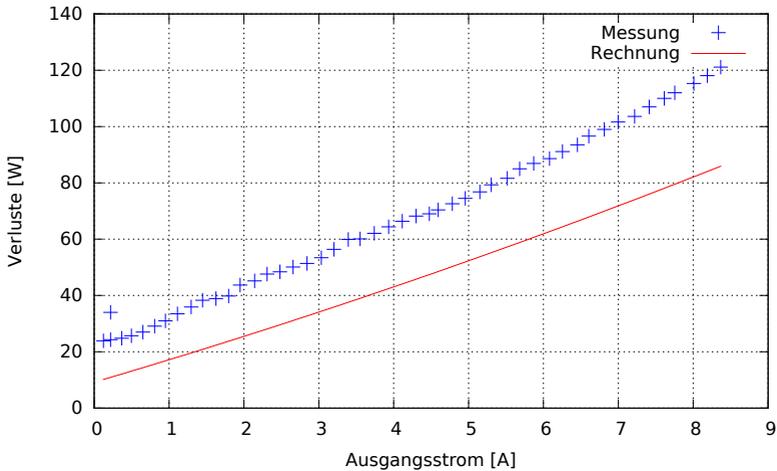


Abbildung 8.12: Vergleich der gemessenen Verlustleistung und der berechneten Verlustleistung

Der Fehler der gemessenen Verluste gegenüber den berechneten Verlusten liegt somit bei dieser Messung bei ca. 30%.

## 8.5 Zusammenfassung

Zur Untermauerung der theoretischen Ergebnisse wurde ein Umrichter aufgebaut, mit dem die Verlustleistung in verschiedenen Betriebspunkten vermessen wurde. Es ergaben sich jedoch einige Probleme, die die Auswahl der möglichen Betriebspunkte stark einschränken. Bei der Planung des Umrichters wurde eine Leistung von mindestens  $10\text{kW}$  und eine Pulsfrequenz von  $20\text{kHz}$  angepeilt. Auch das Eingangsfilter wurde auf diese Werte ausgelegt. Es stellte sich jedoch später heraus, daß die gewünschte Pulsfrequenz aus zwei Gründen nicht erreicht werden kann.

- Die verwendeten IGBTs haben sehr hohe Schaltzeiten, die bei der Vier-Schritt-Kommutierung berücksichtigt werden müssen. Bei  $20\text{kHz}$  wären die Zustandsautomaten über ca. 30% der Pulsperiodendauer mit der Kommutierung beschäftigt. Um korrekte Ausgangsspannungswerte und Eingangsstromwerte zu erhalten sollte die relative Kommutierungsdauer deutlich kleiner ausfallen.
- Selbst der DSP TMS320C6748 benötigt für die Berechnung des „PEZO“-Steuerverfahrens ca.  $100\mu\text{s}$ . Zusätzlich muß noch etwas Rechenzeit zur Verarbeitung von Benutzereingaben eingeplant werden. Die Modulationsfrequenz muß also geringer als  $10\text{kHz}$  gewählt werden.

Im Betrieb wurde darum eine Pulsfrequenz von  $8,33\text{kHz}$  gewählt. Für diese Frequenz sind aber die Filterkondensatoren nicht ausreichend dimensioniert. Es kann also nur ein Bruchteil der angepeilten Leistung umgesetzt werden. Bei höheren Strömen treten starke Schwingungen am Filter auf, durch die eine korrekte Kommutierung nicht mehr gewährleistet werden kann. Die Messungen wurden also nur bis zu einer Leistung von ca.  $5\text{kW}$  durchgeführt und dann abgebrochen.

Trotz des begrenzten Messbereichs bestätigen die Messergebnisse die theoretischen Überlegungen. Diese sind im Einzelnen

- Das „PEZO“-Verfahren erzeugt weniger Verlustleistung als alle anderen getesteten Verfahren
- Die Annahme  $n$  oder  $m$  seien immer sehr groß ist zulässig
- Die Berechnung der Verlustleistung durch die beschriebenen Gleichungen liefert realistische Ergebnisse.

# 9 Auslegungsbeispiele für Matrixumrichter

In diesem Kapitel soll die Nutzbarkeit der gefundenen Gleichungen beispielhaft dargestellt werden. Dazu sollen die Gleichungen zur Auswahl von IGBTs und zur Dimensionierung des Kühlkörpers genutzt werden.

## 9.1 Auswahl der IGBTs

Zur Auswahl des passenden IGBTs für einen konkreten Anwendungsfall muß die Auswahl zunächst eingeschränkt werden auf IGBTs,

- die eine ausreichende Spannungsbelastbarkeit für die gewünschte Eingangsspannung besitzen,
- die eine ausreichende Strombelastbarkeit für die gewünschte Ausgangsleistung besitzen,
- die eine ausreichend schnelle Schaltzeit für die gewünschte Pulsfrequenz aufweisen,
- die eventuell einen maximalen Einkaufspreis nicht überschreiten,
- die eventuell eine bestimmte Bauform aufweisen.

Für diese Auswahl der geeigneten IGBTs sind dann die notwendigen Parameter anhand der Datenblattangaben zu ermitteln. In diesem Beispiel sollen die IGBTs

- 18MBI50W-120A
- FF100R12TT4
- FGW30N120HD
- FGW85N60RB

- IXRH 40N120
- STGW25M120DF3
- GT50J325
- IKW40T120

miteinander verglichen werden. Die Parameter dieser Halbleiter sind in den Tabellen 9.1 und 9.2 zusammengefasst. Die Schaltfrequenz des Umrichters soll 8,5kHz betragen und die Eingangsspannung soll im Effektivwert zwischen den Leitern auf 400V kommen.

Tabelle 9.1: Parameter diverser IGBTs für den Vergleich in der Anwendung als Matrixumrichter.

	18MBI50W-120A	FF100R12TT4	FGW30N120HD	FGW85N60RB
$U_{\max}$	1200 V	1200 V	1200 V	600 V
$I_{\max}$	50 A	100 A	30 A	85 A
$t_{rr}$	500 ns		660 ns	330 ns
$t_B$	250 ns	600 ns	330 ns	220 ns
$A_{\text{on}}$	154 $\mu\text{Vs}$	94,7 $\mu\text{Vs}$	103 $\mu\text{Vs}$	103 $\mu\text{Vs}$
$B_{\text{on}}$	385 $\mu\text{J}$	632 $\mu\text{J}$	0 $\mu\text{J}$	-2,77 mJ
$C_{\text{on}}$	0,657	2,13	1,04	1,0
$A_{\text{off}}$	116 $\mu\text{Vs}$	78,3 $\mu\text{Vs}$	68,3 $\mu\text{Vs}$	40 $\mu\text{Vs}$
$B_{\text{off}}$	161 $\mu\text{J}$	1,04 mJ	400 $\mu\text{J}$	-400 $\mu\text{J}$
$C_{\text{off}}$	$98 \cdot 10^{-3}$	1,0	1,04	1,07
$U_{\text{ref}}$	600V	600 V	600V	400V
$U_{0,T}$	1,1 V	0,8 V	1,3 V	1,2 V
$r_{CE}$	54m $\Omega$	11,9 m $\Omega$	34 m $\Omega$	20,6 m $\Omega$
$U_{0,D}$	-	0,9 V	1,1 V	-
$r_D$	-	7,86 m $\Omega$	35 m $\Omega$	-

Tabelle 9.2: Parameter diverser IGBTs für den Vergleich in der Anwendung als Matrixumrichter.

