

Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe
genehmigte

DISSERTATION

von
Dipl.-Ing. Dipl.-Gew. Jens Igney
aus Heidelberg

Tag der mündlichen Prüfung:

12. Mai 2006

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Korreferent:

Prof. Dr. Johann Walter Kolar

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe (TH). Allen, die diese Arbeit möglich gemacht haben, danke ich von Herzen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Braun danke ich für die Betreuung der Arbeit, für seine Anregungen und seine stete Bereitschaft zur konstruktiven Diskussion, sowie für das entgegen gebrachte Vertrauen und die Freiheiten, die er mir eingeräumt hat.

Herrn Prof. Dr. J. W. Kolar danke ich für die Übernahme des Korreferats. Sein Forschungsprojekt zur Blindstromerzeugung mit dem Matrixumrichter an der ETH Zürich war mir ein wertvoller Taktgeber.

Meine Kollegen waren mir jederzeit hochgeschätzte Ansprechpartner in wissenschaftlichen, als auch in persönlichen Belangen. Dafür danke ich ihnen sehr. Mein besonderer Dank gilt meinem Büronachbarn Jörg Weigold für die freundschaftliche Zusammenarbeit und Unterstützung in der Welt der Prozessoren und programmierbaren Logik. Außerdem danke ich der kleinen Schar Studenten, die mit ihren Diplom-, Master- und Studienarbeiten zum Fortschritt der Arbeit beitrugen.

Meinen Eltern danke ich für die langjährige Unterstützung während meines Studiums und darüber hinaus. Meiner Frau Claudia danke ich für ihren Beistand und im besonderen für ihre Mithilfe bei der Anfertigung der zahlreichen Abbildungen in dieser Arbeit.

Der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) danke ich für die finanzielle Grundlage in Gestalt des Einzelprojekts „Erweiterung des Steuerbereichs für den Eingangsblindstrom beim Matrixumrichter“.

Inhalt

1	Einleitung	1
1.1	Elektrischer Antrieb mit Matrixumrichter	1
1.2	Jüngere Entwicklung und Stand der Technik	3
1.3	Motivation	5
2	Grundlagen	7
2.1	Grundsaltungen	7
2.1.1	Konventioneller Matrixumrichter	7
2.1.2	Indirekter Matrixumrichter	9
2.2	Steuerung der Schaltermatrix	11
2.2.1	Steuermethoden	11
2.2.2	Kontinuitäts-, Kurzschluss- und Steuerbedingung	11
2.2.3	Leitfunktionen und Schaltzustände	12
2.2.4	Pulsweitenmodulation mit hoher Frequenz und Schaltrate	13
2.2.5	Steuerfunktionen und Transfermatrix	13
2.3	Raumzeigerdarstellungen der Steuerfunktionen und Dreibein-Darstellung	15
2.3.1	Raumzeigerdefinition	15
2.3.2	Raumzeiger der elektrischen Größen	16
2.3.3	Raumzeiger der Steuerfunktionen	18
2.3.4	Symmetrische Komponenten des Dreibeins und Transfergleichungen	19
2.3.5	Übersicht über die Darstellungsformen	22
2.4	Eigenschaften und Einteilung der Schaltzustände	23
2.4.1	Einteilung in Gruppen	23
2.4.2	Symmetrische Komponenten der Schaltzustände	23

2.4.3	Zusammenfassen von Schaltzuständen	25
2.5	Leistungsbegriffe	28
2.5.1	Leistungsbegriffe für Augenblickswerte.	28
2.5.2	Bezogene Leistungen	29
2.6	Allgemeine Lösung der Transfergleichungen	29
2.6.1	Aufgabenstellung	29
2.6.2	Herleitung	30
2.6.3	Freiheitsgrade der Steuerraumzeiger	32
2.6.4	Alternative Darstellung der allgemeinen Lösung der Transfergleichungen mit bezogenen Leistungen	33
2.7	Definition und Darstellung des Steuerbereichs	34
2.7.1	Definition des Steuerbereichs	34
2.7.2	Darstellung des Steuerbereichs	35
3	Steuerbereiche bekannter Steueralgorithmen	37
3.1	Motivation	37
3.2	Steuralgorithmen ohne Nullsystem	37
3.2.1	SSFC- und UFC-Steuerung	37
3.2.2	Berechnen von Steuerfunktionen aus T_m und T_g	39
3.2.3	Kombinieren von SSFC- und UFC-Steuerung nach Alesina und Venturini 1980	42
3.2.4	Kombinieren von SSFC- und UFC-Steuerung nach Braun und Hasse 1983	43
3.3	Steuralgorithmen mit Nullsystem.	45
3.3.1	Erweiterung des Steuerbereichs der UFC/SSFC-Steuerung	45
3.3.2	Steuralgorithmen mit virtuellem Zwischenkreis	50
4	Der maximale Steuerbereich des Matrixumrichters	57
4.1	Motivation	57
4.2	Geometrie des Dreibeins im Begrenzungsdreieck	58
4.2.1	Geometrische Deutung der Freiheitsgrade	58
4.2.2	Extremstellungen A und B	60
4.3	Algorithmus zur Ermittlung des maximalen Steuerbereichs	63
4.3.1	Strategie der ausschließlichen Verwendung von Extremstellungen	63

4.3.2	Neutralermfaktor für Dreibeine in Extremstellung	64
4.3.3	Verzerrungsproblem	65
4.3.4	Maximale Aussteuerung für beliebige Winkel	65
4.4	Prinzipielle Schranken des Steuerbereichs	66
4.4.1	Beschränkung der Extremstellung A.	66
4.4.2	Beschränkung der Extremstellung B.	69
4.4.3	Resultierende Beschränkungsfläche	70
4.5	Analytisch beschreibbarer Steuerbereich	71
4.5.1	Zeigerdarstellung der Spannungstransfergleichung	71
4.5.2	Herleitung des analytisch beschreibbaren Steuerbereichs	73

5 Neue Steueralgorithmen für den maximalen Steuerbereich 83

5.1	Prinzipien bei der Steuerung des Matrixumrichters mit hohen Schaltraten	83
5.2	Steueralgorithmus für den maximalen Steuerbereich durch permanente Extremstellung des Dreibeins	85
5.3	Steueralgorithmus für den maximalen Steuerbereich durch schrittweise Hinzunahme von Nullsystem und Neutralermfaktor	88
5.4	Winkelunabhängiger Neutralermfaktor für den analytisch beschreibbaren Steuerbereich	91
5.5	Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände	91
5.5.1	Prinzip und Anwendungsbereich	91
5.5.2	Symmetrien der einfachen Schaltzustände in Bezug auf das Mit- und Gegensystem	92
5.5.3	Synthese von Mit- und Gegensystem aus einfachen Schaltzuständen	95
5.5.4	Steueralgorithmus	104

6 Experimenteller Nachweis des maximalen Steuerbereichs 107

6.1	Einführung	107
6.2	Versuchsumgebung	108
6.2.1	Eigenschaften und Funktionsweise des eingesetzten Matrixumrichters	108

6.2.2	Abweichungen vom idealen Umrichterverhalten und Gegenmaßnahmen	110
6.2.3	Einfluss des Netzfilters auf die Qualität des Eingangsstroms.	113
6.2.4	Messtechnisches Vorgehen	115
6.3	Stationäre Betriebspunkte.	118
6.3.1	Erzeugung stationärer Betriebspunkte	118
6.3.2	Hohe Eingangsblindleistung	121
6.3.3	Eingangsblindleistung bei hoher Ausgangsspannung und rein induktiver Belastung	124
6.3.4	Betrieb bei hoher Frequenz	127
6.4	Feldorientierter Antrieb mit Matrixumrichter und Asynchronmaschine	129
6.4.1	Struktur der feldorientierten Regelung	129
6.4.2	Messungen von Reversiervorgängen	134
6.5	Fazit	137
7	Zusammenfassung und Ausblick	139
	Verzeichnis der verwendeten Zeichen	143
	Abbildungsverzeichnis	149
	Tabellenverzeichnis	153
	Literatur	155
	Lebenslauf	163

1

Einleitung

1.1 Elektrischer Antrieb mit Matrixumrichter

Ein elektrischer Antrieb ist ein elektromechanischer Energiewandler. Die eigentliche Wandlung der elektrischen in mechanische Energie oder umgekehrt geschieht in einer elektrischen Maschine. Um die Energie wie gewünscht zu wandeln benötigt die elektrische Maschine an ihren elektrischen Anschlüssen Spannungen und Ströme mit der richtigen Amplitude, Phasenlage und Frequenz. In Fällen mit erhöhten Anforderungen, z. B. bei dynamisch hochwertigen Antrieben, wird vor die Maschine meist ein leistungselektronisches Stellglied, ein sogenannter Stromrichter geschaltet (Abb. 1.1). Der Stromrichter wird im Falle

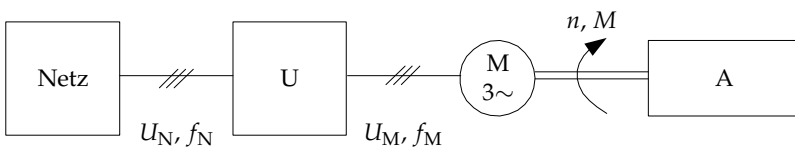


Abbildung 1.1: Elektrischer Antrieb bestehend aus Umrichter U, elektrischer Maschine M und mechanischer Belastung A. Der Umrichter ist das Verbindungsglied zwischen dem Netz mit der Frequenz f_N und der Spannung U_N und der Maschine mit der Frequenz f_M und der Spannung U_M .

einer mehrphasigen Drehfeldmaschine und eines mehrphasigen Anschlusses an ein elektrisches Energienetz „Umrichter“ genannt.

Eine Energiewandlung mit gutem Wirkungsgrad schließt das gleichzeitige Auftreten von Spannung und Strom am Wandler und die damit verbundene Verlustleistung aus. Linear betriebene Stellglieder scheiden daher aus. Sie kommen nur dann in Betracht, wenn ein guter Wirkungsgrad gegenüber der Qualität einer elektrischen Größe untergeordnet wird. Bei der Energiewandlung werden daher leistungselektronische Schalter eingesetzt, die seit den 20er-Jahren des vorherigen Jahrhunderts zur Verfügung stehen. Sie werden ausschließlich in den zwei Betriebspunkten „leiten“ und „sperrn“ (bzw. „ein“ und „aus“) betrieben, die entweder geringen Spannungsabfall oder Stromlosigkeit bedingen und daher wenig Verlustleistung verursachen. Die Entwicklung der leistungselektronischen Schalter begann mit der Quecksilberdampf-Technik und wird mit der Halbleitertechnik fortgeführt. Es standen anfangs lediglich Bauteile zur Verfügung, die sich nicht über einen Steueranschluß abschalten lassen und sich aufgrund dieser Eigenschaft hauptsächlich in netzgeführten Stromrichtern finden. Für höchste Leistungen werden heute immer noch netzgeführte Stromrichter mit diesen Bauteilen konstruiert. Ein Beispiel ist der Einsatz von Thyristoren bei der Hochspannungsgleichstromübertragung. Heutzutage sind abschaltbare Bauelemente für Spannungen bis 6,5 kV und Ströme bis 6 kA verfügbar. Aus ihnen werden selbstgeführte Stromrichter aufgebaut, mit denen wesentlich günstigere Zeitverläufe der elektrischen Größen zu erreichen sind, als dies mit netzgeführten Stromrichtern möglich ist. In höherwertigen Antrieben werden heute bis zu einigen Megawatt selbstgeführte Stromrichter eingesetzt.

Es gibt ein- und zweistufige Ausführungen des Energietransfers. Am weitesten verbreitet sind zweistufige Umrichter, deren Stromrichter aus Gleichrichtung und anschließender Wechselrichtung besteht. Wesentliches Merkmal des zweistufigen Energietransfers ist ein Energiespeicher im sogenannten Zwischenkreis, der für eine Entkopplung der Stufen sorgt, so dass die Steuerung der beiden Stufen unabhängig voneinander erfolgen kann. Umrichtern mit einstufiger Energiewandlung fehlt der Energiespeicher im Zwischenkreis. Sie werden als „Direktumrichter“ bezeichnet. Hierzu zählt auch der in dieser Arbeit untersuchte Matrixumrichter. Der Einsatz von Direktumrichtern erscheint vorteilhaft, wenn der Energiespeicher im Zwischenkreis wegen Kosten, Volumen, Gewicht, Alterung (Wartung), usw. in Frage gestellt wird. Die netzgeführte Variante des Direktumrichters wird Cycloconverter genannt. Seine Eigenschaft als netzgeführter Umrichter bringt Einschränkungen in Bezug auf die Ausgangsfrequenz mit sich und hat einen großen Bedarf an Blindleistung. Der Cycloconverter wird hauptsächlich für langsam drehende Antriebe hoher Leistung, z. B. für Erzmühlen mit 6 MVA, eingesetzt.

Diese Arbeit beschäftigt sich ausschließlich mit der selbstgeführten Variante des Direktumrichters in Mittelpunktschaltung (Abb. 1.2). Aufgrund der Tatsa-

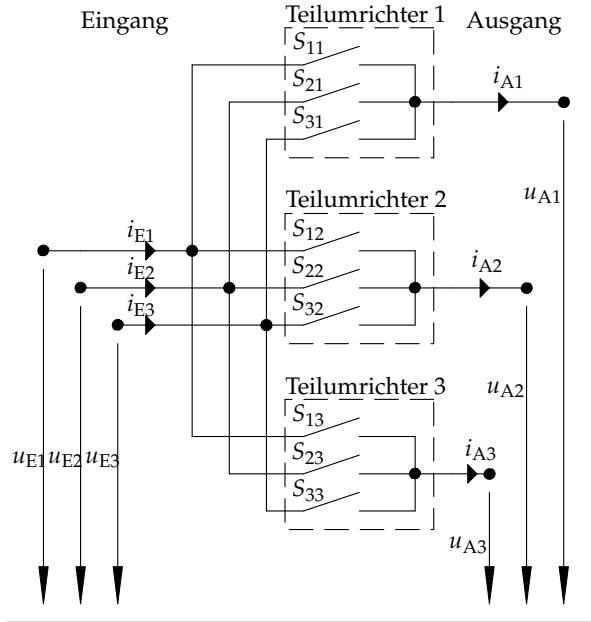


Abbildung 1.2: Schaltbild des konventionellen Matrixumrichters bestehend aus drei Teilumrichtern in Mittelpunktschaltung. Es sind Zählpfeile für die elektrischen Größen eingetragen.

che, dass die Halbleiterschalter jeden Eingangsleiter mit jedem Ausgangsleiter verbinden, wird dieser Umrichtertyp „Matrixumrichter“ genannt. Der Begriff Matrixumrichter wird allerdings auch für andere Anordnungen verwendet, die aus zwei Brückenschaltungen zusammengesetzt sind. Der Energietransfer bleibt einstufig, denn es wird im Gegensatz zum Zwischenkreisumrichter kein Energiespeicher eingebracht. Diese Variante wird weiter unten im Abschnitt 2.1.2 behandelt. Zur Unterscheidung der beiden Varianten werden die Attribute „konventionell“ und „indirekt“ verwendet.

1.2 Jüngere Entwicklung und Stand der Technik

Es gibt derzeit noch keine bekannten kommerziellen Systeme mit Matrixumrichtern. Der japanische Hersteller Yaskawa kündigt seit einiger Zeit Matrixumrichter an und stellt auf Messen und Tagungen Prototypen aus [1], allein zu kau-

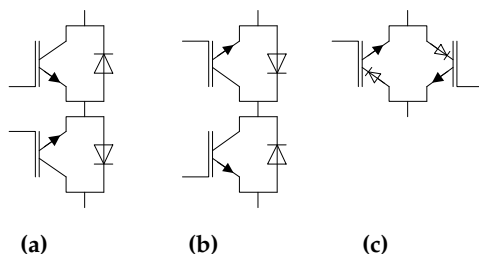


Abbildung 1.3: Drei Möglichkeiten, wie Bidirektionale Schalter aus IGBT und Dioden ((a), (b)) oder rückwärts sperrfähigen IGBT (c) aufgebaut werden können.

fen gibt es sie noch nicht. An den Universitäten und in den Forschungslabors ist der Matrixumrichter bereits seit rund 25 Jahren Gegenstand der Forschung. Die komplexe Ansteuerung und der grundsätzlich neuartige Aufbau erfordern neue Berechnungsalgorithmen und Hardware-Lösungen. Einige Neuerungen sind bereits aufgetreten:

- Die zum Aufbau von Matrixumrichtern notwendigen „Bidirektionalen Schalter“ (BDS) können aus zwei IGBT und zwei Dioden oder aus zwei rückwärtssperrfähigen IGBT zusammengesetzt werden [2] (Abb. 1.3). Die Integration aller BDS in einem einzigen Modulgehäuse ermöglichen eine sehr kompakte Bauweise [3,4]. Es gibt Berichte über Simulationen monolithischer BDS im frühen Forschungsstadium [5,6].
- Die Technik der digitalen Signalverarbeitung ist weit fortgeschritten und ermöglicht die aufwandsarme Berechnung der Steuersignale für die BDS ohne besondere Signalprozessoren [7].
- Hochsensible Messungen der Vorzeichen der Eingangsspannung und des Ausgangsstroms können durch geeignete Reihenfolgen in der Schalteransteuerung umgangen werden [3,8], oder durch erweiterte Gate-Units zuverlässiger werden [9].
- Es gibt günstige Lösungen den Matrixumrichter vor überhöhten Spannungen zu schützen, die z. B. beim Abschalten aller Schalter bei induktiver Last auftreten [3,10,11].

Die Ankündigung eines Matrixumrichter-Produktes von Yaskawa kommt daher aus technischer Hinsicht nicht überraschend.

Der theoretische Anstoß der Entwicklung kam 1976 von Gyugyi und Pelly in Form eines Standardwerkes über Steueralgorithmen für selbst- und netzgeführte Direktumrichter [2]. Diese Ideen wurden zu Beginn der 1980er-Jahre von verschiedenen Arbeitsgruppen aufgegriffen und weiterentwickelt. Wichtig für die vorliegende Arbeit sind zum Einen Venturini und Alesina [12–14] und zum Anderen Hasse und Braun [15, 16]. Beide Arbeitsgruppen legen gleiches Gewicht auf die Steuerung der Ausgangsspannung und des Eingangsblindstroms. Die maximale Spannungsaussteuerung, das ist das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung, ist bei beiden Verfahren zunächst $r_{\max} = \frac{1}{2}$.

Die weitere Entwicklung ist dadurch gekennzeichnet, dass die Spannungsaussteuerung durch die Hinzunahme von gleichphasigen Anteilen in den Ausgangsspannungen auf das maximal Mögliche ($r = \frac{\sqrt{3}}{2}$) erhöht werden kann [17, 18]. Besonders einfache, auf den frühen Mikroprozessoren realisierbare Steuerungen [19] kommen durch das Prinzip des virtuellen Zwischenkreises [20] und der damit naheliegenden Anwendung von Raumzeigern zustande [21]. Weiterentwicklungen des Prinzips [22] machen es heute möglich, die komplette Steuerung, vom Raumzeiger bis zu den Gate-Steuersignalen, in programmierbarer Logik umzusetzen [7].

1.3 Motivation

In der jüngeren Entwicklung wurde die Fähigkeit des Matrixumrichters, am Eingang Blindleistung zu Verfügung stellen zu können, gegenüber einer einfach zu realisierenden und hohen Spannungsaussteuerung vernachlässigt. Es werden zwar Steuerverfahren mit maximal erreichbarer Ausgangsspannung und steuerbarer Eingangsblindleistung vorgeschlagen [18, 23, 24], jedoch wurde bisher nicht untersucht, wo die prinzipiellen Grenzen der Eingangsblindleistung liegen. Diese Lücke wird mit dieser Arbeit geschlossen.

Hierzu werden zwei bekannte Ansätze, die Hinzunahme von Gleichanteilen in der Ausgangsspannung [17] und die Hinzunahme von neutralen Steuerfunktionen, die sich im kurzzeitigen Mittel nicht auswirken [16], kombiniert. Es zeigt sich, dass sich auf diese Weise der Steuerbereich für die Eingangsblindleistung stark erweitern lässt.

2

Grundlagen

2.1 Grundsaltungen

2.1.1 Konventioneller Matrixumrichter

Der Matrixumrichter verbindet zwei Drehstromsysteme mit jeweils drei Leitern miteinander, so dass Energie zwischen ihnen ausgetauscht werden kann. Der Begriff des „Matrix“-umrichters wurde durch den charakteristischen Aufbau geprägt, bei dem jeder Eingangsleiter mit jedem Ausgangsleiter mit jeweils einem Schalter verbunden ist (Abb. 2.1). Die Schalter müssen in der Lage sein, in beide Richtungen Strom führen oder Spannungen aufnehmen zu können. Sie werden deshalb „Bidirektionale Schalter“ (BDS) genannt.

Die Begriffe „Eingang“ und „Ausgang“ sind willkürlich gewählt. Als Eingang wird die Seite der Schaltermatrix bezeichnet, bei der die Spannungen als nahezu eingepreßt gelten und sich selbst bei großen Stromänderungen nur wenig oder gar nicht ändern. Diese Seite des Umrichters muss daher kapazitiv oder mit Spannungsquellen beschaltet sein. Auf der anderen Seite der Matrix, dem Ausgang, ist der Strom eingepreßt, so dass sich große Spannungsänderungen auf den Strom nur wenig oder gar nicht auswirken. Er ist induktiv oder mit Stromquellen beschaltet. Nur mit solch einer Konfiguration ist schaltender Betrieb der Matrix verschleißfrei möglich. Der triviale Fall ohne reaktive Bauelemente in der Beschaltung von Eingang und Ausgang tritt in der Realität nicht auf und wird außer Acht gelassen.

Trotz dieser Festlegung der Beschaltung am Ein- und Ausgang ist es möglich, durch fehlerhafte Bedienung Störfälle hervorzurufen. Werden über zwei Schalter zwei Eingangsleiter kurzgeschlossen, so fließt durch das Kurzschlie-

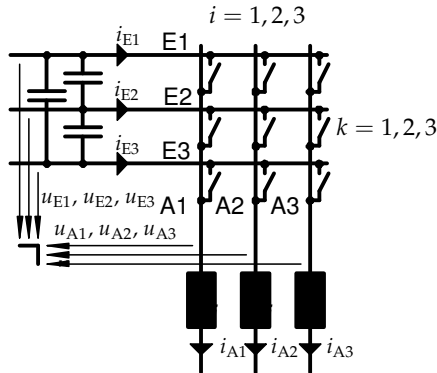


Abbildung 2.1: Grundschtung des konventionellen Matrixumrichters. Die kapazitive Seite der Schaltermatrix (angedeutet durch die Kapazitäten) wird als „Eingang“ bezeichnet, die induktive Seite als „Ausgang“. Der Index i bezeichnet die Ausgangsleiter, der Index k die Eingangsleiter. Dies ist eine alternative Darstellung zu Abb. 1.2.

ßen einer Kapazität oder einer Spannungsquelle ein übermäßig hoher Strom, der den Schalter zerstören kann. Beim Unterbrechen des Stromes in einem Ausgangsleiter induziert die Selbstinduktivität der induktiven Beschaltung eine hohe Spannung die den Schalter ebenfalls zerstören kann.

Das Kommutieren des Stromes eines Ausgangsleiters von einem Eingangsleiter auf einen anderen führt aufgrund von Bauteiltoleranzen automatisch zu einer zeitlichen Überlappung des Ausschalt- und des Einschaltvorgangs. Daraus resultierende Kurzschlüsse oder Überspannungen müssen mit Entlastungsnetzwerken von den Halbleitern der BDS ferngehalten oder beschränkt werden [25,26]. Entlastungsnetzwerke stellen aufwendige Beschaltungen mit reaktiven Bauelementen dar. Damit verliert der Matrixumrichter seine wichtigste Eigenschaft, die kompakte Bauweise mit einem wenigen reaktiven Bauelementen.

Abhilfe schafft an dieser Stelle eine mehrschrittige Kommutierung [27–29]. Dabei gehen dem Schaltschritt, der die gewünschte Kommutierung verursacht, ein oder mehrere vorbereitende Schaltschritte voraus, die den eben genannten Störfällen vorbeugen. Es sind dazu spezielle BDS notwendig, die für beide Stromrichtungen gesondert angesteuert werden können. Solche BDS mit zwei Steuereingängen lassen sich heute aus zwei rückwärtssperrfähigen abschaltba-

ren Halbleiterschaltern [30] oder, wie zur Zeit üblich, aus zwei gewöhnlichen abschaltbaren Halbleiterschaltern (z. B. IGBT) und zwei Halbleiterdioden zusammensetzen. Abbildung 1.3 zeigt verschiedene Möglichkeiten von BDS.

Die Kommutierung des Stroms ist somit etwas aufwändiger als beim Spannungszwischenkreisumrichter, stellt aber kein prinzipielles Problem dar. Für die Darstellung der folgenden Theorie wird von idealen BDS – im Folgenden als „Schalter“ bezeichnet – und einer idealen Kommutierung ausgegangen: Der ideale BDS kann genau in dem Moment ausgeschaltet werden, wie sein an der Kommutierung beteiligter Partner eingeschaltet wird. Vernachlässigt werden bei der Idealisierung zum Einen die Verzögerungen der mehrschrittigen Kommutierung, als auch die Halbleitereffekte wie Schaltverzögerung, Durchlaß- und Sperrverhalten und die damit zusammenhängenden Verluste.

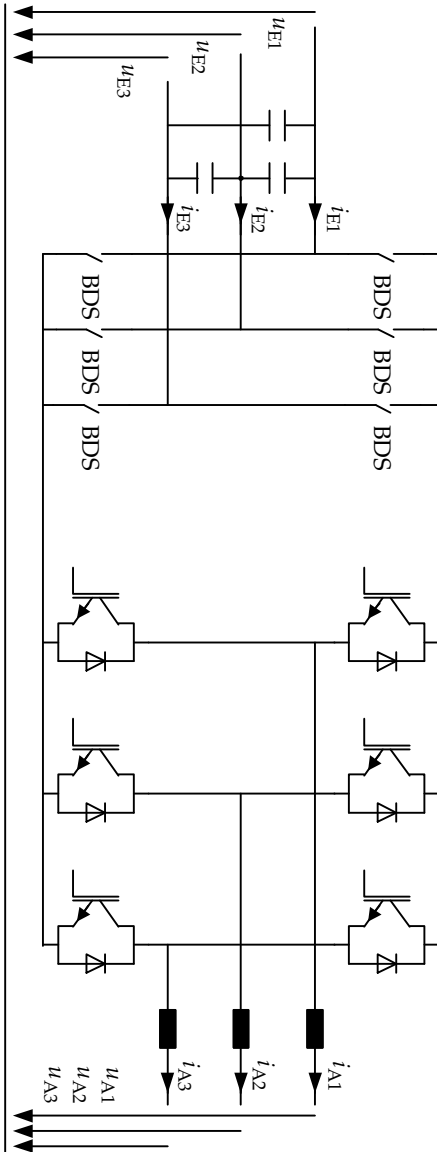
2.1.2 Indirekter Matrixumrichter

Die Bezeichnung „Matrixumrichter“ wird auch auf Grundsaltungen angewandt, die keine Matrix-ähnliche Struktur haben. Abbildung 2.2 zeigt einen Aufbau eines „indirekten“ Matrixumrichters. Er besteht aus zwei Brückenschaltungen die ohne Energiespeicher mit einander gekoppelt sind. Die eingangsseitige Brückenschaltung besteht aus sechs BDS, die ausgangsseitige ist eine gewöhnliche selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung die z. B. aus sechs IGBT mit antiparallelen Dioden zusammengesetzt werden kann [31]. Der indirekte Matrixumrichter lässt eine Optimierung durch Wegnahme einiger IGBT zu und wird in solch einer Variante in Anlehnung an schwach besetzte Matrizen „sparse matrix converter“ genannt [32].

Das Grundprinzip der indirekten Matrixumrichter ist bei allen Ausführungen das selbe: Dem dreiphasigen Eingangsspannungssystem werden nacheinander Leiterspannungen abgegriffen und an den Zwischenkreis gelegt. Die ausgangsseitige Brückenschaltung verbindet die drei Ausgangsleiter mit jeweils einer der beiden Leitungen des Zwischenkreises. Die Spannung des Zwischenkreises wird im Gegensatz zum Umrichter mit Zwischenkreiskondensator, bei dem sie konstant bleibt, abwechselnd die Leiterspannungen der Eingangsseite annehmen.

Gegenüber dem konventionellen Matrixumrichter sind die Möglichkeiten der Verbindungen der Eingangsleiter mit Ausgangsleitern eingeschränkt. Es ist beim indirekten Matrixumrichter nicht möglich, alle drei Eingangsleiter mit jeweils einem Ausgangsleiter zu verbinden. Dass dies nicht unbedingt ein Nachteil dieser Grundsaltung ist, wird sich im Laufe dieser Arbeit herausstellen (vgl. Abschnitt 5.5.4). Anzumerken ist, dass alle Verbindungen die mit dem indirekten Matrixumrichters möglich sind, auch mit dem konventionellen Matrixumrichter ausgeführt werden können. Der konventionelle Matrixumrichter stellt somit die flexiblere Grundsaltung dar.

Abbildung 2.2: Grundschaltung des indirekten Matrixumrichters [31]. Als BDS kann eine Schaltung aus Abb. 1.3 verwendet werden.



2.2 Steuerung der Schaltermatrix

2.2.1 Steuermethoden

Durch Betätigen der Schalter des Matrixumrichters nimmt die Schaltermatrix unterschiedliche Zustände an, die sich verschieden auf die Kopplung der Ausgangs- mit der Eingangsseite auswirken. Diese Zustände der Schaltermatrix werden im Folgenden „Schaltzustände“ genannt. Es gibt zwei Methoden, die Schaltermatrix anzusteuern, um einer gewünschten Kopplung möglichst nahe zu kommen:

Direktregelung: Es wird zu regelmäßigen oder variablen Zeitpunkten ein neuer Schaltzustand berechnet, welcher der gewünschten Kopplung am nächsten kommt [33–36]. Hierzu werden Modelle der Eingangs- und der Ausgangsbeschaltung mit den Schaltzuständen gekoppelt, um die zu erwartenden Änderungen der elektrischen und mechanischen Größen vergleichen zu können.

Pulsweitenmodulation: Die Modelle der Eingangs- und Ausgangsbeschaltung werden auf ihre spannungs- und stromeinprägende Eigenschaft reduziert. Die Eingangsspannung und der Ausgangsstrom können mit dieser Annahme über einen geeignet kurzen Zeitraum, der Modulationsperiode, für konstant angesehen werden. Die zeitliche Gewichtung mehrerer Schaltzustände während der Modulationsperiode sorgt im Mittel für die gewünschte Ausgangsspannung und den gewünschten Eingangsstrom. Die Pulsweitenmodulation (PWM) wird seit langem zum Betrieb des Matrixumrichters vorgeschlagen [12]. Die später als Raumzeitmodulation (Space Vector Modulation - SVM) bekannt gewordenen Verfahren [37] geben ebenfalls Gewichtungen für Schaltzustände an und stellen daher ebenfalls eine PWM dar.

In dieser Arbeit wird die Steuerung der Schaltermatrix mit Pulsweitenmodulation bevorzugt. Die minimalen Annahmen über die äußere Beschaltung der Schaltermatrix führen zur Allgemeingültigkeit der Aussagen über die Eigenschaften der Schaltermatrix.

2.2.2 Kontinuitäts-, Kurzschluss- und Steuerbedingung

Für die weiteren Betrachtungen ist es vorteilhaft, Abb. 2.1 umzuzeichnen, so dass der Umrichter in drei Teilumrichter gegliedert ist (Abb. 1.2). Werden mehr als ein Schalter eines Teilumrichters geschlossen, kommt es zum Kurzschluss der kapazitiven Eingangsbeschaltung mit sehr hohem Strom, der die beteiligten Schalter zerstört. Die Bedingung zur Vermeidung von Kurzschlüssen, die

sogenannte „Kurzschlussbedingung“ lautet daher: Es darf höchstens ein Schalter jedes Teilumrichters geschlossen sein.

Die induktive Beschaltung des Ausgangs hat stromeinprägende Wirkung. Wird der Strom durch einen Ausgangsleiter abgeschaltet, bewirkt die plötzliche Änderung des Stromes nach $u = L \cdot \frac{di}{dt}$ eine sehr große Spannung, welche die Sperrfähigkeit der Halbleiterschaltern überschreitet und sie zerstört. Die Bedingung zur Vermeidung von Überspannungen durch Stromunterbrechung wird „Kontinuitätsbedingung“ genannt und lautet: Es muss mindestens ein Schalter jedes Teilumrichters geschlossen sein. Beide Bedingungen werden zur „Steuerbedingung“ zusammengefasst: Es muss immer genau ein Schalter jedes Teilumrichters geschlossen sein.

2.2.3 Leitfunktionen und Schaltzustände

Zur Beschreibung der Zustände einzelner Schalter werden „Leitfunktionen“ eingeführt. Dem Schalter S_{ki} des Teilumrichters i wird die Leitfunktion h_{ki} zugeordnet (Abb. 1.2).

$$h_{ki} = \begin{cases} 0 & \text{Schalter geöffnet} \\ 1 & \text{Schalter geschlossen} \end{cases} \quad \text{für} \quad \begin{matrix} k = 1, 2, 3 \\ i = 1, 2, 3 \end{matrix} \quad (2.1)$$

Die Steuerbedingung, mit Leitfunktionen dargestellt, lautet

$$h_{1i} + h_{2i} + h_{3i} = 1 \quad (2.2)$$

Mit Hilfe der Leitfunktionen lässt sich die Kopplung der eingangsseitigen mit den ausgangsseitigen Strömen und Spannungen übersichtlich in Matrixschreibweise darstellen:

$$\begin{pmatrix} i_{E1} \\ i_{E2} \\ i_{E3} \end{pmatrix} = \mathbf{H} \cdot \begin{pmatrix} i_{A1} \\ i_{A2} \\ i_{A3} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} u_{A1} \\ u_{A2} \\ u_{A3} \end{pmatrix} = \mathbf{H}^T \cdot \begin{pmatrix} u_{E1} \\ u_{E2} \\ u_{E3} \end{pmatrix}$$

mit $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{pmatrix}$

Die Indizierung der Leitfunktionen ist so gewählt, dass Matrix \mathbf{H} der geometrischen Anordnung der Schalter in Abb. 2.1 entspricht. Aus der Steuerbedingung folgt, dass es $3^3 = 27$ Variationen von Schaltzuständen gibt, die der Steuerbedingung genügen. Die Einteilung und Eigenschaften werden in Kapitel 2.4 behandelt.

2.2.4 Pulsweitenmodulation mit hoher Frequenz und Schaltrate

Eine Pulsweitenmodulation kommt zustande, indem Abfolgen von Schaltzuständen regelmäßig wiederholt werden, wobei die zeitliche Gewichtung der Schaltzustände von Mal zu Mal variiert werden. Jeder Schalter wechselt hierbei seinen Zustand mit der Schaltfrequenz f_S , wobei $T_M = \frac{1}{f_S}$ als „Modulationsperiode“ bezeichnet wird.

Das Verhältnis von Schaltfrequenz f_S zur Nutzfrequenz der zu stellenden Größe, z. B. der Ausgangsspannung, wird als „Schaltrate“ bezeichnet. Ist sie hoch genug, so treten die vom Schalten herrührenden verzerrenden Anteile bei relativ hohen Frequenzen in der Nähe der Schaltfrequenz (und höher) auf und werden durch die kapazitive Beschaltung am Eingang und die induktive Beschaltung am Ausgang geglättet. In der Regel ist bei einem elektrischen Antrieb wegen der großen Zeitkonstanten der elektrischen Maschine kein zusätzliches Filter notwendig. Wenn am Ausgang dennoch ein Filter verwendet wird, dient es zur Behebung von EMV-Problemen oder zum Schutz der Wicklungsisolierung der Maschine.

Die Schaltfrequenz ist durch die Eigenschaften der verwendeten Schalter begrenzt. Je höher sie ist, desto mehr überwiegen die Verluste der Stromkommutierungen die frequenzunabhängigen Verluste, die allein von der Stromführung herrühren. Bei zu hohen Schaltfrequenzen wird der Betrieb unwirtschaftlich. In der Regel wird die Schaltfrequenz so gewählt, dass sich die Schaltverluste und die Durchlassverluste die Waage halten.

Die Halbleiterschalter von Matrixumrichtern kleiner bis mittlerer Bauleistung (bis ungefähr 100 kW) können heute wirtschaftlich mit Schaltfrequenzen von 10 kHz oder mehr betrieben werden. Das führt auf genügend kurze Modulationsperioden, so dass die durch die äußere Beschaltung des Matrixumrichters eingprägten Größen, das sind die Eingangsspannung und der Ausgangsstrom, als kurzzeitig konstant angenommen werden dürfen. Schalthäufige Anteile der betrachteten Größen und ihre Oberschwingungen werden in dieser Arbeit vernachlässigt. Steuermethoden zum Betrieb von Matrixumrichtern bei niedrigen Schaltraten sind bekannt [20, 26] und können bei hoher Bauleistung und langsamen Halbleiterschaltern angewendet werden.

Zusammengefasst sind die Rahmenbedingungen der in dieser Arbeit behandelten Pulsweitenmodulation: Eine hohe Schaltfrequenz (einige kHz) führt zu hoher Schaltrate (> 50) und kurzer Modulationsperiode (ungefähr 100 μ s) während der Eingangsspannung und Ausgangsstrom konstant sind.

2.2.5 Steuerfunktionen und Transfermatrix

Die Pulsweitenmodulation führt auf ein abtastendes System mit der Abtastfrequenz $f_A = \frac{1}{T_M}$. Wie bereits erörtert, wird angenommen, dass sich die Werte der

eingepprägten GröÙen (Eingangsspannungen und Ausgangsströme) während einer Modulationsperiode nicht ändern. Es wird für die Dauer der jeweiligen Modulationsperiode mit Abtastwerten (\check{i} , \check{u}) gerechnet. Die nicht eingepprägten GröÙen (Eingangsströme und Ausgangsspannungen) ändern sich innerhalb der Pulsperiode sprungförmig. Die Ausgangsleiter nehmen nacheinander die Potentiale der Eingangsleiter an. Wegen der Steuerbedingung (2.2) entstehen keine Lücken. Die Ströme der Eingangsleiter setzen sich aus Ausschnitten der drei Ströme der Ausgangsleiter zusammen. Der Strom eines Eingangsleiters kann zeitweilig null sein.

Die nicht eingepprägten GröÙen sollen im Mittel einen gewünschten Wert annehmen, der von einer übergeordneten Regelung oder Steuerung für die Modulationsperiode vorgegeben wird. Dieser Wert entspricht der Vorgabe des Mittelwerts über eine Modulationsperiode n und wird „kurzzeitiger Mittelwert“ genannt:

$$\bar{i}_{Ek} = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} i_{Ek}(\tau) d\tau, \quad \bar{u}_{Ai} = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} u_{Ai}(\tau) d\tau, \quad \begin{matrix} k = 1, 2, 3 \\ i = 1, 2, 3 \end{matrix}$$

Das Prinzip der kurzzeitigen Mittelung lässt sich auf die Schalter übertragen. Den wertdiskreten, zeitkontinuierlichen Leitfunktionen der Schalter können zeitdiskrete, wertkontinuierliche „Steuerfunktionen“ zugeordnet werden, wobei Δ_{Ein} die Zeit bezeichnet, während der sich ein Schalter während einer Modulationsperiode im leitenden Zustand befindet:

$$T_{ki} = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} h_{ki}(\tau) d\tau = \frac{1}{T_M} \Delta_{\text{Ein}ki}, \quad \begin{matrix} k = 1, 2, 3 \\ i = 1, 2, 3 \end{matrix}$$

Die Zusammenhänge zwischen den gemittelten und abgetasteten GröÙen können jetzt mit Hilfe der Transfermatrix T dargestellt werden:

$$\begin{pmatrix} \bar{i}_{E1} \\ \bar{i}_{E2} \\ \bar{i}_{E3} \end{pmatrix} = T \cdot \begin{pmatrix} \check{i}_{A1} \\ \check{i}_{A2} \\ \check{i}_{A3} \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} \bar{u}_{A1} \\ \bar{u}_{A2} \\ \bar{u}_{A3} \end{pmatrix} = T^T \cdot \begin{pmatrix} \check{u}_{E1} \\ \check{u}_{E2} \\ \check{u}_{E3} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Es ist

$$T = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{pmatrix}$$

Die Gleichungen stimmen nur dann, wenn der Abtastwert dem kurzzeitigen Mittelwert entspricht:

$$\check{x} = \bar{x} = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} x(\tau) d\tau$$

2.3. Raumzeigerdarstellungen der Steuerfunktionen und Dreibein-Darstellung

In der Realität versucht man dem nahe zu kommen, indem entweder in der Mitte einer symmetrischen Modulationsperiode abgetastet oder über mehrere Abtastwerte innerhalb einer Modulationsperiode gemittelt wird. Im Folgenden werden sowohl die abgetasteten eingepprägten als auch die gemittelten nicht eingepprägten elektrischen GröÙen als kurzzeitige Mittelwerte dargestellt.

Aus der Steuerbedingung der Leitfunktionen (2.2) ergibt sich die Steuerbedingung für Steuerfunktionen:

$$T_{1i} + T_{2i} + T_{3i} = 1 \quad (2.4)$$

Der Unterschied zu der Steuerbedingung für Leitfunktionen besteht allein darin, dass aufgrund der zeitlichen Mittelung der Wertebereich der Steuerfunktionen T_{ki} auch Werte zwischen 0 und 1 beinhaltet:

$$0 \leq T_{ki} \leq 1 \quad (2.5)$$

2.3 Raumzeigerdarstellungen der Steuerfunktionen und Dreibein-Darstellung

2.3.1 Raumzeigerdefinition

Für die weitere mathematische Beschreibung der Kopplung des Eingangs mit dem Ausgang wird die Raumzeigerdarstellung angewandt. Die Raumzeigertransformation verknüpft die Augenblickswerte eines m -phasigen Systems mit komplexen GröÙen, die eine anschauliche Darstellung ermöglichen. Im dreiphasigen Fall ergibt sich aus den Augenblickswerten eines 3-Leiter-Systems ein komplexer „Raumzeiger“ und eine reelle „Nullkomponente“ [38]. Verschwindet die Nullkomponente, so addieren sich die Augenblickswerte der drei Leiter zu null. Ist das System sinusförmig und symmetrisch, so bewegt sich der Raumzeiger auf einer kreisförmigen Ortskurve.

Die Raumzeigertransformation hat ihren Ursprung in der Modellierung elektrischer Drehfeldmaschinen [39,40] und ist für deren Regelung inzwischen zum allgemein gebräuchlichen Handwerkszeug geworden [41]. Eine Beschreibung der Eigenschaften des Matrixumrichters mittels Raumzeiger trägt daher zur Vereinheitlichung der mathematischen Beschreibung des Antriebssystems aus Motor und Umrichter bei.