	IXRH 40N120	STGW25M120DF3	GT50J325	IKW40T120
$U_{\max}$	1200 V	1200 V	600 V	1200 V
$I_{\max}$	35 A	25 A	50 A	40 A
$t_{rr}$	2,1 $\mu\text{s}$	585 ns	65 ns	410 ns
$t_B$	286 ns	300 ns	32,5 ns	205 ns
$A_{\text{on}}$	562 $\mu\text{Vs}$	93 $\mu\text{Vs}$	29,5 $\mu\text{Vs}$	194 $\mu\text{Vs}$
$B_{\text{on}}$	-562 $\mu\text{J}$	-744 $\mu\text{J}$	25 $\mu\text{J}$	-2 mJ
$C_{\text{on}}$	1	1	1	1
$A_{\text{off}}$	82,3 $\mu\text{Vs}$	582 $\mu\text{Vs}$	27,3 $\mu\text{Vs}$	130 $\mu\text{Vs}$
$B_{\text{off}}$	-1,8 mJ	400 $\mu\text{J}$	37,5 $\mu\text{J}$	100 $\mu\text{J}$
$C_{\text{off}}$	1	1	1	1
$U_{\text{ref}}$	600 V	600 V	300 V	600 V
$U_{0,T}$	1,5 V	1,1 V	1,4 V	1,0 V
$r_{CE}$	42,9 m $\Omega$	43 m $\Omega$	14 m $\Omega$	14 m $\Omega$
$U_{0,D}$	–	1,3 V	1,2 V	1,05 V
$r_D$	–	25 m $\Omega$	19 m $\Omega$	17,5 m $\Omega$

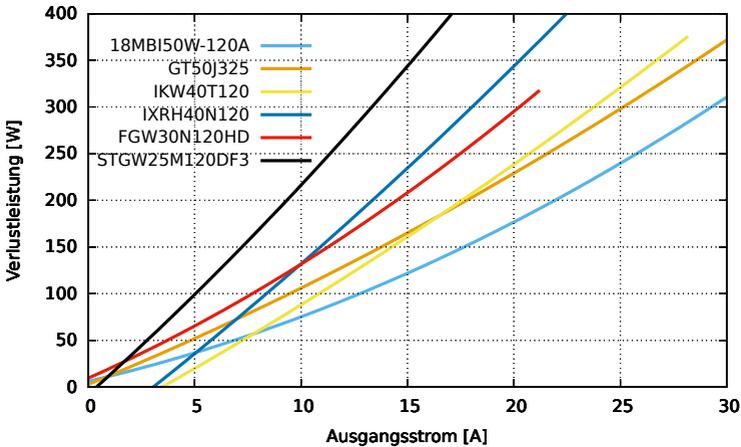


Abbildung 9.1: Verlustleistungen des Matrixumrichters bei Einsatz verschiedener Halbleiter mit einer Strombelastbarkeit von 25 A bis 50 A.

Die berechnete Summe aus Schaltverlustleistung und Durchlassverlustleistung wurde für die getroffene Auswahl der Halbleiter in den Bildern 9.1 und 9.2 dargestellt. Es ist leicht zu erkennen, daß mit den beiden rückwärts sperrfähigen IGBTs 18MBI50W-120A und FGW85N60RB die geringsten Verlustleistungen erwarten lassen. Daraus lässt sich aber nicht verallgemeinern, daß die rückwärts sperrfähigen IGBTs immer vorzuziehen sind, wie die Kurve des rückwärts sperrfähigen IXRH40N120 zeigt. Die geringste Verlustleistung bei Einsatz von herkömmlichen IGBTs und Dioden verspricht der GT50J325.

## 9.2 Auswahl des Kühlkörpers

Für die Auswahl des Kühlkörpers ist nur die maximal zu erwartende Verlustleistung maßgebend. Mit den Parametern des gewählten Halbleiters und dem maximalen Ausgangsstrom kann diese schnell und einfach bestimmt werden. Je nachdem, ob der Umrichter mit der verlustoptimalen Sequenz oder mit der sicheren Sequenz betrieben werden soll, ist für die Berechnung der Schaltverluste Gleichung 4.90 oder Gleichung 4.91 anzuwenden. Die Durchlassverluste sind in jedem Fall durch Gleichung 5.9 zu

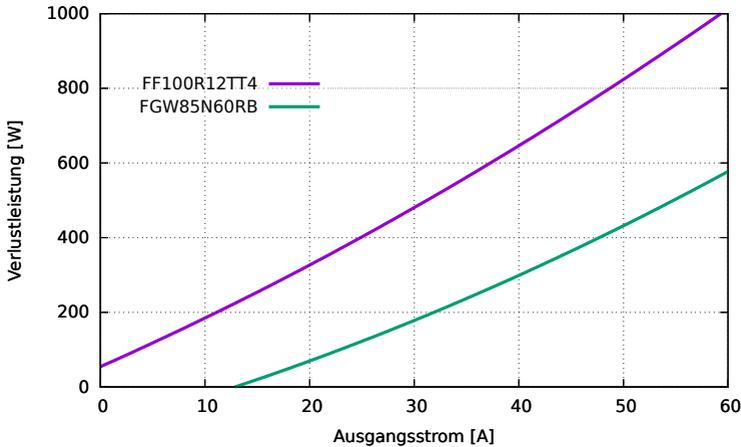


Abbildung 9.2: Verlustleistungen des Matrixumrichters bei Einsatz verschiedener Halbleiter mit einer Strombelastbarkeit von 85A bis 100A.

bestimmen.

Das Ergebnis kann direkt zur Auswahl des Kühlkörpers genutzt werden, da es kein Steuerverfahren geben kann, das mehr Schalthandlungen benötigt, als in der Berechnung berücksichtigt wurden. Je nach gewähltem Steuerverfahren kann es aber durchaus dazu kommen, daß weniger Schalthandlungen durchgeführt werden. Die tatsächliche Verlustleistung würde in diesem Fall auf jedem Fall unterhalb der berechneten Verlustleistung liegen und der gewählte Kühlkörper wäre damit ausreichend dimensioniert.

# 10 Zusammenfassung und Ausblick

In der Arbeit wurden Gleichungen präsentiert, mit denen die erwartete mittlere Schaltverlustleistung und Durchlassverlustleistung von Matrixumrichtern bestimmt werden kann. Dies ermöglicht zum Einen eine optimale Auslegung des notwendigen Kühlkörpers, andererseits ermöglicht es auch einen Vergleich des Matrixumrichters mit anderen Umrichtertopologien hinsichtlich der Verluste.

Als quasi-Standard hat sich bei den Topologien für rückspeisefähige Frequenzumrichter die selbstgesteuerte Drehstrombrückenschaltung mit Spannungszwischenkreis etabliert. Die Schaltverluste und die Durchlassverluste dieser Topologie wurden darum in dieser Arbeit mit denen des Matrixumrichters verglichen. Es zeigt sich, daß die Schaltverlustleistung des Matrixumrichters bei verlustoptimaler Sequenz deutlich geringer ausfällt. Vor allem mit dem beschriebenen neuen Steuerverfahren lässt sich ein erheblicher Teil der Schaltverlustleistung einsparen.

Bei den Durchlassverlusten fällt der Vergleich für den Matrixumrichter nicht so günstig aus. Werden die Bidirektionalen Schaltelemente aus Dioden und IGBTs aufgebaut, so liegt die Durchlassverlustleistung des Matrixumrichters immer oberhalb der des Zwischenkreisumrichters. Besonders, wenn ein hoher Ausgangsblindstrom fließt, von der Eingangsseite aber reine Wirkleistung bezogen werden soll, kann der Zwischenkreisumrichter deutlich effizienter arbeiten als der Matrixumrichter. Der Matrixumrichter erzeugt allerdings weniger Durchlassverluste als der Zwischenkreisumrichter, wenn für die Bidirektionalen Schaltelemente rückwärts sperrfähige IGBTs eingesetzt werden.

Weiterhin wurde in dieser Arbeit ein Steuerverfahren beschrieben, das sowohl den maximalen Aussteuerbereich hinsichtlich des Eingangsblindstromes und der Ausgangsspannung ermöglicht, als auch in jedem Fall die minimale Schaltverlustleistung verspricht.

In der Arbeit wurde durchgängig von IGBTs als Schaltelementen ausge-

gangen. Die Gleichungen können aber auch ohne Änderungen für Feldeffekttransistoren übernommen werden. Die notwendigen Parameter werden dazu auf die gleiche Weise aus den Datenblättern ermittelt, wie es für IGBTs beschrieben wurde.

Das Ergebnis der Arbeit spricht dafür, daß der Matrixumrichter eine sinnvolle Topologie ist, wenn die Umrichtergröße auf ein Minimum reduziert werden soll. Durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz kann das Volumen des Eingangsfilters reduziert werden und durch den Wegfall von Elektrolytkondensatoren kann eine höhere Umrichtertemperatur akzeptiert werden, wodurch auch das Volumen des Kühlkörpers weiter sinkt. Wegen der vergleichsweise geringen Schaltverluste des Matrixumrichters kann ein solcher kompakter Umrichter trotzdem einen guten Wirkungsgrad erreichen.

# Appendix



# A Mathematischer Beweis

Eine zentrale Funktion bei der Herleitung der Schaltverluste des Matrixumrichters nimmt folgender mathematischer Grundsatz ein:

Gegeben sind die periodischen Funktionen  $f_1(x)$  und  $f_2(x)$  mit den Periodendauern  $T_1$  und  $T_2$  und der Bedingung  $n \cdot T_1 = m \cdot T_2$  mit  $n, m \in \mathbb{N}$ , so gilt für das kleinste Zahlenpaar von  $n, m$

$$\sum_{g=0}^{m-1} f_1(g \cdot T_2) = \sum_{g=0}^{m-1} f_1\left(g \cdot \frac{T_1}{m}\right) \quad (\text{A.1})$$

Dieser Grundsatz soll an dieser Stelle bewiesen werden.

Für jede periodische Funktion kann das Funktionsargument als ein Winkel im Wertebereich von 0 bis  $2\pi$  dargestellt werden. Dabei wurde in diesem Fall die Zuordnung von  $2\pi = T_1$  gewählt. Zur Verdeutlichung der Argumentation sind die Funktionsargumente als Winkel in den Abbildungen A.1 als Einheitszeiger in der Ebene dargestellt.

Argumentation:

1. Der Differenzwinkel jedes Funktionsarguments von  $f_1(k \cdot T_2)$  mit  $k \in 1 \dots m-1$  zu dem vorherigen Funktionsargument  $f_1((k-1) \cdot T_2)$  mit  $k \in 0 \dots m-2$  beträgt konstant  $T_2$ .
2. Es können innerhalb des Definitionsbereichs niemals zwei Zeiger genau aufeinanderliegen, da gemäß der Voraussetzung erst bei  $g = m$  wieder ein Zeiger den Winkel 0 erreicht. Würden vorher zwei Zeiger aufeinander liegen, so hätte dies zwangsläufig einen kürzeren Zyklus zur Folge.
3. Wenn für jedes vorherige Funktionsargument der gleiche Differenzwinkel gilt, so gilt dieser ebenso für jedes nachfolgende Funk-

tionsargument. Die Winkel der Funktionsargumente sind also zu ihren Nachbarn äquidistant.

4. Daraus folgt, daß alle Zeiger gleichmäßig auf den Umfang des Vollkreises verteilt sein müssen.
5. Da die Zeiger gleichverteilt sind, besitzen die  $m$  Zeiger genau einen Winkelabstand von  $2 \cdot \pi/m$ .
6. Da in der Summe der Funktionswert aller Winkel benötigt wird, und die Reihenfolge der Summation keinen Einfluß auf das Ergebnis hat, kann das Funktionsargument des Summanden  $g \cdot T_2$  durch das Funktionsargument  $g \cdot T_1/m$  ersetzt werden.

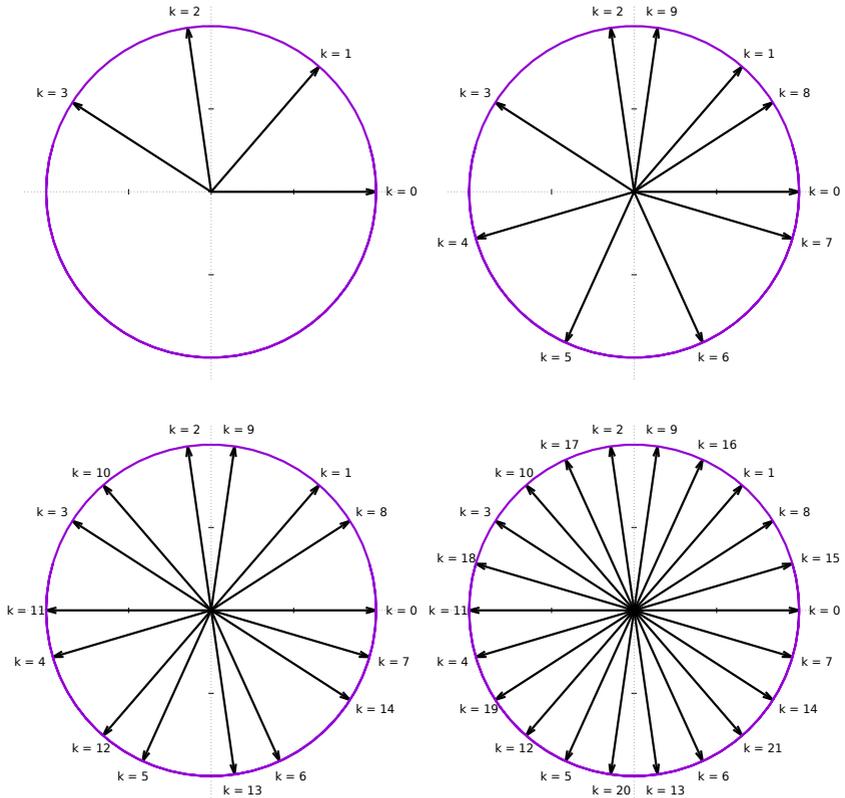


Abbildung A.1: Beispielhafte Darstellung der Funktionsargumente der Funktion  $f_1(k \cdot T_2)$  im Einheitskreis für steigende Anzahlen von  $k$ . Wie zu erkennen ist, liegen die Winkel aller möglichen  $k$  äquidistant auf dem Einheitskreis verteilt. Für dieses Beispiel wurde  $n = 3$  und  $m = 22$  gewählt.