Die Raumzeigertransformation kann leistungsinvariant ausgeführt werden. Das hat den Vorteil, dass die kollektive Augenblicksleistung direkt aus der Multiplikation eines Spannungs- mit einem konjugiert komplexen Stromzeiger ermittelt werden kann. In dieser Arbeit wird jedoch *keine* leistungsinvariante Raumzeigertransformation verwendet, sondern eine weiter verbreitete Variante, bei der bei stationären, symmetrischen Vorgängen die Länge des Raumzei-

gers mit der Amplitude der Schwingung übereinstimmt. Die beiden Varianten unterscheiden sich lediglich im Vorfaktor der Transformationsvorschrift.

Sind x_1 , x_2 und x_3 die Augenblickswerte einer Größe des 3-Leiter-Systems (z. B. Spannung), so berechnen sich der Raumzeiger \underline{x} und die Nullkomponente x_0 mit der Transformationsvorschrift:

$$\underline{x} = \mathfrak{T}_{\text{RZ}} \left\{ \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \right\} = \frac{2}{3} (x_1 + \underline{a} x_2 + \underline{a}^2 x_3) , \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.6)$$

$$x_0 = \mathfrak{T}_0 \left\{ \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \right\} = \frac{1}{3} (x_1 + x_2 + x_3)$$

Die Augenblickswerte der Größen der einzelnen Leiter können eindeutig aus dem Raumzeiger und der Nullkomponente wiedergewonnen werden:

$$x_1 = \Re\{\underline{x}\} + x_0 , \quad x_2 = \Re\{\underline{a}^2 \underline{x}\} + x_0 , \quad x_3 = \Re\{\underline{a} \underline{x}\} + x_0 \quad (2.7)$$

Für die Raumzeigertransformation gilt das Superpositionsprinzip

$$k_1 \mathfrak{T}_{\text{RZ}} \left\{ \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \right\} + k_2 \mathfrak{T}_{\text{RZ}} \left\{ \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} \right\} = \mathfrak{T}_{\text{RZ}} \left\{ k_1 \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} + k_2 \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} \right\}$$

und es kann der kurzzeitige Mittelwert eines Raumzeigers gebildet werden:

$$\bar{\underline{x}} = \int_0^{T_M} \underline{x}(\tau) d\tau$$

2.3.2 Raumzeiger der elektrischen Größen

Zur Beschreibung der elektrischen Umgebung während einer Modulationsperiode wird die Raumzeigertransformation auf die kurzzeitigen Mittelwerte der elektrischen Größen Spannung und Strom am Eingang und am Ausgang angewandt:

$$\bar{\underline{u}}_E = \frac{2}{3} (\bar{u}_{E1} + \underline{a} \bar{u}_{E2} + \underline{a}^2 \bar{u}_{E3}) , \quad \bar{\underline{i}}_E = \frac{2}{3} (\bar{i}_{E1} + \underline{a} \bar{i}_{E2} + \underline{a}^2 \bar{i}_{E3})$$

$$\bar{\underline{u}}_A = \frac{2}{3} (\bar{u}_{A1} + \underline{a} \bar{u}_{A2} + \underline{a}^2 \bar{u}_{A3}) , \quad \bar{\underline{i}}_A = \frac{2}{3} (\bar{i}_{A1} + \underline{a} \bar{i}_{A2} + \underline{a}^2 \bar{i}_{A3})$$

Sowohl am Eingang, als auch am Ausgang besteht ein Drei-Leiter-Anschluss ohne Mittelpunktleiter. Das ist bei den meisten Antriebssystemen mit Frequenzumrichtern der Fall und stellt daher keine besondere Einschränkung dar. Als

2.3. Raumzeigerdarstellungen der Steuerfunktionen und Dreibein-Darstellung

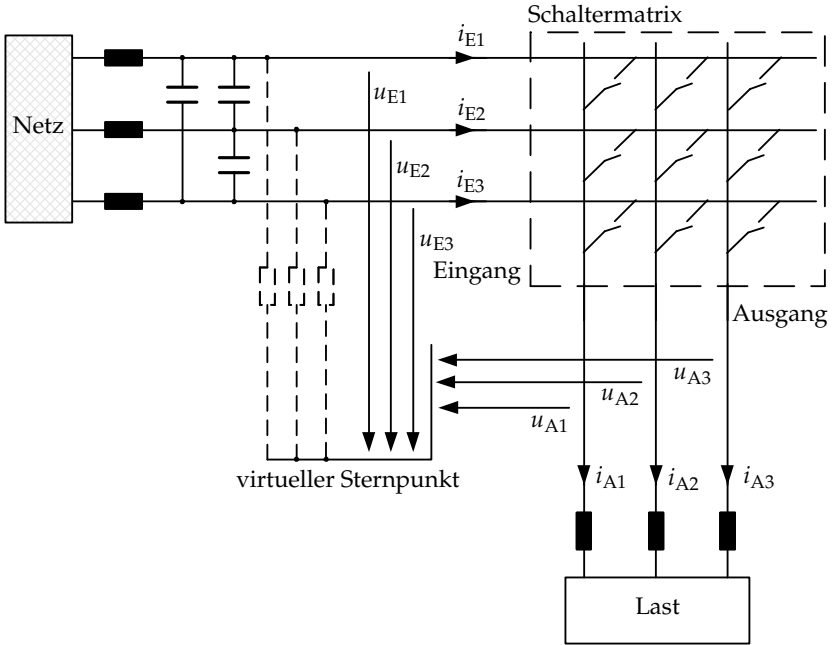


Abbildung 2.3: Schaltbild des Matrixumrichters mit Netzfilter, Netz, Last und virtuellem Sternpunkt. Der Matrixumrichter ist über Induktivitäten ans Versorgungsnetz geschaltet. Die Induktivitäten und die kapazitive Beschaltung bilden zusammen das so genannte Netzfilter (vgl. Abschnitt 6.2.3), das jedoch in der Beschreibung der Steueralgorithmen keine Rolle spielt. Es sind die Zählpfeile der elektrischen Größen für die mathematische Beschreibung des Matrixumrichters eingezeichnet. Zum Anbringen der Spannungszählpfeile wurde ein virtueller Sternpunkt eingefügt.

Bezugspotential für die Spannungen dient ein virtueller Sternpunkt am Eingang der Schaltermatrix, der mit drei gleichen Widerständen als künstlicher Sternpunkt gebildet werden kann (Abb. 2.3). Das Eingangsspannungssystem ist bezüglich dieses Sternpunktes symmetrisch und seine Nullkomponente verschwindet:

$$u_{E0} = \frac{1}{3} (u_{E1} + u_{E2} + u_{E3}) = 0 \quad (2.8)$$

Das Ausgangsspannungssystem kann eine von Null verschiedene Nullkomponente u_{A0} bezüglich des virtuellen Sternpunktes am Eingang haben.

$$\bar{u}_{A0} = \frac{1}{3} (\bar{u}_{A1} + \bar{u}_{A2} + \bar{u}_{A3})$$

Auf die Lastströme i_{A1} , i_{A2} und i_{A3} hat die Nullkomponente keine Auswirkung, weil sich mangels Mittelpunktleiter (nicht angeschlossener Sternpunkt) keine Nullkomponente im Stromsystem bilden kann.

2.3.3 Raumzeiger der Steuerfunktionen

Die Steuerfunktionen eines Teilumrichters sind durch die Steuerbedingung (2.4) und ihren Wertebereich (2.5) beschränkt. Aufgrund dieser Beschränkung kann den drei Steuerfunktionen eines Teilumrichters i umkehrbar eindeutig ein „Steuerraumzeiger“ \underline{T}_i zugeordnet werden:

$$\text{Hin: } \underline{T}_i = \frac{2}{3} (T_{1i} + a T_{2i} + a^2 T_{3i}), \quad \text{Rück: } T_{ki} = \Re\{a^{1-k} \underline{T}_i\} + \frac{1}{3} \quad (2.9)$$

In der komplexen Ebene kann der Wertebereich des Steuerraumzeigers geometrisch anschaulich gedeutet werden (Abb. 2.4). Die Extremwerte, die durch die Anwendung von (2.9) auf die drei möglichen Schaltzustände eines Teilumrichters gebildet werden, spannen ein gleichseitiges Dreieck auf, das den Wertebereich des Steuerraumzeigers markiert. Die Länge der Lote auf die Seiten des begrenzenden Dreiecks sind die Werte der Steuerfunktionen T_{ki} und damit die Einschaltverhältnisse der zugehörigen Schalter. Z. B. berechnet sich T_{1i} aus Abb. 2.4 mit $\Re\{\underline{T}_i\} + \frac{1}{3}$. Der Wert $\frac{1}{3}$ ist der Abstand der linken Dreiecksseite zur imaginären Achse.

Die drei Steuerraumzeiger \underline{T}_i der Teilumrichter $i = 1, 2, 3$ bilden in der komplexen Ebene ein Dreibein, das die Matrix T aller Steuerfunktionen T_{ki} eindeutig repräsentiert. Damit die Steuerfunktionen innerhalb ihres Wertebereichs von null bis eins beschränkt bleiben, muss jedes Bein \underline{T}_i des Dreibeins innerhalb des begrenzenden Dreiecks liegen. Ein Beispiel für ein solches Dreibein ist in Abb. 2.5 zu sehen.

Die Ausgangsspannung eines Teilumrichters berechnet sich aus dem Skalarprodukt des Eingangsspannungsraumzeigers mit dem Steuerraumzeiger.

$$\bar{u}_{Ai} \stackrel{(2.3)}{=} \stackrel{(2.8)}{=} \frac{3}{2} \Re\{\bar{u}_E \underline{T}_i^*\} = \frac{3}{4} (\bar{u}_E \underline{T}_i^* + \bar{u}_E^* \underline{T}_i) \quad (2.10)$$

Der Raumzeiger des Eingangsstroms setzt sich aus den Steuerraumzeigern \underline{T}_i und den Strömen der Ausgangsleiter $i = 1, 2, 3$ zusammen:

$$\bar{i}_E = \underline{T}_1 \bar{i}_{A1} + \underline{T}_2 \bar{i}_{A2} + \underline{T}_3 \bar{i}_{A3} \quad (2.11)$$

2.3. Raumzeigerdarstellungen der Steuerfunktionen und Dreibein-Darstellung

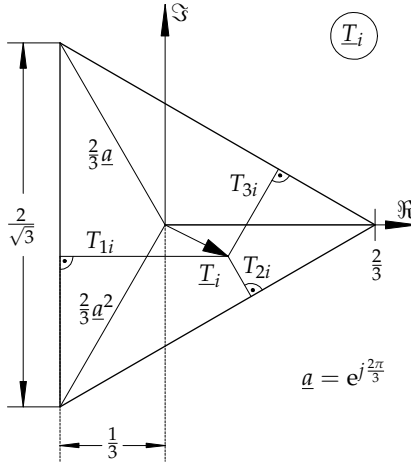


Abbildung 2.4: Wertebereich der Steuerraumzeiger. Das gleichseitige Dreieck beschränkt den Wertebereich des Steuerraumzeigers \underline{T}_i und wird aufgrund dieser Eigenschaft „Begrenzungs-dreieck“ genannt. Die Länge der Lote auf die Seiten sind die Werte der zugehörigen Steuerfunktionen T_{ki} der Schalter gemäß (2.9).

2.3.4 Symmetrische Komponenten des Dreibeins und Transfergleichungen

Die Gleichungen (2.10) und (2.11) erfassen lediglich die eingepprägten Systeme als Raumzeiger. Es sind jedoch Gleichungen gesucht, die sowohl die eingepprägten als auch die nicht eingepprägten Systeme als Raumzeiger erfassen. Wird die Raumzeigertransformation (2.6) auf die Ausgangsspannungen (2.10) angewendet, ergibt sich die Darstellung des Dreibeins mit symmetrischen Komponenten.

$$\underline{\bar{u}}_A \stackrel{(2.10)}{=} \frac{1}{2} \left(\underbrace{(\underline{T}_1 + a \underline{T}_2 + a^2 \underline{T}_3)}_{3\underline{T}_m} \underline{\bar{u}}_E^* + \underbrace{(\underline{T}_1 + a^2 \underline{T}_2 + a \underline{T}_3)}_{3\underline{T}_g}^* \underline{\bar{u}}_E \right) \quad (2.12)$$

\underline{T}_m und \underline{T}_g bezeichnen das Mit- und Gegensystem des in symmetrische Komponenten zerlegten Dreibeins. $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ist dieselbe komplexe Konstante, die in der Raumzeigertransformation vorkommt. Die Theorie der symmetrischen Komponenten ist bereits seit 1918 bekannt [42] und wird üblicherweise zur Berechnung unsymmetrischer Betriebszustände von Drehstromnetzen angewandt [43]. An

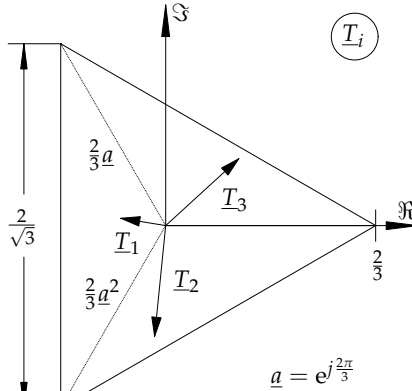


Abbildung 2.5: Dreibein, bestehend aus den Steuerraumzeigern \underline{T}_1 , \underline{T}_2 und \underline{T}_3 , das Steuerfunktionen im Wertebereich von null bis eins repräsentiert, solange es sich vollständig innerhalb des gleichseitigen Dreiecks befindet.

dieser Stelle werden jedoch die Formeln für die alternative Zeigerdarstellung des Dreibeins zweckentfremdet. Die Bezeichnungen „Mitsystem“, „Gegensystem“ und „Nullsystem“ werden aus der bekannten Theorie übernommen, obwohl sie im Zusammenhang mit dem Dreibein keinen anschaulichen Bezug darstellen.

Die Zeiger des Dreibeins \underline{T}_1 , \underline{T}_2 und \underline{T}_3 (Abb. 2.6d) stehen mit ihrem Mit-, Gegen- und Nullsystem in eindeutigen Zusammenhang:

$$\begin{pmatrix} \underline{T}_1 \\ \underline{T}_2 \\ \underline{T}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{T}_m \\ \underline{T}_g \\ \underline{T}_0 \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} \underline{T}_m \\ \underline{T}_g \\ \underline{T}_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{T}_1 \\ \underline{T}_2 \\ \underline{T}_3 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

Abb. 2.6 zeigt die grafische Entsprechung des Zusammenhangs (2.13). Mit den symmetrischen Komponenten ist es jetzt möglich, Gleichungen anzugeben, welche die mittlere Kopplung ausschließlich per Raumzeiger beschreiben. Sie werden „Transfergleichungen“ genannt:

$$\underline{\bar{u}}_A = \frac{3}{2} \left(\underline{T}_m \underline{\bar{u}}_E^* + \underline{T}_g^* \underline{\bar{u}}_E \right) \quad (2.12)$$

$$\underline{\bar{i}}_E = \frac{3}{2} \left(\underline{T}_m \underline{\bar{i}}_A^* + \underline{T}_g \underline{\bar{i}}_A \right) \quad (2.14)$$

2.3. Raumzeigerdarstellungen der Steuerfunktionen und Dreibein-Darstellung

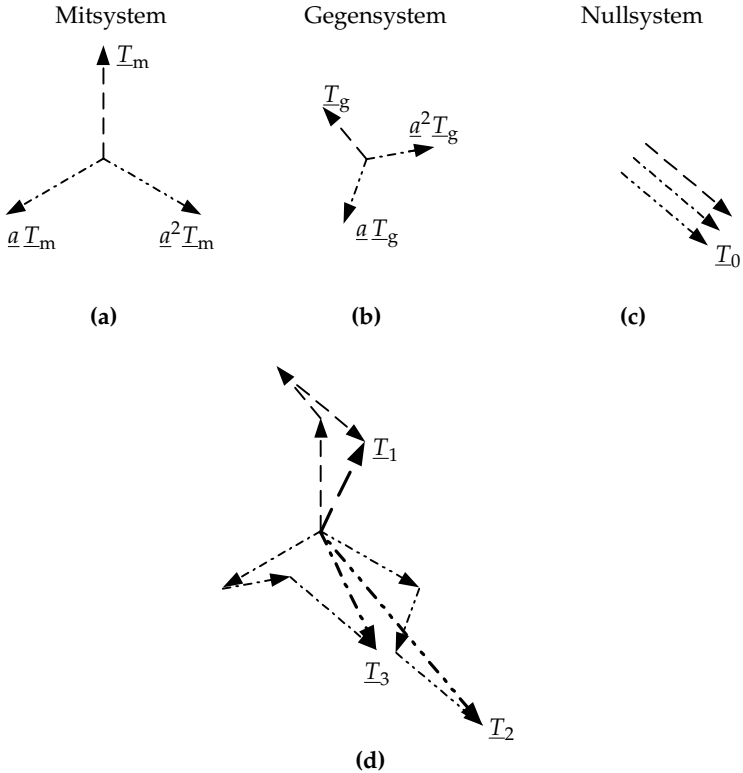


Abbildung 2.6: Zerlegung des Dreibeins in Symmetrische Komponenten. Die Zeiger \underline{T}_1 , \underline{T}_2 und \underline{T}_3 des Dreibeins in (d) lassen sich durch das Mit-, das Gegen- und das Nullsystem \underline{T}_m , \underline{T}_g bzw. \underline{T}_0 darstellen.

Die Transfergleichungen werden erstmals in [16] angegeben. In [44] wurde die Darstellung aufbereitet und zur Analyse verschiedener Steueralgorithmen herangezogen.

Es ist beachtenswert, dass das Nullsystem \underline{T}_0 nicht in den Transfergleichungen vorkommt. Es hat demnach keine Auswirkung auf die mittlere Kopplung der Schaltermatrix. Das Nullsystem findet sich ausschließlich in der Nullkomponente des Ausgangsspannungssystems wieder:

$$\bar{u}_{A0} = \frac{1}{3} (\bar{u}_{A1} + \bar{u}_{A2} + \bar{u}_{A3}) \stackrel{(2.10)}{=} \frac{1}{2} \Re \{ \bar{u}_E (\underline{T}_1 + \underline{T}_2 + \underline{T}_3)^* \} = \frac{3}{2} \Re \{ \bar{u}_E \underline{T}_0^* \} \quad (2.15)$$

2.3.5 Übersicht über die Darstellungsformen

Insgesamt gibt es drei Darstellungsformen für die mittlere Kopplung der Schaltermatrix. Sie werden im Folgenden nochmals kurz zusammengefasst:

Steuerfunktionen sind in der Matrix T angeordnet und geben das Einschaltverhältnis der einzelnen Schalter an. Ihr eindeutiger Zusammenhang mit den Steuerraumzeigern ist durch (2.9) gegeben. Aus den Steuerfunktionen werden in der experimentellen Realisierung die Signale zur Ansteuerung der Schalter abgeleitet.

Steuerraumzeiger bilden in der komplexen Ebene ein Dreieck. Die Beschränkungen der Steuerfunktionen können als gleichseitiges Dreieck dargestellt werden. Damit der Wertebereich der Steuerfunktionen nicht überschritten wird, muss das Dreieck in das Begrenzungsdreieck hinein passen.

Symmetrische Komponenten führen auf die Transfergleichungen (2.12) und (2.14), welche die Kopplung zwischen Eingang und Ausgang mit Raumzeigern auf beiden Seiten beschreiben. Über (2.13) besteht ein eindeutiger Zusammenhang zwischen dem Dreieck und Mit-, Gegen- und Nullsystem.

Es ist wichtig, zwischen den Begriffen „Nullkomponente“ und „Nullsystem“ zu unterscheiden. Die Nullkomponente ist eine reelle Größe die den gleichphasigen Anteil eines 3-Leiter-Systems enthält und ist dem Raumzeiger zugeordnet (vgl. Abschnitt 2.3.1). Das Nullsystem ist eine komplexe Größe, die den Ort des Schwerpunkts des Dreiecks in der komplexen Ebene beschreibt. Es ist Teil der symmetrischen Komponenten.

2.4 Eigenschaften und Einteilung der Schaltzustände

2.4.1 Einteilung in Gruppen

Schaltzustände werden eindeutig durch die Matrix H beschrieben (siehe Abschnitt 2.2.3). Die Steuerbedingung für Leitfunktionen (2.2) und der Wertebereich der Leitfunktionen (1 oder 0) beschränken die Anzahl auf 27 verschiedene Schaltzustände. Tabelle 2.1 zeigt diese Zustände und teilt sie in in drei Gruppen ein:

Direkte Schaltzustände verbinden je einen Eingangsleiter mit jeweils einem Ausgangsleiter. Diese Schaltzustände können mit indirekten Matrixumrichtern nicht verwirklicht werden.

Einfache Schaltzustände verbinden jeweils zwei Eingangsleiter mit den drei Ausgangsleitern. Zwei Ausgangsleiter sind dabei stets gemeinsam mit einem Eingangsleiter verbunden.

Nullzustände schließen alle drei Ausgangsleiter kurz, indem sie mit dem selben Eingangsleiter verbunden werden. Die Spannungen zwischen den Ausgangsleitern sind null. Die Eingangsleiter sind stromlos.

Die Ziffern-Tripel xyz in der Spalte „Index“ der Tab. 2.1 sind Bezeichner der Schaltzustände. Die Leitfunktionsmatrix H_{xyz} eines Schaltzustands xyz ist:

$$H_{xyz} = \begin{pmatrix} E_1(x) & E_1(y) & E_1(z) \\ E_2(x) & E_2(y) & E_2(z) \\ E_3(x) & E_3(y) & E_3(z) \end{pmatrix}, \quad E_{\xi}(\zeta) = \begin{cases} 1 & \text{für } \xi = \zeta \\ 0 & \text{für } \xi \neq \zeta \end{cases}$$

Beispiel: Die Leitfunktionsmatrix des Schaltzustands 122 ist:

$$H_{122} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

2.4.2 Symmetrische Komponenten der Schaltzustände

Es erweist sich als vorteilhaft, nicht nur die mittlere Kopplung der Schaltermatrix, sondern auch einzelne Schaltzustände mit Raumzeigern zu beschreiben. Die Gleichungen (2.9) und (2.13) werden sinngemäß auf die Matrix H der Leitfunktionen angewandt:

$$\underline{H}_i = \frac{2}{3} \left(h_{1i} + \underline{a} h_{2i} + \underline{a}^2 h_{3i} \right), \quad \begin{pmatrix} \underline{H}_m \\ \underline{H}_g \\ \underline{H}_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{H}_1 \\ \underline{H}_2 \\ \underline{H}_3 \end{pmatrix}$$

Tabelle 2.1: Schaltzustände des Matrixumrichters.

Gruppe	Verbindung zu			Index	\underline{H}_m	\underline{H}_g	\underline{H}_0
	A1	A2	A3				
direkte Schaltzustände	E1	E2	E3	123	0	$\frac{2}{3}$	0
	E2	E3	E1	231	0	$\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	0
	E3	E1	E2	312	0	$\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	0
	E1	E3	E2	132	$\frac{2}{3}$	0	0
	E2	E1	E3	213	$\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	0	0
	E3	E2	E1	321	$\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	0	0
einfache Schaltzustände	E1	E3	E3	133	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$
	E2	E3	E3	233	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$
	E2	E1	E1	211	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$
	E3	E1	E1	311	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$
	E3	E2	E2	322	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$
	E1	E2	E2	122	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$
	E1	E1	E3	113	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$
	E2	E2	E3	223	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$
	E2	E2	E1	221	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$
	E3	E3	E1	331	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$
	E3	E3	E2	332	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$
	E1	E1	E2	112	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$
	E1	E3	E1	131	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$
	E2	E3	E2	232	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$
	E2	E1	E2	212	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{3\pi}{6}}$
	E3	E1	E3	313	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$
	E3	E2	E3	323	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$
	E1	E2	E1	121	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{9\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{2}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$
Nullzustände	E1	E1	E1	111	0	0	$\frac{2}{3}$
	E2	E2	E2	222	0	0	$\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
	E3	E3	E3	333	0	0	$\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$

Die Raumzeiger können für jeden Schaltzustand ausgerechnet werden. Für das Mit-, Gegen- und Nullsystem sind die Werte für alle Schaltzustände in Tab. 2.1 eingetragen.

Beispiel: Der Mitsystemzeiger für den Schaltzustand 122 berechnet sich zu

$$\underline{H}_{m,122} = \frac{1}{3} \left(\underline{H}_1 + \underline{a} \underline{H}_2 + \underline{a}^2 \underline{H}_3 \right) = \frac{2}{9} \left(1 + \underline{a}^2 + \underline{a}^3 \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{2}{3} e^{j \frac{11\pi}{6}}$$

Die Transferegleichungen gelten auch für Schaltzustände. Der Unterschied zu den Steuerfunktionen besteht darin, dass nicht die Kopplung der kurzzeitigen Mittelwerte, sondern der Zeitfunktionen beschrieben wird (vgl. (2.12), (2.14)):

$$\underline{u}_A = \frac{3}{2} \left(\underline{H}_m \underline{u}_E^* + \underline{H}_g^* \underline{u}_E \right), \quad \underline{i}_E = \frac{3}{2} \left(\underline{H}_m \underline{i}_A^* + \underline{H}_g \underline{i}_A \right)$$

2.4.3 Zusammenfassen von Schaltzuständen

Die Schaltzustände einer Modulationsperiode können derart zusammengefasst und angeordnet werden, dass pro Teilumrichter maximal drei Schalthandlungen in der Modulationsperiode durchgeführt werden müssen. Es spielt dabei keine Rolle, aus wie vielen Schaltzuständen die Modulationsperiode aufgebaut ist und in welcher Reihenfolge sie stehen. Die Steuerbedingung muss jedoch beachtet werden, d. h. ein Ausgangsleiter muss nacheinander auf die Eingangsleiter geschaltet werden.

Eine Modulationsperiode setzt sich in der Regel aus mehreren verschiedenen Schaltzuständen zusammen. Die Transfermatrix ergibt sich dann aus der Summe der gewichteten Schaltfunktionen:

$$T = \sum_{\substack{x=1,2,3 \\ y=1,2,3 \\ z=1,2,3}} \underline{H}_{xyz} \frac{\Delta_{xyz}}{T_M} = \frac{1}{T_M} \begin{pmatrix} \sum_{\substack{y=1,2,3 \\ z=1,2,3}} \Delta_{1yz} & \sum_{\substack{x=1,2,3 \\ z=1,2,3}} \Delta_{x1z} & \sum_{\substack{x=1,2,3 \\ y=1,2,3}} \Delta_{xy1} \\ \sum_{\substack{y=1,2,3 \\ z=1,2,3}} \Delta_{2yz} & \sum_{\substack{x=1,2,3 \\ z=1,2,3}} \Delta_{x2z} & \sum_{\substack{x=1,2,3 \\ y=1,2,3}} \Delta_{xy2} \\ \sum_{\substack{y=1,2,3 \\ z=1,2,3}} \Delta_{3yz} & \sum_{\substack{x=1,2,3 \\ z=1,2,3}} \Delta_{x3z} & \sum_{\substack{x=1,2,3 \\ y=1,2,3}} \Delta_{xy3} \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

Dass die Summe in die Elemente der T -Matrix gezogen werden kann, zeigt, dass die Reihenfolge der Schaltzustände schalterweise beliebig ist, solange die Steuerbedingung eingehalten wird.

Besseren Zugang verschafft an dieser Stelle ein Beispiel. Abbildung 2.7a zeigt die Leitfunktionen des Teilumrichters i während einer Modulationsperiode T_M . In der Kurzdarstellung ist die Abfolge 1,3,2,1,2 zu sehen, mit der der Ausgangsleiter i auf die Eingangsleiter $k = 1, 2, 3$ geschaltet werden. Abbildung 2.7b zeigt die umsortierte Abfolge 1,2,3, welche durch die selben Steuerfunktionen beschrieben wird und deshalb die selbe über die Modulationspe-

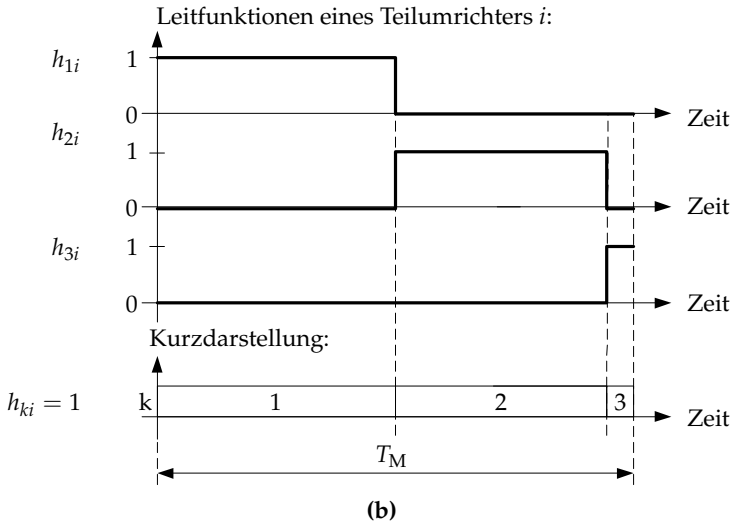
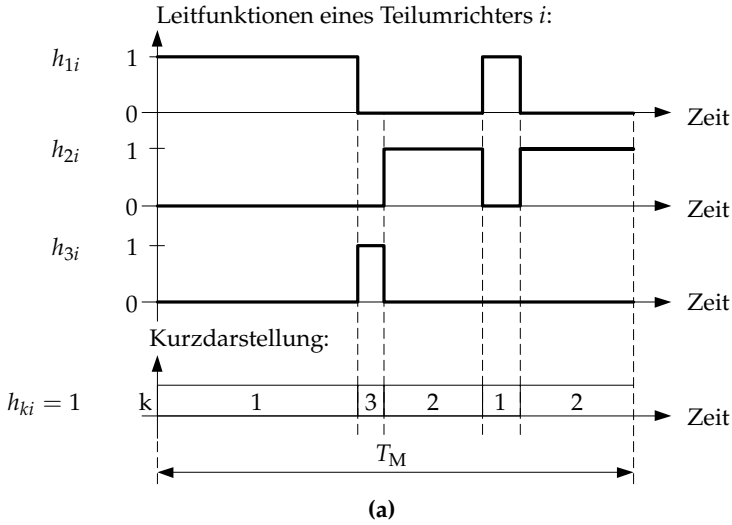


Abbildung 2.7: Umsortierung von Schaltzuständen innerhalb einer Modulationsperiode. (a) zeigt eine Abfolge von Schaltzuständen für den Teilumrichter i während einer Modulationsperiode T_M . In (b) ist das umsortierte Pulsmuster zusehen, das weniger Schalt-handlungen aufweist, aber die selbe mittlere Kopplung bewirkt wie das Pulsmuster in (a).

2.4. Eigenschaften und Einteilung der Schaltzustände

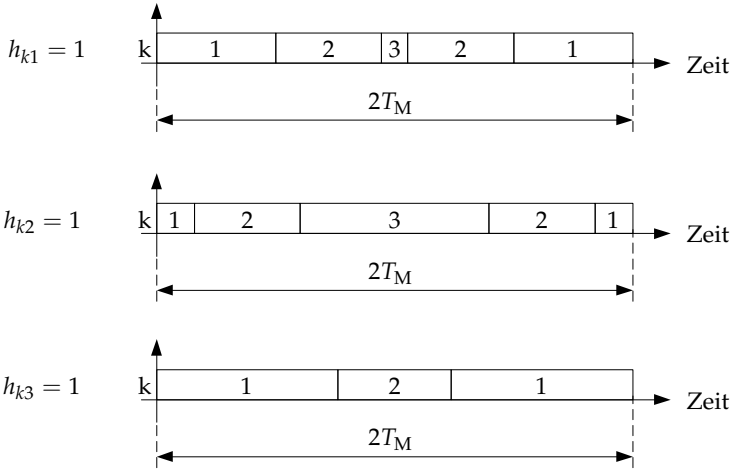


Abbildung 2.8: Symmetrischer Aufbau einer Modulationsperiode. Es sind die Leitfunktionen aller drei Teilumrichter in Kurzdarstellung zu sehen. Die obere Leitfunktionen h_{k1} entsprechen der symmetrischen Umsortierung der verdoppelten in Abb. 2.7 dargestellten Leitfunktionen.

riode gemittelte Kopplung der Ausgangsleiter mit den Eingangsleitern bewerkstelligt. Das Beispiel zeigt, dass eine Untersuchung der Grenzen des Matrixumrichters anhand der Analyse der Schaltzustände innerhalb der Modulationsperiode schwer durchzuführen ist, weil es keinen eindeutigen Zusammenhang zwischen Schaltzuständen und Steuerfunktionen gibt.

Diese Beliebigkeit bietet bei der Gestaltung von Pulsmustern die Freiheit, nach systemtechnischen Gesichtspunkten wie Schaltverluste, Rippel oder Betriebssicherheit zu optimieren zu können [28,45,46]. Beispielsweise führen symmetrisch angeordnete Modulationsperioden (Abb. 2.8) bei gleicher Schaltfrequenz zu weniger Schalthandlungen pro Periode als unsymmetrisch angeordnete. Die hier dargestellte Zusammenfassung der Schaltzustände ist nur beim konventionellen Matrixumrichter möglich. Soll eine Abfolge von Schaltzuständen mit einem indirekten Matrixumrichter dargestellt werden, können Regeln aufgestellt werden, mit denen ebenfalls Optimierungen möglich sind [47,48].

2.5 Leistungsbegriffe

2.5.1 Leistungsbegriffe für Augenblickswerte

Leistungsbegriffe für Mehrphasensysteme sind DIN-genormt [49]. Die Begriffe sind dort allerdings für periodische Signale definiert. Der mit Pulsweitenmodulation betriebene Matrixumrichter setzt keine periodischen Signale voraus, weshalb die genormten Begriffe nicht anwendbar sind. Es handelt sich vielmehr um ein abtastendes System in dem durchweg mit Augenblickswerten gerechnet wird. Der Augenblickswert der kollektiven Leistung eines 3-Leiter-Systems ist

$$p = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3$$

wobei als Augenblickswerte die kurzzeitig gemittelten und abgetasteten Größen aus Kapitel 2.2.5 betrachtet werden. Einsetzen der Raumzeiger-Rücktransformation (2.7) unter der Berücksichtigung, dass für die Stromsysteme am Eingang und Ausgang die Nullkomponente verschwindet ($i_0 = 0$), ergibt

$$p = \frac{3}{2} \Re\{\underline{u} \underline{i}^*\} = \frac{3}{2} |\underline{u}| |\underline{i}| \cos \angle\{\underline{u} \underline{i}^*\} \quad (2.17)$$

Der Ausdruck ist maximal, wenn der Stromzeiger parallel zum Spannungszeiger steht. Ein beliebig ausgerichteter Stromzeiger kann in seine zur Spannung parallele und senkrechte Komponente aufgeteilt werden: $\underline{i} = \underline{i}_{\parallel} + \underline{i}_{\perp}$. Es gilt

$$\frac{3}{2} \Re\{\underline{u} \underline{i}_{\perp}^*\} = 0, \quad \frac{3}{2} \Im\{\underline{u} \underline{i}_{\parallel}^*\} = 0$$

Die parallele Komponente wird in dieser Arbeit „Wirkstromzeiger“ oder kurz Wirkstrom und die senkrechte Komponente dementsprechend „Blindstromzeiger“ oder Blindstrom genannt. Als Blindleistung wird in dieser Arbeit das äußere Produkt aus Spannungs- und Stromraumzeiger bezeichnet:

$$q = \frac{3}{2} \Im\{\underline{u} \underline{i}^*\} = \frac{3}{2} |\underline{u}| |\underline{i}| \sin \angle\{\underline{u} \underline{i}^*\} = \frac{3}{2} |\underline{u}| |\underline{i}_{\perp}| \quad (2.18)$$

Die augenblickliche, komplexe Scheinleistung ist definiert durch

$$\underline{s} = \frac{3}{2} \underline{u} \underline{i}^* = p + j q$$

Das ist eine von der Norm abweichende Verwendung des Blindleistungsbegriffs. Der übliche, über Effektivwerte periodischer Funktionen definierte Leistungsbegriff, ist nur im Sonderfall für die Steuerung des Matrixumrichters mit sinusförmigen Größen anwendbar. Die Ursache für den Faktor $\frac{3}{2}$ in den Leistungsgleichungen ist die in Kapitel 2.3.1 gewählte, nicht leistungsinvariante Raumzeigertransformation.

2.5.2 Bezogene Leistungen

Um unabhängig von den eingepprägten GröÙen zu werden, werden Wirkleistung und Blindleistungen auf den augenblicklichen Betriebszustand

$$\tilde{S} = \frac{3}{2} \hat{u}_E \hat{i}_A$$

bezogen. Die GröÙe \tilde{S} wird aus der Spannung am Eingang und dem Strom am Ausgang gebildet und wird mit dem Begriff „Belastung“ am besten beschrieben. Die auf \tilde{S} bezogene Wirkleistung ist

$$\tilde{p} = \frac{p}{\tilde{S}} = \frac{\frac{3}{2} \hat{u}_A \hat{i}_A \cos \varphi_A}{\frac{3}{2} \hat{u}_E \hat{i}_A} = r \cos \varphi_A$$

wobei

$$r = \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E}$$

als „Spannungsaussteuerung“ bezeichnet wird und φ_A der Winkel zwischen Strom und Spannung am Ausgang ist. Die bezogene Blindleistung am Ausgang ist

$$\tilde{Q}_A = \frac{q_A}{\tilde{S}} \stackrel{(2.18)}{=} r \sin \varphi_A$$

Für die bezogene Blindleistung am Eingang gilt

$$\tilde{Q}_E = \frac{q_E}{\tilde{S}} \stackrel{(2.28)}{=} r \tan \varphi_E \cos \varphi_A \quad (2.19)$$

Die Aussteuerung der Blindkomponente des Eingangsstroms sei mit b bezeichnet:

$$b = \frac{|\hat{i}_{E\perp}|}{\hat{i}_A} = \frac{\frac{3}{2} \hat{u}_E |\hat{i}_{E\perp}|}{\frac{3}{2} \hat{u}_E \hat{i}_A} \stackrel{(2.18)}{=} \frac{q_E}{\tilde{S}} = \tilde{Q}_E \quad (2.20)$$

b hat demnach den selben Wert wie die bezogene Eingangsblindleistung.

2.6 Allgemeine Lösung der Transfergleichungen

2.6.1 Aufgabenstellung

Während des Betriebs des Umrichters müssen mit einem Steueralgorithmus für jede Modulationsperiode die Steuerfunktionen für die neun Schalter bzw. die Matrix T berechnet werden. Eine beliebig geartete Sollwertvorgabe ist gleichbedeutend mit der Vorgabe der gewünschten Eingangsströme und Ausgangsspannungen. Zusammen mit den eingepprägten Eingangsspannungen und den Ausgangsströmen ist die Soll-Kopplung implizit vorgegeben. Die Aufgabe eines Steueralgorithmus besteht darin, zu der implizit gegebenen Kopplung ein

geeignetes Mitsystem \underline{T}_m und Gegensystem \underline{T}_g zu finden, so dass die Transfergleichungen (2.12) und (2.14) erfüllt sind. Es wird zunächst eine allgemeine Lösung der Transfergleichungen erarbeitet, bei der Mit- und Gegensystem in Abhängigkeit der elektrischen Größen und zusätzlichen Freiheitsgraden dargestellt werden.

2.6.2 Herleitung

Die allgemeine Lösung wurde zusammen mit den Transfergleichungen erstmals in [16] angegeben und in [44] zur Analyse von Steueralgorithmien in anderer Darstellung wiederentdeckt. Die folgende Herleitung soll die Vollständigkeit der Lösung belegen.

Werden die Raumzeiger der elektrischen Größen in polarer Schreibweise

$$\begin{aligned}\bar{\underline{u}}_E &= \hat{u}_E e^{j\Phi_E} & \bar{\underline{u}}_A &= \hat{u}_A e^{j\Phi_A} \\ \bar{\underline{i}}_E &= \hat{i}_E e^{j(\Phi_E - \varphi_E)} & \bar{\underline{i}}_A &= \hat{i}_A e^{j(\Phi_A - \varphi_A)}\end{aligned}\quad (2.21)$$

in die Transfergleichungen (2.12) und (2.14) eingesetzt, so ergibt sich das Gleichungssystem

$$\frac{2}{3} \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} = \underline{T}_m e^{-j(\Phi_E + \Phi_A)} + \underline{T}_g^* e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} \quad (2.22)$$

$$\frac{2}{3} \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} = \underline{T}_m e^{-j(\Phi_E - \varphi_E + \Phi_A - \varphi_A)} + \underline{T}_g e^{j(\Phi_A - \varphi_A - \Phi_E + \varphi_E)} \quad (2.23)$$

Φ_E und Φ_A sind hierbei die Winkel der Spannungsraumzeiger am Eingang und am Ausgang zur reellen Achse der komplexen Ebene. φ_E und φ_A sind die Winkel zwischen Strom- und Spannungsraumzeiger am Eingang und am Ausgang. Der Ansatz

$$\underline{T}_m = \underline{X}_m e^{j(\Phi_E + \Phi_A)}, \quad \underline{T}_g = \underline{X}_g e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} \quad (2.24)$$

mit den zunächst unbestimmten komplexen Variablen \underline{X}_m und \underline{X}_g eliminiert einige Winkelabhängigkeiten im Gleichungssystem und führt damit zu einer Vereinfachung, ohne die Allgemeinheit einzuschränken:

$$\frac{2}{3} \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} = \underline{X}_m + \underline{X}_g^* \quad (2.25)$$

$$\frac{2}{3} \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} = \underline{X}_m e^{j(\varphi_E + \varphi_A)} + \underline{X}_g e^{j(\varphi_E - \varphi_A)} \quad (2.26)$$

Auflösen von (2.25) nach \underline{X}_g und Einsetzen in (2.26) führt auf die komplexe Gleichung

$$\frac{2}{3} \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} e^{-j\varphi_E} = 2j \Im \left\{ \underline{X}_m e^{j\varphi_A} \right\} + \frac{2}{3} \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} e^{-j\varphi_A} \quad (2.27)$$

Der reale Teil der Gleichung ist

$$\frac{3}{2} \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} \cos \varphi_E = \frac{3}{2} \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} \cos \varphi_A \quad (2.28)$$

und ist, weil er keine der Unbekannten \underline{X}_m oder \underline{X}_g enthält, eine Nebenbedingung an die Raumzeiger der Strom- und Spannungssysteme. Die Bedingung sagt aus, dass die Wirkleistung am Eingang und am Ausgang zu jedem Zeitpunkt gleich groß sein muss und wird von nun an „Leistungsbedingung“ genannt. Physikalisch bedeutet die Leistungsbedingung, dass die Schaltermatrix keinen Energiespeicher enthält.