# B Abbildungsverzeichnis

1.1	Übersicht über die Einteilung der Stromrichtertopologien	2
1.2	Schaltung eines Spannungszwischenkreisumrichters mit Di- odengleichrichter . . . . .	4
1.3	Schaltung eines rückspeisefähigen Spannungszwischenkreis- umrichters aus IGBTs . . . . .	4
1.4	Schaltung eines fremdgeführten Stromzwischen- kreisumrichters . . . . .	5
1.5	Schaltung eines Stromzwischenkreisumrichters mit Phasen- folgelöschung . . . . .	6
1.6	Schaltung eines Cycloconverters. . . . .	7
1.7	Schaltung des Direktumrichters aus drei Mittelpunktschal- tungen. . . . .	8
1.8	Schaltung eines Matrixumrichters. Die bidirektionalen Halbleiterschaltelemente sind allgemein als Schalter darge- stellt. . . . .	9
2.1	Isoliert dargestelltes Schema des Leistungsteils des Matrix- umrichters. Die Eingangsphasen werden durch U, V und W gekennzeichnet und die Ausgangsphasen sind mit R, S und T beschriftet. . . . .	16
2.2	Mögliche Konfigurationen für Schaltelemente des Matrix- umrichters aus IGBTs und Dioden . . . . .	16
2.3	Schaltelement aus zwei rückwärts sperrfähigen IGBTs . .	16
2.4	Die Ausgangsspannungen werden durch Pulsweitenmodula- tion der drei eingepprägten Eingangsspannungen moduliert. Die Eingangsströme setzen sich aus den eingepprägten Aus- gangsströmen zusammen. . . . .	18
2.5	Der vollständige Aufbau eines Matrixumrichters . . . . .	20
3.1	Tiefsetzstellerschaltung zur Verdeutlichung der Strom- und Spannungsverläufe beim Kommutieren . . . . .	24

3.2	Qualitativer, zeitlicher Verlauf der Spannungen und Ströme am schaltenden Leistungshalbleiter [37]. . . . .	25
3.3	Einfaches Schaltungsbeispiel zum harten Schalten des IGBTs. Angedeutet sind in Rot die Strompfade vor und nach der Schalthandlung. In Blau ist der Kommutierungskreis eingezeichnet. . . . .	27
3.4	Beispiel für Diagramme zur Schaltenergie aus Datenblättern. Quelle: Datenblatt des IGBT STGW25M120DF3 von ST Microelectronics. . . . .	28
3.5	Vereinfachte Verläufe von Strom und Spannung beim weichen Ausschalten einer Diode nach [37] . . . . .	31
4.1	Beispiel eines Kommutierungsvorgangs bei der Spannungsgeführten Vier-Schritt-Kommutierung . . . . .	34
4.2	Dargestellt ist der Verlauf der Spannungen $u_R$ (blau), $u_S$ (rot) und $u_{RS}$ (grün) innerhalb einer Modulationsperiode bei immer gleichen Aussteuergraden. Die Reihenfolge der Einschaltzeiten ist für die Spannung $u_S$ in allen Diagrammen gleich und für die Spannung $u_R$ sind alle möglichen Reihenfolgen abgebildet. Dadurch ergibt sich der dargestellte Verlauf der Spannung $u_{RS}$ zwischen den Ausgangsphasen R und S. . . . .	37
4.3	Anordnung der Einschaltzeiten zur Reduktion der Schaltverluste . . . . .	39
4.4	Anordnung der Einschaltzeiten um Kommutierungsfehler zu vermeiden . . . . .	39
4.5	Spannungen und Ströme der Ausgangsphase $R$ . . . . .	40
4.6	Spannungsverlauf einer Ausgangsphase bei verlustoptimierter Sequenz . . . . .	42
4.7	Spannungsverlauf einer Ausgangsphase bei sicherer Sequenz und $u_{\text{mitte}} \geq 0$ . . . . .	42
4.8	Spannungsverlauf einer Ausgangsphase bei sicherer Sequenz und $u_{\text{mitte}} \leq 0$ . . . . .	43
4.9	Es sind vier Eingangsspannungsperiodendauern der drei Eingangsspannungen und eine Ausgangsperiodendauer von einem Ausgangsstrom dargestellt. . . . .	45
4.10	Darstellung der Verhältnisse wie in 4.9 mit dem Unterschied, daß hier oben die verketteten Spannungen und unten die Beträge der Größen geplottet wurden. . . . .	47

---

4.11	Oben: Betrag der verketteten Eingangsspannungen und eines Ausgangsstromes über die Zeitspanne $\frac{1}{2}T_{\text{kgv}}$ , Unten: Ausschließlich diejenigen elektrischen Größen, die in die Berechnung der Schaltverlustenergie eingehen. . . . .	48
4.12	Plot aller relevanten Spannungen und Ströme zur Schaltverlustenergieberechnung bei $f_E = 50\text{Hz}$ und $f_A = 325\text{Hz}$ . . . . .	49
4.13	Verlauf der Spannungen $U_U, U_V$ und $U_W$ , sowie $u_\zeta$ im Bereich 0 bis $\pi$ . Die Definition von $u_\zeta$ ändert sich an genau den Zeitpunkten, zu denen sich die Reihenfolge der Eingangsspannungen ändert. . . . .	51
4.14	In Blau sind die relevanten Eingangsspannungsverläufe, in Schwarz der Ausgangsstromverlauf dargestellt. Die grünen Pfeile markieren jeweils den Beginn einer neuen Periodendauer des Ausgangsstromes. Oben links ist der Zeitraum aller $m = 13$ Ausgangsstromperioden aufgetragen. In den restlichen Diagrammen sind die ersten drei Halbperiodendauern des Ausgangsstromes noch einmal zusätzlich dargestellt. . . . .	54
4.15	Die zur Verlustenergieberechnung notwendigen Eingangsspannungsverläufe $u_{o-m}$ und $u_{m-u}$ werden hier phasenrichtig mit dem dazugehörigen Ausgangsstrom in der ersten Stromhalbperiode abgebildet. . . . .	55
4.16	Beispiel für die Strom- und Spannungsverläufe bei großen $n$ . Dargestellt ist ein Ausgangsstromverlauf und die drei Eingangsspannungsverläufe für $n = 13$ und $m = 2$ . . . . .	61
4.17	Die für die Berechnung der Schaltverluste relevanten Verläufe wurden hier auf den Zeitraum einer halben Eingangsspannungsperiodendauer projiziert. Zu jedem Zeitpunkt sind die Spannung $u_{o-m}$ , die Spannung $u_{m-u}$ und 13 Werte des Ausgangsstromes abgebildet. . . . .	62
4.18	Die Eingangsspannungen und der Ausgangsstrom der Phase R mit den Verschiebungswinkeln $\gamma$ und $\beta$ . . . . .	69
4.19	Die Eingangsspannungen und der Ausgangsstrom der Phase S mit den Verschiebungswinkeln $\gamma$ und $\beta$ . . . . .	70
4.20	Die Eingangsspannungen und der Ausgangsstrom der Phase T mit den Verschiebungswinkeln $\gamma$ und $\beta$ . . . . .	70
4.21	Qualitative Darstellung der Abhängigkeit der Schaltverlustleistung vom Winkel $\beta$ bei $\omega_E = \omega_A$ . . . . .	74
4.22	Verlauf von $u_U, u_V, u_W$ und $u_\zeta$ bei sicherer Sequenz . . . . .	76