Ersetzen von $\frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A}$ im imaginären Teil von (2.27) mit Hilfe der Leistungsbedingung (2.28) führt zu der reellen Gleichung

$$\Im \left\{ \underline{X}_m e^{j\varphi_A} \right\} = \frac{1}{3} r (\sin \varphi_A - \tan \varphi_E \cos \varphi_A) \stackrel{(2.19)}{=} \stackrel{(2.20)}{=} \frac{1}{3} r \sin \varphi_A - \frac{1}{3} b$$

Eine reelle Gleichung reicht nicht aus, um die komplexe Variable \underline{X}_m eindeutig zu bestimmen. Das Gleichungssystem ist nicht eindeutig lösbar. Da das Gleichungssystem für den Realteil des Ausdrucks $\left(\underline{X}_m e^{j\varphi_A} \right)$ keine Angabe macht, wird er als reeller Freiheitsgrad betrachtet. Für

$$\Re \left\{ \underline{X}_m e^{j\varphi_A} \right\} = \frac{1}{3} r \cos \varphi_A - \frac{1}{3} v, \quad v \in \mathbb{R}$$

ergibt sich für \underline{X}_m in Abhängigkeit von r und b und der freien Variable v :

$$\underline{X}_m = \frac{1}{3} \left(r - j b e^{-j\varphi_A} - v e^{-j\varphi_A} \right)$$

Ein alternativer Ansatz des Freiheitsgrades

$$\Re \left\{ \underline{X}_m e^{j\varphi_A} \right\} = \frac{1}{3} r \cos \varphi_A + \frac{1}{3} r \tan \varphi_E \sin \varphi_A - \frac{1}{3} v', \quad v' \in \mathbb{R}$$

führt zu einer Schreibweise für \underline{X}_m in Abhängigkeit von r und φ_E und der freien Variable v' :

$$\underline{X}_m = \frac{1}{3} r \left(1 - j \tan \varphi_E \right) - \frac{1}{3} v' e^{-j\varphi_A} = \frac{1}{3} \left(r \frac{e^{-j\varphi_E}}{\cos \varphi_E} - v' e^{-j\varphi_A} \right)$$

Der Vorteil der Schreibweise mit v' besteht darin, dass die beeinflussbaren Größen r und φ_E in dem Faktor $r \frac{e^{-j\varphi_E}}{\cos \varphi_E}$ zusammengefasst sind. v und v' sind alternativ verwendbare Repräsentanten des selben Freiheitsgrades, jedoch mit unterschiedlicher Skalierung. Es besteht in jedem Betriebspunkt des Matrixumrichters der Zusammenhang:

$$v = v' - r \tan \varphi_E \sin \varphi_A$$

Die allgemeine Lösung für \underline{X}_m ist gefunden. Über den Ansatz (2.24) ist \underline{T}_m bestimmt. Aus (2.25) ergibt sich \underline{X}_g und über den Ansatz (2.24) schließlich \underline{T}_g . Die allgemeine Lösung der Transfergleichungen lässt sich in zwei gleichwertigen Schreibweisen darstellen:

- In Abhängigkeit von r und b und v :

$$\begin{aligned}\underline{T}_m &= \frac{1}{3} \left(r - (v + jb) e^{-j\varphi_A} \right) e^{j(\Phi_E + \Phi_A)} \\ \underline{T}_g &= \frac{1}{3} \left(r + (v - jb) e^{j\varphi_A} \right) e^{j(\Phi_E - \Phi_A)}\end{aligned}\quad (2.29)$$

- In Abhängigkeit von r und φ_E und v' :

$$\begin{aligned}\underline{T}_m &= \frac{1}{3} \left(r \frac{e^{-j\varphi_E}}{\cos \varphi_E} - v' e^{-j\varphi_A} \right) e^{j(\Phi_E + \Phi_A)} \\ \underline{T}_g &= \frac{1}{3} \left(r \frac{e^{-j\varphi_E}}{\cos \varphi_E} + v' e^{j\varphi_A} \right) e^{j(\Phi_E - \Phi_A)}\end{aligned}\quad (2.30)$$

Bei der Herleitung wurden keine Einschränkungen gemacht. Die Lösung ist daher allgemeingültig und enthält einen reellen Freiheitsgrad, der durch die reellen Variable v bzw. v' repräsentiert wird.

2.6.3 Freiheitsgrade der Steuerraumzeiger

Über die Definition der symmetrischen Komponenten (2.13) ergeben sich die Steuerraumzeiger der allgemeinen Lösung der Transfergleichungen ebenfalls in zwei Schreibweisen:

- In Abhängigkeit von r und b und v :

$$\begin{aligned}\underline{T}_i &= \frac{2}{3} e^{j\Phi_E} \left(r \cos \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) - jb \cos \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} - \varphi_A \right) \right. \\ &\quad \left. - jv \sin \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} - \varphi_A \right) \right) + \underline{T}_0, \quad i = 1, 2, 3\end{aligned}$$

- In Abhängigkeit von r und φ_E und v' :

$$\begin{aligned}\underline{T}_i &= \frac{2}{3} e^{j\Phi_E} \left(r \frac{e^{-j\varphi_E}}{\cos \varphi_E} \cos \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right. \\ &\quad \left. - jv' \sin \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} - \varphi_A \right) \right) + \underline{T}_0, \quad i = 1, 2, 3\end{aligned}\quad (2.31)$$

Sie weisen den reellen Freiheitsgrad v' (oder v) und zusätzlich den komplexen Freiheitsgrad \underline{T}_0 (Nullsystem) auf. Das Nullsystem wirkt sich, (2.15) zufolge, lediglich auf die Nullkomponente des Ausgangsspannungssystems aus. Auf die mit Raumzeiger beschriebene Kopplung hat es keinen Einfluss, weil es nicht in den Transfergleichungen und daher auch nicht in ihrer allgemeinen Lösung vorkommt.

Um Steuerfunktionen für die Schalter gewinnen zu können, müssen für die Freiheitsgrade v' (oder v) und \underline{T}_0 sinnvolle Werte gefunden werden. Über (2.31) wird eines von vielen möglichen Dreibeinen herausgegriffen. Damit ist jedoch nicht sichergestellt, dass die Lösung gültig, d. h. umsetzbar ist. Ungünstige Werte für die Freiheitsgrade oder zu hohe Anforderungen an die Aussteuerungen r oder b oder an den Phasenwinkel am Eingang φ_E können dazu führen, dass das von den Steuerraumzeigern gebildete Dreibein nicht innerhalb der in Abschnitt 2.3.3 vorgegebenen Begrenzung zu liegen kommt und damit die Steuerfunktionen ihren vorgegebenen Wertebereich verlassen.

Die Aufgabe eines Steueralgorithmus ist es demnach, aus den im Allgemeinen unendlich vielen Lösungen des Kopplungsproblems für den augenblicklichen Betriebspunkt Werte für v' und \underline{T}_0 zu finden, die zu umsetzbaren Steuerfunktionen führen. Verschiedene Steueralgorithmen unterscheiden sich einzig in diesem Punkt: Die Freiheitsgrade v' und \underline{T}_0 nehmen für die gleichen Betriebspunkte andere Werte an, was sich unter anderem in mehr oder weniger weiten Steuerbereichen äußert.

2.6.4 Alternative Darstellung der allgemeinen Lösung der Transfergleichungen mit bezogenen Leistungen

Die Zerlegung des Terms mit dem Faktor r in der allgemeinen Lösung der Transfergleichungen (2.29) in Komponenten parallel und senkrecht zum eingepprägten Ausgangsstrom führt auf

$$\begin{aligned} \underline{T}_m &= \frac{1}{3} (r \cos \varphi_A + j r \sin \varphi_A - j b - v) e^{j(\Phi_E + \Phi_A - \varphi_A)} \\ \underline{T}_g &= \frac{1}{3} (r \cos \varphi_A - j r \sin \varphi_A - j b + v) e^{j(\Phi_E - \Phi_A + \varphi_A)} \end{aligned}$$

Mit den in Abschnitt 2.5.2 eingeführten Leistungsdefinitionen lassen sich die Gleichungen ausschließlich mit bezogenen Leistungen und den Winkeln der eingepprägten Größen schreiben:

$$\begin{aligned} \underline{T}_m &= \frac{1}{3} (\tilde{P} + j \tilde{Q}_A - j \tilde{Q}_E - v) e^{j(\Phi_E + \Phi_A - \varphi_A)} \\ \underline{T}_g &= \frac{1}{3} (\tilde{P} - j \tilde{Q}_A - j \tilde{Q}_E + v) e^{j(\Phi_E - \Phi_A + \varphi_A)} \end{aligned} \tag{2.32}$$

Der Zusammenhang zwischen den Neutraltermfaktoren v und v' erhält in der Schreibweise mit bezogenen Leistungen die Darstellung

$$v = v' - r \tan \varphi_E \sin \varphi_A = v' - \frac{\tilde{Q}_A \tilde{Q}_E}{\tilde{P}}$$

Die über (2.13) berechenbaren allgemeinen Steuerraumzeiger sind:

$$\begin{aligned} \underline{T}_i = e^{j\Phi_E} \frac{1}{3} \left((\tilde{P} - j\tilde{Q}_E) \cos \left(\Phi_A - \varphi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right. \\ \left. - (\tilde{Q}_A + jv) \sin \left(\Phi_A - \varphi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right) + \underline{T}_0, \quad i = 1, 2, 3 \end{aligned}$$

Die bezogenen Leistungen stellen Steuerfaktoren dar. Ihre Terme stehen senkrecht und parrallel zu den Raumzeigern der Eingangsspannung und des Ausgangstroms. Die Darstellung mit bezogenen Leistungen hat Vorzüge bei der Ermittlung von prinzipiellen Beschränkungen des Steuerbereichs.

2.7 Definition und Darstellung des Steuerbereichs

2.7.1 Definition des Steuerbereichs

Bei Zwischenkreisumrichtern kann auf einfache Weise angegeben werden, wie weit die Ausgangsgröße angesteuert werden kann. Als Beispiel diene ein Spannungszwischenkreisumrichter mit ausgangsseitiger Drehstrombrückenschaltung. Der Zwischenkreiskondensator dieses Umrichters habe die Spannung U_d . Die Spannungsaussteuerung erreicht dann im ungünstigsten Fall, d. h. bei ungünstigem Winkel des Spannungsraumzeigers, höchstens den Wert $\frac{|\underline{U}_{A,\max}|}{U_d} = \frac{1}{\sqrt{3}}$. Dieser Betriebsfall legt die Aussteuerungsgrenze für den Betrieb mit beliebigen Winkeln fest [50].

Beim Matrixumrichter gestaltet sich die Angabe einer Aussteuerungsgrenze komplizierter. Das macht es notwendig, den Begriff Aussteuerungsgrenze durch den Begriff „Steuerbereich“ zu ersetzen. Der Steuerbereich (control range) sei eine Funktion f_{cr} , deren Definitionsbereich durch die maximale Spannungsaussteuerung r_{\max} festgelegt ist und deren Wert den Betrag der erreichbaren Blindleistung am Eingang angibt. Die Steuerbereichsfunktion ist in Abhängigkeit der bezogenen Leistungen am Ausgang definiert. Sie gibt die Grenzen des Bereichs an, in dem ein Steueralgorithmus selbst bei ungünstigen Winkellagen der Raumzeiger der eingepprägten Größen umsetzbare Lösungen liefert:

$$f_{cr}(\tilde{P}, \tilde{Q}_A) = \tilde{Q}_{E,\max}(\tilde{P}, \tilde{Q}_A) \quad (2.33)$$

Die maximale Spannungsaussteuerung r_{\max} begrenzt den Definitionsbereich der Funktion in der \tilde{P} - \tilde{Q}_A -Ebene kreisförmig. Die Funktion f_{cr} ist bei allen bekannten Steueralgorithmen spiegelsymmetrisch zur $\tilde{P} = 0$ -Ebende, $\tilde{Q}_A = 0$ -Ebende und $\tilde{Q}_E = 0$ -Ebende und es gilt:

$$\tilde{Q}_{E,\min} = -\tilde{Q}_{E,\max}$$

2.7.2 Darstellung des Steuerbereichs

In den folgenden Kapiteln werden die Steuerbereiche verschiedener bekannter und neuer Steueralgorithmen hergeleitet und grafisch veranschaulicht. Der Steuerbereich wird durch die ihn begrenzende Oberfläche repräsentiert, die durch ein Gitter mit 50×50 Stützpunkten angedeutet wird. Die Koordinaten sind die bezogenen Leistungen \tilde{P} , \tilde{Q}_A und \tilde{Q}_E . Der Steuerbereich wird lediglich im ersten Oktanten gezeigt. Die Fortsetzung des Steuerbereichs in benachbarte Oktanten erfolgt durch Spiegelung an den Trennflächen der Oktanten. Punkte in der horizontalen $\tilde{Q}_E = 0$ -Ebene können entweder polar als (r, φ_A) -Paare oder kartesisch als (\tilde{P}, \tilde{Q}_A) -Paare abgelesen werden. Der Abstand nach oben zu der Oberfläche, die den Steuerbereich verkörpert, ist in diesem Punkt maximal erreichbare bezogene Eingangangsblindleistung $\tilde{Q}_{E,\max}$ (Abb. 2.9).

Die gewählte Darstellung des Steuerbereichs in Abhängigkeit der bezogenen Leistungen hat den Vorzug, dass sich die dargestellten Oberflächen oft aus einfachen geometrischen Flächen wie Ebenen und Zylindern zusammensetzen. Steuerbereiche sind auf den Seiten 41, 44, 46, 51, 55, 68 und 80 abgebildet.

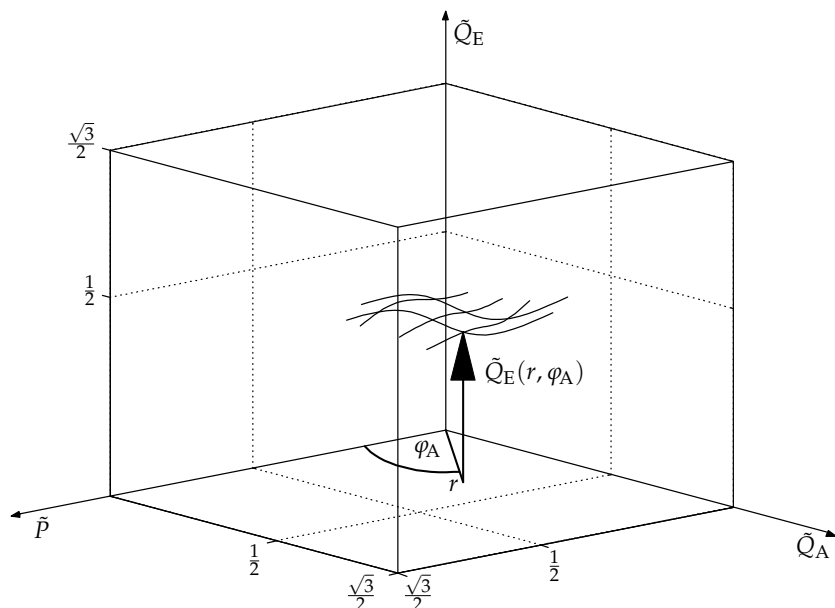


Abbildung 2.9: Prinzip der Darstellung von Steuerbereichen. Die Oberfläche, die den Steuerbereich begrenzt, wird als Gitter mit 50×50 Stützpunkten dargestellt. Die Koordinaten sind die bezogenen Leistungen \tilde{P} , \tilde{Q}_A und \tilde{Q}_E . Kartesische (\tilde{P}, \tilde{Q}_A) -Wertepaare sind polar mit der Spannungsaussteuerung r und dem Phasenwinkel am Ausgang φ_A beschreibbar. Die Oberfläche setzt sich an den Seitenflächen des Oktanten gespiegelt fort, aber wird dort zur Übersichtlichkeit nicht abgebildet.

3

Steuerbereiche bekannter Steueralgorithmen

3.1 Motivation

Es wurden in der Vergangenheit ein Vielzahl unterschiedlicher Steueralgorithmen für Matrixumrichter vorgeschlagen. In diesem Kapitel werden die wichtigsten dieser Steueralgorithmen vorgestellt und die Gleichungen, die ihre charakteristischen Eigenschaften beschreiben, in einer einheitlichen Nomenklatur dargeboten. Auf diese Weise lassen sich erstmals die Steuerbereiche der Algorithmen ermitteln und miteinander vergleichen.

Das Kernstück der mathematischen Beschreibung ist die im Abschnitt 2.6.2 gewonnene allgemeine Lösung der Transfergleichungen. Da sie alle Möglichkeiten der Steuerung der Schaltermatrix beschreibt, liegt der Schlüssel zum Verständnis der Steueralgorithmen in der Betrachtung ihrer Freiheitsgrade.

3.2 Steueralgorithmen ohne Nullsystem

3.2.1 SSFC- und UFC-Steuerung

Begriffe

Die Anfänge der Steueralgorithmen für den Matrixumrichter liegen bei Gyugyi und Pelly [2]. Sie führen zwar das Prinzip des abschaltbaren Schalters ein, behalten jedoch die niedrige Schaltfrequenz des netzgeführten Direktumrichters bei. Hochfrequentes Schalten wird zu diesem Zeitpunkt mangels technischer Mach-

barkeit nicht untersucht. Die gewünschte Frequenz f_A der Ausgangsspannung wird durch Verändern der Schaltfrequenz um die Ausgangsfrequenz erreicht. Es gibt hierfür zwei Möglichkeiten, die von Gyugyi und Pelly mit den Begriffen „Unrestricted Frequency Changer“ (UFC) und „Slow Switching Frequency Changer“ (SSFC) versehen wurden:

$$f_S = f_E + f_A \quad \text{für UFC}, \quad f_S = f_E - f_A \quad \text{für SSFC} \quad (3.1)$$

Bei der von Gyugyi und Pelly betrachteten äußerst niedrigen Schaltrate stellt sich heraus, dass bei SSFC-Steuerung die Anteile in der Ausgangsspannung mit nicht erwünschten Frequenzen im Bereich der Nutzfrequenz liegen oder gar Gleichanteile bilden können. Der Anwendungsbereich ist deshalb auf niedrige Ausgangsfrequenzen beschränkt. Bei höheren Frequenzen, etwa in der Höhe der Eingangsfrequenz, führt die Differenzbildung in (3.1) zu einer sehr niedrigen Schaltfrequenz, die inakzeptable Zeitverläufe der Ausgangsspannung verursacht. Diese Eigenschaft gibt der SSFC-Steuerung ihren Namen. Bei der UFC-Steuerung werden die Schalter mit der relativ hohen Frequenz $f_E + f_A$ betätigt, weshalb die unerwünschten Anteile bei höheren Frequenzen als der Ausgangsfrequenz liegen. Es besteht keine modulationsbedingte Einschränkung des Anwendungsbereichs („unrestricted“).

SSFC- und UFC-Steuerung bei hohen Schaltraten

Beim Übergang zu hohen Schaltraten kann das Prinzip der Steuerungen übernommen werden. Die rechteckförmigen Leitfunktionen werden durch sinusförmige Steuerfunktionen gleicher Frequenz ersetzt. Bei der jetzt idealisierten Betrachtung fallen die Signalanteile mit unerwünschten Frequenzen weg.

Die UFC- und die SSFC-Steuerung können, wie alle Steueralgorithmen, mit der allgemeinen Lösung der Transfergleichungen beschrieben werden. Das Einsetzen harmonischer Schwingungen

$$\Phi_E = 2\pi f_E n T_M + \Phi'_E, \quad \Phi_A = 2\pi f_A n T_M + \Phi'_A, \quad n \in \mathbb{N}$$

in die allgemeine Lösung der Transfergleichungen (2.30) zeigt, dass sich Mit- und Gegensystem mit unterschiedlichen Frequenzen drehen.

Aufgrund der Gegebenheit, dass die Steuerfunktionen nach Gyugyi und Pelly periodische Funktionen einer einzigen Frequenz darstellen, verschwindet jeweils eines der beiden Systeme:

$$\underline{T}_g = 0 \quad \text{für UFC} \quad \text{oder} \quad \underline{T}_m = 0 \quad \text{für SSFC}$$

Durch jeweiliges Auswerten der realen und imaginären Gleichung ergeben sich für den Neutraltermfaktor und den Winkel zwischen Spannung und Strom am Eingang:

$$\begin{aligned} v' &= -\frac{r}{\cos \varphi_A}, & \varphi_E &= -\varphi_A \quad \text{für UFC}, \\ v' &= \frac{r}{\cos \varphi_A}, & \varphi_E &= \varphi_A \quad \text{für SSFC} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Dass der Phasenwinkel φ_A des Ausgangs positiv (SSFC) oder negativ (UFC) auf den Eingang abgebildet wird, ist eine prinzipielle Eigenschaft dieser Art der Steuerung und deckt sich mit den Angaben von Gyugyi und Pelly über die Steuerung mit niedriger Schaltrate. Die Eingangsblindleistung ist mit alleiniger Anwendung der UFC- oder SSFC-Steuerung nicht steuerbar.

Das Einsetzen von v' aus (3.2) in das jeweilige Mit- oder Gegensystem führt auf die komplette Steuervorschrift:

$$\begin{aligned} \underline{T}_m &= \frac{2}{3} r e^{j(\Phi_E + \Phi_A)}, & \underline{T}_g &= 0 & \text{für UFC,} \\ \underline{T}_m &= 0, & \underline{T}_g &= \frac{2}{3} r e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} & \text{für SSFC} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Steuerbereich

Für die Ermittlung des Steuerbereichs wird die begrenzende Situation, der „worst case“, betrachtet: Das Dreibein der Stellraumzeiger spannt, weil Mit- oder Gegensystem verschwindet, ein gleichseitiges Dreieck auf, welches im allgemeinen Fall in jeder Winkellage in das gleichseitige Begrenzungsdreieck hinein passen muss. Ist das Nullsystem gleich null, so steht für die Länge der Beine die maximale Länge von $\frac{1}{3}$ zur Verfügung (Abb. 3.1). Die Spannungsaussteuerung kann daher höchstens zu $\frac{1}{2}$ gewählt werden:

$$|\underline{T}_j| \stackrel{(2.13)}{=} \left| \underline{a}^{1-i} \underline{T}_m + \underline{a}^{i-1} \underline{T}_g + \underline{T}_0 \right| = \left| \frac{2}{3} r e^{j\alpha} \right| \stackrel{!}{\leq} \frac{1}{3} \longrightarrow r_{\max} = \frac{1}{2}, \quad \alpha \in \mathbb{R}$$

Der Steuerbereich ergibt sich aus $\varphi_E = \pm \varphi_A$: Aus der Leistungsbedingung (2.28) folgt $\frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} = \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E}$ und damit

$$\tilde{Q}_E = \frac{q_E}{\tilde{S}} = \frac{\frac{3}{2} \hat{u}_E \hat{i}_E \sin \varphi_E}{\frac{3}{2} \hat{u}_E \hat{i}_A} = \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} \sin \varphi_E \stackrel{!}{=} \pm \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} \sin \varphi_A = \begin{cases} \tilde{Q}_A & \text{für SSFC} \\ -\tilde{Q}_A & \text{für UFC} \end{cases}$$

Der Begriff „Steuerbereich“ ist an dieser Stelle irreführend, denn die bezogene Eingangsblindleistung \tilde{Q}_E kann nicht gesteuert werden, sondern ist durch die Ausgangsblindleistung festgelegt. Abbildung 3.2 zeigt demnach die tatsächliche bezogene Eingangsblindleistung als schräg liegende, ellipsenförmige Fläche, von der nur ein Viertel zu sehen ist.

3.2.2 Berechnen von Steuerfunktionen aus \underline{T}_m und \underline{T}_g

Am Beispiel der SSFC- und UFC-Steuerung bietet es sich an, zwei prinzipiell unterschiedliche Möglichkeiten zu demonstrieren, wie bei gegebenem Mit- und Gegensystem die Steuerfunktionen und daraus die Schaltzustände mit Zeitgewichten erhalten werden.

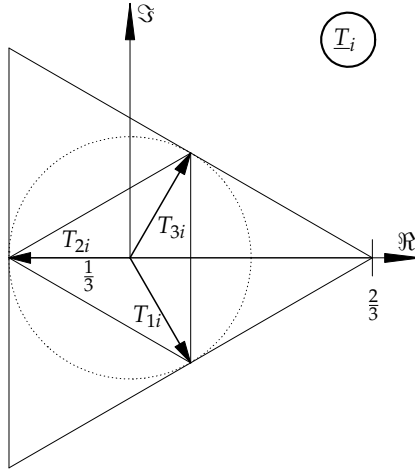


Abbildung 3.1: Begrenzende Situation bei UFC- oder SSFC-Steuerung. Durch die für diese Steuerung typische Form des Dreiecks sind in dieser Lage die Stellraumzeiger auf die Länge $\frac{1}{3}$ beschränkt.

Ein Blick in Tab. 2.1 auf Seite 24 zeigt, dass die SSFC-Steuerung und die UFC-Steuerung mit den „direkten“ Schaltzuständen starke Gemeinsamkeiten aufweist. Entweder das Mit- oder das Gegensystem der direkten Schaltzustände ist gleich null – genau so, wie das die SSFC- bzw. die UFC-Steuerung vorschreibt. Diese Erkenntnis eröffnet die Möglichkeit, die Modulationsperiode aus drei direkten Schaltzuständen aufbauen zu können: Es sei

$$\delta_{xyz} = \frac{1}{T_M} \Delta_{xyz} \quad (3.4)$$

der Anteil des Zustands xyz an der Modulationsperiode T_M . Die Rechnung ist für die UFC- und die SSFC-Steuerung identisch und wird hier für die SSFC-Steuerung durchgeführt:

Vorgegeben seien die Spannungsaussteuerung r und der Winkel der gewünschten Ausgangsspannung Φ_A . Der Winkel der Eingangsspannung Φ_E sei z. B. durch Messung bekannt. Das Gegensystem nach (3.3) stellt den Sollzustand dar, der mit geeigneten Schaltzuständen erreicht werden soll:

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} r e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} &= \delta_{123} \underline{H}_{g,123} + \delta_{231} \underline{H}_{g,231} + \delta_{312} \underline{H}_{g,312} \\ &= \frac{2}{3} \left(\delta_{123} + \delta_{231} \underline{a} + \delta_{312} \underline{a}^2 \right) \end{aligned}$$

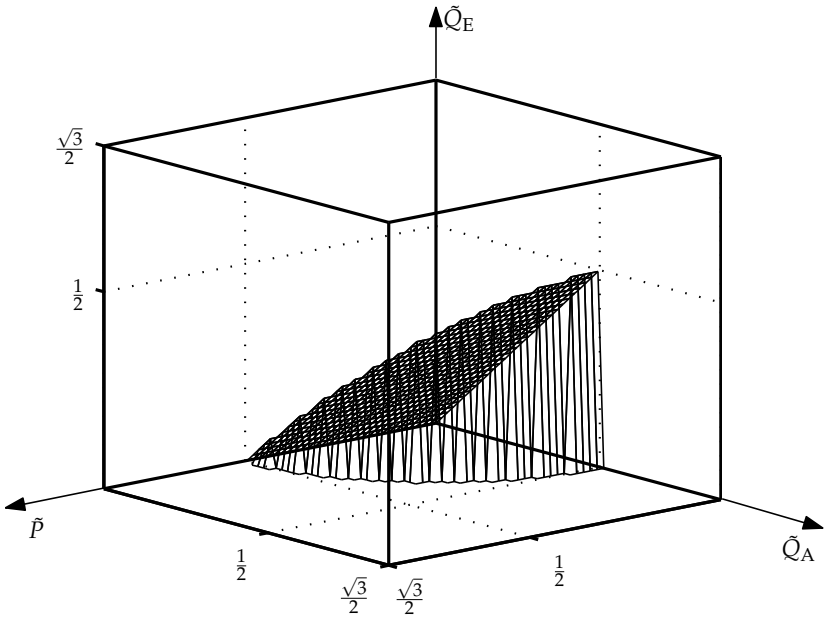


Abbildung 3.2: Betrag der Eingangsblindleistung bei alleiniger UFC- oder SSFC-Steuerung.

Die Modulationsperiode setzt sich vollständig aus drei Anteilen zusammen:

$$\delta_{123} + \delta_{231} + \delta_{312} = 1$$

Die Gleichungen lassen sich für die einzelnen Anteile eindeutig lösen:

$$\begin{aligned} \delta_{123} &= \frac{1}{3} + \frac{2}{3} r \cos(\Phi_E - \Phi_A) \\ \delta_{231} &= \frac{1}{3} + \frac{2}{3} r \cos\left(\Phi_E - \Phi_A + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \delta_{312} &= \frac{1}{3} + \frac{2}{3} r \cos\left(\Phi_E - \Phi_A + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

Die Transformatrix ist

$$T = \delta_{123} \mathbf{H}_{123} + \delta_{231} \mathbf{H}_{231} + \delta_{312} \mathbf{H}_{312}$$

womit für jeden Schalter der Schaltermatrix eine Steuerfunktion vorliegt.

Die soeben demonstrierte Suche nach geeigneten Schaltzuständen und das Aufstellen eines Gleichungssystems für Mit- und Gegensystem ist die eine mögliche Vorgehensweise. Die andere Vorgehensweise ist, die Transfermatrix T mit Hilfe der Definition der symmetrischen Komponenten (2.13) und der Steuerraumzeiger (2.9) zu berechnen. Hierfür ist die Angabe eines Nullsystems notwendig, was bei komplizierteren Steuerungsverfahren Probleme bereiten kann. In dem hier gewählten Beispiel genügt es $\underline{T}_0 = 0$ zu setzen und es ergeben sich dieselbe Transfermatrix und dieselben Steuerfunktionen:

$$\begin{aligned} T_{ki} &\stackrel{(2.9)}{=} \frac{1}{3} + \Re\left\{\underline{a}^{1-k} \underline{T}_i\right\} \stackrel{(2.13)}{=} \frac{1}{3} + \Re\left\{\underline{a}^{1-k} \underline{a}^{i-1} \underline{T}_g\right\} \\ &= \frac{1}{3} + \Re\left\{\underline{a}^{i-k} \underline{T}_g\right\} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} r \cos\left(\Phi_E - \Phi_A + (i-k) \frac{2\pi}{3}\right) \\ & \qquad \qquad \qquad k = 1, 2, 3, \quad i = 1, 2, 3 \end{aligned}$$

3.2.3 Kombinieren von SSFC- und UFC-Steuerung nach Alesina und Venturini 1980

Die UFC- und die SSFC-Steuerung haben den Nachteil, dass der Betrag der Eingangsblindleistung nicht gesteuert werden kann, sondern immer gleich dem Betrag der Ausgangsblindleistung ist. Die entgegengesetzten Eigenschaften der beiden Steuerungen bezüglich des Vorzeichens der Eingangsblindleistung bieten an, SSFC und UFC gleichzeitig zu nutzen und entsprechend zu gewichten.

Der erste Vorschlag einer derartigen Steuerung stammt von Alesina und Venturini und beruht auf der Aufteilung der Modulationsperiode auf SSFC- und UFC-Terme [12–14]. Da der Phasenwinkel am Ausgang von der SSFC-Steuerung positiv und von der UFC-Steuerung negativ auf den Eingang übertragen wird, kann durch Mischung der beiden Steuerungen der Phasenwinkel am Eingang und damit die Eingangsblindleistung gesteuert werden. Hierzu werden die SSFC-Terme mit dem Faktor x und die UFC-Terme mit $1 - x$ gewichtet:

$$\underline{T}_m = (1 - x) \frac{2}{3} r e^{j(\Phi_E + \Phi_A)}, \quad \underline{T}_g = x \frac{2}{3} r e^{j(\Phi_E - \Phi_A)}, \quad x \in \mathbb{R} \quad (3.5)$$

Der Vergleich mit der allgemeinen Lösung der Transfergleichungen (2.30) ergibt

$$v' = r \frac{\tan \varphi_E}{\sin \varphi_A}, \quad x = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A}\right) \quad (3.6)$$

Einsetzen in den Ansatz (3.5) ergibt die Steuervorschrift:

$$\underline{T}_m = \frac{1}{3} \left(1 - \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A}\right) r e^{j(\Phi_E + \Phi_A)}, \quad \underline{T}_g = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A}\right) r e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} \quad (3.7)$$

Das Nullsystem wird bei diesem frühen Vorschlag von Alesina und Venturini zu null gesetzt. Die Begrenzung ergibt sich aus einer Situation, in der sowohl das Mit- als auch das Gegensystem den ungünstigen Winkel $\frac{\pi}{3}$ annehmen. Die Begrenzung der Länge des ersten Steuerraumzeigers

$$\begin{aligned} |\underline{T}_1| &\stackrel{(2.13)}{=} |\underline{T}_m| + |\underline{T}_g| = \left| \frac{1}{3} r \left(1 - \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right) \right| + \left| \frac{1}{3} r \left(1 + \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right) \right| \\ &= \begin{cases} -\frac{2}{3} r \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} & \text{für } \varphi_E < -\varphi_A \\ \frac{2}{3} r & \text{für } -\varphi_A \leq \varphi_E \leq \varphi_A \\ \frac{2}{3} r \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} & \text{für } \varphi_E > \varphi_A \end{cases} \end{aligned}$$

auf $\frac{1}{3}$ führt auf die Begrenzung der Spannungsaussteuerung auf $r_{\max} \leq \frac{1}{2}$ und

$$\pm \tan \varphi_E \leq \frac{1}{2r} \tan \varphi_A$$

Mit $\tan \varphi_E = \frac{\dot{Q}_E}{\dot{P}}$ und $\tan \varphi_A = \frac{\dot{Q}_A}{\dot{P}}$ (vgl. Abschnitt 2.5.2) ergibt sich der in Abb. 3.3 gezeigte Steuerbereich in bezogenen Leistungen:

$$|\tilde{Q}_{E,\max}| = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{\frac{\dot{P}^2}{\dot{Q}_A^2} + 1}} \quad (3.8)$$

Entgegen der Annahme von Alesina und Venturini [13] ist der Phasenwinkel am Eingang nicht auf den Bereich von $-\varphi_A$ bis φ_A beschränkt (Steuerbereich in Abb. 3.2), sondern kann bei genügend kleiner Spannungsaussteuerung alle Werte zwischen $-\frac{\pi}{2}$ und $\frac{\pi}{2}$ annehmen.

3.2.4 Kombinieren von SSFC- und UFC-Steuerung nach Braun und Hasse 1983

Ein erweiterter Ansatz wurde etwas später von Braun und Hasse vorgestellt [15,16]. Es werden wie bei Venturini und Alesina die SSFC- und UFC-Steuerung vereinigt. Statt einer linearen Gewichtung wie in (3.5) findet eine komplexe Erweiterung statt. Der spannungsbildende r -Term wird zu gleichen Teilen dem SSFC- und dem UFC-Term zugeschlagen und mit den Termen \underline{x} und \underline{y} komplex erweitert:

$$\begin{aligned} \underline{T}_m &= \frac{1}{3} (r - \underline{x}) e^{j(\Phi_E + \Phi_A)} \\ \underline{T}_g &= \frac{1}{3} (r + \underline{y}) e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} \end{aligned} \quad \underline{x}, \underline{y} \in \mathbb{C}$$

Der Vergleich mit (3.7) zeigt, dass dies eine Verallgemeinerung der Steuervorschrift von Venturini und Alesina darstellt. Die Transfergleichungen (2.12) und (2.14) werden für

$$\underline{x} = \underline{y}^* = (v + jb) e^{-j\varphi_A}$$

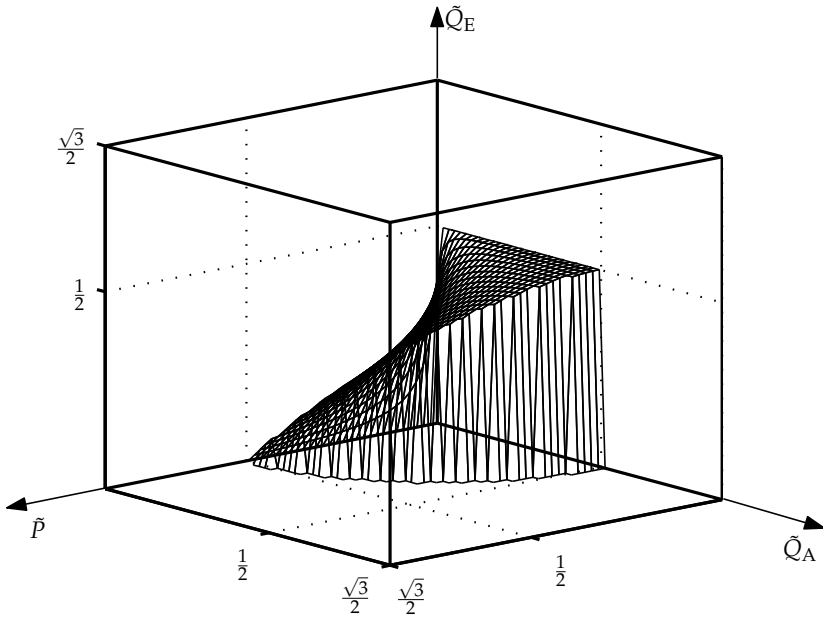


Abbildung 3.3: Steuerbereich der UFC / SSFC - Steuerung nach Alesina und Venturini 1980 [13].

eingehalten. Auf diese Weise ergibt sich die ursprüngliche Formulierung (2.29) der allgemeinen Lösung der Transferegleichungen [15]. An Stelle des Phasenwinkels φ_E am Eingang steht bei dieser Formulierung die Blindstromaussteuerung b . Bei Kompensationsaufgaben, bei denen der zur Eingangsspannung orthogonale Strom als Sollwert vorgegeben wird, bietet diese Formulierung Vorteile, da nicht erst die Wirkleistung und daraus der Winkel φ_E errechnet werden muss. Wie bereits im Abschnitt 2.6.2 gezeigt wurde, handelt es sich um eine gleichwertige Variante der mathematischen Schreibweise.

Das Nullsystem wird bei Braun nicht verwendet und ist somit $T_0 = 0$. Zur Bestimmung des Steuerbereichs kann deshalb die oben angesprochene Strategie wiederholt werden: Die Beträge der Stellraumzeiger müssen für beliebige Winkel der Mit- und Gegensystemzeiger, also auch bei Parallelität, kleiner $\frac{1}{3}$ sein:

$$|T_i| \stackrel{(2.13)}{=} \left| \underline{a}^{1-i} T_m + \underline{a}^{i-1} T_g + T_0 \right| \stackrel{\substack{T_0=0, \\ (\star) \parallel (\star)}}{=} |T_m| + |T_g| \leq \frac{1}{3} \quad (3.9)$$

Die maximale Spannungsaussteuerung wird bei betragsmäßig begrenzten \underline{T}_m - und \underline{T}_g -Zeigern für $b = 0$ und $v = 0$ erreicht:

$$r_{\max} \stackrel{(2.22)}{=} \frac{3}{2} \left(\underline{T}_m e^{-j(\Phi_E + \Phi_A)} + \underline{T}_g^* e^{j(\Phi_E - \Phi_A)} \right) \stackrel{v=0, b=0}{=} \frac{3}{2} \left(\left| \underline{T}_m \right| + \left| \underline{T}_g \right| \right) \stackrel{(3.9)}{=} \frac{1}{2}$$

Auf die gleiche Weise wie die Spannungsaussteuerung ist die Stromaussteuerung begrenzt. Der auf den Ausgangsstrom bezogene Eingangsstrom wird maximal für parallele Zeiger, aus denen er zusammengesetzt ist. Die parallelen Zeiger sind wiederum durch (3.9) begrenzt:

$$\begin{aligned} \left| \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} \right|_{\max} & \stackrel{(2.14)}{=} \frac{3}{2} \left| \underline{T}_m e^{-j(\Phi_A - \varphi_A)} + \underline{T}_g e^{j(\Phi_A - \varphi_A)} \right| \\ & \stackrel{(*) \parallel (*)}{=} \frac{3}{2} \left(\left| \underline{T}_m \right| + \left| \underline{T}_g \right| \right) \stackrel{(3.9)}{=} \frac{1}{2} \\ & \longrightarrow \frac{1}{2} = \left| \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} \right|_{\max} = \sqrt{\left(\frac{\hat{i}_{E\parallel\max}}{\hat{i}_A} \right)^2 + \left(\frac{\hat{i}_{E\perp\max}}{\hat{i}_A} \right)^2} = \sqrt{\tilde{p}^2 + \tilde{Q}_E^2} \\ & \longrightarrow \tilde{Q}_{E,\max} = \frac{1}{2} \sqrt{1 - 4\tilde{p}^2} \end{aligned}$$

Der Steuerbereich ist in Abb. 3.4 dargestellt. Dies ist der maximal erreichbare Steuerbereich des Matrixumrichters, wenn das Nullsystem zu null gesetzt ist. Für die Ermittlung des Steuerbereichs wurde der Neutraltermfaktor v nicht eingeschränkt.

Steueralgorithmen ohne Nullsystem ($\underline{T}_0 = 0$) zeichnen sich dadurch aus, dass die Spannungsaussteuerung r auf $\frac{1}{2}$ begrenzt ist. Dafür hat das kurzzeitig gemittelte Ausgangssystem keine gleichphasigen Anteile, da die Nullkomponente der Ausgangsspannung aufgrund (2.15) verschwindet.

3.3 Steueralgorithmen mit Nullsystem

3.3.1 Erweiterung des Steuerbereichs der UFC/SSFC-Steuerung

Die Einschränkung der Spannungsaussteuerung auf $r \leq \frac{1}{2}$ führt zu einer schlechten Ausnutzung der Schalter. Die Schalter müssen auf die volle Eingangsspannung und den vollen Ausgangsstrom dimensioniert werden, obwohl jeweils nur die Hälfte transferiert wird. Es wurden daher sehr bald Vorschläge gemacht, wie die Spannungsaussteuerung durch Hinzunahme eines Nullsystems erhöht werden kann [17].

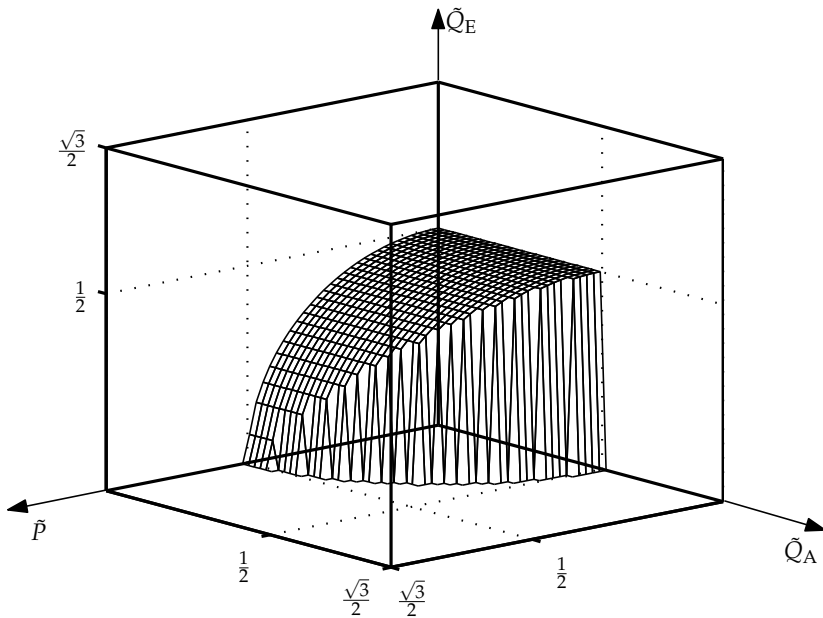


Abbildung 3.4: Steuerbereich der Steuerung nach Braun [16].

Ein von Null verschiedenes Nullsystem hat nach (2.15) eine von Null verschiedene Nullkomponente in der Ausgangsspannung zu Folge. Wie bereits erwähnt, hat dies bei dreiphasig angeschlossener Last am Ausgang keine Auswirkung auf den Ausgangsstrom, weil sich ohne vierten Leiter keine Nullkomponente im Strom ausbilden kann. Einer Steuervorschrift kann daher willkürlich ein Nullsystem hinzugefügt werden. Von dieser Eigenschaft kann Gebrauch gemacht werden, wenn sich dadurch Vorteile z. B. in Bezug auf den Steuerbereich ergeben.

Der in Abb. 3.5 gezeigte „Kanal“, der aus der jeweils kleinsten positiven und größten negativen verfügbaren Eingangsspannung besteht, kann durch Addition einer gleichphasigen Hilfsschwingung dreifacher Eingangsfrequenz um den Faktor $\frac{3}{2}$ aufgeweitet werden:

$$u_{Ek} = \hat{u}_E \left(\cos \left(\Phi_E - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{4} \cos 3\Phi_E \right)$$

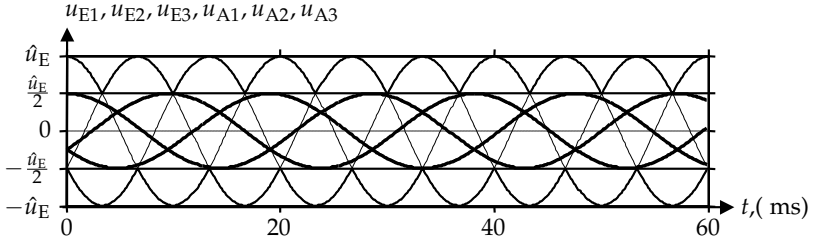


Abbildung 3.5: Der für die Steuerung ohne Nullsystem verfügbarer Spannungsbereich. Ein Steueralgorithmus, der keine gleichphasigen Ausgangsspannungen zulässt, indem er $T_0 = 0$ setzt, ist auf den Bereich $-\frac{\hat{u}_E}{2} \leq u_{Ai} \leq \frac{\hat{u}_E}{2}$ beschränkt. Es sind die Zeitverläufe eines symmetrischen 50 Hz-Eingangsspannungssystems mit der Amplitude \hat{u}_E und eines symmetrischen Ausgangsspannungssystems niedrigerer Frequenz, dessen Amplitude auf $\frac{\hat{u}_E}{2}$ begrenzt ist, abgebildet.

Auf dieselbe Weise kann das System der Ausgangsspannungen mit einer Hilfschwingung dreifacher Ausgangsfrequenz um den Faktor $\frac{\sqrt{3}}{2}$ verengt werden, was bei Wechselrichtern unter dem Begriff „Supersinus“-Modulation bekannt ist.

$$u_{Ai} = \hat{u}_A \left(\cos \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{6} \cos 3\Phi_A \right)$$

Beide Effekte zusammen genommen, führen zu mehr Spielraum zur Unterbringung des Ausgangssystems im Kanal des Eingangsspannungssystems und erhöht die verfügbare Spannungsaussteuerung auf

$$r_{\max} = \frac{1}{2} \frac{1}{\frac{\sqrt{3}}{2}} \frac{3}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Das Zusammenwirken der beiden Effekte ist in Abb. 3.6 dargestellt. Die Schwingungen dreifacher Frequenz werden beide dem Ausgangsspannungssystem zugefügt. Die Gleichphasigkeit führt dazu, dass der Raumzeiger der Ausgangsspannungen unverändert bleibt und die Nullkomponente, statt bisher gleich null gesetzt, jetzt die Funktion

$$u_{A0} = -\frac{1}{6} \hat{u}_A \cos 3\Phi_A + \frac{1}{4} \hat{u}_E \cos 3\Phi_E \quad (3.10)$$

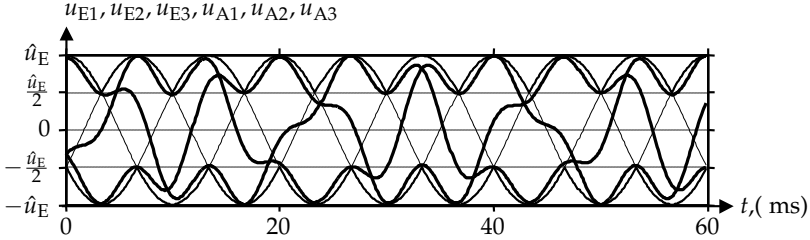


Abbildung 3.6: Beispiel für Spannungsverläufe bei Steuerung mit Nullsystem. Dem Ausgangssystem sind die gleichphasigen Anteile (3.10) hinzugefügt. Dadurch erhöht sich die verfügbare Amplitude der Leiterspannungen am Ausgang um den Faktor $\sqrt{3}$ gegenüber dem Fall in Abb. 3.5. Der verfügbare Spielraum wird besser ausgenutzt.

annimmt. Das zu dieser Nullkomponente gehörende Nullsystem hat allgemein die Form (vgl. (2.15))

$$\underline{T}_0 = \frac{2}{3} e^{j\Phi_E} \left(-\frac{1}{6} r \cos 3\Phi_A + \frac{1}{4} \cos 3\Phi_E + j y \right), \quad y \in \mathbb{R} \quad (3.11)$$

Für die Steuerung mit kombinierten UFC- und SSFC-Termen wird von Alesina und Venturini in [18] und [51] eine Lösung für y gefunden, die entgegen der Trivialsolution $y = 0$ die Steuerbarkeit der Eingangsblindleistung gewährleistet. Der Lösungsweg wird im Folgenden kurz dargestellt: Für den zu bestimmen Faktor y wird von Alesina und Venturini eine Schwingung mit dreifacher Eingangsfrequenz angesetzt:

$$y = y' \sin 3\Phi_E, \quad y' \in \mathbb{R}$$

Es wird zunächst der Spezialfall $r = r_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ und $\varphi_E = 0$ betrachtet. Die Stellraumzeiger nehmen damit diese Form an:

$$\begin{aligned} \underline{T}_i = \frac{2}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} e^{j\Phi_E} \left(\underbrace{\cos \left(\Phi_A + (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{6} \cos 3\Phi_A}_{(*)} \right) \\ + \frac{2}{3} e^{j\Phi_E} \left(\frac{1}{4} \cos 3\Phi_E + j y' \sin 3\Phi_E \right) \end{aligned}$$

Da (*) höchstens den Betrag $\frac{\sqrt{3}}{2}$ annimmt und wird er durch diese Zahl ersetzt:

$$\underline{T}'_i = e^{j\Phi_E} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{6} \cos 3\Phi_E + j \frac{2}{3} y' \sin 3\Phi_E \right)$$

Damit die Steuerfunktionen ihren Wertebereich nicht verlassen, muss die Bedingung

$$T'_{ki} \stackrel{(2.9)}{=} \Re \left\{ \underline{a}^{1-k} \underline{T}'_i \right\} + \frac{1}{3} \geq 0$$

eingehalten werden. y' wird bestimmt, indem davon ausgegangen wird, dass der gewählte Spezialfall eine Extremsituation darstellt und der gesuchte Wert für y' derjenige ist, bei dem das Minimum von $T_{ki}(\varphi_E)$ maximal in Bezug auf y' ist. Das Vorgehen nach [18] liefert den Wert $y' = -\frac{1}{3}$. Einsetzen des Wertes in (3.11) führt auf das Nullsystem für $\varphi_E = 0$:

$$\underline{T}_0 = \frac{2}{3} e^{j\Phi_E} \left(-\frac{1}{6} \cos 3\Phi_A - \frac{1}{12} \cos 3\Phi_E + \frac{1}{3} e^{-j3\Phi_E} \right) \quad (3.12)$$

Für $\varphi_E \neq 0$ wird von Alesina und Venturini kein Nullsystem angegeben. Das Nullsystem wird in [18] deshalb nur auf den Teil der Steuervorschrift angewendet, der keine Eingangsblindleistung erzeugt, also zu gleichen Teilen aus UFC und SSFC-Termen besteht (vgl. (3.7)):

$$\begin{aligned} \underline{T}_0 &= \frac{2}{3} r e^{j\Phi_E} \left(1 - \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| \right) \\ &\cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \left[-\frac{1}{6} \cos 3\Phi_A + \operatorname{sgn} \left(1 - \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| \right) \left(-\frac{1}{12} \cos 3\Phi_E + \frac{1}{3} e^{-j3\Phi_E} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

Die vollständige Steuervorschrift besteht aus diesem Nullsystem und dem Mit- und Gegensystem in (3.7). Hieraus gewonnene Steuerraumzeiger setzen sich aus dem Teil für den das Nullsystem bestimmt wurde (mit dem Faktor $\left(1 - \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| \right)$) und einem Teil mit entweder UFC- oder SSFC-Steuerung (Faktor $\left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right|$) zusammen:

$$\begin{aligned} \underline{T}_i &\stackrel{(2.13)}{=} \underline{a}^{1-i} \underline{T}_m + \underline{a}^{i-1} \underline{T}_g + \underline{T}_0 \stackrel{(3.13)}{=} \frac{2}{3} r e^{j\Phi_E} \left(1 - \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| \right) \\ &\cdot \left[\cos \left(\Phi_A + (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{2}{\sqrt{3}} \left(-\frac{1}{6} \cos 3\Phi_A \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \operatorname{sgn} \left(1 - \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| \right) \left(-\frac{1}{12} \cos 3\Phi_E + \frac{1}{3} e^{-j3\Phi_E} \right) \right) \right] \\ &\quad + \frac{2}{3} r \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| e^{j \left(\Phi_E - \operatorname{sgn} \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \left(\Phi_A + (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right)} \end{aligned}$$

Aus (3.12) kann eine Bedingung für den Steuerbereich entwickelt werden. Aufgrund der Tatsache, dass der Teil mit Nullsystem um den Faktor $\frac{1}{\sqrt{3}}$ „platzsparender“ ist als der übrige, ergibt sich die Formel

$$\begin{aligned} \min T_{ki} &\stackrel{(2.9)}{=} \min \left(\Re \left\{ \underline{a}^{1-k} \underline{T}_i \right\} + \frac{1}{3} \right) \\ &= -\frac{2}{3\sqrt{3}} r \left| 1 - \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| \right| - \frac{2}{3} r \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| + \frac{1}{3} \geq 0 \\ &\rightarrow \frac{2}{\sqrt{3}} r \left| 1 - \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| \right| + 2r \left| \frac{\tan \varphi_E}{\tan \varphi_A} \right| \leq 1 \end{aligned}$$

Der Steuerbereich mit bezogenen Leistungen ist mit

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\tilde{P}^2 + \tilde{Q}_A^2} \left| 1 - \left| \frac{\tilde{Q}_E}{\tilde{Q}_A} \right| \right| + 2r \left| \frac{\tilde{Q}_E}{\tilde{Q}_A} \right| \leq 1$$

implizit beschrieben. Er ist in Abb. 3.7 dargestellt. Auffällig ist, dass der Steuerbereich bei kleiner bezogener Wirkleistung und einer Spannungsaussteuerung von $r < \frac{1}{2}$ kleiner ist als der ursprüngliche Steuerbereich ohne Nullsystem der durch (3.8) beschrieben ist und in Abb. 3.3 zu sehen ist. Abweichend von Alesina und Venturini könnte daher ein größerer Steuerbereich erreicht werden, wenn das Nullsystem für Spannungsaussteuerungen kleiner $\frac{1}{2}$ gleich null gesetzt wird.

3.3.2 Steueralgorithmen mit virtuellem Zwischenkreis

Das Prinzip des virtuellen Zwischenkreises wurde erstmals von Ziogas et al. vorgestellt [20]. Die Eingangsspannung wird im ersten Schritt gleichgerichtet, d. h. es wird ein Steuerverfahren angewandt, das die Frequenz null am Ausgang erzeugt. Aus mehreren verschiedenen derart konstruierten konstanten Ausgangsspannungen wird anschließend durch eine zweite Pulsweitenmodulation die gewünschte Ausgangsfrequenz erzeugt. Im vollständigen Algorithmus kommen die gleichgerichteten Spannungen und Ströme nur als Rechenwerte vor. Sie treten physikalisch am Umrichter nicht in Erscheinung und werden daher als „virtuell“ bezeichnet.

Huber und Borjevic führen die vom Zwischenkreisumrichter bekannte Raumzeigermodulation zunächst nur für die Ausgangsseite [52] und etwas später für beide Seiten ein [37]. Simon beschreibt den virtuellen Zwischenkreis erstmals ausschließlich mit Raumzeigern [22], wobei der Steueralgorithmus im Wesentlichen auf zweimalige Anwendung der vom Zwischenkreisumrichter bekannten Raumzeigermodulation reduziert werden kann.

Für die Realisierung des virtuellen Zwischenkreises sind die „einfachen“ Schaltzustände besonders geeignet, weil sie Ausgangsspannung und Eingangs-

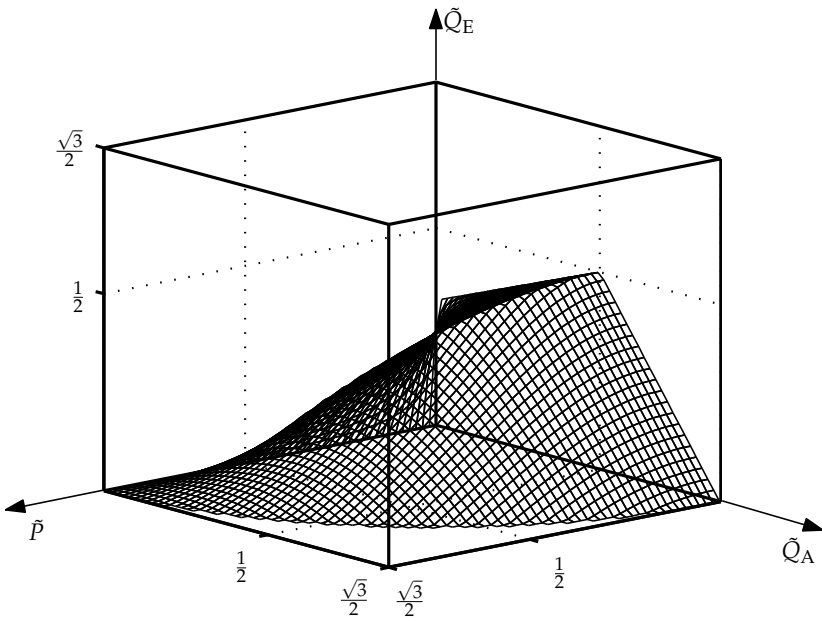


Abbildung 3.7: Steuerbereich der Steuerung nach Alesina und Venturini mit Nullsystem [18].

strom mit jeweils konstantem Winkel erzeugen. Das Prinzip des virtuellen Zwischenkreises zielt daher auf das erste der im Abschnitt 3.2.2 vorgestellten Verfahren zur Gewinnung eines Nullsystems: Die Synthese verschiedener Schaltzustände mit bekannten Kopplungseigenschaften zu einem Pulsmuster.

Die einfachen Schaltzustände der Tab. 2.1 sind in Tab. 3.1, ihren Gleichrichtereigenschaften gemäß angeordnet, nochmals dargestellt. Schaltzustände in einer Spalte x greifen alle die selbe Leiterspannung am Eingang ab und lassen einen Eingangsleiter unverbunden. Schaltzustände in einer Zeile y haben die Eigenschaft, jeweils dieselben zwei Leiter der Ausgangsseite kurzzuschließen. Das spiegelt sich in den Zusammenhängen zwischen Mit- und Gegensystem der Schaltzustände wieder.

$$H_m = \underline{a}^{y-1} H_g, \quad y = 1..6, \quad H_m = e^{j(2x-1)\frac{\pi}{3}} H_g^*, \quad x = 1..6 \quad (3.14)$$

Die Länge des Mit- und des Gegensystemzeigers ist bei allen einfachen Schaltzuständen der gleiche und hat den Wert $\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{2}{3}$. Aus (3.14) kann das Gegensystem

Tabelle 3.1: Gleichrichtereigenschaften einfacher Schaltzustände. Die angegebenen Winkel gelten für positive Größen u_d und i_d des virtuellen Zwischenkreises. Aus diesem Grund ist jeder Schaltzustand ein zweites Mal für die entgegengesetzte Richtung eingetragen. Die Eigenschaften können anhand Tab. 2.1 auf Seite 24 verifiziert werden.

x	1	2	3	4	5	6
$H_m = e^{j\frac{\pi}{3}} H_g^*$	$H_m = -H_g^*$	$H_m = e^{j\frac{5\pi}{6}} H_g^*$	$H_m = e^{j\frac{\pi}{3}} H_g^*$	$H_m = -H_g^*$	$H_m = e^{j\frac{5\pi}{6}} H_g^*$	
$\angle\{i_E\} = \frac{\pi}{6}$	$\angle\{i_E\} = \frac{\pi}{2}$	$\angle\{i_E\} = \frac{5\pi}{6}$	$\angle\{i_E\} = \frac{7\pi}{6}$	$\angle\{i_E\} = \frac{3\pi}{2}$	$\angle\{i_E\} = \frac{11\pi}{6}$	
H_g	133	233	211	311	322	122
$\frac{q}{3} H_g$	113	223	221	331	332	112
$\frac{q^2}{3} H_g$	313	323	121	131	232	212
H_g	311	322	122	133	233	211
$\frac{q}{3} H_g$	331	332	112	113	223	221
$\frac{q^2}{3} H_g$	131	232	212	313	323	121

in Abhängigkeit der Spalte x und Zeile y eines Schaltzustands angegeben werden:

$$\underline{H}_g = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{2}{3} e^{j((1-y)\frac{\pi}{3} + (x-1)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6})}$$

Jetzt können die Beziehungen zwischen den Ein- und Ausgangsgrößen in Abhängigkeit der Spalte x und Zeile y eines Schaltzustands beschrieben werden:

$$\begin{aligned} \underline{u}_A &= \frac{3}{2} \left(\underline{H}_m \underline{u}_E^* + \underline{H}_g^* \underline{u}_E \right) \\ &= \frac{3}{2} e^{j(y-1)\frac{\pi}{3}} \left(e^{j(y-1)\frac{\pi}{3}} \underline{H}_g \underline{u}_E^* + e^{-j(y-1)\frac{\pi}{3}} \underline{H}_g^* \underline{u}_E \right) \\ &= \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j(y-1)\frac{\pi}{3}} \Re \left\{ e^{j\frac{\pi}{6}} e^{j(x-1)\frac{\pi}{3}} \underline{u}_E^* \right\} \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \underline{i}_E &= \frac{3}{2} \left(\underline{H}_m \underline{i}_A^* + \underline{H}_g \underline{i}_A \right) \\ &= \frac{3}{2} e^{j(2x-1)\frac{\pi}{6}} \left(e^{j(2x-1)\frac{\pi}{6}} \underline{H}_g^* \underline{i}_A^* + e^{-j(2x-1)\frac{\pi}{6}} \underline{H}_g \underline{i}_A \right) \\ &= \frac{2}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{6}} e^{j(x-1)\frac{\pi}{3}} \Re \left\{ e^{j(y-1)\frac{\pi}{3}} \underline{i}_A^* \right\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Die Gleichungen (3.15) und (3.16) haben die wichtige Eigenschaft, dass der Winkel der Ausgangsspannung und des Eingangsstroms allein von der Zeile y bzw. der Spalte x des Schaltzustands abhängen. Es ist daher möglich, den Winkel der Ausgangsspannung und den Winkel des Eingangsstroms durch die Wahl eines geeigneten Schaltzustands festzulegen. Ein Steueralgorithmus für beliebige Winkel kommt zustande, indem vier Schaltzustände ausgewählt und gewichtet werden. Der von Simon gewählte Ansatz leitet sich aus Zusammenhängen zwischen der Spannungsgleichung (3.15) und der Stromgleichung (3.16) ab:

$$\underline{\bar{u}}_A = \frac{2}{\sqrt{3}} \underline{V} \Re \{ \underline{M}^* \underline{\bar{u}}_E^* \}, \quad \underline{\bar{i}}_E = \frac{2}{\sqrt{3}} \underline{M}^* \Re \{ \underline{V} \underline{\bar{i}}_A^* \} \quad (3.17)$$

mit

$$\underline{M} = \frac{\sqrt{3}}{2} e^{-j(\Phi_E - \varphi_E)}, \quad \underline{V} = \frac{r}{\cos \varphi_E} e^{j\Phi_A}$$

\underline{M} wird „Gleichrichtterm“ genannt, da er rein rechnerisch die virtuelle Zwischenkreisspannung $u_d = \hat{u}_E \cos \varphi_E$ bereitstellt. Der „Wechselrichtterm“ \underline{V} sorgt für die gewünschte Ausgangsspannung $\underline{\bar{u}}_A = r \hat{u}_E e^{j\Phi_A}$. Aufgrund dieser Sichtweise wird diese Art der Steuerung „Rectifying and Inverting Vector Modulation“ (RIVM) genannt. In der Stromgleichung bildet \underline{V} den virtuellen Zwischenkreisstrom $\hat{i}_d = r \hat{i}_A \frac{\cos \varphi_A}{\cos \varphi_E}$.

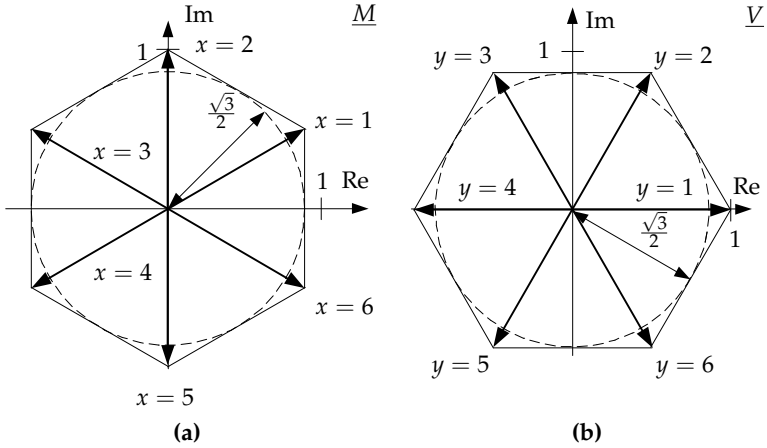


Abbildung 3.8: Raumzeigermodulation für den virtuellen Zwischenkreis bestehend aus dem Gleichrichtterm \underline{M} und dem Wechselrichtterm \underline{V} . Für beliebige Winkel sind die beiden Terme auf den Betrag $\frac{\sqrt{3}}{2}$ beschränkt.

Der Steueralgorithmus besteht darin, mit vier verschiedenen Schaltzuständen, die durch die Wahl zweier benachbarten Spalten x_1, x_2 und zweier benachbarten Zeilen y_1, y_2 bestimmt werden, den Gleichrichtterm und den Wechselrichtterm darzustellen. Für den Gleich- und Wechselrichtterm können jeweils bekannte Algorithmen der Raumzeigermodulation verwendet werden, denn es stehen jeweils sechs gleich lange Raumzeiger zur Verfügung. Der Betrag wird durch Hinzunahme der Nullzustände 111, 222 und 333 eingestellt. Der Steueralgorithmus ist in [3, 28, 46] ausführlich beschrieben.

Der Steuerbereich ergibt sich aus der Aussteuergrenze der Raumzeigermodulation, welche im Steueralgorithmus zwei Mal, einmal für den Gleichrichtterm und ein zweites Mal für den Wechselrichtterm angewendet wird. Der Gleichrichtterm \underline{M} wird aus Zeigern der Länge 1 zusammengesetzt:

$$\underline{M} = \delta_{x_1} e^{j\frac{\pi}{6}} e^{j(x_1-1)\frac{\pi}{3}} + \delta_{x_2} e^{j\frac{\pi}{6}} e^{j(x_2-1)\frac{\pi}{3}}$$

x_1 und x_2 sind die Ordnungszahlen zweier benachbarter Spalten und δ_{x_1} und δ_{x_2} die per Raumzeigermodulation zu ermittelnde Gewichte der Spalten. Aus Abb. 3.8a ist ersichtlich, dass der ungünstige Fall die Länge des \underline{M} -Zeigers auf

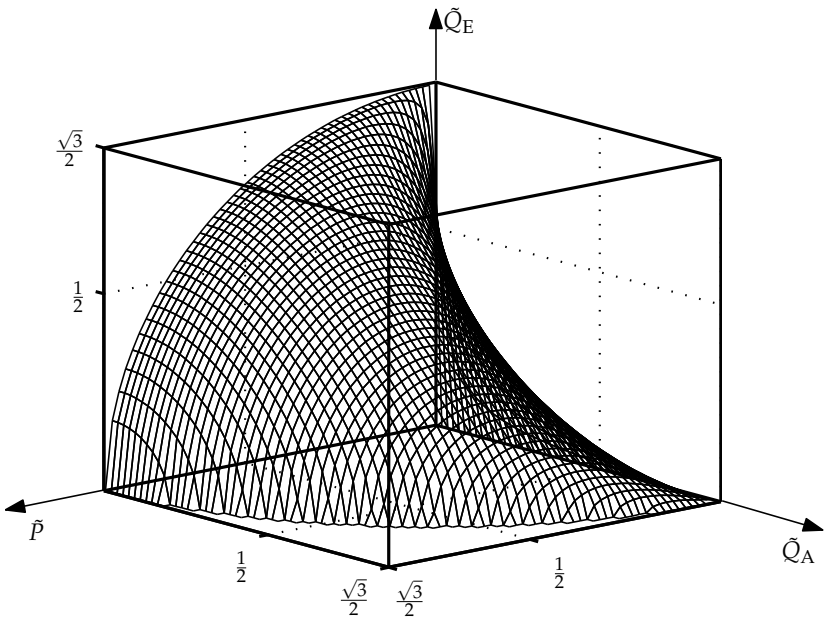


Abbildung 3.9: Steuerbereich der Steuerung mit virtuellem Zwischenkreis.

$\frac{\sqrt{3}}{2}$ beschränkt. Der Wechselrichtterm wird ebenfalls aus Zeigern der Länge 1 zusammengesetzt:

$$\underline{V} = \delta_{y_1} e^{j(y_1-1)\frac{\pi}{3}} + \delta_{y_2} e^{j(y_2-1)\frac{\pi}{3}}$$

y_1 und y_2 sind die Ordnungszahlen zweier benachbarter Zeilen. Damit erhält der Wechselrichtterm nach Abb. 3.8b die selbe Beschränkung wie der Gleichrichtterm. Daraus ergibt sich für die Spannungsaussteuerung

$$|\underline{V}| \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \longrightarrow r_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_E$$

und der in Abb. 3.9 dargestellte Steuerbereich:

$$\tilde{Q}_E = \sqrt{\frac{3}{4} \frac{1}{1 + \frac{\tilde{Q}_A^2}{\tilde{P}^2}} - \tilde{P}^2}$$

Kapitel 3. Steuerbereiche bekannter Steueralgorithmen

Die Transfermatrix setzt sich aus den durch Spalten und Zeilen gekennzeichneten Schaltzuständen zusammen:

$$\mathbf{T} = \delta_{x_1} \delta_{y_1} \mathbf{H}_{x_1, y_1} + \delta_{x_1} \delta_{y_2} \mathbf{H}_{x_1, y_2} + \delta_{x_2} \delta_{y_1} \mathbf{H}_{x_2, y_1} + \delta_{x_2} \delta_{y_2} \mathbf{H}_{x_2, y_2} + \delta_0 \mathbf{H}_{111}$$

Mit $\mathbf{H}_{x,y}$ ist der Schaltzustand der Spalte x und Zeile y gemeint. Es gilt:

$$\delta_0 = 1 - (\delta_{x_1} \delta_{y_1} + \delta_{x_1} \delta_{y_2} + \delta_{x_2} \delta_{y_1} + \delta_{x_2} \delta_{y_2})$$

Statt \mathbf{H}_{111} können auch die beiden anderen Nullzustände \mathbf{H}_{222} und \mathbf{H}_{333} oder Kombinationen aus Nullzuständen verwendet werden. Durch geschickte Wahl eines der Nullzustände können Schalthandlungen für einen Ausgangsleiter vermieden werden [28].

Mit- und Gegensystem können durch Umschreiben der Gleichungen (3.17) gewonnen werden.

$$\underline{\bar{u}}_A = \frac{1}{2} (\underline{V} \underline{M}^* \underline{\bar{u}}_E^* + \underline{V} \underline{M} \underline{\bar{u}}_E) , \quad \underline{\bar{i}}_E = \frac{1}{2} (\underline{V} \underline{M}^* \underline{\bar{i}}_A^* + \underline{V}^* \underline{M} \underline{\bar{i}}_A)$$

Der Vergleich mit der allgemeinen Lösung (2.30) führt zu $v' = 0$ und

$$\underline{T}_m = \frac{1}{3} \underline{V} \underline{M}^* = \frac{1}{3} r \frac{e^{-j\varphi_E}}{\cos \varphi_E} e^{j(\Phi_E + \Phi_A)}$$

$$\underline{T}_g = \frac{1}{3} \underline{V}^* \underline{M} = \frac{1}{3} r \frac{e^{-j\varphi_E}}{\cos \varphi_E} e^{j(\Phi_E - \Phi_A)}$$

Das Dreibein entartet zu einer Strecke mit dem Winkel $\Phi_E - \varphi_E$:

$$\underline{T}_i \stackrel{(2.31)}{=} \frac{2}{3} e^{j(\Phi_E - \varphi_E)} \frac{r}{\cos \varphi_E} \cos \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) + \underline{T}_0 \quad (3.18)$$

Es ist darauf hinzuweisen, dass (3.18) unabhängig von φ_A ist. Diese Tatsache wird oft als Vorteil des virtuellen Zwischenkreises herausgestellt, weil der Winkel φ_A zwischen der vom Umrichter gestellten Spannung $\underline{\bar{u}}_A$ und dem gemessenen Strom $\underline{\bar{i}}_A$ nicht ermittelt werden muss. Ist die Vorgabe des Phasenwinkels φ_E am Eingang ausreichend, so ist diese Feststellung sicherlich korrekt. Der virtuelle Zwischenkreis erweist sich in diesem Fall als robuster Steueralgorithmus der ohne Messung des Stroms am Ausgang auskommt! Wird die gewünschte Blindleistung q_E am Eingang jedoch unabhängig von der Wirkleistung vorgegeben, so muss der gewünschte Phasenwinkel φ_E aus der Wirkleistung errechnet werden, was erst durch Einbeziehung von Information über den Ausgangsstrom möglich wird:

$$\tan \varphi_E = \frac{q_E}{p} \stackrel{(2.17)}{=} \frac{q_E}{\frac{3}{2} |\underline{u}_A| |\underline{\bar{i}}_A| \cos \varphi_A}$$

Der Steueralgorithmus ist somit gleichsam von den Unsicherheiten einer Strommessung betroffen wie alle übrigen Steueralgorithmen.

4

Der maximale Steuerbereich des Matrixumrichters

4.1 Motivation

Ein Vergleich des Steuerbereichs aus Abb. 3.7 (Seite 51) mit dem aus Abb. 3.9 (Seite 55) macht auf grundsätzlich verschiedene Fähigkeiten der beiden Steueralgorithmien in der Bereitstellung von Blindleistung am Eingang aufmerksam. Bei Steueralgorithmien nach dem Prinzip des virtuellen Zwischenkreises ist Eingangsblindleistung ohne Wirkleistung nicht möglich. Umgekehrt ist beim Steueralgorithmus nach Alesina und Venturini nur dann Blindleistung am Eingang möglich, wenn auch am Ausgang Blindleistung auftritt. Beide Steueralgorithmien besitzen demnach Fähigkeiten in Betriebspunkten, in denen der jeweils andere Steueralgorithmus unvermögend ist.

Erklärbar wird dieser Unterschied bei Betrachtung des Freiheitsgrades v' , der bei beiden Steueralgorithmien willkürlich gewählt wird. Im Fall von Alesina und Venturini geschieht dies durch die Beschränkung auf SSFC- und UFC-Terme und deren lineare Gewichtung, was sich in $v' = r \frac{\tan \varphi_E}{\sin \varphi_A}$ niederschlägt (siehe Abschnitt 3.2.3). Bei der virtuellen Gleichrichtung führt die Auswahl der verwendeten Schaltzustände und deren Gewichtung zu $v' = 0$ (Abschnitt 3.3.2). Durch die willkürliche Festlegung des Neutraltermfaktors vereinfacht sich in beiden Fällen das Problem der Suche nach einem geeigneten Nullsystem. Die Zielsetzung bei der Entstehung der genannten Steueralgorithmien war das Erreichen der maximalen Spannungsaussteuerung $r_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ bei geringem Re-

chenaufwand. Dass mit beiden Verfahren nicht die maximal mögliche Eingangsblindleistung erreicht werden konnte, spielte eine untergeordnete Rolle.

Es stellt sich die Frage nach dem Steuerbereich und der maximal möglichen Eingangsblindleistung, die allein durch die Schaltungstopologie begrenzt ist und nicht, wie in den in Kapitel 3 vorgestellten Beispielen durch den Steueralgorithmus selbst. Zur Beantwortung der Frage werden zunächst mögliche Stellungen von Dreibeinen untersucht, die an das durch den Wertebereich der Steuerfunktionen gegebene Begrenzungsdreieck anstoßen. Von diesen sogenannten „Extremstellungen“ wird erwartet, dass sie in begrenzenden Situationen vorkommen. Die Eigenschaften dieser Stellungen führen schließlich auf den gesuchten Steuerbereich.

4.2 Geometrie des Dreibeins im Begrenzungsdreieck

4.2.1 Geometrische Deutung der Freiheitsgrade

Das Dreibein wird durch die allgemeine Lösung der Transfergleichungen beschrieben:

$$\underline{T}_i = \frac{2}{3} e^{j\Phi_E} \left(r \frac{e^{-j\varphi_E}}{\cos \varphi_E} \cos \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) - j v' \sin \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} - \varphi_A \right) \right) + \underline{T}_0, \quad i = 1, 2, 3 \quad (2.31)$$

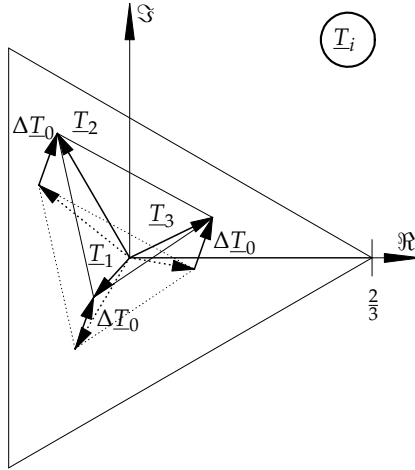
Die Steuerraumzeiger wachsen mit dem Betrag des Terms $\frac{r}{\cos \varphi_E}$ beim Vergrößern der Spannungsaussteuerung r oder Anheben der Blindleistung am Eingang. Hohe Aussteuerungen der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung haben demnach lange Steuerraumzeiger (Beine) \underline{T}_i zur Folge. Bei hohen Aussteuerungen stoßen die Beine an das Begrenzungsdreieck, das den Spielraum des Dreibeins begrenzt.

Mit den Freiheitsgraden Nullsystem \underline{T}_0 und Neutraltermfaktor v' können die Dreibeine manipuliert werden, um selbst bei höheren Aussteuerungen innerhalb des Begrenzungsdreiecks unterzukommen:

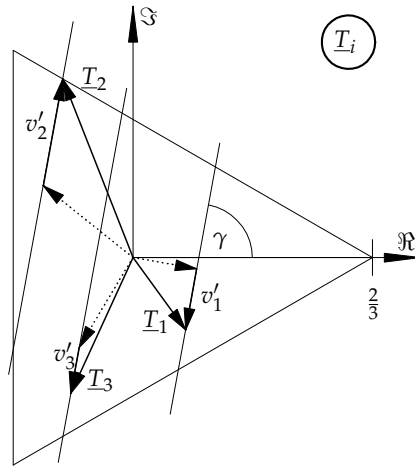
- Der Einfluss des Nullsystems \underline{T}_0 ist aus der Gleichung (2.31) direkt ersichtlich. Das vom Dreibein aufgespannte Dreieck verschiebt sich bei Veränderung von \underline{T}_0 in der komplexen Ebene (Abb. 4.1a).
- Die mit dem Neutraltermfaktor v' gewichteten Neutralterme

$$v'_i = v' \sin \left(\Phi_A - (i-1) \frac{2\pi}{3} - \varphi_A \right) e^{j(\Phi_E - \frac{\pi}{2})}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (4.1)$$

wirken senkrecht zum Raumzeiger der Eingangsspannung und verzerren damit das Dreibein (Abb. 4.1b).



(a)



(b)

Abbildung 4.1: Verschiebungs- und Verzerrungseigenschaften der Freiheitsgrade. (a): Verändern des Nullsystems um $\Delta \underline{T}_0$ führt zu einer Verschiebung der Zeigerspitzen des Dreibeins in der komplexen Ebene. (b): Verzerrungseigenschaft der Neutralterme v'_i . Verändern des Neutraltermfaktors v' in (4.1) führt zu einer Verzerrung des Dreibeins durch Verschiebung der Steuerraumzeiger entlang von Geraden, die senkrecht zur Eingangsspannung stehen: $\gamma = \Phi_E - \frac{\pi}{2}$.

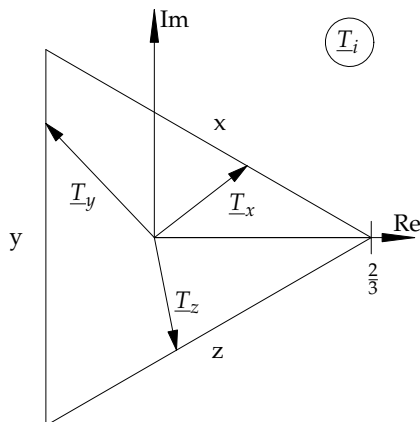


Abbildung 4.2: Dreibein in Extremstellung A. Das Dreibein berührt mit jedem Steuerraumzeiger je eine der Seiten des Begrenzungsdreiecks.

Für extreme Werte von v' wird das Dreibein so sperrig, dass es nur noch für ein ganz bestimmtes \underline{T}_0 im Begrenzungsdreieck untergebracht werden kann. Das Dreibein berührt in diesem Fall mit zwei oder drei Beinen die Begrenzung und übertritt sie für jedes andere \underline{T}_0 . Eine solche Stellung des Dreibeins wird „Extremstellung“ genannt. Es gibt 24 Extremstellungen, die im Folgenden in die Kategorien A und B eingeteilt werden.

4.2.2 Extremstellungen A und B

Extremstellung A und A-Beschränkung

Ein Dreibein in Extremstellung A berührt mit jedem seiner Beine jeweils eine Seite des Begrenzungsdreiecks (siehe Abb. 4.2). Die Seiten des Begrenzungsdreiecks und die daran anstoßenden Beine erhalten die Indizes x, y, z . Es gibt sechs mögliche Zuordnungen von Dreibeinen zu drei Seiten. Sie sind in Tab. 4.1 je nach zyklischer oder antizyklischer Zuordnung in positive und negative Dreibeine geordnet.

Die Abstände der Steuerraumzeiger $\underline{T}_x, \underline{T}_y$ und \underline{T}_z zu den Begrenzungsseiten sind null (vgl. Abschnitt 2.3.3):

$$\Re\left\{\underline{a}\underline{T}_x\right\} + \frac{1}{3} = 0, \quad \Re\left\{\underline{T}_y\right\} + \frac{1}{3} = 0, \quad \Re\left\{\underline{a}^2\underline{T}_z\right\} + \frac{1}{3} = 0$$

Tabelle 4.1: Mögliche Zuordnungen in Extremstellung A.

positive Dreibeine			negative Dreibeine		
$x = 1$	$x = 2$	$x = 3$	$x = 1$	$x = 2$	$x = 3$
$\underline{T}_1 = \underline{T}_x$	$\underline{T}_1 = \underline{T}_z$	$\underline{T}_1 = \underline{T}_y$	$\underline{T}_1 = \underline{T}_x$	$\underline{T}_1 = \underline{T}_y$	$\underline{T}_1 = \underline{T}_z$
$\underline{T}_2 = \underline{T}_y$	$\underline{T}_2 = \underline{T}_x$	$\underline{T}_2 = \underline{T}_z$	$\underline{T}_2 = \underline{T}_z$	$\underline{T}_2 = \underline{T}_x$	$\underline{T}_2 = \underline{T}_y$
$\underline{T}_3 = \underline{T}_z$	$\underline{T}_3 = \underline{T}_y$	$\underline{T}_3 = \underline{T}_x$	$\underline{T}_3 = \underline{T}_y$	$\underline{T}_3 = \underline{T}_z$	$\underline{T}_3 = \underline{T}_x$

Es sind dann auch die zusammengezählten Abstände gleich null:

$$0 = \Re \left\{ \underline{a} \underline{T}_x + \underline{T}_y + \underline{a}^2 \underline{T}_z \right\} + 1 \quad (2.13) \quad \begin{cases} 3 \Re \left\{ \underline{a}^x \underline{T}_g \right\} + 1 & \text{für positive Dreibeine} \\ 3 \Re \left\{ \underline{a}^{2-x} \underline{T}_m \right\} + 1 & \text{für negative Dreibeine} \end{cases} \quad (4.2)$$

Sind die zusammengezählten Abstände eines beliebigen Dreibeins kleiner als null, so ist es zu sperrig und es kann nicht mit einem geeigneten Nullsystem im Begrenzungsdreieck untergebracht werden. Als Folge verlassen die Steuerfunktionen den vorgegebenen Wertebereich und das Dreibein ist nicht in Pulsmuster umsetzbar. Umsetzbare Dreibeine müssen daher die als „A-Beschränkung“ bezeichnete Bedingung

$$-\frac{1}{3} \leq \begin{cases} \Re \left\{ \underline{a}^x \underline{T}_g \right\} & \text{für positive Dreibeine} \\ \Re \left\{ \underline{a}^{2-x} \underline{T}_m \right\} & \text{für negative Dreibeine} \end{cases} \quad (4.3)$$

einhalten.

Bei Dreibeinen, die sich nicht in Extremstellung befinden, wird jeweils der Steuerraumzeiger i einer Seite k zugeordnet, der nach (2.9) den kleinsten Abstand T_{ki} zu ihr hat (vgl. Abb. 2.4). Wird aufgrund dieser Regel ein Steuerraumzeiger zwei Seiten zugeordnet, so liegt B-Stellung vor, die im anschließenden Abschnitt behandelt wird.