4.23	Qualitativer Verlauf der Verlustleistung in Abhängigkeit von $\beta$ bei sicherer Sequenz und $\omega_E = \omega_A$ . . . . .	82
4.24	Darstellung aller Vorkommen von kleinen $n, m$ bei 50Hz Eingangsfrequenz in Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz. . . . .	83
4.25	Aufbau eines rückspeisefähigen Spannungszwischenkreisumrichters aus 12 IGBTs und 12 Dioden. . . . .	85
4.26	Vergleich der mittleren Schaltverlustleistung des Zwischenkreisumrichters und des Matrixumrichters bei optimierter Sequenz. . . . .	90
4.27	Vergleich der mittleren Schaltverlustleistung des Zwischenkreisumrichters und des Matrixumrichters bei sicherer Sequenz. . . . .	90
5.1	Beispiele für Strompfade in den Umrichtern . . . . .	94
5.2	Beispiel einer Kennlinie für einen durchgeschalteten IGBT. Quelle: Datenblatt des Infineon IGBT FF100R12RT4 . . . . .	95
5.3	Interpolierte Kennlinien des IGBT aus Bild 5.2 . . . . .	96
5.4	Beispiel einer Durchlasskennlinie für eine Diode. Quelle: Datenblatt des Infineon IGBT FF100R12RT4 . . . . .	97
5.5	Vergleich der Durchlassverlustleistungen des Matrixumrichters mit rückwärts sperrfähigen Ventilen und des Matrixumrichters aus herkömmlichen Schaltelementen mit dem rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichter bei dem Ausgangsphasenwinkel $\phi_A = 0$ . . . . .	102
5.6	Vergleich der Durchlassverlustleistungen des Matrixumrichters mit rückwärts sperrfähigen Ventilen und des Matrixumrichters aus herkömmlichen Schaltelementen mit dem rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichter bei dem Ausgangsphasenwinkel $\phi_A = \pi/6$ . . . . .	103
5.7	Vergleich der Durchlassverlustleistungen des Matrixumrichters mit rückwärts sperrfähigen Ventilen und des Matrixumrichters aus herkömmlichen Schaltelementen mit dem rückspeisefähigen Zwischenkreisumrichter bei dem Ausgangsphasenwinkel $\phi_A = \pi/2$ . . . . .	104
6.1	Dieses Dreieck in der Komplexen Ebene begrenzt die realisierbaren Steuerraumzeiger. Es spannt sich im reellen Bereich von $-\frac{1}{3}$ bis $\frac{2}{3}$ und im imaginären Bereich von $-\frac{1}{\sqrt{3}}$ bis $\frac{1}{\sqrt{3}}$ auf. . . . .	118

---

6.2	Beispiel für ein Dreibein der Steuerraumzeiger, das gerade in einer A-Stellung in das Begrenzungsdreieck passt . . .	119
6.3	Beispiel für ein Dreibein der Steuerraumzeiger, das gerade in einer B-Stellung in das Begrenzungsdreieck passt . . . .	120
6.4	Die Ränder des Begrenzungsdreiecks sind dadurch definiert, daß ein Aussteuergrad der betreffenden Ausgangsphase genau Null ist. . . . .	124
6.5	Die Enden des Zeigerdreibeins können durch Variation von $v'$ entlang von parallelen Geraden verschoben werden. . .	125
6.6	Möglichkeit Eins: Durch Verändern von $v'$ verschiebt sich das Ende des mittleren Zeigers in die Gegenrichtung der beiden anderen Zeiger. . . . .	126
6.7	Möglichkeit Zwei: Durch Verändern von $v'$ verschiebt sich das Ende des oberen Zeigers in die Gegenrichtung der beiden anderen Zeiger. . . . .	127
6.8	Möglichkeit Drei: Durch Verändern von $v'$ verschiebt sich das Ende des unteren Zeigers in die Gegenrichtung der beiden anderen Zeiger. . . . .	127
6.9	Bestimmung der optimierten Schaltzeiten. . . . .	129
7.1	Die Schaltverlustleistung bei verlustoptimaler Sequenz, berechnet durch die vorgestellte, analytische Gleichung und durch eine numerische Simulation. . . . .	133
7.2	Mittlere Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes bei $\phi_E = 0$ und $\phi_A = 0$ für das PEZO-Verfahren und ein konventionelles Steuerverfahren mit verlustoptimierter Sequenz. . . . .	134
7.3	Mittlere Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes bei $\phi_E = 0$ und $\phi_A = 0$ für das PEZ-Verfahren und das PEZO-Verfahren. . . . .	135
7.4	Prozentuale Differenz der mittleren Schaltverlustleistungen des PEZ-Verfahrens und des PEZO-Verfahrens. . . . .	136
7.5	Mittlere Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Ausgangsphasenwinkels bei $I_A = 35A$ und $\phi_E = 0$ für das PEZ-Verfahren und das PEZO-Verfahren. . . . .	137

7.6	Mittlere Schaltverlustleistung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung und des Eingangsphasenwinkels bei $I_A = 35A$ und $\phi_A = 0$ für das PEZ-Verfahren und das PEZO-Verfahren. . . . .	138
8.1	Photo der DSP-Platine. Links ist der USB-Anschluß zur Benutzerinteraktion zu erkennen, nach rechts ist Parallelbus zur Kommunikation mit der Modulatorkarte installiert.	140
8.2	Ablaufdiagramm zur digitalen Steuerung. Der Mittelwert aller Messwerte einer Pulsperiode wird an den DSP übermittelt, dieser berechnet die Einschaltzeiten und sendet sie an den FPGA. Zu Beginn der neuen Pulsperiode werden die neuen Werte mit dem Dreieckssignal verglichen, um die Ansteuersignale für die IGBTs zu generieren. . . . .	141
8.3	Kennlinie für die Schaltverluste der RB-IGBTs in Abhängigkeit des Kollektorstromes. Quelle: Datenblatt des Fuji 18MBI50W-120A . . . . .	143
8.4	Photo des Leistungsteils. Links im Bild sind in grau die Kondensatoren des Eingangsfilters erkennbar . . . . .	144
8.5	Übersichtsschaltbild des Matrixumrichters mit gemeinsamer Diodenbrücke als Schutzbeschaltung. . . . .	145
8.6	Als Schutzbeschaltung kann ein Strom über Suppressordioden direkt auf das Gate geleitet werden. . . . .	146
8.7	Kennlinien zu den S20Kxxx Varistoren. Quelle: Datenblatt Epcos SIOV metal oxide varistors . . . . .	147
8.8	Schaltplan des Eingangsfilters mit der Beschaltung zur Dämpfung von Filterschwingungen. . . . .	148
8.9	Wirkungsgrad über Ausgangswirkleistung bei verschiedenen Steuerverfahren . . . . .	150
8.10	Verlustleistung über Ausgangswirkleistung bei verschiedenen Steuerverfahren . . . . .	150
8.11	Verlustleistung über Ausgangsfrequenz bei verschiedenen Steuerverfahren . . . . .	151
8.12	Vergleich der gemessenen Verlustleistung und der berechneten Verlustleistung . . . . .	153
9.1	Verlustleistungen des Matrixumrichters bei Einsatz verschiedener Halbleiter mit einer Strombelastbarkeit von 25A bis 50A. . . . .	159