Extremstellung B und B-Beschränkung

Ein Dreibein in Extremstellung B steckt mit einem Steuerraumzeiger \underline{T}_κ in einer Ecke λ des Begrenzungsdreiecks. Ein anderer Steuerraumzeiger \underline{T}_μ stößt an die gegenüberliegende Seite der Begrenzung (siehe Abb. 4.2). Vom dritten Steuerraumzeiger \underline{T}_f wird angenommen, dass er innerhalb des Begrenzungsdreiecks

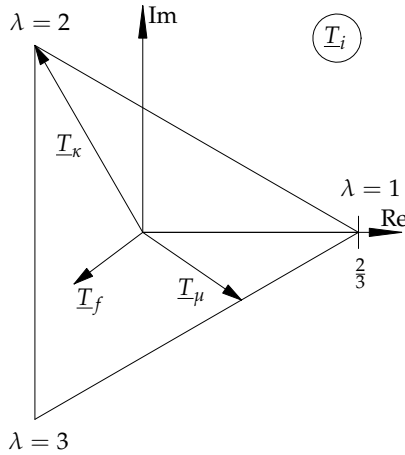


Abbildung 4.3: Dreibein in Extremstellung B. Ein Stellerraumzeiger des Dreibeins steckt in einer der Ecken, ein anderer liegt auf der gegenüberliegenden Seite des Begrenzungsdreiecks. An den dritten Stellerraumzeiger wird keine besondere Bedingung gestellt. Er muss sich lediglich innerhalb des Begrenzungsdreiecks befinden. Im dargestellten Fall gilt $\lambda = 2$.

liegt. In Tab. 4.2 sind alle 18 Zuordnungen für Dreibeine in Extremstellung B aufgeführt. Die charakteristische Formel drückt aus, dass sich das Dreibein von einer Ecke bis zur gegenüberliegenden Seite erstreckt:

$$\begin{aligned}
 1 &= \Re \left\{ \underline{a}^{1-\lambda} \left(\underline{T}_\kappa - \underline{T}_\mu \right) \right\} \\
 &\stackrel{(2.13)}{=} \Re \left\{ \underline{a}^{1-\lambda} \left(\left(\underline{a}^{1-\kappa} - \underline{a}^{1-\mu} \right) \underline{T}_m + \left(\underline{a}^{\kappa-1} - \underline{a}^{\mu-1} \right) \underline{T}_g \right) \right\} \quad (4.4)
 \end{aligned}$$

Beliebige Dreibeine, die gleich oder weniger Raum beanspruchen, erfüllen die „B-Beschränkung“:

$$1 \geq \Re \left\{ \underline{a}^{1-\lambda} \left(\left(\underline{a}^{1-\kappa} - \underline{a}^{1-\mu} \right) \underline{T}_m + \left(\underline{a}^{\kappa-1} - \underline{a}^{\mu-1} \right) \underline{T}_g \right) \right\} \quad (4.5)$$

Die Zuordnung von κ und μ bei beliebigen, nicht in Extremstellung befindlichen Dreibeinen erfolgt zunächst wie bei der A-Stellung indem den Seiten

Tabelle 4.2: Mögliche Zuordnungen in Extremstellung B.

$\lambda = 1$	
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_1, \underline{T}_\mu = \underline{T}_2$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_1, \underline{T}_\mu = \underline{T}_3$
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_2, \underline{T}_\mu = \underline{T}_3$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_2, \underline{T}_\mu = \underline{T}_1$
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_3, \underline{T}_\mu = \underline{T}_1$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_3, \underline{T}_\mu = \underline{T}_2$
$\lambda = 2$	
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_1, \underline{T}_\mu = \underline{T}_2$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_1, \underline{T}_\mu = \underline{T}_3$
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_2, \underline{T}_\mu = \underline{T}_3$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_2, \underline{T}_\mu = \underline{T}_1$
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_3, \underline{T}_\mu = \underline{T}_1$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_3, \underline{T}_\mu = \underline{T}_2$
$\lambda = 3$	
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_1, \underline{T}_\mu = \underline{T}_2$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_1, \underline{T}_\mu = \underline{T}_3$
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_2, \underline{T}_\mu = \underline{T}_3$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_2, \underline{T}_\mu = \underline{T}_1$
$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_3, \underline{T}_\mu = \underline{T}_1$	$\underline{T}_\kappa = \underline{T}_3, \underline{T}_\mu = \underline{T}_2$

jeweils der Steuerraumzeiger mit dem kleinsten T_{ki} zugeordnet wird. Der Steuerraumzeiger, der zwei Seiten zugeordnet ist, erhält den Index κ . Den Index μ erhält der Steuerraumzeiger, der der dritten Seite zugeordnet ist.

4.3 Algorithmus zur Ermittlung des maximalen Steuerbereichs

4.3.1 Strategie der ausschließlichen Verwendung von Extremstellungen

Ausgehend von einem Dreibein, das mit Spiel in das Begrenzungsdreieck passt, kann die Aussteuerung $\frac{r}{\cos \varphi_E}$ in (2.31) so weit erhöht werden, bis aufgrund bestmöglicher Anpassung von v' und \underline{T}_0 eine Extremstellung erreicht ist. Eine nicht optimale Wahl von v' und \underline{T}_0 würde in dieser Situation dazu führen, dass das Dreibein zu sperrig wird. Es sind letztendlich Dreibeine in Extremstellung, welche die Aussteuergrenze bestimmen. Folglich stellen Extremstellungen Bedingungen dar, welche die maximale Aussteuerung nicht einschränken. Der Ermittlung des maximalen Aussteuerbereichs unterliegt folgende Logik:

1. Hohe Aussteuerungen haben ausgedehnte Dreibeine zur Folge. Dreibeine höchster Aussteuerungen nehmen Extremstellungen an.

2. Die zu niedrigeren Aussteuerungen gehörigen Dreibeine lassen sich durch Verändern von v' und T_0 so weit verzerren, dass sie ebenfalls in Extremstellung kommen (siehe folgender Abschnitt).
3. Es genügt daher, zu überprüfen, ob die gewünschte Aussteuerung mit Extremstellungen realisierbar ist.

4.3.2 Neutraltermfaktor für Dreibeine in Extremstellung

Extremstellung A

Ausgehend von den charakteristischen Gleichungen der Extremstellungen können der Neutraltermfaktor und das Nullsystem berechnet werden, die zu Dreibeinen in dieser Extremstellung führen. Hierfür wird in die charakteristische Gleichung der Extremstellung A (4.2) in die Gleichung der allgemeinen Lösung der Transferegleichungen (2.30) eingesetzt und nach v' aufgelöst:

$$v' = \begin{cases} \frac{\frac{r}{\cos \varphi_E} \cos \left(\Phi_E - \Phi_A - \varphi_E + x \frac{2\pi}{3} \right) + 1}{\cos \left(\Phi_E - \Phi_A + \varphi_A + x \frac{2\pi}{3} \right)} & \text{für positive Dreibeine} \\ \frac{\frac{r}{\cos \varphi_E} \cos \left(\Phi_E + \Phi_A - \varphi_E + (2-x) \frac{2\pi}{3} \right) + 1}{\cos \left(\Phi_E + \Phi_A - \varphi_A + (2-x) \frac{2\pi}{3} \right)} & \text{für negative Dreibeine} \end{cases} \quad (4.6)$$

Bei der Berechnung des Nullsystems wird ausgenutzt, dass jeder Steuerraumzeiger die Seite eines gleichseitigen Dreiecks berührt:

$$T_0 \stackrel{(2.13)}{=} \frac{1}{3} (T_x + T_y + T_z) = -\frac{1}{3} \left(\underline{a} T_x^* + T_y^* + \underline{a}^2 T_z^* \right) \stackrel{(2.13)}{=} \begin{cases} -\underline{a}^x T_m^* & \text{für positive Dreibeine} \\ -\underline{a}^{2-x} T_g^* & \text{für negative Dreibeine} \end{cases} \quad (4.7)$$

Extremstellung B

Die charakteristische Gleichung der Extremstellung B (4.4) erhält mit den Substitutionen

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

die Form

$$1 = \frac{2}{3} \frac{r}{\cos \varphi_E} \Re \left\{ \underline{Z}_E e^{-j\varphi_E} \right\} \Re \left\{ \underline{Z}_A \right\} + \frac{2}{3} v' \Im \left\{ \underline{Z}_E \right\} \Im \left\{ \underline{Z}_A e^{-j\varphi_A} \right\}$$

4.3. Algorithmus zur Ermittlung des maximalen Steuerbereichs

Umstellen nach v' ergibt:

$$v' = \frac{\frac{3}{2} - \frac{r}{\cos \varphi_E} \Re\{Z_E e^{-j\varphi_E}\} \Re\{Z_A\}}{\Im\{Z_E\} \Im\{Z_A e^{-j\varphi_A}\}} \quad (4.8)$$

Der Steuerraumzeiger T_κ in der Ecke führt auf das Nullsystem:

$$T_0 \stackrel{(2.13)}{=} T_\kappa - \left(a^{1-\kappa} T_m + a^{\kappa-1} T_g \right) = \frac{2}{3} a^{\lambda-1} - \left(a^{1-\kappa} T_m + a^{\kappa-1} T_g \right) \quad (4.9)$$

4.3.3 Verzerrungsproblem

Die oben vorgestellte Berechnung des Neutraltermfaktors ist nur beschränkt durchführbar. Zur Berechnung von v' muss die Formel einer der 24 Extremstellungen verwendet werden. Die Extremstellung ist jedoch durch die Zuordnung der Steuerraumzeiger zu den Begrenzungsseiten gekennzeichnet und die Zuordnung kann wiederum nur über das endgültige, verzerrte Dreibein bestimmt werden, wozu v' bekannt sein muss.

Als einfache Lösung bietet sich an, v' und T_0 für alle 24 Extremstellungen zu berechnen und anschließend zu überprüfen, welche der Lösungen tatsächlich zu Dreibeinen führen, die der jeweils vorausgesetzten Zuordnung der Steuerraumzeiger zu den Begrenzungsseiten entsprechen. Hierzu werden für alle in den Tab. 4.1 und 4.2 aufgeführten Extremstellungen die Freiheitsgrade mit den Formeln (4.6) und (4.7) bzw. (4.8) und (4.9) berechnet und in die allgemeine Lösung der Transfergleichungen (2.31) eingesetzt. Stimmt die Zuordnung des erhaltenen Dreibeins nach den Regeln in Abschnitt 4.2.2 mit der Zuordnung der angenommenen Extremstellung überein, so liegt ein gültiges Dreibein vor.

Bei Maximalaussteuerung wird genau eine der 24 Extremstellungen zu einem gültigen Dreibein führen. Bei geringeren Aussteuerungen werden zwei Extremstellungen brauchbare Werte für v' liefern. Die beiden Werte gehören zu den beiden Extremstellungen die durch Erhöhen und durch Erniedrigen eines mittleren Wertes für v' zu finden sind.

4.3.4 Maximale Aussteuerung für beliebige Winkel

Für bestimmte Abhängigkeiten zwischen den Winkeln von Eingangsspannung und Ausgangsspannung sind hohe Aussteuerungen möglich, die bei anderen Verhältnissen nicht verfügbar sind. Beispielsweise ist es im Fall $\Phi_A = \Phi_E$ möglich, alle Eingangsleiter mit allen Ausgangsleitern zu verbinden, was der Spannungsaussteuerung $r = 1$ entspricht. Für andere Verhältnisse der Winkel zueinander ist diese Aussteuerung nicht erreichbar.

Der zu suchende Steuerbereich soll unabhängig von Winkelabhängigkeiten sein, um z. B. für den stationären Betrieb mit beliebigen und voneinander unabhängigen Frequenzen am Eingang und Ausgang gültig zu sein. Er wurde deshalb im Abschnitt 2.7.1 für unabhängige Winkel definiert. Definiert man die Aussteuerung der bezogenen Eingangsblindleistung als Funktion $f_{\tilde{Q}_E}$ in Abhängigkeit der bezogenen Wirk- und Blindleistung am Ausgang, den Spannungswinkeln am Ein- und Ausgang und den Freiheitsgraden der allgemeinen Lösung, ergibt sich der Steuerbereich (2.33) aus

$$f_{cr}(\tilde{P}, \tilde{Q}_A) = \min_{\Phi_E, \Phi_A} \max_{v', T_0} f_{\tilde{Q}_E}(\tilde{P}, \tilde{Q}_A, \Phi_E, \Phi_A, v', T_0)$$

Die Ermittlung des Maximums und des Minimums kann nach dem in Abb. 4.4 abgebildeten Algorithmus erfolgen. In geschachtelten Schleifen werden die Winkel der Eingangs- und der Ausgangsspannung abgetastet und geprüft, ob für einen vorgegebenen Wert für \tilde{Q}_E gültige Werte für v' gefunden werden können. War die Suche für alle Winkelkombinationen erfolgreich, so wird \tilde{Q}_E erhöht und die Schleife beginnt von vorne. Der Algorithmus bricht ab, sobald bei irgendeiner Winkelkombination keine v' gefunden werden und liefert den Wert für \tilde{Q}_E , der zuletzt erfolgreich war. Abweichend vom vorgestellten Verfahren kann statt der schrittweisen Erhöhung von \tilde{Q}_E auch das Intervallhalbierungsverfahren eingesetzt werden, was die Rechenzeit deutlich verkürzt. Der Algorithmus wird für viele (\tilde{P}, \tilde{Q}_A) -Paare angestoßen. Es ergeben sich Stützpunkte, die mit einer durch die Schrittweite vorgegebenen Genauigkeit knapp unterhalb der Werte des wahren Steuerbereichs liegen. Der gefundene Steuerbereich ist mit 50×50 Stützpunkten in Abb. 4.5 dargestellt.

Der Algorithmus wurde vom Autor in zwei Varianten in [53] und [54] veröffentlicht.

4.4 Prinzipielle Schranken des Steuerbereichs

4.4.1 Beschränkung der Extremstellung A

Die Schnitte des Steuerbereichs in Abb. 4.5 mit den Seitenflächen der Darstellung lassen einfache analytische Zusammenhänge an diesen Stellen vermuten. Tatsächlich lassen sich einfache Grenzflächen ableiten.

Dreibeine in Extremstellung A erfüllen Gleichung (4.2). Je nachdem, ob ein positives oder negatives Dreibein vorliegt, ist der Mitsystemzeiger oder der Gegensystemzeiger ausschlaggebend. Für beliebige Winkel der Eingangs- und der Ausgangsspannung (Φ_E, Φ_A) nehmen T_m und T_g beliebige Winkel an. Damit (4.2) selbst für ungünstige Winkel von T_m oder T_g erfüllt ist, muss die Bedingung betragsmäßig eingehalten werden. Mit der Schreibweise der allgemeinen

4.4. Prinzipielle Schranken des Steuerbereichs

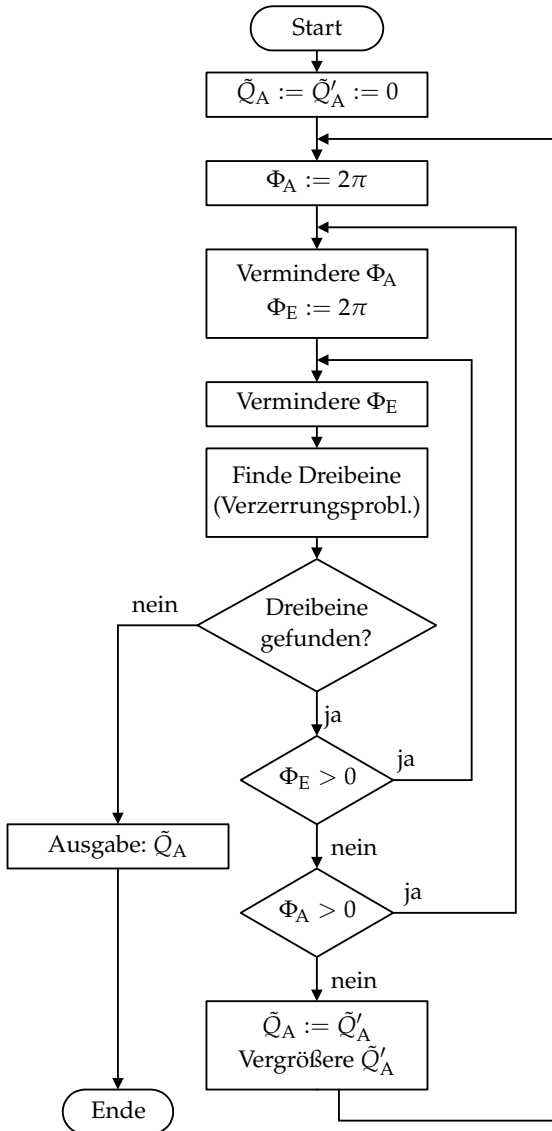


Abbildung 4.4: Algorithmus, der für allgemeine und voneinander unabhängige Winkel Φ_E und Φ_A die maximale Aussteuerung ermittelt.

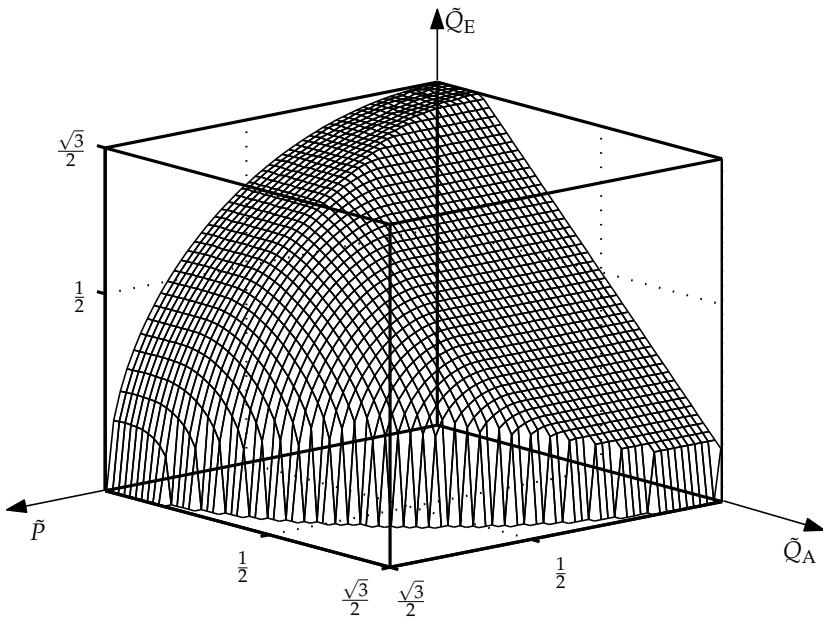


Abbildung 4.5: Der maximale Steuerbereich des konventionellen Matrixumrichters, berechnet mit dem Algorithmus aus Abb. 4.4.

Lösung mit bezogenen Leistungen (2.32) folgt:

$$\begin{aligned} |T_m| &= \frac{1}{3} \left| (\tilde{P} - v) + j(\tilde{Q}_A - \tilde{Q}_E) \right| = \frac{1}{3} \\ |T_g| &= \frac{1}{3} \left| (\tilde{P} + v) - j(\tilde{Q}_A + \tilde{Q}_E) \right| = \frac{1}{3} \end{aligned}$$

Bei vorgegebenen Ausgangsleistungen \tilde{P} , \tilde{Q}_A ergibt sich die größte bezogene Eingangsblindleistung \tilde{Q}_E unter diesen Bedingungen für

$$v = \tilde{P} \quad \text{bei} \quad |T_m|, \quad v = -\tilde{P} \quad \text{bei} \quad |T_g|$$

Daraus ergeben sich Gleichungen, die eine obere und untere Schranke der Eingangsblindleistung für Dreibeine in Extremstellung A darstellen:

$$|\tilde{Q}_A - \tilde{Q}_E| = 1, \quad |\tilde{Q}_A + \tilde{Q}_E| = 1 \tag{4.10}$$

In der in dieser Arbeit üblichen Darstellungsweise des Steuerbereichs mit positiven \hat{Q}_E und \hat{Q}_A ist die Fläche $\hat{Q}_E = 1 - \hat{Q}_A$ ausschlaggebend. Die anderen durch (4.10) beschriebenen Flächen sind Spiegelungen dieser Fläche in die benachbarten Oktanten und beschränken dort den Steuerbereich auf die gleiche Weise.

4.4.2 Beschränkung der Extremstellung B

Aus der für die Extremstellung B charakteristischen Gleichung (4.4) folgt unter Beachtung von $|\underline{a}^l - \underline{a}^{l\pm 1}| = \sqrt{3}$, $l \in \mathbb{Z}$:

$$|T_m| + |T_g| \leq \frac{1}{\sqrt{3}}$$

Aufgrund der Dreiecksungleichung gilt:

$$\begin{aligned} |T_m| + |T_g| &= \left| \underline{X}_m e^{j(\varphi_E + \varphi_A)} \right| + \left| \underline{X}_g e^{j(\varphi_E - \varphi_A)} \right| \\ &\geq \left| \underline{X}_m e^{j(\varphi_E + \varphi_A)} + \underline{X}_g e^{j(\varphi_E - \varphi_A)} \right| \\ &\stackrel{(2.26)}{=} \left| \frac{2}{3} \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} \right| \end{aligned}$$

wobei die Kurzformen $\underline{X}_m = T_m e^{-j(\Phi_E + \Phi_A)}$ und $\underline{X}_g = T_g e^{-j(\Phi_E - \Phi_A)}$ aus der Herleitung der allgemeinen Lösung in Abschnitt 2.6.2 wiederverwendet werden. Der Betrag der Stromaussteuerung $\left| \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} \right|$ muss klein genug sein, damit die Dreibeine, wenn sie in Extremstellung B kommen, in die Begrenzung passen. Es ergibt sich eine Beschränkungsfläche des Steuerbereichs für die Extremstellung B.

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \geq \left| \frac{\hat{i}_E}{\hat{i}_A} \right| = \sqrt{\tilde{\beta}^2 + \tilde{Q}_E^2} \longrightarrow |\hat{Q}_E| = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{3} \tilde{\beta}^2} \quad (4.11)$$

Die Schranke für die Spannungsaussteuerung lässt sich mit der selben Vorgehensweise über die Spannungsgleichung (2.25) herleiten:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{3}} &= |T_m| + |T_g| = |T_m| + |T_g^*| \geq |\underline{X}_m + \underline{X}_g^*| \stackrel{(2.25)}{=} \left| \frac{2}{3} \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} \right| \\ &\longrightarrow \left| \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} \right| = |r| = \sqrt{\tilde{\beta}^2 + \tilde{Q}_A^2} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (4.12)$$

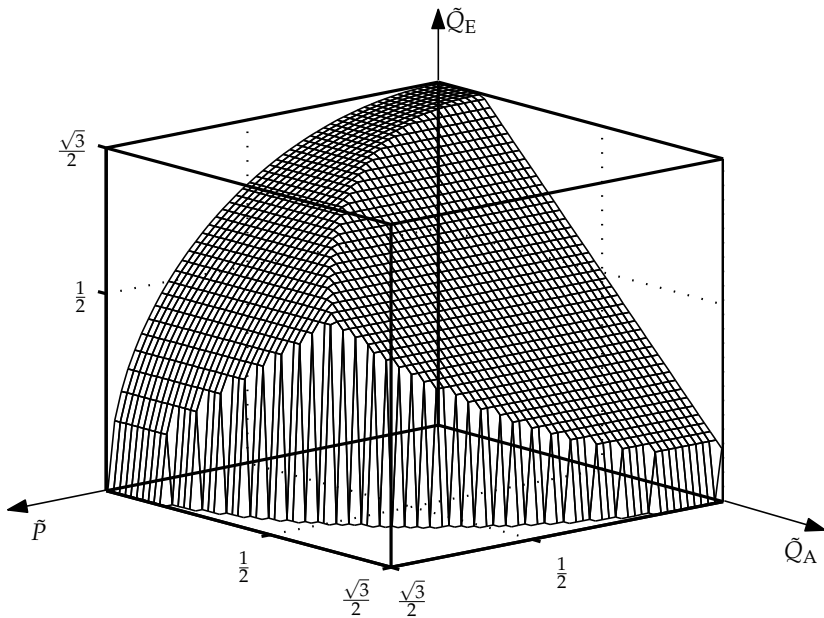


Abbildung 4.6: Eine obere Schranke des Steuerbereichs aus den Flächen (4.10), (4.11) und (4.12).

4.4.3 Resultierende Beschränkungsfläche

Abb. 4.6 zeigt die aus den vorgestellten Abschätzungen resultierende Schranke des Steuerbereichs, die aus den drei Beschränkungsflächen zusammengesetzt ist. Der wahre maximale Steuerbereich des Matrixumrichters in Abb. 4.5 ist geringer als die Beschränkungsfläche, weil zur Ermittlung der Schranken lediglich untersucht wurde, welche Eingangsblindleistung prinzipiell mit A- oder B-beschränkten Dreibeinen möglich ist, ohne zu überprüfen, ob die Dreibeine überhaupt die entsprechende Stellung für A- oder B-Beschränkung einnehmen.

4.5 Analytisch beschreibbarer Steuerbereich

4.5.1 Zeigerdarstellung der Spannungstransfergleichung

Die Beschränkungen der Extremstellung A und der Extremstellung B lassen sich gemeinsam analysieren, wenn das Zustandekommen der Ausgangsspannung aufgrund der Spannungstransfergleichung (2.12) in der komplexen Ebene betrachtet wird. Insbesondere ist es so möglich, einen Wert für v zu finden, bei dem beide Beschränkungen (A und B) für beliebige Winkel Φ_E und Φ_A nicht verletzt werden. Unter Wiederverwendung der Substitutionen (2.24) analog zu Abschnitt 2.6.2 nimmt die Spannungstransfergleichung (2.12) die Form

$$\frac{\bar{u}_A}{|\hat{u}_E|} e^{-j\Phi_A} = \frac{3}{2} (\underline{X}_m + \underline{X}_g^*) \quad (4.13)$$

an. Die Addition der komplexen Zeiger \underline{X}_m und \underline{X}_g bildet den auf der reellen Achse liegenden und auf die Eingangsspannung bezogenen Raumzeiger der Ausgangsspannung der Länge r (Abb. 4.7). Die Zeiger \underline{X}_m und \underline{X}_g lauten in der Schreibweise mit bezogenen Leistungen:

$$\begin{aligned} \underline{X}_m &= \frac{1}{3} (\tilde{P} + j\tilde{Q}_A - v - j\tilde{Q}_E) e^{-j\varphi_A} \\ \underline{X}_g &= \frac{1}{3} (\tilde{P} - j\tilde{Q}_A + v - j\tilde{Q}_E) e^{j\varphi_A} \end{aligned}$$

Die Zusammensetzung der Ausgangsspannung (4.13) kann in Teilzeiger gegliedert werden:

$$\begin{aligned} \frac{\bar{u}_A}{|\hat{u}_E|} e^{-j\Phi_A} &= \frac{\tilde{P}}{2} + j\frac{\tilde{Q}_A}{2} - \frac{v}{2} e^{-j\varphi_A} - j\frac{\tilde{Q}_E}{2} e^{-j\varphi_A} \\ &\quad + \frac{\tilde{P}}{2} + j\frac{\tilde{Q}_A}{2} + \frac{v}{2} e^{-j\varphi_A} + j\frac{\tilde{Q}_E}{2} e^{-j\varphi_A} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Da die Hilfszeiger \underline{X}_m und \underline{X}_g mit dem Mitsystem \underline{T}_m bzw. dem Gegensystem \underline{T}_g allein über Drehung zusammenhängen, haben sie deren Beträge:

$$|\underline{X}_m| = |\underline{T}_m|, \quad |\underline{X}_g| = |\underline{T}_g|$$

Für beliebige Winkel der Hilfszeiger können die Beschränkungen der Extremstellung A (4.3) und der Extremstellung B (4.5) nur unter den Bedingungen

$$|\underline{X}_m| \leq \frac{1}{3}, \quad |\underline{X}_g| \leq \frac{1}{3} \quad (4.15)$$

$$|\underline{X}_m| + |\underline{X}_g| \leq \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (4.16)$$

eingehalten werden (vgl. Abschnitt 4.4).

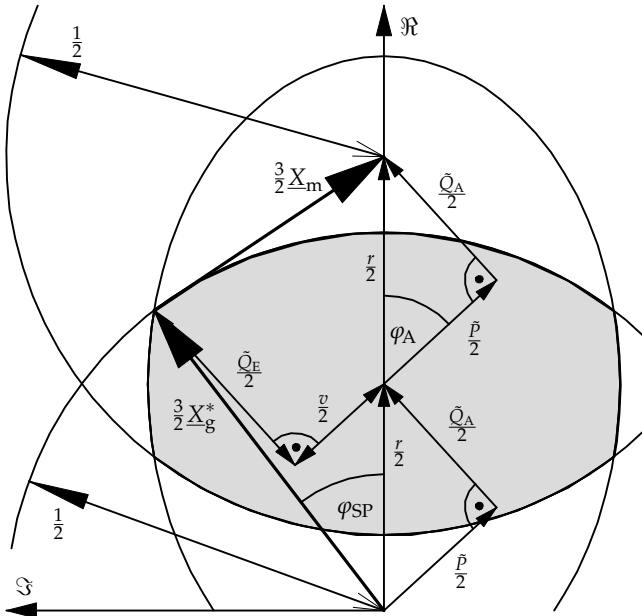


Abbildung 4.7: Kreis- und Ellipsenbeschränkung. Es ist die Zusammensetzung des Raumzeigers der Ausgangsspannung aus Teilzeigern nach (4.13) für maximal langen $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Zeiger bei veränderlichem v dargestellt. Die $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ - und $\frac{v}{2}$ -Teilzeiger als Bestandteile von \underline{X}_m und \underline{X}_g^* verlaufen jeweils antiparallel zueinander und heben sich auf. Sie werden trotzdem beachtet, weil sie den Ort markieren, an dem der \underline{X}_g^* -Zeiger endet. Für diesen Ort gibt es die Bedingung, dass er in dem grauen Auge liegen muss, das durch die Kreise und die Ellipse gebildet wird (vgl. (4.15) und (4.16)). Daraus wird eine Bedingung für v abgeleitet. Das Koordinatensystem ist um 90° gedreht.

Sowohl die Beschränkungen der Zeiger \underline{X}_m und \underline{X}_g aufgrund (4.15) und (4.16), als auch die Zusammensetzung der Ausgangsspannung nach (4.13) lassen sich gleichzeitig in der komplexen Ebene darstellen (Abb. 4.7). Die Beschränkungen (4.15) stellen sich als Kreise um den Anfang des \underline{X}_m -Zeigers und der Spitze des \underline{X}_g^* -Zeigers dar. Die Beschränkung der summierten Längen der Zeiger (4.16) ist eine Ellipse, deren Brennpunkte mit den Kreismittelpunkten zusammenfallen.

Damit alle Beschränkungen eingehalten werden, muss der \underline{X}_g^* -Zeiger in der Schnittfläche der Kreise und der Ellipse enden und der \underline{X}_m -Zeiger dort beginnen. Die Darstellung wurde so gewählt, dass die bezogene Ausgangsspannung $\frac{\underline{U}_A}{|\underline{U}_E|}$ auf die nach oben gerichtete reelle Achse zu liegen kommt. Die Länge des Ausgangsspannungszeigers ist die Spannungsaussteuerung $r = \left| \frac{\underline{U}_A}{|\underline{U}_E|} \right|$. Seine Zusammensetzung nach (4.14) ist ebenfalls in der Abbildung 4.7 zu sehen. Die Teilzeiger der Länge $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ und $\frac{v}{2}$ der Zeiger \underline{X}_m und \underline{X}_g^* liegen jeweils antiparallel zueinander und tragen daher nicht zur Ausgangsspannung bei. Der Vorzug der Darstellung liegt darin, dass die zur Eingangsblindleistung proportionale $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Teilzeiger mit Hilfe der Beschränkungen analysiert werden können, weil sie, obwohl sie nicht zum Spannungszeiger beitragen, dennoch abgebildet sind.

In Abb. 4.7 ist ein Extremfall mit maximaler Eingangsblindleistung dargestellt. Hierfür wurde die $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Strecke durch geschickte Wahl des Freiheitsgrades v maximiert. Mit dem abgebildeten Winkel φ_A zwischen Strom- und Spannungsraumzeiger am Ausgang führt das Optimum dazu, dass der \tilde{Q}_E -Teilzeiger im Schnittpunkt von Kreis und Ellipse endet.

4.5.2 Herleitung des analytisch beschreibbaren Steuerbereichs

Konstellationen

Je nachdem, ob φ_A große oder kleine Werte annimmt, stößt die Optimierung der Länge des $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Teilzeigers auf verschiedene Grenzen. Es gibt in Abhängigkeit von φ_A drei geometrische Konstellationen, aus denen der maximale Wert für \tilde{Q}_E berechnet werden kann:

Konstellation 1 Für große Winkel φ_A ($\varphi_A \approx \frac{\pi}{2}$ oder $\varphi_A \approx -\frac{\pi}{2}$) endet der auf maximale Länge optimierte $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Teilzeiger auf einem der Kreise, die über (4.15) die A-Beschränkung darstellen.

Konstellation 2 Für mittlere Werte $\varphi_{GE} < \varphi_A < \varphi_{GK}$ endet der $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Teilzeiger im Schnittpunkt von Kreis und Ellipse. Das ist der in Abb. 4.7 dargestellte Fall.

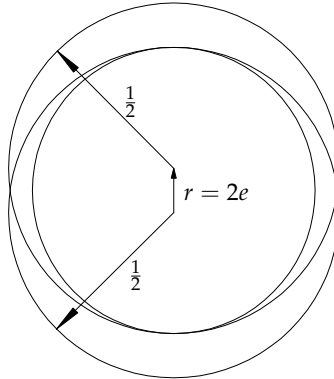


Abbildung 4.8: Grenzfall für die Existenz der Schnittpunkte von den Kreisen mit der Ellipse. Es ist der Fall $r = r_G = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}$ dargestellt. Für kleinere r liegt die Ellipse vollständig innerhalb der Schnittfläche der Kreise und es gibt keinen Schnittpunkt. In diesem Bereich gilt nur die Beschränkung der Ellipse (4.16).

Konstellation 3 Für kleine Winkel $\varphi_A \approx 0$ endet $\frac{Q_E}{2}$ -Teilzeiger auf der Ellipse. Sie ist die Beschränkung des Steuerbereichs und stellt mit (4.16) die B-Beschränkung dar.

Eigenschaften der Ellipse und der Kreise

Der Abstand der Brennpunkte vom Mittelpunkt der Ellipse, die lineare Exzentrizität [55], beträgt die halbe Spannungsaussteuerung:

$$e = \frac{1}{2} r = \frac{1}{2} \sqrt{\bar{p}^2 + \bar{Q}_A^2}$$

Die große Halbachse h_a ist die Hälfte der Summe der Brennpunktradiuszeiger [56] und ist über (4.16) und (4.13) gegeben. Mit Hilfe der linearen Exzentrizität ist damit die kleine Halbachse h_b und der Halbparameter p festgelegt:

$$h_a = \frac{\sqrt{3}}{4}, \quad h_b = \sqrt{h_a^2 - e^2}, \quad p = \frac{h_b^2}{h_a}$$

Bei kleiner Spannungsaussteuerung ist der Abstand r der Ellipsenbrennpunkte, die zugleich die Mittelpunkte der Kreise sind, so klein, dass die Ellipse vollständig in die Schnittfläche der beiden Kreise passt (Abb. 4.8). Es gibt dann

keine Schnittpunkte von den Kreisen mit der Ellipse. Die begrenzende Schnittfläche für \underline{X}_g^* und \underline{X}_m besteht allein aus der Ellipse. In Abb. 4.8 ist der Grenzfall dargestellt. Die große Halbachse hat aufgrund der Kreisdurchmesser $\frac{1}{2}$ den Wert $h_a = \frac{1}{2} - e$ woraus sich der Grenzwert r_G bestimmen lässt, unter dem für beliebige Winkel φ_A ausschließlich Konstellation 3 gilt:

$$r_G = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Ist $r > r_G$, kommen Schnittpunkte von Kreisen mit Ellipsen zustande. Für die Betrachtung des Steuerbereichs im ersten Oktanten ist der Schnittpunkt im ersten Quadranten der komplexen $\frac{\bar{u}_A}{\bar{u}_E}$ -Ebene relevant. Sein Abstand vom negativen Brennpunkt beträgt den Kreisdurchmesser $\frac{1}{2}$. Weitere Berechnungen benötigen den Winkel φ_{SP} des Zeigers vom Ursprung zum Schnittpunkt der komplexen Ebene. Aufgrund der Eigenschaften der Ellipse kann φ_{SP} aus der polaren Formel der Ellipse [55] bestimmt werden:

$$\frac{1}{2} = \frac{p}{1 - \frac{e}{h_a} \cos \varphi_{SP}} \quad \longrightarrow \quad \varphi_{SP} = \arccos \frac{r^2 + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{4}}{r} \quad (4.17)$$

Maximale Blindleistung in Konstellation 1

Der beschränkende Kreis und die Teilzeiger des Zeigers \underline{X}_g^* sind in Abb. 4.9 dargestellt. Analog zum Abschnitt 4.4.1 über die A-Beschränkung wird die Länge des $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Zeigers für $v = v_{\max}$ maximal.

$$v_{\max} = -\tilde{P} = -r \cos \varphi_A \quad \longrightarrow \quad \tilde{Q}_{E,\max} = 1 - \tilde{Q}_A = 1 - r \sin \varphi_A \quad (4.18)$$

Der Zusammenhang gilt für alle $\varphi_A \geq \varphi_{GK}$. An der Grenze zu Konstellation 2, bei welcher der $\frac{\tilde{Q}_{E,\max}}{2}$ -Zeiger im Kreis-Ellipse-Schnittpunkt endet, gilt

$$\varphi_A = \varphi_{GK} = \frac{\pi}{2} - \varphi_{SP} \quad \longrightarrow \quad \sin \varphi_{GK} = \cos \varphi_{SP} \quad (4.19)$$

Maximale Blindleistung in Konstellation 2

Die Konstellation 2 weist die Eigenschaft auf, dass der $\frac{\tilde{Q}_{E,\max}}{2}$ -Zeiger unabhängig von φ_A im Schnittpunkt von Kreis und Ellipse endet. Den Wert v_{\max} für maximal langen $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Zeiger ergibt sich aus dem \underline{X}_g^* -Zeiger der ebenfalls im Schnittpunkt endet:

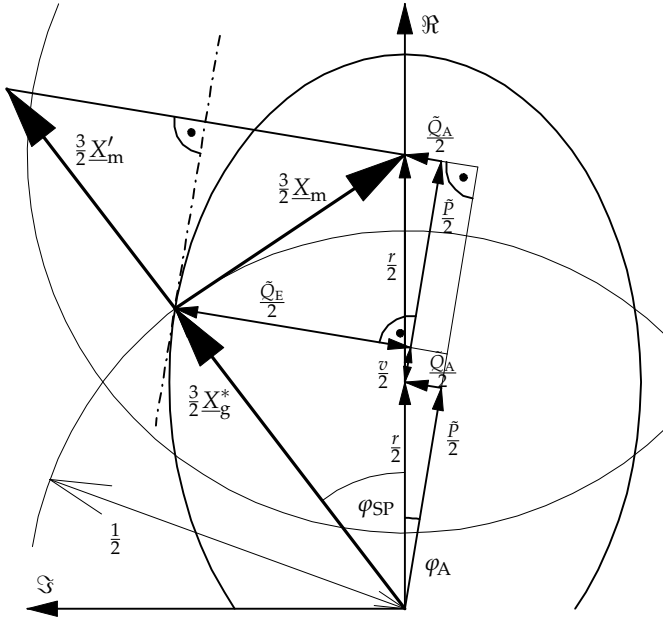


Abbildung 4.10: Beschränkung durch die Ellipse in Konstellation 3. Der $\frac{\tilde{Q}_E}{2}$ -Zeiger wird maximal, wenn v so gewählt wird, dass er senkrecht auf den Rand des Ellipse stößt. Es gilt der Zusammenhang $\frac{3}{2} |\underline{X}_m| + \frac{3}{2} |\underline{X}_g^*| = 2h_a$. Das Koordinatensystem ist um 90° gedreht.

kelhalbierende zwischen ihnen darstellt [56]. Als Folge ist der durch Spiegelung an der Tangente erhältliche Zeiger \underline{X}'_m parallel zu \underline{X}_g^* und setzt diesen bis zur Gesamtlänge $2h_a$ fort. Das äußere rechtwinklige Dreieck liefert schließlich den Ausdruck für die maximale Blindleistung:

$$\begin{aligned}
 \underline{X}_g^* + \underline{X}'_m &= \frac{2}{3} (\tilde{p} + j \tilde{Q}_{E,\max}) e^{-j\varphi_A} \\
 \rightarrow \tilde{Q}_{E,\max} &= \sqrt{\left| \frac{3}{2} \underline{X}_g^* + \frac{3}{2} \underline{X}'_m \right|^2 - \tilde{p}^2} = \sqrt{(2h_a)^2 - \tilde{p}^2} \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{3} \tilde{p}^2}
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

Über den Strahlensatz am selben Dreieck kann der Wert v_{\max} ermittelt werden, für den $\tilde{Q}_E = \tilde{Q}_{E,\max}$ ist.

$$\frac{\tilde{P} + \frac{v_{\max}}{2}}{\tilde{P}} = \frac{\frac{\tilde{Q}_{E,\max}}{2} + \frac{\tilde{Q}_A}{2}}{\tilde{Q}_{E,\max}} \quad \longrightarrow \quad v_{\max} = \frac{\tilde{Q}_A \tilde{P}}{\tilde{Q}_{E,\max}} = \frac{r^2 \sin \varphi_A \cos \varphi_A}{\tilde{Q}_{E,\max}} \quad (4.23)$$

φ_{GE} ist die Grenze für φ_A , unterhalb der Konstellation 3 gilt. Für $\varphi_{GE} = \varphi_A$ endet der $\frac{\tilde{Q}_{E,\max}}{2}$ -Zeiger im Schnittpunkt von Kreis und Ellipse. Die Tangente (strichpunktiert in Abb. 4.10) an die Ellipse an diesem Punkt hat den Winkel $-\varphi_A = -\varphi_{GE}$ zur reellen Achse. Die Steigung der Tangente ist der Tangens ihres Winkels und kann in Abhängigkeit der Halbachsen und der Abstände x_0 und y_0 des Schnittpunktes vom Ellipsenmittelpunkt in Richtung der reellen und imaginären Achse angegeben werden [56]:

$$\begin{aligned} \tan \varphi_{GE} &= -\frac{h_b^2 x_0}{h_a^2 y_0} = -\frac{(h_a^2 - e^2) \left(\frac{1}{2} \cos \varphi_{SP} - e \right)}{\frac{1}{2} e^2 \sin \varphi_{SP}} \\ &= \frac{(3 - 4r^2) (\cos \varphi_{SP} - r)}{3 \sin \varphi_{SP}} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Zusammengesetzte Formel und grafische Darstellung des Steuerbereichs

Die Ergebnisse des Steuerbereichs für konstantes v bei beliebigen Winkeln Φ_E und Φ_A sind in Tab. 4.3 zusammengefasst. f_{cr} ist dort als stückweise definierte Funktion in Abhängigkeit der bezogenen Wirkleistung und der bezogenen Blindleistung am Ausgang angegeben. Abb. 4.11 zeigt den Steuerbereich wie gewohnt als Oberfläche im ersten Oktanten. Der Steuerbereich in den übrigen Oktanten ergibt sich wie immer aus Symmetriegründen durch Spiegelung an den Seitenflächen. Die Formeln in Tab. 4.3 bleiben gültig, wenn für die Abhängigkeiten \tilde{Q}_A und \tilde{P} die Beträge eingesetzt werden und das Vorzeichen von v abhängig von \tilde{Q}_E korrigiert wird:

$$v_{\text{korrekt}} := v \frac{\tilde{Q}_E}{|\tilde{Q}_E|} \quad (4.25)$$

Der auf die hier vorgestellte Weise gewonnene, analytisch beschreibbare Steuerbereich ist etwas geringer als der im Abschnitt 4.3.4 ermittelte. Das liegt daran, dass die alleinige Abhängigkeit des Freiheitsgrads v von \tilde{P} und \tilde{Q}_A eine mögliche Anpassung des Dreibeins an unterschiedliche Winkellagen Φ_E und Φ_A verhindert. Diese Einschränkung findet bei dem in Abschnitt 4.3.4 vorgestellten Algorithmus nicht statt. Die Differenz der beiden Steuerbereiche ist, wie in Abb. 4.12 zu sehen ist, nicht groß und beträgt an den ungünstigsten Stellen

Tabelle 4.3: Stückweise definierte Funktion $f_{cr} = \dot{Q}_{E,max}$ des analytisch beschreibbaren Steuerbereichs (für konstanten Neutraltermfaktor über beliebige Winkel der Eingangs- und der Ausgangsspannung) und v_{max} im ersten Oktanten des $(\dot{P}, \dot{Q}_A, \dot{Q}_E)$ -Raums. Unterhalb der gerahmten Tabelle stehen die Formeln zur Berechnung des Schnittpunktwinkels φ_{SP} von Kreis und Ellipse, sowie der Grenzwinkel φ_{GK} und φ_{GE} .

Bereich	$\dot{Q}_{E,max}$	v_{max}
$\varphi_{GK} \leq \varphi_A \quad \wedge \quad r > 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}$	$v_{max} = -\dot{P} \quad (4.18)$	$\dot{Q}_{E,max} = 1 - \dot{Q}_A \quad (4.18)$
$\varphi_{GE} \leq \varphi_A < \varphi_{GK} \quad \wedge \quad r > 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}$	$v_{max} = \cos(\varphi_{SP} + \varphi_A) - \dot{P} \quad (4.20)$	$\dot{Q}_{E,max} = \sin(\varphi_{SP} + \varphi_A) - \dot{Q}_A \quad (4.21)$
$\varphi_A < \varphi_{GE} \quad \vee \quad r < 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}$	$v_{max} = \frac{\dot{Q}_A \dot{P}}{\dot{Q}_{E,max}} \quad (4.23)$	$\dot{Q}_{E,max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{1 - \frac{4}{3} \dot{P}^2} \quad (4.22)$

$$\cos \varphi_{SP} = \frac{r^2 + \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{4}}{r} \quad (4.17) \qquad \sin \varphi_{GK} = \cos \varphi_{SP} \quad (4.19) \qquad \tan \varphi_{GE} = \frac{(3 - 4r^2)(\cos \varphi_{SP} - r)}{3 \sin \varphi_{SP}} \quad (4.24)$$

$$r = \sqrt{\dot{P}^2 + \dot{Q}_A^2} \qquad \tan \varphi_A = \frac{\dot{Q}_A}{\dot{P}}$$

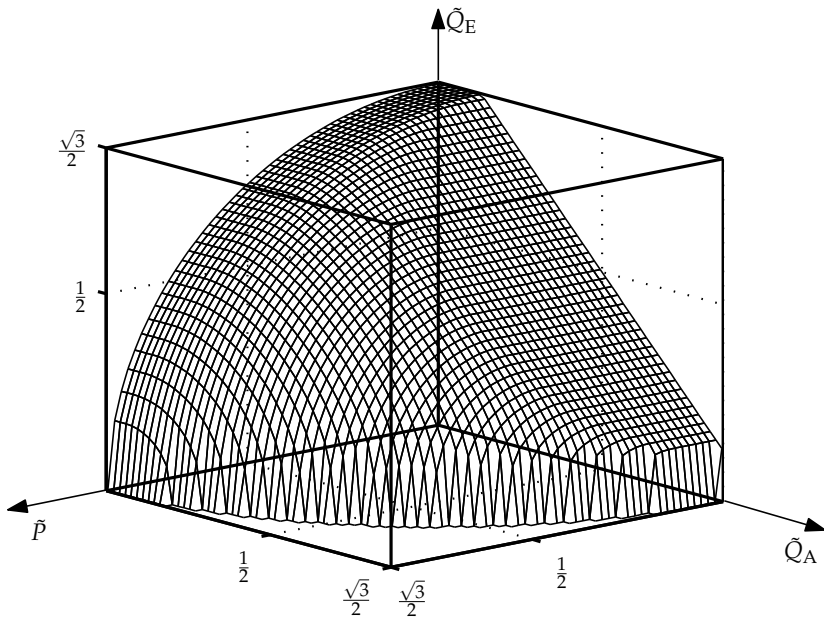


Abbildung 4.11: Der in Tab. 4.3 analytisch beschriebene Steuerbereich für konstanten Neutraltermfaktor über beliebige Winkel der Eingangs- und der Ausgangsspannung. Das ist auch der Steuerbereich der mit dem in Kapitel 5.5 beschriebenen Verfahren mit einem indirekten Matrixumrichter erreicht werden kann. Der hier abgebildete Steuerbereich ist geringfügig kleiner als der maximale Steuerbereich des konventionellen Matrixumrichters (Abb. 4.5). Abbildung 4.12 zeigt die Differenz.

$\tilde{Q}_{E,Diff} \left(r \approx \frac{\sqrt{3}}{2}, \varphi_A \approx 35^\circ \right) \approx 0,1$ und beschränkt sich bei kleineren Spannungssteuerungen r auf Werte kleiner 0,04.

Der hier vorgestellte Steuerbereich für gleichbleibende Neutralterme bei beliebigen Winkeln Φ_E und Φ_A wurde vom Autor in [57] veröffentlicht.

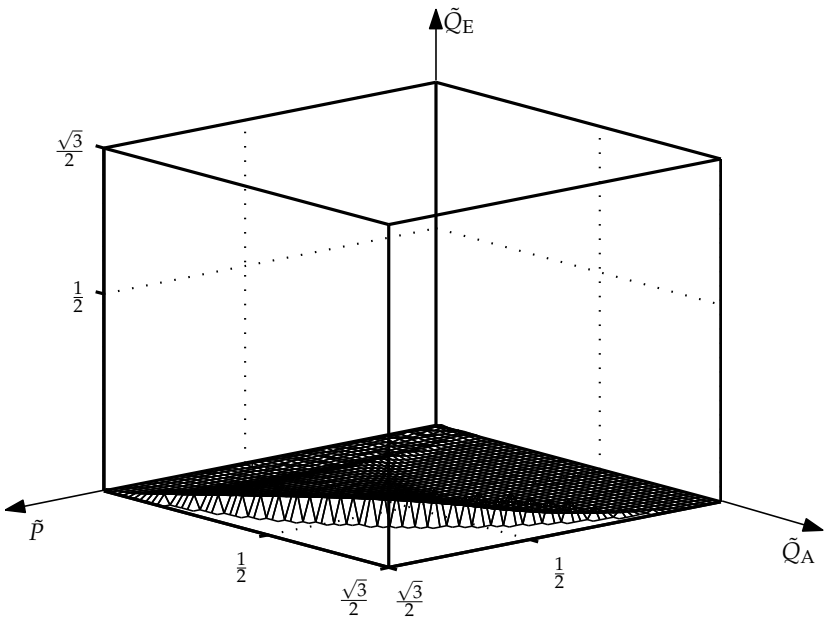


Abbildung 4.12: Differenz zwischen dem maximalen Steuerbereich des konventionellen Matrixumrichters und dem analytisch beschreibbaren Steuerbereich aus Abb. 4.11.

5

Neue Steueralgorithmen für den maximalen Steuerbereich

5.1 Prinzipien bei der Steuerung des Matrixumrichters mit hohen Schaltraten

Der Betrieb der Schaltermatrix mit Pulsweitenmodulation führt, wie in Abschnitt 2.2.5 festgestellt, auf ein abtastendes System. Es wird weiterhin davon ausgegangen, dass die elektrischen Größen am Eingang und am Ausgang der Schaltermatrix in jeder Pulsperiode bekannt sind und als kurzzeitige Mittelwerte vorliegen. In der Realität kann diese Voraussetzung neben einigen anderen Voraussetzungen nicht eingehalten werden. Diese Abweichungen eines realen Umrichters vom Idealverhalten werden in dem Kapitel 6 über die experimentelle Umsetzung im Abschnitt 6.2.2 behandelt.

In diesem Kapitel werden verschiedene Algorithmen vorgestellt, die aus vorgegebenen elektrischen Größen am Eingang und Ausgang die Werte der Steuerfunktionen für eine Modulationsperiode berechnen. Sie werden „Steueralgorithmen“ genannt. Bei einem realen Matrixumrichter werden Steueralgorithmen als Programmfragment oder Unterprogramm auf einem digitalen Signalprozessor (DSP) oder einem Mikrocontroller abgearbeitet. Die Eingangsgrößen eines Steueralgorithmus sind die Raumzeiger der elektrischen Größen Strom und Spannung am Eingang und am Ausgang. Zwei der vier Raumzeiger sind eingeprägte Größen, die abgetastet und gemessen sind. Das sind der Spannungsraumzeiger am Eingang und der Stromraumzeiger am Ausgang. Für die beiden anderen Raumzeiger (Eingangsstrom und Ausgangsspannung) müssen

Sollwerte vorliegen. Der Sollwert für die Ausgangsspannung stammt meist von einem Regler, der den Strom der an den Ausgang angeschlossenen Last regelt. Der Sollwert des Eingangstroms richtet nach der gewünschten und machbaren Eingangsblindleistung.

Die Sollwerte sind nicht unabhängig voneinander, weil die Schaltermatrix keinen Energiespeicher enthält. Die Leistungsbedingung (2.28) schränkt die Sollwerte um einen skalaren Freiheitsgrad ein. Sind beispielsweise Betrag und Phase des Raumzeigers der Ausgangsspannung vorgegeben, so ist damit der parallel zur Eingangsspannung ausgerichtete Wirkanteil des Eingangstroms festgelegt:

$$\left| \hat{i}_{E\parallel} \right| = \hat{i}_E \cos \varphi_E \stackrel{(2.28)}{=} \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} \hat{i}_A \cos \varphi_A$$

Allein die senkrecht zur Eingangsspannung stehende Stromkomponente $\hat{i}_{E\perp}$ ist in diesem Fall steuerbar.

Aus den Mess- und Sollwerten lassen sich die in Abschnitt 2.5.2 definierten bezogenen Leistungen \hat{P} , \hat{Q}_A und \hat{Q}_E oder auch die Spannungsaussteuerung $r = \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E}$ berechnen. Die im vorherigen Kapitel erarbeiteten Formeln und Verfahren können daher ohne Änderung in Steueralgorithmen verwendet werden.

Die Ausgangsgrößen eines Steueralgorithmus sind die Steuerfunktionen T_{ki} für die neun Schalter der Schaltermatrix. Die Wahl der Reihenfolge, in der die Eingangsleiter auf die Ausgangsleiter geschaltet werden und die Entscheidung, auf welche Weise die Kommutierung der Ströme der Ausgangsleiter zwischen den Eingangsleitern von statten geht, sind nicht Gegenstand des Steueralgorithmus und werden der Baugruppe „Modulator“ zugeschlagen (Abschnitt 6.2).

In Abschnitt 2.6.3 wurde angedeutet, dass sich Steueralgorithmen dadurch unterscheiden, dass die Freiheitsgrade (Neutraltermfaktor v oder v' und Nullsystem \underline{T}_0) auf verschiedene Weise bestimmt werden. Solange das für den Augenblick errechnete Dreibein keine Extremstellung einnimmt, können verschiedene Steueralgorithmen unterschiedliche Werte für die Freiheitsgrade liefern. Als Beispiel dienen die in Kapitel 3 vorgestellten Steueralgorithmen aus der Literatur.

Im Folgenden werden zunächst verschiedene Verfahren vorgeschlagen, wie der Neutraltermfaktor und das Nullsystem bestimmt werden können, so dass der maximale Steuerbereich voll oder zumindest beinahe voll ausgeschöpft werden kann. Anschließend werden Methoden zur konkreten Berechnung der Steuerfunktionen T_{ki} und eine Alternative für indirekte Matrixumrichter aufgezeigt.

5.2 Steueralgorithmus für den maximalen Steuerbereich durch permanente Extremstellung des Dreibeins

Die im Abschnitt 4.3 angewandte Strategie der ausschließlichen Verwendung von Extremstellungen führt auf einen Steueralgorithmus, der den dort ange-näherten maximalen Steuerbereich zugänglich macht. Ungeachtet dessen, ob mit den vorgegebenen Aussteuerungen für Spannung und Eingangsblindleistung kleinere als extreme Dreibeine möglich sind, wird der Neutraltermfaktor für maximale Dreibeine berechnet. Fälle, in denen die maximale Aussteu-ergrenze des Matrixumrichters tatsächlich erreicht wird, sind damit automa-tisch eingeschlossen. Bei der Realisierung stellt sich das Verzerrungsproblem aus Abschnitt 4.3.3. Eine Lösung bietet das dort vorgestellte Verfahren, alle mög-lichen 24 Extremstellungen zu berechnen und die Ergebnisse auf ihre Gültigkeit zu überprüfen. Das kann mit den in diesem Abschnitt vorgestellten Formeln und Vorgehensweise durchgeführt werden. Von den erwarteten zwei Lösun-gen wird willkürlich diejenige mit dem kleineren v' ausgewählt. Da die Berech-nungen in jeder Pulsperiode nur für eine einzige Konstellation der Winkel Φ_E und Φ_A durchgeführt werden müssen, bleibt der Rechenaufwand im Vergleich zu der dort durchgeführten Bestimmung des maximalen Steuerbereichs über-schaubar. Der auf diese Weise realisierte Steueralgorithmus wurde vom Autor in [53] und [54] veröffentlicht. In Abb. 5.1 ist ein Beispiel für die Verläufe der Steuerfunktionen bei Betrieb des Umrichters mit konstanten Aussteuerungen dargestellt. Die Daten wurden mit kurzzeitigen Mittelwerten und Steuerfunk-tionen berechnet und simulieren den idealisierten Matrixumrichter, der mit per-manenten Extremstellungen betrieben wird. Die Verläufe der elektrischen Grö-ßen an der Schaltermatrix, welche die gewünschte Kopplung darstellen, sind im gleichen zeitlichen Maßstab in Abb. 5.2 dargestellt.

Eine Eigenart der Steuerung mit permanenter Extremstellung ist die Mi-nimierung der Schalthandlungen der Schaltermatrix pro Pulsperiode und die damit erwarteten geringen Schaltverluste. Eine ähnliche Betrachtung wurde in [58] vorgenommen. Extremstellungen der Kategorie A werden dort jedoch außer Acht gelassen. Es bietet sich an, den Begriff „Branch Switch Over“ (BSO) zu übernehmen, der angibt, wie oft der Strom eines Ausgangsleiters während einer symmetrischen Modulationsperiode kommutiert werden muss. Liegt ein Steuerraumzeiger T_i , innerhalb des Begrenzungsdreiecks, ohne es zu berühren, so bestimmen die Lote auf die Seiten drei Gewichte für die Verschaltung der drei Eingangsleitungen mit dem Ausgangsleiter i (vgl. Abschnitt 2.3.3). In einer symmetrischen Modulationsperiode, wie beispielhaft in Abb. 2.8 dargestellt, führt der Steuerraumzeiger des Teilumrichters $i = 1$ zu dieser Abfolge der auf-geschalteten Eingangsleiter:

$$1 \longrightarrow 2 \longrightarrow 3 \longrightarrow 2 \longrightarrow 1$$

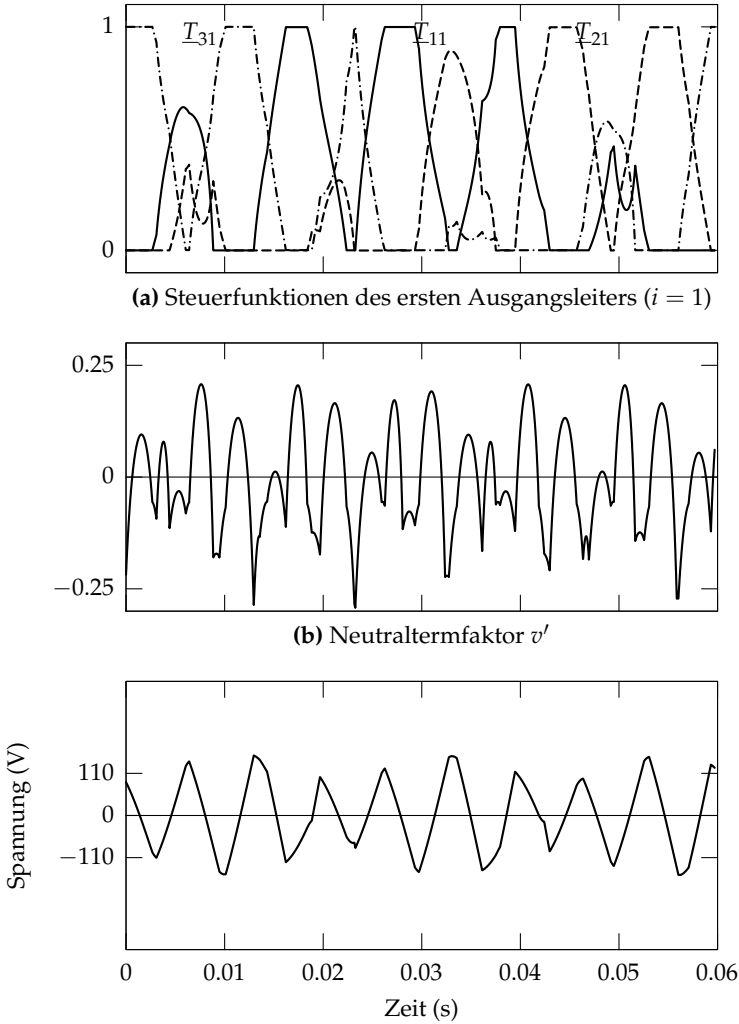
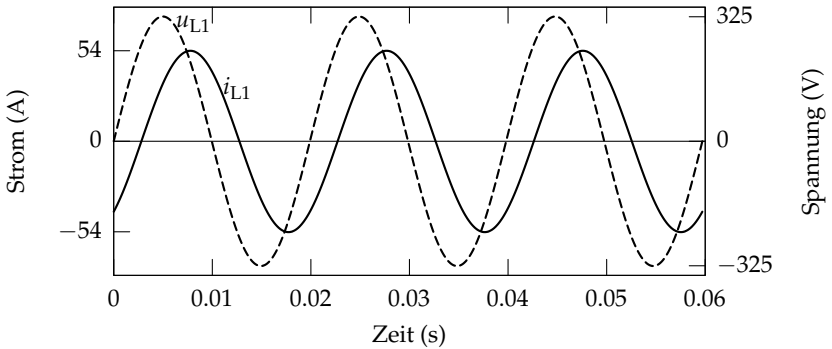
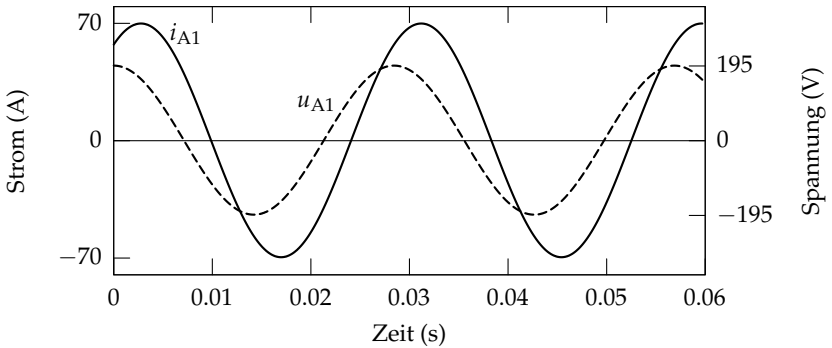


Abbildung 5.1: Permanente Extremstellung. Verläufe der Steuerfunktionen T_{k1} , des Neutraltermfaktors und der Nullkomponente der Ausgangsspannung. Die elektrischen Größen am Eingang und am Ausgang der Schaltermatrix sind in Abb. 5.2 dargestellt.

5.2. Steueralgorithmus für den maximalen Steuerbereich durch permanente Extremstellung des Dreieins



(a) Spannung und Strom des Eingangsleiters L1



(b) Spannung und Strom des ersten Ausgangsleiters

Abbildung 5.2: Zeitverläufe der kurzzeitigen Mittelwerte am Eingang und am Ausgang der Schaltermatrix für die Darstellung der Steuerfunktionen in diesem Kapitel. Die Verläufe simulieren den Betrieb des Umrichters mit der Spannungsaussteuerung $r = 0,6$ und der bezogenen Eingangsblindleistung $\tilde{Q}_E = 0,6$ und dem Winkel $\varphi_A = 35^\circ$ zwischen Strom und Spannung am Ausgang.

Es steht „ \rightarrow “ jeweils für eine Stromkommutierung, d. h. einen BSO. Steuerraumzeiger, die keine der Begrenzungsseite berühren, führen demnach zu vier BSOs pro Ausgangsleiter. Berührt der Steuerraumzeiger eine der Begrenzungsseiten, ist das Lot auf die Seite null und der korrespondierende Schalter ist während der ganzen Modulationsperiode ausgeschaltet. Der Strom wird in diesem Fall zwischen zwei Eingangsleitern hin- und herkommutiert, was zu zwei BSOs führt. Steckt der Steuerraumzeiger in einer der Ecken des Begrenzungsdreiecks, so ist der Ausgangsleiter während der ganzen Modulationsperiode mit dem entsprechenden Eingangsleiter verbunden und es gibt keine BSOs.

Es folgt, dass sowohl die Extremstellung A mit drei Steuerraumzeigern auf den Seiten, als auch die Extremstellung B mit einem Steuerraumzeiger in einer Ecke und einem auf einer Seite, zu insgesamt sechs BSOs für die ganze Schaltermatrix führen. Die Steuerung des Matrixumrichters mit permanenter Extremstellung führt damit zu der geringsten Anzahl von Schalthandlungen pro Pulsperiode.

So attraktiv die Steuerung mit diesem Algorithmus aufgrund dieser Einsparung von Schalthandlungen erscheint, hat er seine Nachteile in der technischen Realisierung. Selbst bei kleinen Aussteuerungen wird die Schaltermatrix an ihrer Aussteuerungsgrenze betrieben. Die Folge davon sind wiederkehrende kleine Zeitgewichte, die mit realen Schaltern nicht darstellbar sind und entweder ausgedehnt oder unterdrückt werden müssen, was zu Fehlern führt. Außerdem können bereits kleine Abweichungen im Winkel der Raumzeiger der gemessenen eingepprägten Größen dazu führen, dass die bei diesem Verfahren außergewöhnlich großen Neutralterme nicht mehr senkrecht auf dem Ausgangsstrom und der Eingangsspannung stehen und damit die realen Aussteuerungen der Spannung und des Stroms stark beeinflussen.

5.3 Steueralgorithmus für den maximalen Steuerbereich durch schrittweise Hinzunahme von Nullsystem und Neutraltermfaktor

Eine entgegengesetzte Strategie zur permanenten Verwendung extremer Dreibeine besteht darin, das Nullsystem und den Neutraltermfaktor vom Wert null ausgehend immer erst dann anzupassen, wenn das Dreibein das Begrenzungsdreieck zu verlassen droht. Sie wurde von Clos im Rahmen eines Steueralgorithmus vorgestellt, der ohne Winkelfunktionen und komplexe Zahlen auskommt [59]. Zunächst werden das Nullsystem und der Neutraltermfaktor zu null gesetzt und die Steuerfunktionen mit der allgemeinen Lösung der Transferegleichungen (2.31) berechnet. Mit den Zuordnungsregeln aus Abschnitt 4.2.2 wird ermittelt, welche Steuerfunktionen den Seiten des Begrenzungsdreiecks am nächsten sind und ob A- oder B-Beschränkung vorliegt. Die Summe der

5.3. Steueralgorithmus für den maximalen Steuerbereich durch schrittweise Hinzunahme von Nullsystem und Neutraltermfaktor

kleinsten Abstände von Steuerraumzeigern zu den drei Begrenzungsseiten ist

$$S_{\min} = \begin{cases} \Re \left\{ a T_x + T_y + a^2 T_z \right\} + 1 & \text{für Stellung A} \\ 1 - \Re \left\{ a^{1-\lambda} \left(T_\kappa - T_\mu \right) \right\} & \text{für Stellung B} \end{cases}$$

S_{\min} ist ein negatives Maß dafür, ob und wie weit ein Dreibein über das Begrenzungsdreieck heraus ragt. Die A-Beschränkung (4.3) und die B-Beschränkung (4.5) entsprechen damit der Bedingung

$$S_{\min} \geq 0$$

Für $S_{\min} = 0$ sind die Dreibeine in Extremstellung.

Für kleinere Unterschreitungen kann S_{\min} mit dem Neutraltermfaktor auf $S_{\min} = 0$ korrigiert werden. Es wird in diesem ersten Schritt stillschweigend vorausgesetzt, dass die damit verbundene Verzerrung des Dreibeins nicht dazu führt, dass sich die mit den Zuordnungsregeln ermittelte Stellung ändert (vgl. Verzerrungsproblem, 4.3.3). Aus $S_{\min} = 0$ und Umstellen nach v' folgen die Formeln (4.6) und (4.8) zur Berechnung des gesuchten Neutraltermfaktors.

In einem zweiten Schritt wird geprüft, ob ein Steuerraumzeiger außerhalb des Begrenzungsdreiecks liegt und ein Nullsystem berechnet werden muss. Wurde im ersten Schritt ein Neutraltermfaktor $v' \neq 0$ ermittelt, müssen hierzu die Steuerraumzeiger erneut für das verzerrte Dreibein berechnet werden. Das Nullsystem wird derart berechnet, dass das Dreibein minimal verschoben wird, bis ein außerhalb liegender Steuerraumzeiger auf dem Begrenzungsdreieck liegt und kein anderer darüber hinaus ragt [59].

Indem das Verzerrungsproblem ignoriert wird, ist der Steueralgorithmus von Clos gegenüber der permanenten Extremstellung weniger aufwändig in der Berechnung. Eine Überprüfung des Steuerbereichs mit einem zu Abb. 4.3 ähnlichen Algorithmus zeigt, dass der maximale Steuerbereich des Matrixumrichters erreicht wird. Auf diese Weise wird die dem Steueralgorithmus zu Grunde liegende Annahme bestätigt, dass Dreibeine, die zu Aussteuerungen innerhalb des Steuerbereichs gehören und zu ihrer Unterbringung im Begrenzungsdreieck eine Verzerrung nötig haben (erster Schritt), durch diese Verzerrung nicht die Kategorie ihrer Extremstellung ändern.

Die Verläufe von Steuerfunktionen, Neutraltermfaktor, S_{\min} und der Nullkomponente der Ausgangsspannung sind in Abb. 5.3 dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, wie der Neutraltermfaktor v' eingesetzt wird, um S_{\min} am unterschreiten der Nulllinie zu hindern und in diesen Zeitbereichen den selben Verlauf annimmt, wie in Abb. 5.1b.

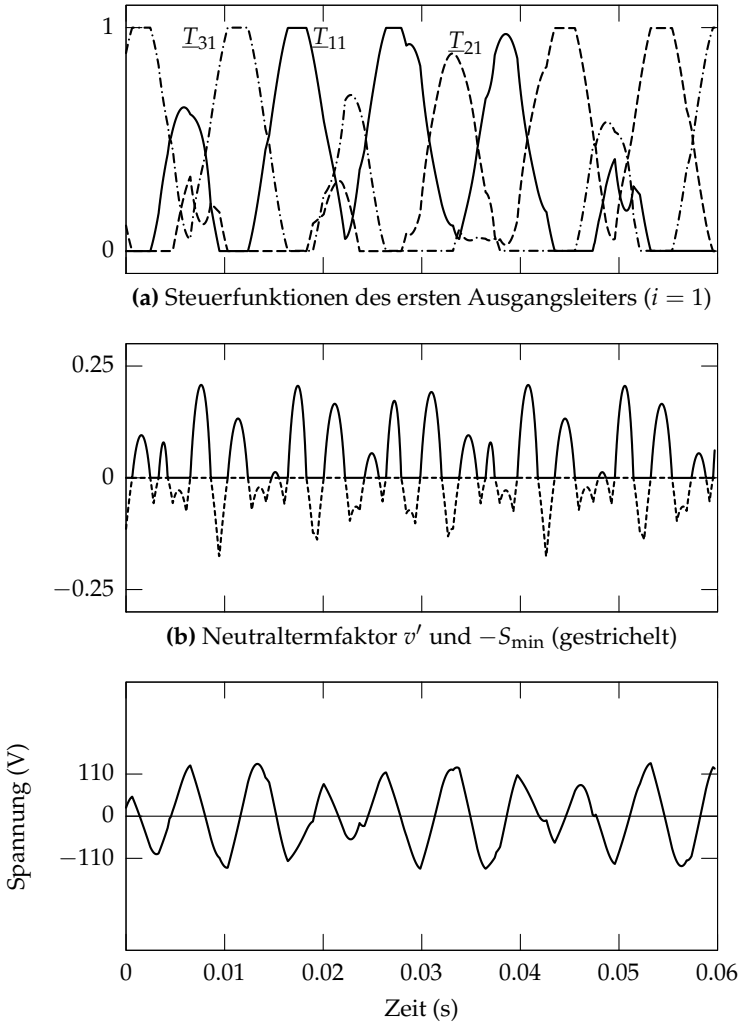


Abbildung 5.3: Zeitverläufe der Steuerfunktionen für den Steueralgorithmus nach Clos [59]. Verläufe der Steuerfunktionen T_{k1} , des Neutraltermfaktors, s_{\min} und der Nullkomponente der Ausgangsspannung. Die elektrischen Größen am Eingang und am Ausgang der Schaltermatrix sind in Abb. 5.2 dargestellt.

5.4 Winkelunabhängiger Neutraltermfaktor für den analytisch beschreibbaren Steuerbereich

Von dem analytisch beschreibbaren Steuerbereich aus Abschnitt 4.5 wird der von den Winkeln Φ_E und Φ_A unabhängige Neutraltermfaktor v_{\max} als allgemein gültige Festsetzung von v übernommen. Dazu werden zunächst die Grenzwinkel φ_{GK} und φ_{GE} anhand (4.19), (4.24) und (4.17) berechnet, damit in Tab. 4.3 der entsprechende Definitionsbereich ausgewählt werden kann. Es wird $v = v_{\max}$ berechnet und gemäß (4.25) an das Vorzeichen von \check{Q}_E angepasst. Aufgrund der Geometrie der Kreise und der Ellipse in Abb. 4.7 ist sichergestellt, dass der X_g^* -Zeiger innerhalb des begrenzenden Auges liegt. Die Wahl von $v = v_{\max}$ führt im Allgemeinen zu unnötig starken Neutraltermen, ist aber unkompliziert und pragmatisch.

Ohne Dreibeine zu berechnen und deren Stellungen auszuwerten wird auf diese Weise der Neutraltermfaktor v festgelegt. Ein passendes Nullsystem kann jedoch nicht mehr leicht angegeben werden, weil die Formeln (4.7) und (4.9) allein für Dreibeine in Extremstellung gelten. Das Nullsystem kann entweder nach der Methode von Clos [59] (siehe vorheriger Abschnitt) bestimmt werden oder in den nach dem im folgenden Abschnitt vorgestellten Verfahren erzeugten Pulsmustern implizit enthalten sein.

5.5 Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände

5.5.1 Prinzip und Anwendungsbereich

Dies ist ein Verfahren, das anhand von Mitsystem T_m und Gegensystem T_g eines zu realisierenden Dreibeins eine gewichtete Folge von einfachen Schaltzuständen und Nullzuständen liefert. Ein Nullsystem braucht nicht berechnet zu werden, weil dies implizit durch Auswahl und Gewichtung der Schaltzustände geschieht (vgl. Tab. 2.1 auf Seite 24). Durch den Verzicht auf direkte Schaltzustände ist der Steueralgorithmus auch auf im Abschnitt 2.1.2 erwähnte indirekte Matrixumrichter anwendbar. Der analytisch beschreibbare Steuerbereich ist damit für indirekte Matrixumrichter zugänglich.

Die folgende Vorgehensweise gleicht stark derjenigen im Abschnitt 3.3.2 über den virtuellen Zwischenkreis: Die Eigenschaften der Schaltzustände werden zunächst auf ihre Symmetrien und Kopplungseigenschaften H_m und H_g hin untersucht. Anschließend kann durch die Auswahl und Gewichtung einiger Schaltzustände die gewünschte mittlere Kopplung, die durch T_m und T_g vorgegeben ist, dargestellt werden.

5.5.2 Symmetrien der einfachen Schaltzustände in Bezug auf das Mit- und Gegensystem

Die vielfältigen Möglichkeiten der Auswahl geeigneter Schaltzustände können durch die Anwendung von Symmetrien stark eingeschränkt werden. Es wird sich herausstellen, dass lediglich drei verschiedene Sätze an Schaltzuständen untersucht werden müssen, wenn \underline{T}_m und \underline{T}_g nahe beieinander in einem bestimmten Sektor liegen. Sind die Symmetrien der einfachen Schaltzustände bekannt, so ist es möglich, beliebige \underline{T}_m und \underline{T}_g so zu transformieren, dass sie in dieser für den Algorithmus günstigen Position liegen. Die Auswirkungen der Transformationen auf die mittlere Kopplung können am Ende des Algorithmus durch einfache Maßnahmen wie z. B. durch Vertauschen zweier Ausgangsleiter rückgängig gemacht werden.

Die Schaltzustände werden zur Analyse der Symmetrien in zwei Tabellen angeordnet. In Tab. 5.1 sind die Schaltzustände nach ihren Verbindungen zwischen Eingang und Ausgang angeordnet. Die Schaltzustände haben die gleiche Anordnung wie in Tab. 3.1, die im Zusammenhang mit dem virtuellen Zwischenkreis untersucht wurde. Mit- und Gegensystemzeiger der Schaltzustände können in Abhängigkeit von Zeilen- und Spaltenindex angegeben werden:

$$\underline{H}_m(x, y) = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{2}{3} e^{j((x+y-2)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6})}$$

$$\underline{H}_g(x, y) = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{2}{3} e^{j((x-y)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6})}$$

Tab. 5.2 ordnet die Schaltzustände nach den Winkeln von \underline{H}_m und \underline{H}_g . Beachtenswert ist, dass nicht alle Felder besetzt sind, weil es nicht zu jeder aufgeführten 60° -Kombination der Winkel von \underline{H}_m und \underline{H}_g einen Schaltzustand gibt. Anhand der beiden Tabellen können Rotationssymmetrie, Spiegelsymmetrie und Drehsinnsymmetrie festgestellt werden:

Rotationssymmetrie: Es wird die Auswirkung der Drehung eines der Zeiger \underline{H}_m und \underline{H}_g unabhängig vom anderen untersucht. Die kleinste mögliche Drehung des Zeigers \underline{H}_m ohne Beeinflussung des Zeigers \underline{H}_g entspricht einem Wechsel um zwei Spalten in Tab. 5.2 und beträgt $\frac{2\pi}{3}$. Die Zeiger \underline{H}'_m und \underline{H}'_g des durch Drehung von \underline{H}_m erhältlichen neuen Zustands gehen so aus den alten Zeigern hervor:

$$\underline{H}'_m(x', y') = \underline{a} \underline{H}_m(x, y) , \quad \underline{H}'_g(x', y') = \underline{H}_g(x, y)$$

Durch Auflösen des Systems nach x' und y' ergibt sich eine Vorschrift, nach der sich die Verschaltungen am Eingang und Ausgang der Schaltermatrix verändern:

$$x' = x + 1 , \quad y' = y + 1 ;$$

5.5. Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände

Tabelle 5.1: Verschaltungseigenschaften einfacher Schaltzustände. Über die Spalten und Zeilen ist die Verbindung der Ausgangsleiter O1, O2 und O3 mit den Eingangsleitern L1, L2 und L3 anhand der Zuordnung über a und b nachvollziehbar.

x		1	2	3	4	5	6
y	O1, O2, O3	$a = L1, b = L3$	$a = L2, b = L3$	$a = L2, b = L1$	$a = L3, b = L1$	$a = L3, b = L2$	$a = L1, b = L2$
1	a, b, b	133	233	211	311	322	122
2	a, a, b	113	223	221	331	332	112
3	b, a, b	313	323	121	131	232	212
4	b, a, a	311	322	122	133	233	211
5	b, b, a	331	332	112	113	223	221
6	a, b, a	131	232	212	313	323	121

Tabelle 5.2: Schaltzustände des Matrixumrichters geordnet nach den Winkeln von Mit- und Gegensystem.

		$\angle\{H_m\}$					
		$\frac{\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{9\pi}{6}$	$\frac{11\pi}{6}$
$\angle\{H_g\}$	$\frac{\pi}{6}$	133		223		121	
	$\frac{3\pi}{6}$		233		221		131
	$\frac{5\pi}{6}$	232		211		331	
	$\frac{7\pi}{6}$		212		311		332
	$\frac{9\pi}{6}$	112		313		322	
	$\frac{11\pi}{6}$		113		323		122

Das entspricht dem Wechsel des Zustands um ein Kästchen diagonal nach rechts unten in Tab. 5.1. Die Vorschrift für die Drehung von H_g ohne Beeinflussung von H_m ergibt sich aus

$$\begin{aligned} H'_m(x', y') &= H_m(x, y) & x' &= x + 1 \\ H'_g(x', y') &= a H_g(x, y) & y' &= y - 1 \end{aligned}$$

Das entspricht dem Wechsel des Zustands um ein Kästchen diagonal nach rechts oben.

Spiegelsymmetrie: Es wird die Auswirkung der Spiegelung eines der Zeiger H_m und H_g an einer der Achsen mit den Winkeln

$$\varphi_z = (z - 1) \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}, \quad z = 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

unabhängig vom anderen untersucht. Eine Spalte oder Zeile z in Tab. 5.2 kann dabei als Spiegelachse interpretiert werden. Die Zeiger H'_m und H'_g des durch Spiegelung von H_m an einer Spalte z erhältlichen neuen Zustands gehen so aus den alten Zeigern hervor:

$$H'_m(x', y') = e^{j2\varphi_z} H_m^*(x, y), \quad H'_g(x', y') = H_g(x, y)$$

Die Vorschrift zur Änderung der Verschaltungen ist:

$$x' = z - y + 1, \quad y' = z - x + 1;$$

5.5. Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände

Für das Spiegeln von \underline{H}_g an einer Zeile folgt die Vorschrift:

$$\begin{aligned} \underline{H}'_m(x', y') &= \underline{H}_m(x, y) & \longrightarrow & \quad x' = y + z - 1 \\ \underline{H}'_g(x', y') &= e^{j2\varphi_z} \underline{H}_g^*(x, y) & \longrightarrow & \quad y' = x - z + 1 \end{aligned}$$

Drehsinnsymmetrie: Aus dem Vertauschen der Zeiger \underline{H}_m und \underline{H}_g folgt für die Verschaltungen

$$\begin{aligned} \underline{H}'_m(x', y') &= \underline{H}_g(x, y) & \longrightarrow & \quad x' = x \\ \underline{H}'_g(x', y') &= \underline{H}_m(x, y) & \longrightarrow & \quad y' = 2 - y \end{aligned}$$

was einer Vertauschung des zweiten und dritten Ausgangsleiters und damit einem Drehsinnwechsel am Ausgang gleichkommt.

Diese Manipulationen an Mit- und Gegensystemzeiger haben demnach ihre eindeutige Entsprechung in der Verschaltung der Ausgangsleiter auf die Eingangsleiter. Da die Manipulationen für alle Schaltzustände gleichartige Auswirkungen haben, ist es möglich, zuerst \underline{T}_m und \underline{T}_g zu manipulieren, Schaltzustände auszuwählen und ihre Gewichte zu berechnen und danach die Manipulationen durch Auswechseln der Schaltzustände wieder rückgängig zu machen.

5.5.3 Synthese von Mit- und Gegensystem aus einfachen Schaltzuständen

Auswahl geeigneter Schaltzustände

Der Mitsystemzeiger \underline{T}_m und der Gegensystemzeiger \underline{T}_g sollen durch gewichtete Zeiger mehrerer Schaltzustände zusammengesetzt werden:

$$\begin{aligned} \underline{T}_m &= \sum_{xyz} \delta_{xyz} \underline{H}_{m,xyz} \\ \underline{T}_g &= \sum_{xyz} \delta_{xyz} \underline{H}_{g,xyz} \end{aligned} \tag{5.1}$$

xyz steht in diesem Zusammenhang für einfache Schaltzustände aus Tab. 2.1. Die Gewichte δ sind zeitliche Anteile Δ_{xyz} der Modulationsperiode \underline{T}_m :

$$\delta_{xyz} = \frac{1}{T_M} \Delta_{xyz} \tag{3.4}$$

Abb. 5.4 zeigt ein Beispiel für die Zusammensetzung des Mit- und des Gegensystemzeigers aus den Schaltzuständen 133, 122, 113 und 112.