---

9.2	Verlustleistungen des Matrixumrichters bei Einsatz verschiedener Halbleiter mit einer Strombelastbarkeit von 85A bis 100A. . . . .	160
A.1	Beispielhafte Darstellung der Funktionsargumente der Funktion $f_1(k \cdot T_2)$ im Einheitskreis für steigende Anzahlen von $k$ . Wie zu erkennen ist, liegen die Winkel aller möglichen $k$ äquidistant auf dem Einheitskreis verteilt. Für dieses Beispiel wurde $n = 3$ und $m = 22$ gewählt. . . . .	167



# C Tabellenverzeichnis

4.1	Mögliche Kommutierungsverläufe bei der Vier-Schritt-Kommutierung. Die Schritte, bei der die Kommutierung stattfindet sind mit $\star$ gekennzeichnet. . . . .	35
6.1	Tabelle zu den Permutationen der Zeiger bei A-Dreibeinigen	121
6.2	Tabelle zu den Permutationen der Zeiger bei B-Dreibeinigen	122
8.1	Leistungsdaten des 18MBI50W-120A . . . . .	142
9.1	Parameter diverser IGBTs für den Vergleich in der Anwendung als Matrixumrichter. . . . .	157
9.2	Parameter diverser IGBTs für den Vergleich in der Anwendung als Matrixumrichter. . . . .	158



## D Symbolverzeichnis

$\beta$	Der Verschiebungswinkel zwischen dem Ausgangsstrom und einer Eingangsspannung, Seite 68
$\chi$	Variable zur Festlegung der Stellung des Zeigerdreibeins, Seite 119
$\hat{U}_E$	Die Amplitude der Eingangsspannung, Seite 52
$\kappa$	Variable zur Festlegung der Stellung des Zeigerdreibeins, Seite 119
$\lambda$	Variable zur Festlegung der Stellung des Zeigerdreibeins, Seite 119
$\mu$	Variable zur Festlegung der Stellung des Zeigerdreibeins, Seite 119
$\omega_E$	Die Kreisfrequenz $2\pi \cdot f_E$ der Eingangsspannung, Seite 52
$\bar{i}_{U/V/W}$	Der Mittelwert des gepulsten Eingangstromes der Phase $U/V/W$ über eine Pulsperiode, Seite 110
$\bar{P}_V$	Die mittlere Schaltverlustleistung, Seite 44
$\bar{p}_V$	Die mittlere Schaltverlustleistung einer Pulsperiode, Seite 44
$\bar{p}_{\text{on/off}}$	Die mittlere Ein-/Ausschaltverlustleistung einer Pulsperiode, Seite 45
$\bar{P}_{o,1}$	Die mittlere Schaltverlustleistung einer Ausgangsphase bei verlustoptimierter Sequenz, Seite 46
$\bar{P}_o$	Die gesamte mittlere Schaltverlustleistung des Matrixumrichters bei verlustoptimaler Sequenz, Seite 87
$\bar{P}_{s,1}$	Die mittlere Schaltverlustleistung einer Ausgangsphase bei sicherer Sequenz, Seite 76
$\bar{P}_s$	Die gesamte mittlere Schaltverlustleistung des Matrixumrichters bei sicherer Sequenz, Seite 87
$\bar{P}_{VC,1}$	Die mittlere Durchlassverlustleistung einer Phase, Seite 98
$\bar{P}_{VC}$	Die mittlere Durchlassverlustleistung, Seite 99
$\bar{P}_z$	Die gesamte mittlere Schaltverlustleistung des Zwischenkreisumrichters, Seite 88
$\bar{u}_{R/S/T}$	Der Mittelwert der gepulsten Ausgangsspannung der Phase $R/S/T$ über eine Pulsperiode, Seite 110
$\Phi_A$	Der absolute Winkel des Ausgangsspannungsraumzeigers, Seite 115
$\phi_A$	Der Phasenwinkel zwischen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung, Seite 115

$\Phi_E$	Der absolute Winkel des Eingangsspannungsraumzeigers, Seite 115
$\phi_E$	Der Phasenwinkel zwischen Eingangsstrom und Eingangsspannung, Seite 115
$a$	Die komplexe Konstante $-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ , Seite 108
$\underline{T}_0$	Das komplexe Nullsystem, Seite 108
$\underline{T}_A$	Der Steuerraumzeiger der Ausgangsphase $A \in \{R, S, T\}$ , Seite 108
$\underline{T}_g$	Das komplexe Gegensystem, Seite 108
$\underline{T}_m$	Das komplexe Mitsystem, Seite 108
$\underline{X}_g$	Substitution zur Vereinfachung der Gleichung, Seite 115
$\underline{X}_m$	Substitution zur Vereinfachung der Gleichung, Seite 115
$A_{\text{on/off}}$	Die interpolierte Steigung der Verlustenergie in Abhängigkeit des Stromes, Seite 29
$b$	Die Blindleistungsaussteuerung des Eingangsstromes, Seite 116
$B_{\text{on/off}}$	Der Offset zur interpolierten Kurve, Seite 29
$c$	Variable zur Auswahl der Ausgangsphase $R \hat{=} 1, S \hat{=} 2, T \hat{=} 3$ , Seite 117
$C_{\text{on/off}}$	Die lineare Abhängigkeit vom Gatevorwiderstand, Seite 29
$E_{D,\text{off}}$	Die Ausschaltverlustenergie der Diode, Seite 31
$E_{T,\text{off}}$	Die Ausschaltverlustenergie des IGBTs, Seite 29
$E_{T,\text{on}}$	Die Einschaltverlustenergie des IGBTs, Seite 30
$f$	Variable zur Festlegung der Stellung des Zeigerdreibeins, Seite 119
$f_A$	Die Ausgangsfrequenz, Seite 44
$f_E$	Die Eingangsfrequenz, Seite 44
$f_P$	Die Pulsfrequenz des Umrichters, Seite 39
$i_A$	Der Ausgangsstrom in Abhängigkeit der Zeit, Seite 46
$j$	Die imaginäre Einheit $j^2 = -1$ , Seite 108
$m$	Die Anzahl der Ausgangsperiodendauern, nach denen der Ursprungszustand wieder erreicht wurde, Seite 44
$n$	Die Anzahl der Eingangsperiodendauern, nach denen der Ursprungszustand wieder erreicht wurde, Seite 44
$r$	Die Aussteuerung der Ausgangsspannung, Seite 116
$r_{CE}$	Der differentielle Widerstand der Diode im Arbeitsbereich, Seite 98
$r_{CE}$	Der differentielle Widerstand des Transistors im Arbeitsbereich, Seite 94
$S_{UR.A}$	Das Schaltelement, das einen Stromfluß von der Eingangsphase $U$ zu der Ausgangsphase $R$ ermöglicht, Seite 34