Abhängig von der Lage des Mit- und des Gegensystemzeigers muss eine günstige Auswahl an Schaltzuständen getroffen werden, damit möglichst kleine Gewichte zustande kommen. Aus Tab. 5.2 ist ersichtlich, dass es Schaltzu-

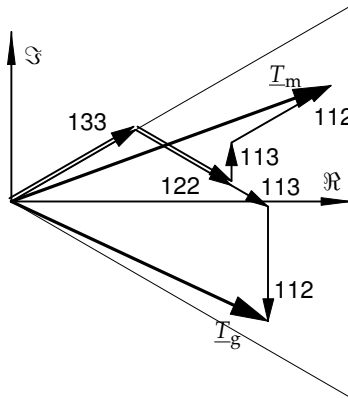


Abbildung 5.4: Beispiel für die Synthese von \underline{T}_m und \underline{T}_g aus Teilzeigern der Schaltzustände 133, 122, 113 und 112. Die Länge der Teilzeiger entspricht dem jeweiligen Gewicht δ des Schaltzustands.

stände gibt, deren Mitsystemzeiger parallel zum Gegensystemzeiger liegen. Mit solchen Schaltzuständen alleine ist es nicht möglich, \underline{T}_m und \underline{T}_g darzustellen, wenn $\underline{T}_m \neq \underline{T}_g$ ist. Sie sind für die Darstellung der Differenz $\underline{T}_m - \underline{T}_g$ unbrauchbar. Zur Vertiefung dieser Betrachtungsweise werden das Mit- und das Gegensystem in Abhängigkeit eines Summenzeigers \underline{T}_Σ und eines Differenzzeigers \underline{T}_Δ dargestellt:

$$\begin{aligned} \underline{T}_m &= \frac{1}{2} (\underline{T}_\Sigma + \underline{T}_\Delta) & \underline{T}_\Sigma &= \underline{T}_m + \underline{T}_g \\ \underline{T}_g &= \frac{1}{2} (\underline{T}_\Sigma - \underline{T}_\Delta) & \underline{T}_\Delta &= \underline{T}_m - \underline{T}_g \end{aligned}$$

Analog gilt für Schaltzustände $\underline{H}_\Sigma = \underline{H}_m + \underline{H}_g$ und $\underline{H}_\Delta = \underline{H}_m - \underline{H}_g$. Aufgrund der Symmetrien ist es immer möglich, durch Drehen, Spiegeln und Vertauschen eine Konstellation von \underline{T}_m und \underline{T}_g wie in Abb. 5.5 herbeizuführen. \underline{T}_m und \underline{T}_g befinden sich in dem rechten, zur reellen Achse symmetrischen 60° -Sektor, wobei \underline{T}_m oberhalb von \underline{T}_g in der komplexen Ebene liegt. Der Dif-

5.5. Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände

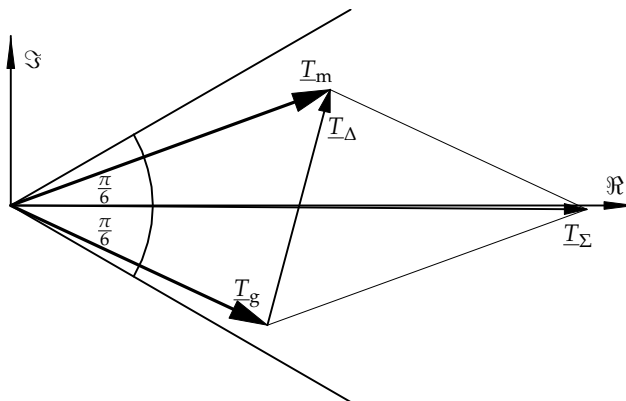


Abbildung 5.5: Ausgangssituation für die Synthese von \underline{T}_m und \underline{T}_g aus gewichteten Schaltzuständen. \underline{T}_m und \underline{T}_g befinden sich in dem zur reellen Achse symmetrischen 60° -Sektor. Dabei soll $\Im\{\underline{T}_m\} \geq \Im\{\underline{T}_g\}$ sein. Zusätzlich sind die Hilfszeiger $\underline{T}_\Delta = \underline{T}_m - \underline{T}_g$ und $\underline{T}_\Sigma = \underline{T}_m + \underline{T}_g$ zu sehen, welche die Auswahl geeigneter Schaltzustände erleichtern.

ferenzzeiger $\underline{T}_\Delta = \underline{T}_m - \underline{T}_g$ ist dann so kurz wie möglich. Es können folgende Eigenschaften von \underline{T}_Σ und \underline{T}_Δ festgehalten werden:

- Der Summenzeiger \underline{T}_Σ beschränkt sich auf einen 60° -Sektor von $-\frac{\pi}{6}$ bis $\frac{\pi}{6}$ symmetrisch zur reellen Achse, da er zwischen seinen Summanden \underline{T}_m und \underline{T}_g liegt, die mit Hilfe der Symmetrien in diesen Sektor verlegt wurden.
- Für den Differenzzeiger \underline{T}_Δ gilt aufgrund der Regel, dass \underline{T}_g unterhalb von \underline{T}_m liegt, dass er in der positiven imaginären Hälfte der komplexen Ebene liegt. Sein Winkel liegt im Bereich von 0 bis π .

Für die Auswahl geeigneter Schaltzustände werden mit Hilfe von Tab. 2.1 deren Fähigkeit, Summen und Differenzzeiger darzustellen in Augenschein genommen. Die Schaltzustände werden in zwei Gruppen eingeteilt: Die bereits erwähnten Schaltzustände, die keine Differenzzeiger bilden können ($\underline{H}_\Delta = 0$), sind in Abb. 5.7 aufgeführt, diejenigen mit $\underline{H}_\Delta \neq 0$ in Abb. 5.6. Alle einfachen Schaltzustände haben \underline{H}_Σ -Zeiger deren Länge ungleich null ist und sind ebenfalls in den beiden Abbildungen eingetragen.

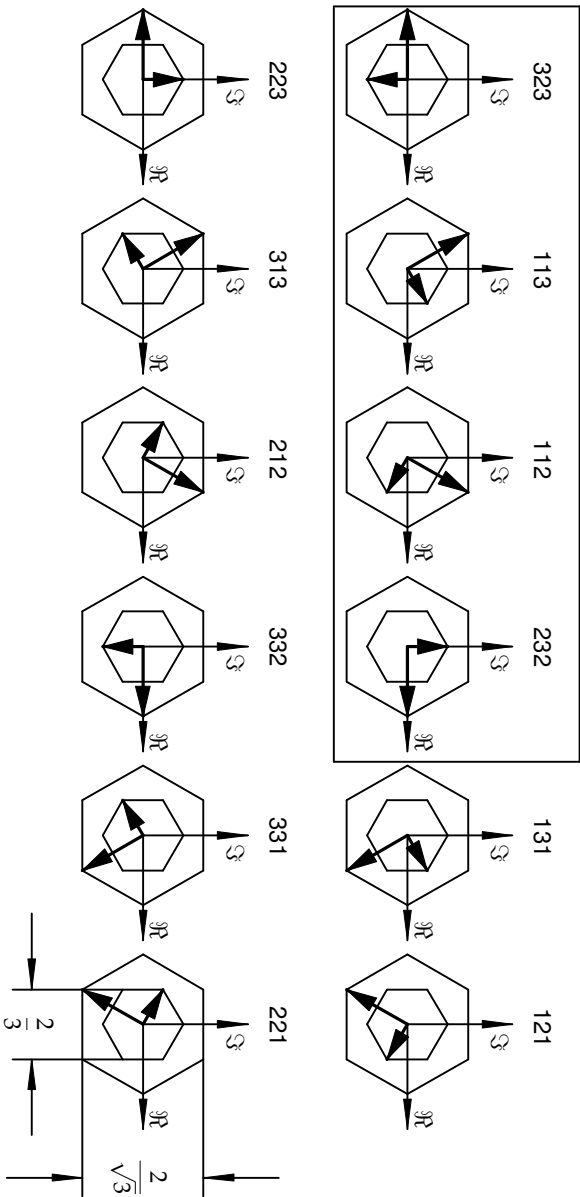


Abbildung 5.6: Differenzzeiger H_A und Summenzeiger H_S der einfachen Schaltzustände mit der Eigenschaft $H_A \neq 0$. Die langen Zeiger sind die Differenzzeiger mit $|H_A| = \frac{2}{3}$, die kurzen Zeiger sind die Summenzeiger mit $|H_S| = \frac{1}{\sqrt{3}}$. Die π -vielfachen Winkel der Zeiger werden durch die regelmäßigen Sechsecke verdeutlicht. Die für die Synthese in Frage kommenden Schaltzustände sind umrahmt.

5.5. Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände

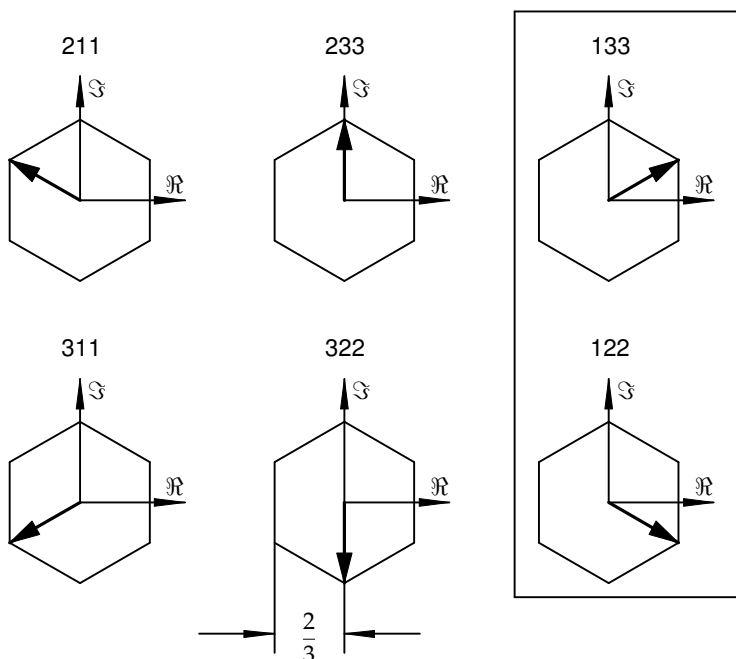


Abbildung 5.7: Summenzeiger der einfachen Schaltzustände, deren Differenzzeiger verschwinden (mit der Eigenschaft: $\underline{H}_\Delta = 0$). Die Zeiger haben die Länge $|\underline{H}_\Sigma| = \frac{4}{3\sqrt{3}}$. Die $\frac{\pi}{3}$ -vielfachen Winkel der Zeiger werden durch das regelmäßiges Sechseck verdeutlicht. Die für die Synthese verwendeten Schaltzustände sind umrahmt.

Es bietet sich an, zunächst auf die Synthese der Differenz einzugehen. Die \underline{H}_Δ -Zeiger in Abb. 5.6 kommen mit $\frac{\pi}{3}$ -vielfache Winkeln vor und teilen damit die komplexe Ebene in sechs Sektoren ein. Die Auswahl der Schaltzustände kann nach den Regeln der Raumzeigermodulation erfolgen: Es wird der Sektor bestimmt, in den \underline{T}_Δ zu liegen kommt und die Schaltzustände in die engere Auswahl genommen, deren \underline{H}_Δ -Zeiger diesen Sektor begrenzen. Dieses Vorgehen entspricht der Auswahl zweier benachbarter Spalten in Abb. 5.6. Wegen der Beschränkung von \underline{T}_Δ auf die Sektoren in der positiven imaginären Hälfte besteht diese engere Auswahl zwei benachbarten der ersten vier Spalten in Abb. 5.6.

Die betrachteten Schaltzustände mit $\underline{H}_\Delta \neq 0$ haben gleichzeitig kleine \underline{H}_Σ -Zeiger. Es werden vorzugsweise diejenigen Schaltzustände ausgewählt, deren

Tabelle 5.3: Auserlesene Schaltzustände, die zur Synthese von \underline{T}_m und \underline{T}_g herangezogen werden, in Abhängigkeit vom Winkel des Differenzzeigers $\underline{T}_\Delta = \underline{T}_m - \underline{T}_g$.

Winkelbereich	Schaltzustände			
$0 \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} < \frac{\pi}{3}$	232	112	122	133
$\frac{\pi}{3} \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} < \frac{2\pi}{3}$	112	113	122	133
$\frac{2\pi}{3} \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} \leq \pi$	113	323	122	133

\underline{H}_Σ -Zeiger die Synthese von \underline{T}_Σ unterstützen, der, wie bereits festgestellt, in dem Sektor mit der reellen Achse nach rechts weist. Damit sind die Schaltzustände aus der ersten Zeile der Abb. 5.6 ausgewählt.

Hiermit wurden zwei Schaltzustände gefunden, die den Differenzzeiger \underline{T}_Δ darstellen können. Die \underline{H}_Σ -Zeiger, die diese Zustände mit sich bringen, sind klein gegenüber den \underline{H}_Σ -Zeigern der Zustände aus Abb. 5.7. Es wird daher davon ausgegangen, dass es ausreicht, die Schaltzustände 133 und 122 auszuwählen, die den rechten Sektor begrenzen, in dem \underline{T}_Σ liegt. Eine spätere Untersuchung von Grenzfällen zeigt, dass keine weiteren Kombinationen von Schaltzuständen notwendig ist.

Die Auswahl der in Abhängigkeit von \underline{T}_Δ zu verwendenden vier Schaltzustände ist in Tab. 5.3 zusammengefasst. Es sei vorweg darauf hingewiesen, dass es je nach Konstellation auch andere Zusammenstellungen von Schaltzuständen geben kann, die gleich günstige Gewichte δ zur Folge haben. Ihre Berücksichtigung würde jedoch mehr Fallunterscheidungen nach sich ziehen, ohne dass nennenswerte Verbesserungen entstehen.

Berechnen der Gewichtungen

Die Menge an Schaltzuständen im Gleichungssystem (5.1) beschränkt sich auf vier. Sie können Tab. 5.3 entnommen werden. Das System kann durch Real- und Imaginärteilbildung in vier reelle Gleichungen aufgeteilt und nach den unbekanntem δ -Gewichten gelöst werden. Das Ergebnis ist in Tab. 5.4 aufgeführt.

Beschränkungen und Steuerbereich

Eine günstige Auswahl an Schaltzuständen führt dazu, dass die Gewichte δ so klein wie möglich werden. Die Summe über alle Gewichte

$$A = \sum_{xyz} \delta_{xyz} \quad , \quad xyz \in \text{ausgewählte Schaltzustände (Tab. 5.3)} \quad (5.2)$$

5.5. Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände

Tabelle 5.4: Gewichte der auserlesenen Schaltzustände in Tab. 5.3, in Abhängigkeit vom Winkel des Differenzzeigers $\underline{T}_\Delta = \underline{T}_m - \underline{T}_g$.

Winkelbereich	Gewichte
$0 \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} < \frac{\pi}{3}$	$\delta_{232} = \Re\left\{(1 - \underline{a}^2) (\underline{T}_m - \underline{T}_g)\right\}$ $\delta_{112} = \Re\left\{(\underline{a}^2 - \underline{a}) \underline{T}_m + (\underline{a} - \underline{a}^2) \underline{T}_g\right\}$ $\delta_{122} = 3 \Re\left\{(1 + \underline{a}) \underline{T}_m\right\}$ $\delta_{133} = \Re\left\{(\underline{a}^2 - \underline{a}) \underline{T}_m + (1 - \underline{a}) \underline{T}_g\right\}$
$\frac{\pi}{3} \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} < \frac{2\pi}{3}$	$\delta_{112} = \Re\left\{(1 - \underline{a}^2) (\underline{T}_m - \underline{T}_g)\right\}$ $\delta_{113} = \Re\left\{(\underline{a}^2 - 1) (\underline{T}_m - \underline{T}_g)\right\}$ $\delta_{122} = \Re\left\{(\underline{a} - \underline{a}^2) \underline{T}_m + (1 - \underline{a}^2) \underline{T}_g\right\}$ $\delta_{133} = \Re\left\{(1 - \underline{a}^2) \underline{T}_m + (\underline{a}^2 - \underline{a}) \underline{T}_g\right\}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} \leq \pi$	$\delta_{113} = \Re\left\{(\underline{a}^2 - \underline{a}) \underline{T}_m + (\underline{a} - \underline{a}^2) \underline{T}_g\right\}$ $\delta_{323} = \Re\left\{(\underline{a} - 1) (\underline{T}_m - \underline{T}_g)\right\}$ $\delta_{122} = \Re\left\{(1 - \underline{a}^2) \underline{T}_m + (\underline{a} - \underline{a}^2) \underline{T}_g\right\}$ $\delta_{133} = 3 \Re\left\{(1 + \underline{a}^2) \underline{T}_g\right\}$

wird in diesem Zusammenhang als „Aufwand“ bezeichnet. Der jeweilige Aufwand der vorgeschlagenen Gruppen von Schaltzuständen ist in Tab. 5.5 aufgeführt. Der Aufwand ist dadurch beschränkt, dass die Schaltzustände in der Modulationsperiode T_M unterkommen müssen (vgl. (3.4)):

$$A \leq 1$$

Der Aufwand ist jeweils für die in der Spalte „Max“ der Tab. 5.5 angegebenen Winkel maximal. Für voneinander unabhängige Winkel des Mit- und Gegensystems im untersuchten Bereich von $-\frac{\pi}{6}$ bis $\frac{\pi}{6}$ folgen daraus die in der rechten Spalte stehenden Beschränkungen. Sie sind identisch mit (4.15) und (4.16) von denen der analytisch beschreibbare Steuerbereich in Abb. 4.11 abgeleitet ist.

Tabelle 5.5: Aufwand nach (5.2) der Gruppen von Schaltzuständen in Tab. 5.3 mit den Gewichten aus Tab. 5.4 in Abhängigkeit vom Winkel des Differenzzeigers $\underline{T}_\Delta = \underline{T}_m - \underline{T}_g$.

Winkelbereich	Aufwand	Max	Beschränkung
$0 \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} < \frac{\pi}{3}$	$A = \Re\{\underline{T}_m\}$	$\angle\{\underline{T}_m\} = 0$	$ \underline{T}_m \leq \frac{1}{3}$
$\frac{\pi}{3} \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} < \frac{2\pi}{3}$	$A = \Re\left\{(1 - \varrho)\underline{T}_m + (1 - \varrho^2)\underline{T}_g\right\}$	$\angle\{\underline{T}_m\} = \frac{\pi}{6}, \angle\{\underline{T}_g\} = -\frac{\pi}{6}$	$ \underline{T}_m + \underline{T}_g \leq \frac{1}{\sqrt{3}}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \angle\{\underline{T}_\Delta\} \leq \pi$	$A = \Re\left\{\underline{T}_g\right\}$	$\angle\{\underline{T}_g\} = 0$	$ \underline{T}_g \leq \frac{1}{3}$

5.5. Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände

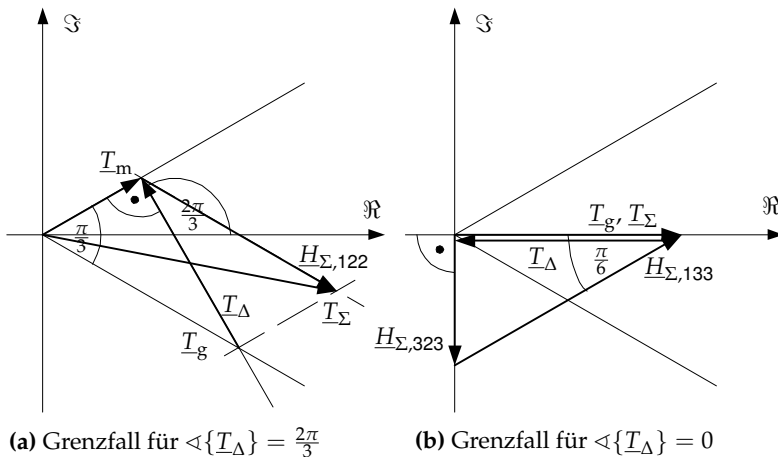


Abbildung 5.8: Zeigerbilder der untersuchten Grenzfälle.

Grenzfallbetrachtungen

Um ein Urteil fällen zu können, ob die Auswahl der Schaltzustände günstig ist und ob bei der Berechnung der Gewichte nach Tab. 5.4 keine negativen Ergebnisse zu erwarten sind, werden zwei Grenzfälle an den Rändern der Bereiche für $\angle\{T_\Delta\}$ untersucht.

1. Als erstes wird der Grenzfall $\angle\{T_\Delta\} = \frac{2\pi}{3}$ betrachtet. Eine extreme Situation ist für maximal langen T_Δ -Zeiger gegeben, weil dann die diesen Zeiger bildenden Schaltzustände über ihre kleinen H_Σ -Zeiger die Synthese des T_Σ -Zeigers stark beeinflussen. Dieser Fall ist in Abb. 5.8a dargestellt.

Die Zeiger T_m und T_Δ haben die selben Längen- und Winkelverhältnisse wie die beiden Zeiger H_Σ und H_Δ des Schaltzustands 113 in Abb. 5.6. T_Δ kann vollständig durch diesen Schaltzustand dargestellt werden. Die Synthese von T_Σ erfolgt durch den H_Σ -Zeiger des Zustands 122 mit der Länge $|T_g|$. Die Gewichte aller übrigen Zustände sind null. Es gibt keine negativen Zustände.

2. Als zweiter Grenzfall wird $\angle\{T_\Delta\} = \pi$ untersucht. Für die Darstellung des Differenzzeigers wird wegen des Winkels seines H_Δ -Zeigers ausschließlich der Zustand 323 verwendet werden. Der kleine H_Σ -Zeiger dieses Zustands hat einen ungünstigen Winkel und wird Einfluss auf die

Synthese von \underline{T}_Σ haben. Der Extremfall ist für kleinstes \underline{T}_Σ bei $\underline{T}_m = 0$ gegeben und in Abb. 5.8b dargestellt.

\underline{T}_Σ kann aufgrund des typischen Längenverhältnisses der Zeiger $\underline{H}_{\Sigma,323}$ und $\underline{H}_{\Delta,323}$ ausschließlich durch den Zustand 323 und den Zustand 133 zusammengesetzt werden. Die Gewichte aller übrigen Zustände sind null. Es gibt keine unerlaubte negative Längen. Die Synthese des \underline{T}_Σ -Zeigers erscheint zwar aufgrund des spitzen Winkels zwischen den ihn bildenden \underline{H}_Σ -Zeigern ungünstig, es kann jedoch keine bessere Alternative gefunden werden.

Die Betrachtungen der Grenzfälle $\angle\{\underline{T}_\Delta\} = \frac{\pi}{3}$ und $\angle\{\underline{T}_\Delta\} = 0$ erfolgen symmetrisch zu den Grenzfällen $\angle\{\underline{T}_\Delta\} = \frac{2\pi}{3}$ und $\angle\{\underline{T}_\Delta\} = \pi$ und ergeben keine weiteren Aufschlüsse.

5.5.4 Steueralgorithmus

Ein Steueralgorithmus kommt zustande, indem das für die Erzeugung der Referenzzeiger \underline{T}_m und \underline{T}_g das in Abschnitt 5.4 vorgestellte Verfahren der oben vorgestellten Synthese vorangestellt wird. Da der Aufwand im generellen Betrieb kleiner als eins ist, wird die übrige Zeit der Modulationsperiode mit Nullzuständen (siehe Tab. 2.1) aufgefüllt. Die Zeitverläufe der Steuerfunktionen und der Nullkomponente sind in Abb. 5.9 abgebildet. Die drei Nullzustände erhalten in dem gegebenen Fall alle das gleiche Gewicht

$$\delta_{xxx} = \frac{1}{3} (1 - A) , \quad xxx \in \{111, 222, 333\}$$

Sowohl die Steuerfunktionen, als auch die Nullkomponente können Sprünge aufweisen. Auf die kurzzeitig gemittelten elektrischen Größen hat das keinen Einfluss. Es stellt sich höchstens die Frage, inwieweit das Netzfilter durch einen abrupten Übergang zu anders gearteten Pulsmustern beeinflusst wird. Die Sprünge lassen sich vermeiden wenn, statt der drei Winkelbereiche wie in Tab. 5.3, eine feinere Unterteilung für \underline{T}_Δ vorgenommen wird. Da auf diese Weise jedoch keine Verbesserung der Aussteuerung erreicht wird, wird auf eine feinere Aufteilung zugunsten der Übersichtlichkeit und der Rechengeschwindigkeit verzichtet.

Mit diesem Steueralgorithmus ist es möglich, sowohl den konventionellen, als auch den indirekten Matrixumrichter mit beinahe maximalem Steuerbereich zu betreiben. Besonders in Bezug auf den indirekten Matrixumrichter ist dieses Ergebnis überraschend, weil dieser keine direkten Schaltzustände ausbilden kann. Die Eigenschaft der direkten Schaltzustände, den Phasenwinkel des Ausgangs auf den Eingang zu übertragen (vgl. Abschnitt 3.2.1), galt als unabdingbar für die Übertragung von hoher Blindleistung.

Der Steueralgorithmus und die Synthese der \underline{T}_m und \underline{T}_g -Zeiger wurden vom Autor in [57] veröffentlicht.

5.5. Implizites Nullsystem durch die Synthese von Mit- und Gegensystem durch einfache Schaltzustände

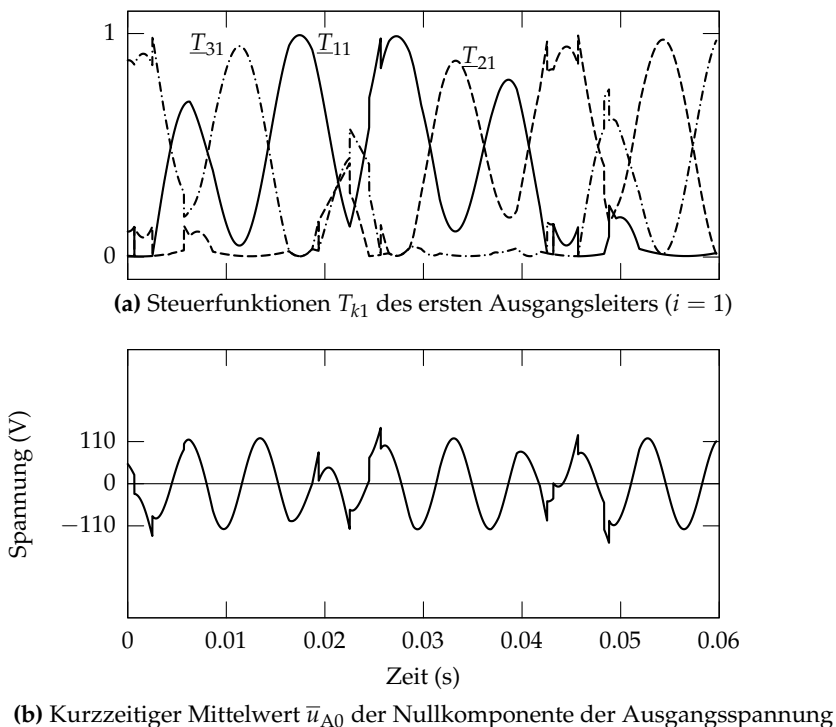


Abbildung 5.9: Steuralgorithmus mit ausschließlicher Verwendung einfacher Schaltzustände. Verläufe der Steuerfunktionen und der Nullkomponente der Ausgangsspannung. Die elektrischen Größen am Eingang und am Ausgang der Schaltermatrix sind in Abb. 5.2 dargestellt. Der Neutraltermfaktor $v' = 0,229$ ist konstant.

6

Experimenteller Nachweis des maximalen Steuerbereichs

6.1 Einführung

In diesem Kapitel werden Messergebnisse aus Experimenten präsentiert, bei denen der Matrixumrichter in Betriebspunkten betrieben wird, die nur mit den in dieser Arbeit vorgestellten Steueralgorithmen erreicht werden können. Alle Messungen wurden mit dem Steueralgorithmus aus Abschnitt 5.5.4 durchgeführt. Der Steueralgorithmus ist universell für den CMC und den IMC anwendbar. Sein etwas geringerer Steuerbereich ist im Vergleich mit dem Steueralgorithmus mit permanenter Extremstellung in der Praxis vernachlässigbar.

Es werden hauptsächlich stationäre Betriebspunkte mit sinusförmigen und symmetrischen elektrischen Systemen für die Eingangs- und Ausgangsgrößen untersucht. Zum Abschluss demonstrieren Messungen an einem elektrischen Antrieb mit feldorientierter Asynchronmaschine und Matrixumrichter die selbe Dynamik, wie sie mit Zwischenkreisumrichtern erreicht wird.

Zunächst werden die besonderen Merkmale und die Funktionsweise des Versuchsaufbaus vorgestellt. Dies ist notwendig, da die Qualität der präsentierten Kurvenverläufe stark von Faktoren abhängig ist, die nicht zum Steueralgorithmus gehören und für die noch keine optimale Problemlösung gefunden wurde. Als Beispiel diene die Art und Weise, wie eine robuste, fehlerfreie Kommutierung des Stroms in einem Ausgangsleiter von einem Eingangsleiter zum nächsten bewerkstelligt werden kann. Während die Arbeitsgruppe um Wheeler scheinbar problemlos die spannungsunabhängige 4-Schritt-Kommutierung

anwendet und dafür spezialisierte Gate-Units in Kauf nimmt [9], wird bei dem hier verwendeten Matrixumrichter die stromunabhängige Kommutierung in Verbindung mit einer regelmäßigen Umschaltung der Reihenfolge der Eingangsleiter angewandt [28]. Solche Einzelheiten in der technischen Umsetzung der errechneten Steuerfunktionen weichen je nach Bauart des Umrichters stark voneinander ab und müssen genannt werden, damit das Messergebnis nachvollziehbar ist, interpretiert und verglichen werden kann.

6.2 Versuchsumgebung

6.2.1 Eigenschaften und Funktionsweise des eingesetzten Matrixumrichters

Für die Experimente wird ein konventioneller Matrixumrichter eingesetzt. Der Leistungsteil mit Überspannungsschutz, Netzfilter und der mechanische Aufbau sind in [28] ausführlich beschrieben. Die Bidirektionalen Schalter der Schaltermatrix sind jeweils aus zwei IGBT-Modulen mit Freilaufdioden für Ströme bis 100 A und Spannungen bis 1200 V zusammengesetzt (Schaltung nach Abb. 1.3a). Der Umrichter kann somit uneingeschränkt am 400 V-Drehstromnetz eingesetzt werden.

Der signalverarbeitende Teil des Umrichters wurde im Rahmen dieser Arbeit neu gestaltet, um den Anforderungen der neuen Steueralgorithmen an Verarbeitungsgeschwindigkeit und Flexibilität Rechnung zu tragen. Für die Abarbeitung der Steueralgorithmen sorgt ein Digitaler Signalprozessor (DSP) vom Typ TMS320VC33 (Texas Instruments), der über einen Personal Computer (PC) gesteuert und beobachtet werden kann. Der DSP kommuniziert mit zwei Baugruppen, die mit ihm zusammen in einem Baugruppenträger untergebracht sind. Eine der beiden Baugruppen dient der Auswertung der Impulse eines Inkremental-Drehgebers, der für die Drehzahlregelung einer elektrischen Maschine eingesetzt werden kann. Sie spielt für die Funktion der Steueralgorithmen keine Rolle und wird daher nicht weiter behandelt. Die zweite Baugruppe wird „Modulator“ genannt. Ihre Hauptaufgabe besteht darin, aus den vom DSP stammenden Steuerfunktionen T_{ki} Steuersignale für die Ansteuerung der 18 IGBT zu erzeugen. Dies geschieht letztendlich durch den Vergleich von Referenzwerten mit einem Dreiecks-Hilfssignal, wodurch symmetrische Pulsmuster erzeugt werden (vgl. Abb. 2.8). Aus dem Pulsmuster werden schließlich mit einer spannungs- oder stromunabhängigen Kommutierungssteuerung die Steuersignale generiert [60].

Der Kern der Modulator-Baugruppe besteht aus einem programmierbaren Logikbaustein vom Typ EP1C6 (Cylone FPGA, Altera) und Treiberbausteinen für die Kommunikation mit anderen Baugruppen. Die programmierte Logik erfasst und filtert zusätzlich die Eingangsspannungen und die Aus-

gangsströme. Die Leiterspannungen am Eingang werden über Spannungsteiler jeweils einem Sigma-Delta-Analog-Digital-Wandler zugeführt. Die Ausgangsleiter werden über Kompensationsstromwandler geführt, deren Signale mit Sigma-Delta-Wandlern gemessen werden. Die digitalen Signale durchlaufen ein sogenanntes „decimation filter“, das die Abtastfrequenz erniedrigt und dafür die Auflösung erhöht und ein FIR-Filter, das pulsfrequente Störungen mildert.

Die Vereinigung der beiden Aufgaben Pulsmustererzeugung und Signalaufbereitung in der Modulator-Baugruppe ermöglicht den robusten Betrieb des Matrixumrichters ohne präzise Messungen der Spannungs- oder Stromvorzeichen. Dieses Vorgehen wird in [28, 45, 61] vorgeschlagen. Es wird alleine das dort erwähnte Prinzip „Vermeiden“ angewandt, bei dem Stromkommutierungen von einem Eingangsleiter zu einem anderen Eingangsleiter mit beinahe gleichem Potential durch die Wahl einer geeigneten Abfolge (Sequenz) der Eingangsleiter vermieden werden. Kurzschlüsse aufgrund fehlerhaft erkannter Leiterspannungsvorzeichen werden auf diese Weise ausgeschlossen.

Das Zusammenwirken der genannten Baugruppen ist in Abb. 6.1 dargestellt. Von der Erfassung der Messwerte bis zu den Signalen der Schalter werden folgende Schritte durchlaufen:

1. Die Signale der Analog-Digital-Wandler werden während einer Modulationsperiode aufgenommen und derart zusammengefasst, dass Störungen mit Pulsfrequenz unterdrückt werden. Die gefilterten Messwerte stehen am Ende der Modulationsperiode zur Verfügung.
2. Während der anschließenden Modulationsperiode werden die Messwerte und die Daten des Drehgebers vom DSP eingelesen. Gemäß den Vorgaben, die über die Benutzerschnittstelle vom PC her an den DSP gelangen, werden das Teilprogramm für die Maschinenregelung und der Steueralgorithmus abgearbeitet. Die Werte der Steuerfunktionen werden als Referenzwerte noch vor Ablauf der Modulationsperiode an den Modulator übergeben.
3. In der dritten Modulationsperiode wählt der Modulator nach dem Prinzip „Vermeiden“ die Reihenfolge der Eingangsleiter und erzeugt durch Vergleich der Referenzwerte mit einer Dreiecksschwingung (10 kHz) Signale zum Auslösen von Stromkommutierungen. Eine Kommutierungssteuerung nach dem Prinzip der stromunabhängigen Vier-Schritt-Kommutierung [45, 62, 63] generiert daraus die Signale mit denen die Schalter angesteuert werden.

Im kontinuierlichen Betrieb überlappen sich die drei Schritte, so dass für jede Modulationsperiode neue Pulsmuster erzeugt werden.

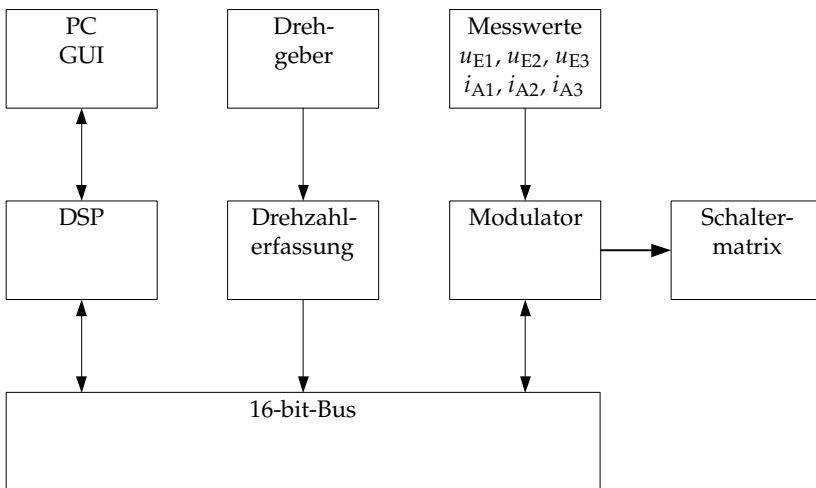


Abbildung 6.1: Signalflüsse des Matrixumrichters.

6.2.2 Abweichungen vom idealen Umrichterverhalten und Gegenmaßnahmen

Ursache der Abweichungen

Die Voraussetzungen, die bei der Herleitung der Steueralgorithmen getroffen wurden, werden bei der experimentellen Umsetzung zwangsläufig verletzt. Dennoch werden die Steueralgorithmen unverändert aus der Theorie übernommen und in den oben genannten Signalfluss eingebettet. Ursachen und Möglichkeiten die zur Linderung der auftretenden Abweichungen vom Idealfall getroffen wurden, werden im Folgenden beschrieben.

Winkelfehler aufgrund verzögerter Messwerte

Bei der Herleitung der Steueralgorithmen wurde davon ausgegangen, dass die kurzzeitigen Mittelwerte der Eingangsspannungen und der Ausgangsströme zur selben Modulationsperiode gehören wie die vom Steueralgorithmus errechneten Steuerfunktionen. In der Realität ist die aus der Messung gewonnene Information aufgrund des Prozesses ihrer Erfassung und anschließender Verarbeitung bereits zwei Modulationsperioden alt, wenn die aus ihnen berechneten Pulsmuster verwirklicht werden.

Bei stationärem Betrieb mit sinusförmigen elektrischen Größen macht sich diese Verzögerung im Betrag ihrer Raumzeiger nicht bemerkbar. Der Fehler ihrer Winkel ist abhängig von der jeweiligen Kreisfrequenz ω . Bei der Frequenz 50 Hz ist die Phase der Eingangsspannung beispielsweise um $360^\circ \cdot f \cdot T_M = 3,6^\circ$ verzögert. Die Verzögerung um zwei Modulationsperioden ($2T_M = 200 \mu\text{s}$) ist damit nicht vernachlässigbar und wird im vorliegenden Versuchsaufbau um diesen Wert korrigiert. Die Korrektur des Winkels wird sowohl auf den Spannungsraumzeiger des Eingangs als auch auf den Stromraumzeiger des Ausgangs angewendet. Am Ausgang erfolgt die Korrektur in Abhängigkeit der Ausgangskreisfrequenz ω_A .

Betragsfehler aufgrund Durchlassspannungen der IGBT und Dioden

Entgegen der Idealvorstellung verzögerungsfreien Schaltens und verlustfreier Stromführung bedarf es beim Einsatz von Halbleiterschaltern und im Speziellen bei den verwendeten IGBT (SKM 100 GB 123 D, Semikron) Korrekturen, um deren dynamische und statische Eigenschaften zu kompensieren [64]. Der Strom der Ausgangsleiter führt zu jedem Zeitpunkt jeweils über eine Diode und einen Transistor. Die Durchlassspannung u_F der beiden Bauelemente hängt von der Stromrichtung und -stärke ab. Sie können durch einen Spannungsraumzeiger $\underline{u}_{\Sigma F}$ repräsentiert werden [65]. Statt der gewünschten mittleren Spannung \bar{u}_w stellt sich wegen der Durchlassspannungen der Spannungsraumzeiger

$$\bar{u}_A = \bar{u}_w - u_{\Sigma F}$$

ein. Der Fehler wird korrigiert, indem die Durchlassspannungen für jeden Ausgangsleiter mit Hilfe einer vereinfachten Kennlinie nach Abb. 6.2 berechnet werden, der Raumzeiger $\underline{u}_{\Sigma F}$ gebildet und dem Spannungssollraumzeiger \bar{u}_w hinzu addiert wird.

Unterschiedliche Verzögerung für Ein- und Ausschaltvorgang

Eine weitere korrigierbare Fehlerquelle liegt im dynamischen Verhalten der IGBT. Die Stromkommutierung aufgrund einer Schalthandlung eines IGBT erfolgt je nachdem, ob der IGBT ein- oder ausgeschaltet wird, beinahe sofort oder etwas verzögert. Bei den verwendeten IGBT beträgt der Unterschied ungefähr 450 ns. Werden ausschließlich stromunabhängige Reihenfolgen der 4-Schritt-Kommutierung benutzt, so wird diese Abweichung teilweise kompensiert, da es die Eigenart dieser Reihenfolgen ist, die Kommutierung beim Abschalten gegenüber dem Einschalten um einen Schritt vorzuziehen [45]. Eine Korrektur der verbleibenden Abweichung durch Verzögern der frühen Steuersignale wirkt sich nicht bemerkbar aus und unterbleibt.

Nebenbei sei erwähnt, dass bei spannungsunabhängiger Kommutierungsreihenfolge der umgekehrte Effekt eintritt: Die Kommutierung des Stroms beim

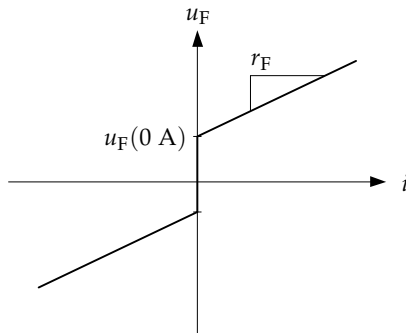


Abbildung 6.2: Vereinfachte Kennlinie für das Durchlassverhalten der eingesetzten bidirektionalen Schalter. Es sind $u_F(0 \text{ A}) = 2,5 \text{ V}$ die Einsetzspannung und $r_F = 0,04 \Omega$ der Durchlassersatzwiderstand.

Abschalten wird vom Halbleiter und zusätzlich von der Eigenart der Kommutierungsreihenfolge verzögert. Eine Korrektur führt in diesem Fall zu einer merklichen Verbesserung [64].

Vermeiden kurzer Schaltzeiten

Kurze Schaltzeiten können mit realen Leistungshalbleitern nicht realisiert werden. Von der Flanke des Steuersignals bis zum Abschluss der Zustandsänderung eines Schalters verstreicht eine nicht zu vernachlässigende Zeit. Die längste Verzögerung tritt beim Ausschalten eines stromführenden Transistors auf und beträgt im Fall der verwendeten IGBT 690 ns. Zwischen den vier Schritten der Kommutierung verstreicht deshalb jeweils eine Wartezeit von 750 ns um Überlappungen zu vermeiden.

Verlangt der Steueralgorithmus ein Puls mit sehr kurzer Dauer, so folgen zwei Flanken der Kommutierungssignale sehr schnell aufeinander und die Kommutierungssteuerung die vier Schritte der ersten Schrittfolge auf jeden Fall zu Ende führen, bevor die vier Schritte des zweiten Vorgangs beginnen. Es entsteht auf diese Weise eine unerwünschte Mindestschaltzeit von ungefähr 2,25 μs , die gegenüber der 100 μs langen Modulationsperiode nicht vernachlässigbar ist.

Kurze Schaltzeiten haben ihre Ursache in Steuerfunktionen, die beinahe den Wert null oder eins annehmen. Sie können auf einfache Weise vermieden werden, wenn der Wertebereich der Steuerfunktionen verkleinert wird. Reduzierte

Steuerfunktionen berechnen sich unter Berücksichtigung der Steuerbedingung (2.4) aus den ursprünglichen Steuerfunktionen mit:

$$\underline{T}_{ki,Red} = (1 - 3 \delta_{Red}) \underline{T}_{ki} + \delta_{Red}$$

Der Wertebereich der reduzierten Steuerfunktionen ist somit:

$$\delta_{Red} \leq \underline{T}_{ki,Red} \leq 1 - 2 \delta_{Red}$$

Dasselbe Ergebnis ergibt sich durch Multiplikation der Stellraumzeiger (2.31) mit dem Faktor

$$F_{Red} = 1 - 3 \delta_{Red} \quad (6.1)$$

Die Reduktion hat jedoch zur Folge, dass die maximale Spannungsaussteuerung und die maximale Aussteuerung des Eingangsblindstroms ebenfalls um diesen Faktor reduziert werden. In den vorgestellten Experimenten werden die Stellraumzeiger mit $\delta_{Red} = 0,02$ reduziert. Die maximale Spannungsaussteuerung beträgt in diesem Fall

$$r_{max,Red} = (1 - 3 \delta_{Red}) r_{max} \approx 0,81$$

statt $r_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,87$. Der Steuerbereich wird auf diese Weise erheblich reduziert. Eine bessere Alternative zur Vermeidung kleiner Schaltzeiten wären Steueralgorithmen bei denen die Steuerfunktionen zwar die Werte eins und null annehmen können, die Randbereiche aber dennoch ausgeschlossen sind. Für den Wertebereich der Stellraumzeiger ergibt sich dadurch eine komplizierte Geometrie (Abb. 6.3), was die Realisierung eines solchen Steueralgorithmus aufwändig erscheinen lässt.

6.2.3 Einfluss des Netzfilters auf die Qualität des Eingangsstroms

Auslegung des Netzfilters

Die Schaltermatrix kann nicht mit der kapazitiven Seite direkt an ein Energieversorgungsnetz angeschlossen werden denn dieses stellt wegen der Streuinduktivitäten seiner Transformatoren keine ideale Spannungsquelle dar. Der Schaltermatrix müssen daher Kondensatoren vorgeschaltet werden, welche die zerhackten Ausgangsströme ohne große Spannungsveränderungen aufnehmen. In der Regel ist die Impedanz des Versorgungsnetzes unbekannt, aber klein. Durch eine Längs zwischen Versorgungsnetz und Umrichter geschaltete Drossel wird die Netzimpedanz vernachlässigbar und die Drossel und der Kondensator können so dimensioniert werden, dass die Resonanzfrequenz in einem Frequenzbereich zwischen der höchsten Nutzfrequenz und der Schaltfrequenz zu liegen kommt, wo es wenig Anregung gibt.