---

$S_{UR,E}$	Das Schaltelement, das einen Stromfluß von der Ausgangsphase $R$ zu der Eingangsphase $U$ ermöglicht, Seite 34
$S_{UR}$	Das bidirektionale Schaltelement, das die Eingangsphase $U$ mit der Ausgangsphase $R$ verbindet, Seite 34
$S_{XY,A}$	Der Schalter, der einen Stromfluss von der Eingangsphase $X$ zu der Ausgangsphase $Y$ ermöglicht, Seite 34
$S_{XY,E}$	Der Schalter, der einen Stromfluss von der Ausgangsphase $X$ zu der Eingangsphase $Y$ ermöglicht, Seite 34
$S_{XY}$	Der Schalter, der die Eingangsphase $X$ mit der Ausgangsphase $Y$ verbindet, Seite 34
$T_A$	Die Periodendauer $\frac{1}{f_A}$ des Ausgangsstromes, Seite 56
$t_B$	Der Anteil der Schaltzeit, in der die Diode sperrt, Seite 32
$T_M$	Die Modulationsperiodendauer, in der die berechneten Einschaltverhältnisse ein mal angewendet werden., Seite 39
$T_P$	Die Pulsperiodendauer, in der die berechneten Einschaltverhältnisse zwei mal angewendet werden., Seite 39
$T_{EA}$	Die relative Einschaltzeit des Schalters, der die Eingangsphase $E$ mit der Ausgangsphase $A$ verbindet., Seite 110
$U_A$	Der Effektivwert der Eingangsspannung, Seite 21
$U_E$	Der Effektivwert der Ausgangsspannung, Seite 21
$U_U, U_V, U_W$	Die Effektivwerte der Eingangsspannungen des Umrichters zu einem gemeinsamen Sternpunkt gemessen, Seite 15
$U_{\text{ref}}$	Bei dieser Spannung wurden die Diagramme des Datenblattes erstellt, Seite 29
$u_{\text{mitte}}$	Die absolut mittlere Spannung, Seite 41
$u_{\text{oben}}$	Die absolut höchste Spannung, Seite 41
$u_{\text{unten}}$	Die absolut kleinste (also negativste) Spannung, Seite 41
$u_\zeta(t)$	Die Funktion des beim Schaltvorgang beteiligten Spannungsverlaufs, Seite 50
$U_{GE(th)}$	Die Gate-Emitter-Schwellenspannung, Seite 23
$U_{GE}$	Die Gate-Emitter-Spannung, Seite 23
$U_{ZK}$	Die Zwischenkreisspannung des Zwischenkreisumrichters, Seite 86
$v$	reelle Variable zur Verzerrung des Zeigerdreibeins, Seite 116
$v'$	reelle Variable zur Verzerrung des Zeigerdreibeins, Seite 117
$W_{\text{off}}$	Die Ausschaltverlustenergie, Seite 29
$W_{\text{on}}$	Die Einschaltverlustenergie, Seite 30
$W_{rr}$	Die Reverse-Recovery-Verlustenergie, Seite 31
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor, Seite 15

- PEZ    Abrürzung für ‘Modulation mit permanenter Extremstellung der Zeigerdreibeine’, Seite 85
- R, S, T    Bezeichner der drei Ausgangsphasen, Seite 15
- Schalter    Die bidirektionalen Schaltelemente, die üblicherweise aus mehreren Halbleiterbauelementen aufgebaut werden, werden kurz als Schalter bezeichnet., Seite 15

# E Literaturverzeichnis

- [1] FISCHER, Rolf: *Elektrische Maschinen*. Hanser, 2001. – ISBN 3446218106
- [2] SCHAFMEISTER, Frank: *Indirekte Sparce-Matrix Konverter*, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Diss., 2008
- [3] TRAUTNER, Jürgen ; WICK, Albert: Stromrichter motor und Direktumrichter antrieb: Konzepte und Eigenschaften regelbarer Großantriebe. In: *Energie & Automation*. 1987
- [4] L. GYUGYI, Ph.D. F. ; B.R. PELLY, F.I.E.E: *Static Power Frequency Changers*. Wiley-Interscience, 1976. – ISBN 0471678007
- [5] VENTURINI, Marco ; ALESINA, Alberto: The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1980. PESC. IEEE*, 1980. – ISSN 0275–9306, S. 242–252
- [6] IGNEY, Jens: *Steuerverfahren für Matrixumrichter unter besonderer Betrachtung der Eingangsbindleistung*, Universität Fridericiana, Karlsruhe, Diss., 2006
- [7] YASKAWA AMERICA, Inc.: *U1000 Industrial MATRIX Drive*. <https://www.yaskawa.com/pycprd/products/industrial-ac-drives/general-purpose-drives/u1000-industrial-matrix-drive>. Version: 2016
- [8] FUJI ELECTRIC CO., Ltd.: *Fuji Electric FA Components & Systems Releases Next Generation Matrix Converter FRENIC-Mx Series*. <http://www.fujielectric.com/company/news/2006/06030601.html>. Version: 2006
- [9] EMPRINGHAM, L. ; LILLO, L. de ; SCHULZ, M.: Design Challenges in the Use of Silicon Carbide JFETs in Matrix Converter Applications.

- In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29 (2014), May, Nr. 5, S. 2563–2573. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2013.2290835>. – DOI 10.1109/TPEL.2013.2290835. – ISSN 0885–8993
- [10] KOLAR, J.W. ; ERTL, H. ; ZACH, Franz C.: Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 27 (1991), Nov, Nr. 6, S. 1063–1075. – ISSN 0093–9994
- [11] BLAND, M. ; WHEELER, P. ; CLARE, J. ; EMPRINGHAM, L.: Comparison of calculated and measured losses in direct AC-AC converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual* Bd. 2, 2001. – ISSN 0275–9306, S. 1096–1101 vol.2
- [12] BERNET, S. ; PONNALURI, S. ; TEICHMANN, R.: Design and loss comparison of matrix converters, and voltage-source converters for modern AC drives. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 49 (2002), Apr, Nr. 2, S. 304–314. – ISSN 0278–0046
- [13] ZHOU, Z. ; KHANNICHE, M.S. ; IGIC, P. ; KONG, S.T. ; TOWERS, M. ; MAWBY, P.A.: A fast power loss calculation method for long real time thermal simulation of IGBT modules for a three-phase inverter system. In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 2005*, S. 9 pp.–P.10
- [14] SUNTER, S. ; ALTUN, H.: A method for calculating semiconductor losses in the matrix converter. In: *Electrotechnical Conference, 1998. MELECON 98., 9th Mediterranean* Bd. 2, 1998, S. 1260–1264 vol.2
- [15] SUN, Kai ; HUANG, Lipei: A method of power loss calculation for RB-IGBT matrix converter. In: *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, 2008*, S. 1645–1648
- [16] ODAKA, A. ; ITOH, J.-I. ; SATO, I. ; OHGUCHI, H. ; KODACHI, H. ; EGUCHI, N. ; UMIDA, H.: Analysis of loss and junction temperature in power semiconductors of the matrix converter using simple simulation methods. In: *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE* Bd. 2, 2004. – ISSN 0197–2618, S. 850–855 vol.2
- [17] HOLTSMARK, N. ; MOLINAS, M.: Matrix converter efficiency in a high frequency link offshore WECS. In: *IECON 2011 - 37th Annual*

- Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2011. – ISSN 1553–572X, S. 1420–1425
- [18] SCHULTE, T. ; SCHRODER, G.: Power loss comparison of different matrix converter commutation strategies. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, S. DS2c.9–1–DS2c.9–6
- [19] KANG, Jun-Koo ; HARA, H. ; YAMAMOTO, E. ; WATANABE, E.: Analysis and evaluation of bi-directional power switch losses for matrix converter drive. In: *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Bd. 1, 2002.* – ISSN 0197–2618, S. 438–443 vol.1
- [20] SCHAFMEISTER, F. ; RYTZ, C. ; KOLAR, J.W.: Analytical calculation of the conduction and switching losses of the conventional matrix converter and the (very) sparse matrix converter. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE Bd. 2, 2005*, S. 875–881 Vol. 2
- [21] YOU, K. ; XIAO, D. ; RAHMAN, M.F.: Measurement-based analytical model of Conduction and Switching Losses of three-phase AC-DC matrix rectifier. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 2012*, S. 302–309
- [22] HOFMANN, Wilfried ; ZIEGLER, Marcus: Schaltverhalten und Beanspruchung bidirektionaler Schalter in Matrixumrichtern. In: *VDE ETG-Fachtagung Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen* (2002), April, S. 173–182
- [23] JUSSILA, M. ; TUUSA, H.: Semiconductor Power Loss Comparison of Space-Vector Modulated Direct and Indirect Matrix Converter. In: *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, 2007*, S. 831–838
- [24] HUBER, L. ; BOROJEVIC, D.: Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 31 (1995), Nov, Nr. 6, S. 1234–1246. <http://dx.doi.org/10.1109/28.475693>. – DOI 10.1109/28.475693. – ISSN 0093–9994

- [25] SCHULTE, Thomas: *Der Einfluss des Kommutierungsverfahrens auf die Schaltverluste des Matrixumrichters sowie die Matrixumrichter-basierte Anwendung der Direkten Drehmomentregelung bei der Syn-chronmaschine*, Universität Siegen, Diss., 2015
- [26] WAKIMOTO, H. ; OGINO, M. ; LU, D. H. ; TAKIZAWA, S. ; YATSU, H. Nakazawa M. ; TAKAHASHI, Y.: 600V Reverse Blocking IGBTs with Low On-state Voltage. In: *PCIM Europe 2011, Nuremberg, Germany* (2011)
- [27] NAITO, T. ; TAKEI, M. ; NEMOTO, M. ; HAYASHI, T. ; UENO, K.: 1200V reverse blocking IGBT with low loss for matrix converter. In: *Power Semiconductor Devices and ICs, 2004. Proceedings. ISPSD '04. The 16th International Symposium on*, 2004, S. 125–128
- [28] BERNET, S. ; MATSUO, T. ; LIPO, T.A.: A matrix converter using reverse blocking NPT-IGBTs and optimized pulse patterns. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE Bd. 1*, 1996. – ISSN 0275–9306, S. 107–113 vol.1
- [29] MAHLEIN, Jochen: *Neue Verfahren für die Steuerung und den Schutz des Matrixumrichters*, Universität Fridericiana, Karlsruhe, Diss., 2002
- [30] ALESINA, A. ; VENTURINI, M.: Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, 1988, S. 1284–1291 vol.2
- [31] HUBER, L. ; BOROJEVIC, D. ; BURANY, N.: Voltage space vector based PWM control of forced commutated cycloconverters. In: *Industrial Electronics Society, 1989. IECON '89., 15th Annual Conference of IEEE*, 1989, S. 106–111 vol.1
- [32] WIECHMANN, E. P. ; ESPINOZA, J. R. ; SALAZAR, L. D. ; RODRIQUEZ, J. R.: A direct frequency converter controlled by space vectors. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, 1993, S. 314–320
- [33] SIMON, Olaf ; BRAUN, Michael: Theory of vector modulation for matrix converters. In: *Proc. 9th European Conf. on Power Electronics and Applications, Graz* (2001)

- [34] WHEELER, P.W. ; RODRIGUEZ, J. ; CLARE, J.C. ; EMPRINGHAM, L. ; WEINSTEIN, A.: Matrix converters: a technology review. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 49 (2002), Apr, Nr. 2. – ISSN 0278–0046
- [35] ZIEGLER, Marcus ; HOFMANN, Wilfried: Der Matrixumrichter - Kommutierung in nur zwei Schritten. In: *SPS/IPC/DRIVES 99* (1999)
- [36] ZIEGLER, Marcus ; HOFMANN, Wilfried: Rectifier based robust control of bidirectional switches in AC-AC matrix converters. In: *EPE-PEMC 2002 Dubrovnic/Slowenien* (2002)
- [37] WINTRICH, Dr.-Ing. A. ; NICOLAI, Dr.-Ing. U. ; WERNER TURSKEY, Dr. techn. ; REIMANN, Univ.-Prof. Dr.-Ing. T.: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International GmbH, 2010. – ISBN 9783938843567
- [38] GRAOVAC, Dr. D. ; PÜRSCHEL, Marco: IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. (2009)
- [39] INFINEON: *Infineon application note: CALCULATION OF MAJOR IGBT OPERATING PARAMETERS*. Version: 1999. <http://www.infineon.com>
- [40] VOLKE, Andreas ; HORNKAMP, Michael: *IGBT Modules - Technologies, Driver and Application*. Infineon Technologies AG, Munich, 2010
- [41] JIA, Shuyun ; TSENG, K.J. ; WANG, Xiao: Study on reverse recovery characteristics of reverse-blocking IGBT applied in matrix converter. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE* Bd. 3, 2005, S. 1917–1921 Vol. 3
- [42] HAAF, Peter ; HARPER, Jon: Understanding Diode Reverse Recovery and its Effect on Switching Losses / Fairchild Semiconductor Europe. 2007. (Fairchild Power seminar). – Forschungsbericht
- [43] BRONSTEIN ; SEMENDAJEW ; MUSIOL ; MÜHLIG: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 1999. – ISBN 3817120141

- [44] SPÄTH, Helmut: Analyse der Ausgangsspannung des gesteuert betriebenen Direktumrichters mit Hilfe von Ortskurven. In: *Archiv für Elektrotechnik* (1980), Nr. 62
- [45] SCHRÖDER, Dierk: *Leistungselektronische Schaltungen*. Springer, 2008 (Elektrische Antriebe). – ISBN 9783540693017
- [46] R. KASPER, H.-H. J.: Koordinatentransformationen zur Behandlung von Mehrphasensystemen. In: *Archiv für Elektrotechnik* 56 (1974)
- [47] SPÄTH, Helmut: *Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme*. VDE-Schriftenreihe - Normen verständlich Band 103, 2012. – ISBN 9783800734498
- [48] BRAUN, Michael: *Ein dreiphasiger Direktumrichter mit Pulsbreitenmodulation zur getrennten Steuerung der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung*, Technische Hochschule, Darmstadt, Diss., 1983
- [49] CASADEI, D. ; SERRA, G. ; TANI, A. ; ZARRI, L.: A novel modulation strategy for matrix converters with reduced switching frequency based on output current sensing. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual* Bd. 3, 2004. – ISSN 0275–9306, S. 2373–2379 Vol.3
- [50] MÄRZHÄUSER, Kai: *Neukonzeption: Aufbau und Programmierung eines DSP-basierten Prozessorsystems zur Stromrichtersteuerung*, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), Karlsruhe, Diplomarbeit, 2012. – Elektrotechnisches Institut
- [51] AXTMANN, Christian: *Programmierung und Redesign einer DSP-basierten Prozessorkarte zur Stromrichtersteuerung*, Karlsruhe Institute of Technology (KIT), Karlsruhe, Diplomarbeit, 2012. – Elektrotechnisches Institut