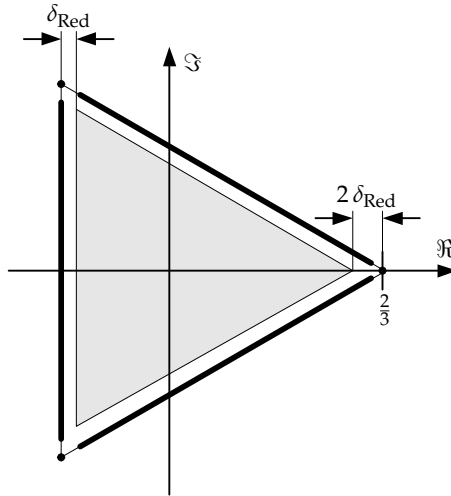


Abbildung 6.3: Wünschenswerter Wertebereich der Stellraumzeiger bei Vermeidung kurzer Schaltzeiten. Den Stellraumzeigern stehen der graue Bereich in der Mitte, die dick markierten Teile der Seitenlinien und die Punkte in den Ecken des Begrenzungsdreiecks zur Verfügung.

Sind für eine konkrete Anwendung erst einmal der Steueralgorithmus und die Modulation festgelegt, kann das Netzfilter nach verschiedenen Kriterien ausgelegt werden. Ein Auslegungskriterium ist beispielsweise die kompensierbarkeit des Grundschwingungsblindstroms des Netzfilters durch den Matrixumrichter in ausgewählten Betriebspunkten [66]. Ein anderes Kriterium ist die Einhaltung von Normen bezüglich der Netzurückwirkungen. In diesem Zusammenhang werden unter anderem kompliziertere, mehrstufige Filter vorgeschlagen [29,67].

Da der in dieser Arbeit verwendete Matrixumrichter dazu dient, verschiedene Steueralgorithmen und Modulationsweisen zu erproben, wird auf die Auslegung in Abhängigkeit eines Steueralgorithmus verzichtet. Es wird ein einstufiges LC-Filter verwendet, dessen Resonanzfrequenz $f_{\text{Res}} = 1,7 \text{ kHz}$ ungefähr im geometrischen Mittel zwischen den Frequenzen der stärksten Oberschwingungen des 50 Hz-Versorgungsnetzes (5-te und 7-te Harmonische) und der Schaltfrequenz der Schaltermatrix mit $f_S = 10 \text{ kHz}$ liegt. Alle Messungen wurden mit den Werten $C = 90 \text{ }\mu\text{F}$ und $L = 0,1 \text{ mH}$ ($u_k = 0,6\%$) durchgeführt.

Verhalten des Netzfilters am öffentlichen Energieversorgungsnetz

Das Netzfilter stellt einen Serienschwingkreis dar und erscheint unterhalb der Resonanzfrequenz kapazitiv. Bei Betrachtung der Grundschwingung des Versorgungsnetzes mit der Frequenz $f_N = 50 \text{ Hz}$ und $U_N = 400 \text{ V}$ kann die Drossel vernachlässigt werden. Das Netzfilter verursacht einen Eingangsblindstrom mit der Amplitude:

$$\hat{i}_E = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_N \frac{1}{2\pi f_N C} = 9,2 \text{ A}$$

Bei etwas höheren Frequenzen sinkt der Blindwiderstand des Netzfilters. Die fünfte und siebte Harmonische, die im Kurvenverlauf der Netzspannung schwer zu erkennen sind, führen, wie in Abb. 6.4 zu sehen, zu beträchtlichen Oberschwingungen beim Eingangsstrom. Besonders ausgeprägt sind im vorliegenden Fall die fünfte und die siebte harmonische Schwingung mit den Amplituden 0,4 A bzw. 0,7 A (siehe Abb. 6.4b).

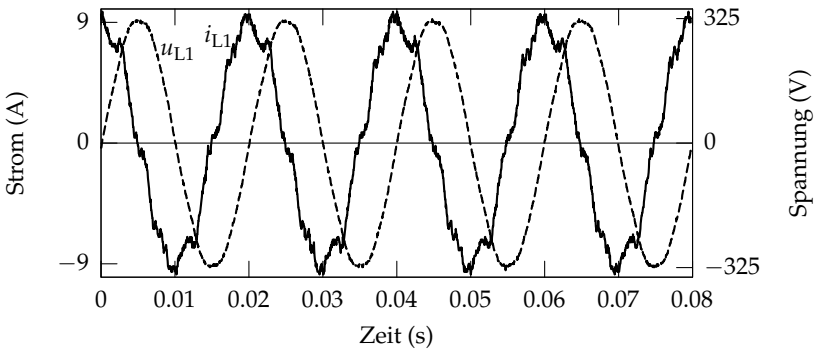
Anregungen, die von weiteren ans Versorgungsnetz angeschlossener Verbraucher ausgehen, können ebenfalls zu auffälligen Verzerrungen des Eingangsstroms beitragen. Außerdem können Resonanzstellen mit unbekanntem im Netz vorhandenen Induktivitäten entstehen, die vom Umrichter oder aus dem Netz angeregt werden können.

Eine passive Dämpfung des Netzfilters mit einem Widerstand kommt nicht in Betracht, weil sie Verluste im Dämpfungswiderstand verursacht und dadurch den Wirkungsgrad Gesamtsystems verschlechtert. Eine aktive Dämpfung ist über die Steuerung des Eingangsstroms der Schaltermatrix denkbar. Wegen der Leistungsbedingung (vgl. Abschnitt 2.6.2) werden dadurch die Steuermöglichkeiten an der Ausgangsseite beschränkt.

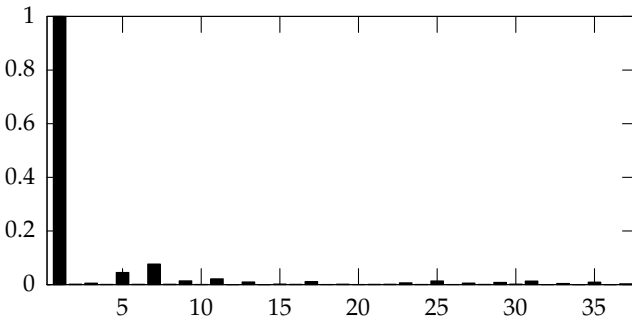
Bei den vorliegenden Messungen wurde auf jegliche Dämpfung verzichtet. Lediglich die Widerstände des Versorgungsnetzes, der Zuleitungen und der Drossel dämpfen die Schwingungen des Netzfilters. Da in allen Messungen der Ausgangsstrom geregelt ist, werden sich aufgrund der Leistungsbedingung sowohl die Störungen und Abweichungen auf der Ausgangsseite als auch auf der Eingangsseite im Eingangsstrom niederschlagen.

6.2.4 Messtechnisches Vorgehen

Zur Demonstration des Umrichterhaltens werden die Zeitverläufe der Ströme und Spannungen am Netzanschluss und am Ausgang der Schaltermatrix aufgezeichnet. Abbildung 6.5 zeigt das Schaltbild des Matrixumrichters mit Last und enthält die Zählpfeile der gemessenen Größen. Am Eingang des Netzfilters wird der Strom i_{L1} des ersten Netzleiters mit einer Stromzange (A 6303, AM 503, Tektronix) gemessen und aufgezeichnet. Die Spannung u_{L1} wird mit einem Differenzastkopf (P 5205, Tektronix) zwischen dem Leiter L1 und einem



(a) Zeitverläufe der Spannung und des Stroms von L1



(b) Amplituden der Harmonischen im Strom bezogen auf die Grundschwingung

Abbildung 6.4: Spannung und Strom des Netzfilters bei inaktiver Schaltermatrix (Alle Schalter gesperrt).

aus Widerständen gebildeten künstlichen Sternpunkt gemessen. Sie ist annähernd sinusförmig und hat den Effektivwert 230 V. Strom und Spannung am Netzanschluss werden mit einem Speicheroszilloskop (TDS 744 A, Tektronix) aufgezeichnet. Die im Folgenden dargestellten Verläufe von i_{L1} und u_{L1} sind die Darstellung der unbehandelten Aufzeichnungen der Daten. Da der Eingangsstrom zwischen Filter und Netzanschluss gemessen wird, enthält er immer auch den kapazitiven Blindstrom des Netzfilters (Abb. 6.4). Der Eingangsblindstrom des Matrixumrichters ist in den folgenden Messungen daher nur indirekt sichtbar.

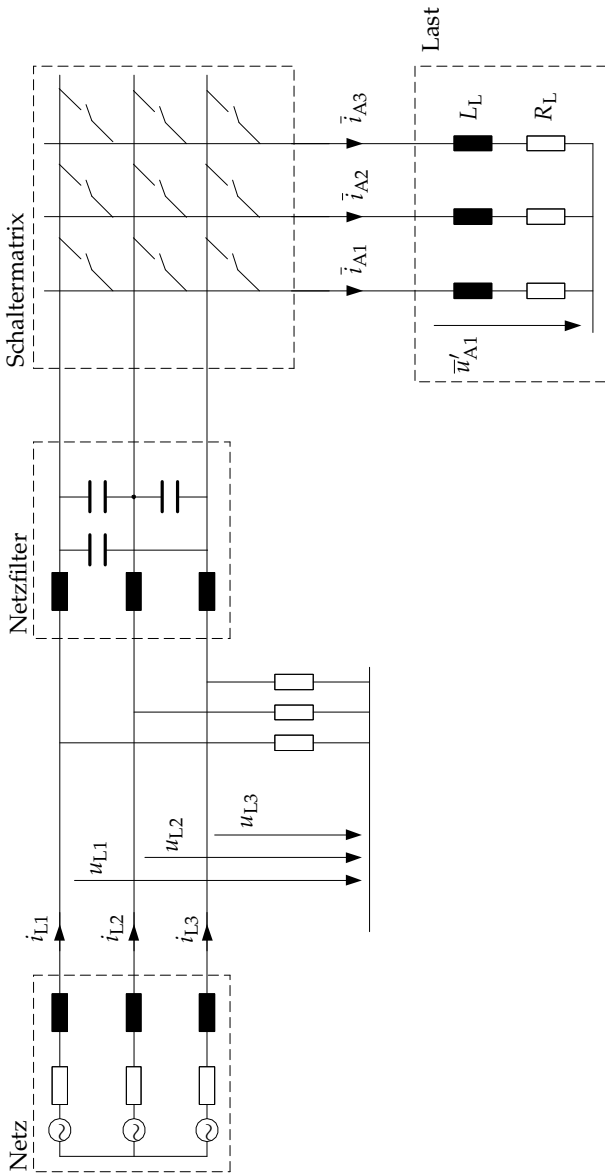


Abbildung 6.5: Schaltbild mit Netz, Netzfilter, Schaltermatrix, Last und realem Sternpunkt der Schaltung für die Experimente mit Zählpfeilen der gemessenen elektrischen Größen. Am Netzanschluss wird mit drei gleich großen Widerständen ein Sternpunkt gebildet, bezüglich dessen Potential die Eingangsspannungen gemessen werden.

Die Ströme i_{A1} , i_{A2} und i_{A3} am Ausgang des Matrixumrichters werden zur Gewinnung von Ist-Werten für die Stromregelung und zur Fehlererkennung vom Umrichter selbst gemessen. Der Umrichter ist hierfür mit Kompensationsstromwandlern ausgestattet. Die Signale durchlaufen die in Abschnitt 6.2.1 genannten Filter, werden vom DSP aufgezeichnet und dienen als Eingangsgrößen für die Regelung und den Steueralgorithmus. Im Folgenden wird der vom DSP aufgezeichnete Strom \tilde{i}_{A1} dargestellt.

Die zerhackte Spannung am Ausgang ist schlecht darstellbar. Es werden deshalb die im DSP verfügbaren Spannungssollwerte des Modulators aufgezeichnet. In den folgenden Darstellungen ist der Realteil des Spannungsraumzeigers $\Re\{\underline{u}_A\} = \bar{u}'_{A1}$ dargestellt, den der Steueralgorithmus als Eingangsgröße erhält.

6.3 Stationäre Betriebspunkte

6.3.1 Erzeugung stationärer Betriebspunkte

Mit stationärem Betrieb wird der Betrieb des Matrixumrichters mit sinusförmiger Eingangsspannung und sinusförmigen Ausgangsstrom bezeichnet. Der Umrichter wird bei diesen Messungen passiv mit einer Drossel L und einem Widerstand R belastet, so dass die Ausgangsspannung im kurzzeitigen Mittel ebenfalls sinusförmig ist. Der Ausgangsstrom wird mit der Struktur in Abb. 6.6 geregelt. Dabei werden die Ströme in den Ausgangsleitungen gemessen, der Raumzeiger gebildet und in ein mit der Sollfrequenz drehendes Koordinatensystem abgebildet. Der quasistationäre Betrieb zeichnet sich dadurch aus, dass in dem drehenden Koordinatensystem Gleichgrößen verarbeitet werden. Für jede Koordinate wird ein PI-Regler eingesetzt. Einer der PI-Regler bekommt die Amplitude der gewünschten Stromschwingung als Sollwert, der zweite bekommt als Sollwert den Wert null. Die Reglerparameter beider PI-Regler sind identisch und werden nach dem Prinzip „Kompensation der Streckenzeitkonstante“ ausgelegt. Dabei bekommt der geschlossene Regelkreis unter Vernachlässigung der Totzeiten des Umrichters das Verhalten eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung (PT₁-Verhalten). Die Zeitkonstante des geschlossenen Regelkreises wird auf $\tau_G = 2$ ms eingestellt. Die Reglerkonstanten sind (vgl. Abb. 6.7):

$$K_I = \frac{L}{\tau_G}, \quad K_P = \frac{R}{\tau_G} \quad (6.2)$$

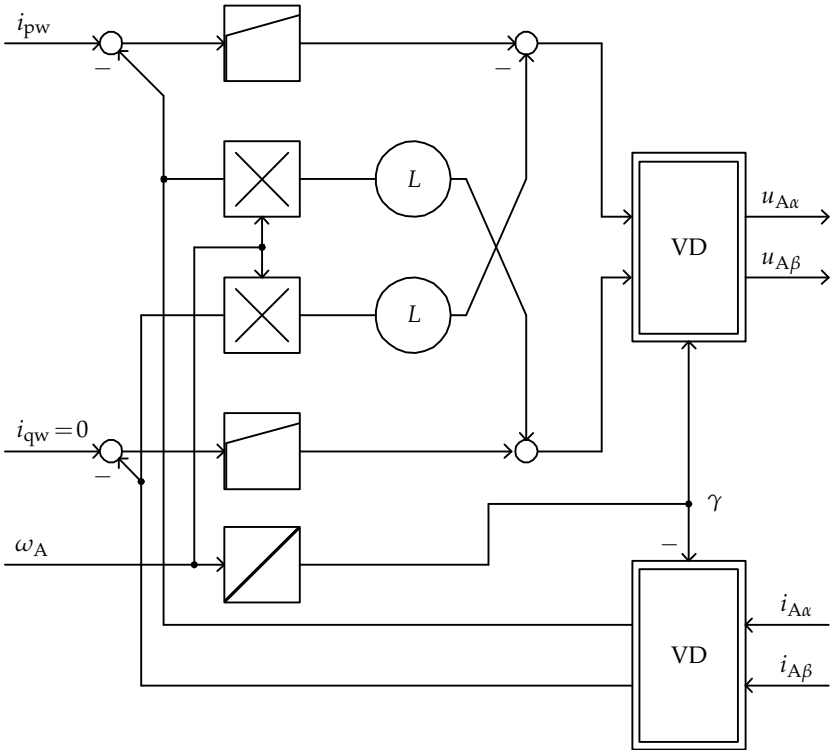


Abbildung 6.6: Struktur der Regelung des Ausgangsstroms von RL -Lasten für die Experimente mit stationären Betriebspunkten. ω_A ist die Kreisfrequenz der Spannungen und Ströme am Ausgang und γ der dazugehörige Winkel. Die Amplitude des Ausgangsstroms wird mit i_{pw} vorgegeben. Die Parameter der PI-Regler sind identisch und haben je nach Last andere Werte (vgl. (6.2)). α und β bezeichnen Real- bzw. Imaginärteil des entsprechenden Raumzeigers. Die mit „VD“ bezeichneten Blöcke sind Vektordreher mit der Funktion $\underline{y} = e^{j\varphi} \underline{x}$.

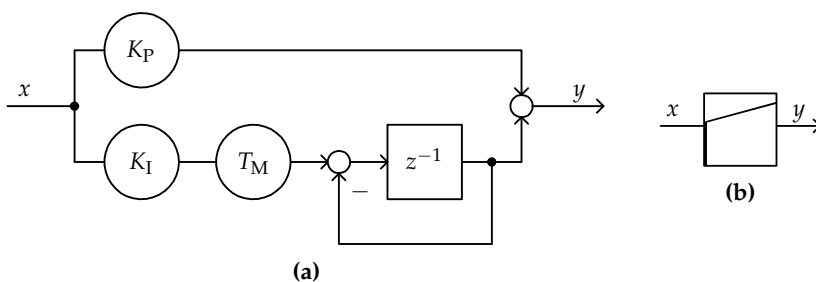


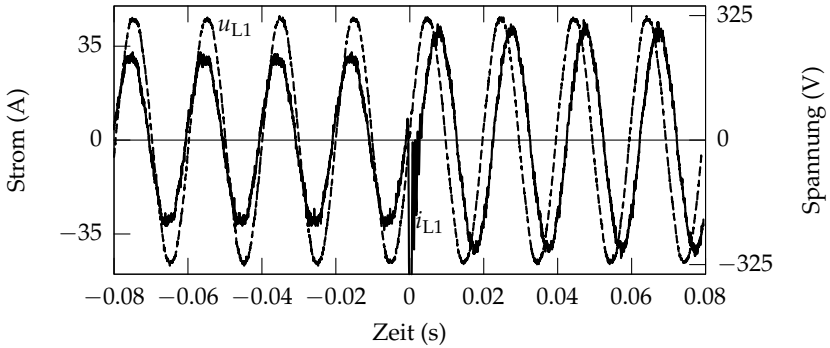
Abbildung 6.7: Umsetzung der PI-Regler im DSP-Programm (a) und Blockschaltzeichen (b). Der Ausgang y ist die Summe aus dem mit K_P gewichteten proportionalen und dem mit K_I gewichteten integrierten Eingangssignal x . Der Block „ z^{-1} “ verzögert das Eingangssignal um eine Modulationperiode T_M , der Abtastzeit des Algorithmus.

6.3.2 Hohe Eingangsblindleistung

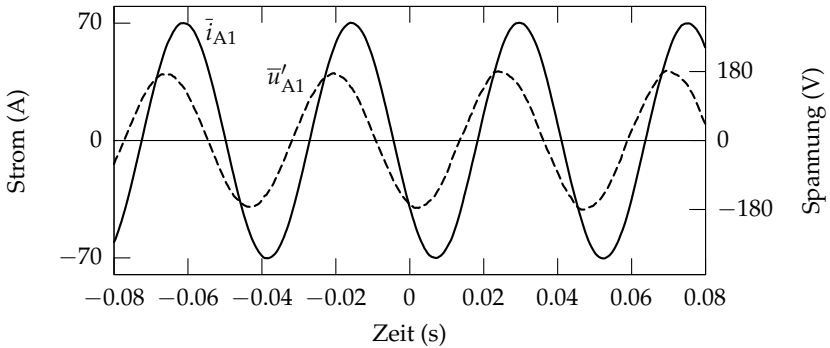
Die Fähigkeit, bei reduzierter Spannungsaussteuerung Eingangsblindleistung erzeugen zu können, ist sowohl mit den Steueralgorithmen von Alesina und Venturini, als auch mit Steueralgorithmen nach dem Prinzip des virtuellen Zwischenkreises nur eingeschränkt möglich. Die Messung in Abb. 6.8 demonstriert die mit dem neuen Steueralgorithmus verfügbare bezogene Blindleistung von $\tilde{Q}_E = 0,53$ bei der Spannungsaussteuerung $r = 0,55$ und dem Phasenwinkel $\varphi_A = 36,4^\circ$ am Ausgang (Abb. 6.9). Blindleistung in dieser Höhe kann mit den oben genannten Verfahren nicht erreicht werden.

Es ist zu beachten, dass die Aussteuerungen, die der Steueralgorithmus in der verwendeten Versuchsumgebung verarbeitet, wegen der Vermeidung kurzer Schaltzeiten um den Faktor $\frac{1}{F_{\text{Red}}} = 1,06$ größer sind (vgl. (6.1)). Bei der Verwendung idealer BDS, die sehr kurze Schaltzeiten ermöglichen, könnte demnach die bezogene Eingangsblindleistung auf $\tilde{Q}_E = 0,56$ erhöht werden.

Zum Zeitpunkt $t = 0$ s wird die Blindleistung des Umrichters sprunghaft von $\tilde{Q}_E = 0$ auf $\tilde{Q}_E = 0,53$ erhöht. Dies zeigt sich deutlich an der Zunahme der Amplitude des Eingangsstroms. Zum Zeitpunkt des Stromsprungs wird das Netzfilter stark zum Schwingen angeregt. Diese Schwingung kommt bei allen sprunghaften Änderungen des Eingangsstroms vor, also auch bei plötzlichen Wirkleistungsänderungen. Sie klingt aufgrund der natürlichen Dämpfung des Netzfilters ab. Für dieses Problem ist bislang noch keine befriedigende Lösung vorgestellt worden. Für den Matrixumrichter selbst bleiben die Schwingungen in der Regel ohne Auswirkung. Weitere Verbraucher im Versorgungsnetz könnten jedoch in Mitleidenschaft gezogen werden.



(a) Spannung und Strom des ersten Eingangsleiters



(b) Spannung und Strom des ersten Ausgangsleiters

Abbildung 6.8: Messergebnis: Eingangsblindstrom bei hoher Ausgangsspannung und $\varphi_A = 36,4^\circ$. Zum Zeitpunkt 0 s wird der Eingangsblindstrom von 0 A auf 37 A erhöht.

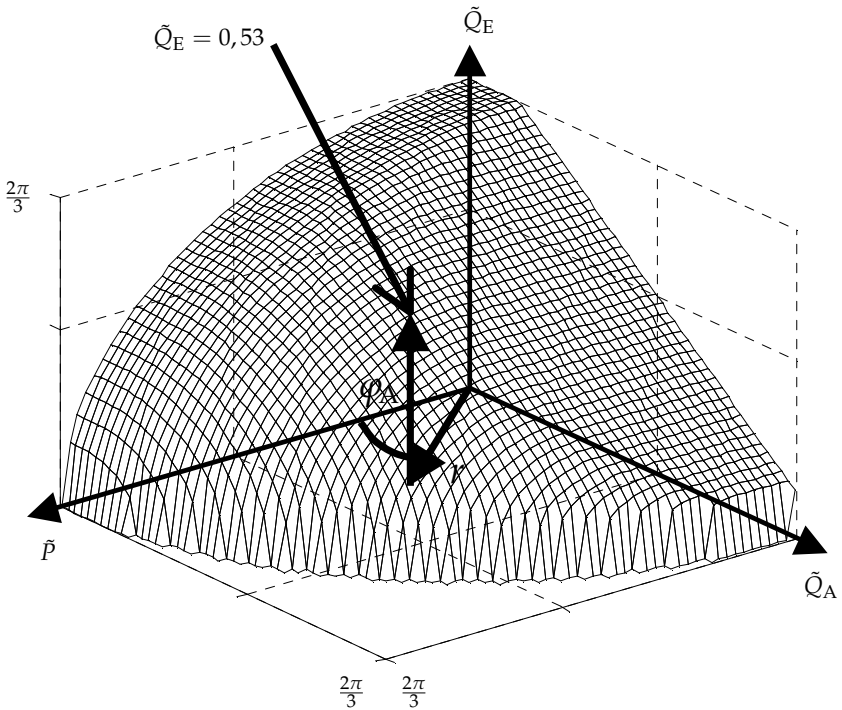
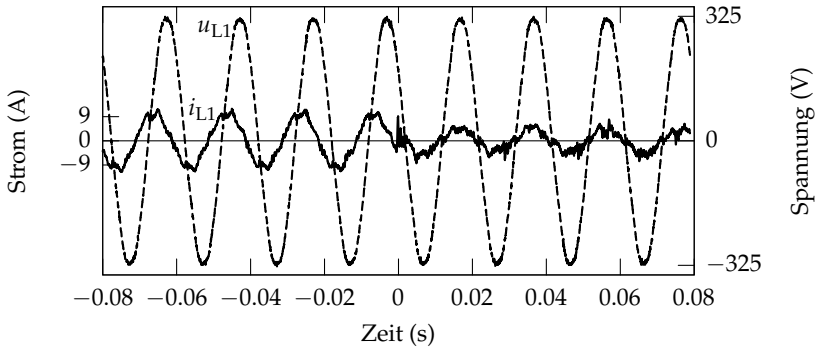


Abbildung 6.9: Grafische Darstellung des demonstrierten Arbeitspunkts mit hoher Eingangsblindleistung in Bezug auf den maximalen Steuerbereich des Matrixumrichters.

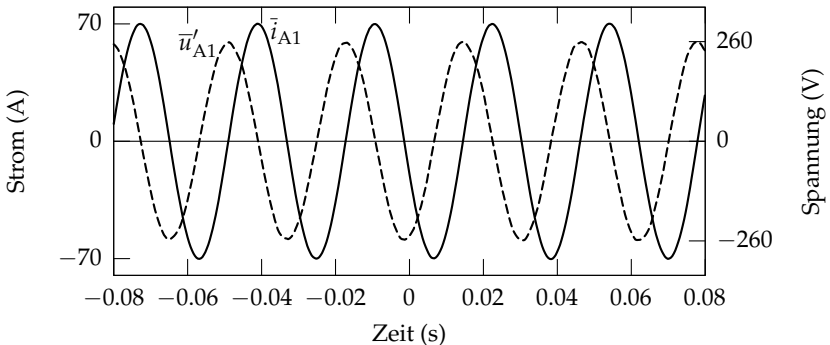
6.3.3 Eingangsblindleistung bei hoher Ausgangsspannung und rein induktiver Belastung

Der Matrixumrichter kann bei maximaler Spannungsaussteuerung und ausschließlich reaktiver Last den $1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,13$ -fachen Ausgangsstrom als Eingangsblindstrom zur Verfügung stellen. Dieser Teil des Steuerbereichs ist weder mit den Steueralgorithmen von Alesina und Venturini noch mit Steueralgorithmen nach dem Prinzip des virtuellen Zwischenkreises erreichbar. Allein die in dieser Arbeit neu vorgestellten Steueralgorithmen sind hierzu Lage.

Bei der in Abb. 6.10 dargestellten Messung ist zu sehen, dass der kapazitive Blindstrom des Netzfilters ab dem Zeitpunkt $t = 0$ s vollständig kompensiert wird. Zu positiver Zeit wird nur noch die Wirkleistung zur Deckung der Verluste im Umrichter und in der Drossel bezogen. Die bezogene Eingangsblindleistung der Schaltermatrix beträgt $\tilde{Q}_E = 0,13$ (Abb. 6.11).



(a) Spannung und Strom des ersten Eingangsleiters



(b) Spannung und Strom des ersten Ausgangsleiters

Abbildung 6.10: Messergebnis: Betriebspunkte bei $\varphi_A = 88,4^\circ$ und maximaler Ausgangsspannung. Zum Zeitpunkt 0 s wird der Eingangsblindstrom von 0 A auf 9 A erhöht und kompensiert damit den Blindstrom des Netzfilters.

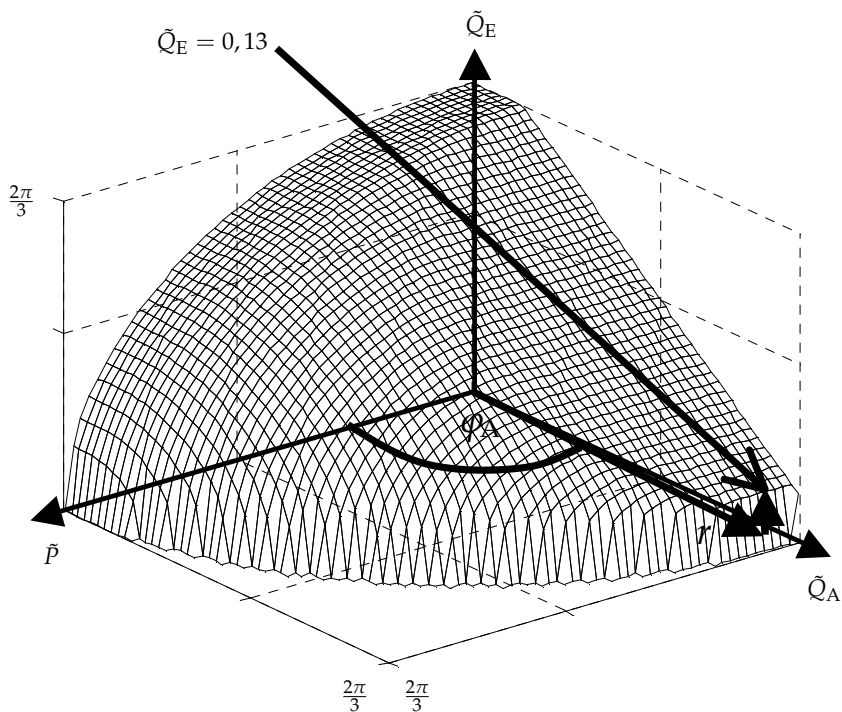
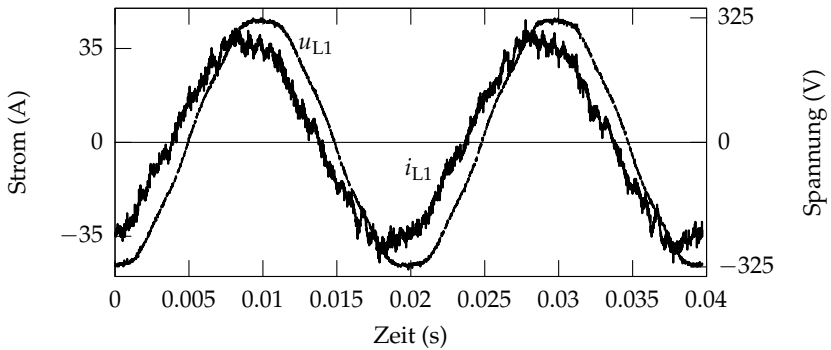


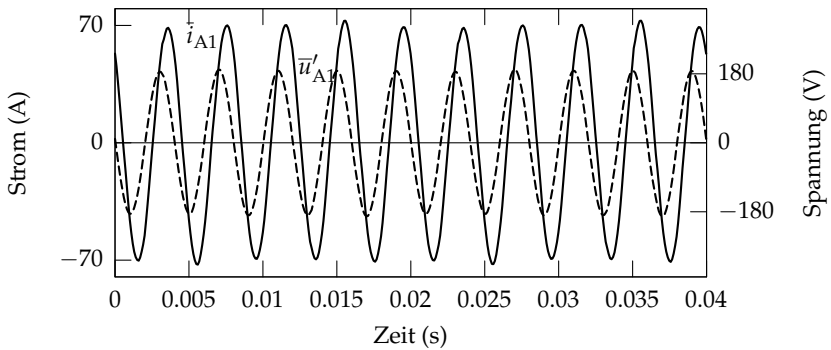
Abbildung 6.11: Grafische Darstellung des demonstrierten Arbeitspunkts mit hoher Spannungsaussteuerung und hoher Ausgangsblindleistung in Bezug auf den maximalen Steuerbereich des Matrixumrichters.

6.3.4 Betrieb bei hoher Frequenz

Die in Abb. 6.12 gezeigte Messung demonstriert keine besondere Fähigkeiten des Steueralgorithmus, sondern lediglich die Fähigkeit des Matrixumrichters, am Ausgang Spannungen mit Frequenzen oberhalb der Eingangsfrequenz erzeugen zu können. Hohe Ausgangsfrequenzen werden für schnell drehende Antriebe, wie z. B. Servoantriebe benötigt. Der Matrixumrichter hat, die Höhe der Ausgangsfrequenz betreffend, dem Zwischenkreisumrichter gegenüber keine Nachteile.



(a) Spannung und Strom des ersten Eingangsleiters



(b) Spannung und Strom des ersten Ausgangsleiters

Abbildung 6.12: Messergebnis: Betrieb des Matrixumrichters mit der Frequenz 250 Hz am Ausgang.

6.4 Feldorientierter Antrieb mit Matrixumrichter und Asynchronmaschine

6.4.1 Struktur der feldorientierten Regelung

Im folgenden wird die Einbettung des Matrixumrichters in einen feldorientierten Antrieb mit Asynchronmaschine demonstriert. In Reversiervorgängen wird die Drehzahl der Maschine schnellstmöglich umgekehrt. Die Maschine verzögert und beschleunigt mit konstantem Moment. Am Ende des Reversiervorgangs kommt ein kurzer Übergangszeitraum, während dem sich die Drehzahl der Maschine der Soll-Drehzahl annähert und das Moment reduziert wird. Im vorliegenden Fall ist eine Asynchronmaschine (30 kW Hauptspindelmotor QS 160-24, BBC) ohne mechanische Belastung an die Ausgangsseite der Schaltermatrix angeschlossen. Die Daten der Maschine sind in Tab. 6.1 angegeben. Die Maschine ist mit einem Inkrementalgeber ausgestattet, dessen Signal in ein Winkel- und ein Geschwindigkeitssignal gewandelt wird, das der DSP für die Drehzahlregelung auswertet.

Die Drehzahlregelung ist als PI-Regler ausgeführt und stellt den äußeren Regelkreis einer Kaskadenregelung dar. Der innere Regelkreis besteht aus zwei PI-Stromreglern die in einem feldorientierten Bezugssystem Moment und Magnetisierung der Maschine beeinflussen. Beide Stromregler haben die selben Parameter, die experimentell bestimmt wurden. Sie sind in Tab. 6.2 dargestellt. Die Realisierung der Regler ist in Abb. 6.7 dargestellt.

Das Prinzip der Feldorientierung besteht darin, durch die Darstellung von Raumzeigern in einem geeigneten Bezugssystem das Drehmoment und die Magnetisierung der Asynchronmaschine unabhängig voneinander steuern zu können. Auf diese Weise können darauf aufbauende Drehzahl-, Lage- oder Momentregelungen beinahe wie bei einer fremderregten Gleichstrommaschine

Tabelle 6.1: Daten der Asynchronmaschine.

QS 160-24 (BBC)				
Nennmoment	196	N m	Trägheitsmoment	0,214 kg m ²
Nenn Drehzahl	1460	min ⁻¹	Leistung	30 kW
Nennstrom	73	A	L_H	49,5 mH
R_S (warm)	0,31	Ω	$L_{S\sigma}$	0,97 mH
R'_R (warm)	0,22	Ω	$L'_{R\sigma}$	1,09 mH

Tabelle 6.2: Parameter der Strom- und des Drehzahlreglers.

Regler für	K_P	K_I
Strom	4 V/A	1800 V/As
Drehzahl	1 Amin	300 A

ausgeführt werden, womit ein dynamisch hochwertiger Antrieb auf einfache Weise möglich wird. Die Feldorientierung wurde anfangs der 70er Jahre durch Arbeiten von Blaschke [68] und Hasse [69] bekannt und entwickelte sich dank der rasch voranschreitenden Entwicklung der Leistungselektronik zum Standard bei hochwertigen Antrieben.

Zur Bestimmung der Lage φ'_S des Bezugssystems und der augenblicklichen Magnetisierung der Maschine i'_μ wird das sogenannte „Strommodell“ nach Abb. 6.13 eingesetzt. Das Strommodell zeichnet sich dadurch aus, dass es bei niedrigen Drehzahlen gute Ergebnisse liefert. Bei höheren Drehzahlen ist es stark vom elektrischen Widerstand des Rotors abhängig und verstimmt sich während des Betriebs wenn der Rotor seine Temperatur ändert. Eine Nachführung des Parameters findet in der vorliegenden Anlage nicht statt. Die Struktur der Regelung ist in den Abbildungen 6.14 und 6.15 dargestellt.

6.4. Feldorientierter Antrieb mit Matrixumrichter und Asynchronmaschine

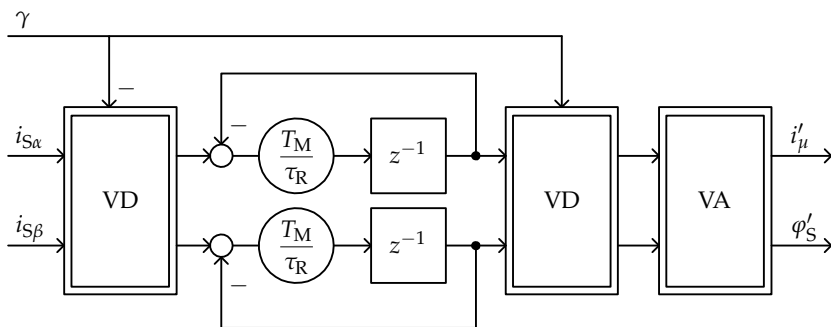


Abbildung 6.13: Umsetzung des Strommodells im DSP-Programm, das aus dem Statorstrom $i_S = i_{S\alpha} + j i_{S\beta}$ und dem Rotorwinkel γ den Winkel des Rotorflusses φ'_S und die zum Betrag des Rotorflusses proportionale Magnetisierungsstromstärke i'_{μ} berechnet. Der Block „ z^{-1} “ verzögert das Eingangssignal um eine Modulationsperiode T_M , der Abtastzeit der Regelung. Die mit „VD“ bezeichneten Blöcke sind Vektordreher mit der Funktion $\underline{y} = e^{j\varphi} \underline{x}$. Der Block „VA“ ist ein Vektoranalysator, der aus den Werten der kartesischen Eingänge Betrag und Winkel berechnet. $\tau_R = \frac{L_H + L'_{R\sigma}}{R_R}$ ist die Rotorzeitkonstante, die sich aus den Motordaten in Tab. 6.1 berechnet.

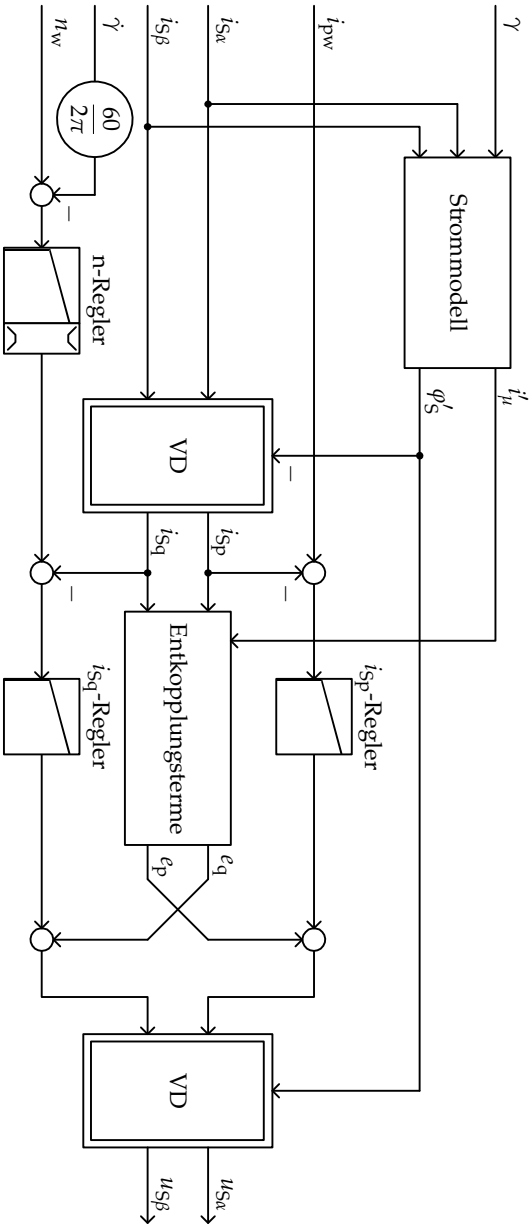


Abbildung 6.14: Struktur der feldorientierten Regelung für die spannungsgespeiste Asynchronmaschine. Die Vorgabewerte der Regelung sind n_w für die Drehzahl und i_{pw} für die Magnetisierung. γ ist der Winkel und $\dot{\gamma}$ die Winkelgeschwindigkeit des Rotors. i_s ist der Raumvektor des Statorstroms mit den Komponenten i_{sa} und i_{sb} im ruhenden bzw. i_{sp} und i_{sq} im rotorflussorientierten Bezugssystem. Der Winkel ϕ'_s des Rotorflusses und die zu seinem Betrag proportionale Magnetisierungsstromstärke i'_{μ} werden im Block „Strommodell“ ermittelt. Die Parameter der Regler sind in Tab. 6.2 zu finden. Die Entkopplungssterne und das Strommodell sind in Abb. 6.15 und Abb. 6.13 dargestellt. Die Ausgangsgröße ist der Raumzeiger der Statorspannung $\underline{u}_s = u_{sa} + j u_{sb}$. Die mit „VD“ bezeichneten Blöcke sind Vektordreher mit der Funktion $\underline{y} = e^{j\theta} x$.

6.4. Feldorientierter Antrieb mit Matrixumrichter und Asynchronmaschine

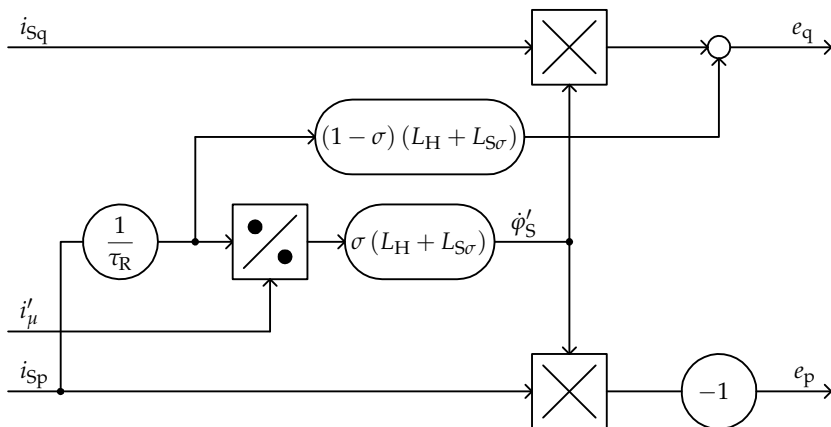


Abbildung 6.15: Struktur der Berechnung der Entkopplungsgrößen e_p und e_q für die feldorientierte Regelung der spannungsgespeisten Asynchronmaschine in Abb. 6.14. Die Konstanten sind die Rotorzeitkonstante $\tau_R = \frac{L_H + L'_{R\sigma}}{R_R}$ und der Streukoeffizient $\sigma = 1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{L_{S\sigma}}{L_H}\right) \left(1 + \frac{L'_{R\sigma}}{L_H}\right)}$. Die Induktivitäten und Widerstände der Maschine sind in Tab. 6.1 zu finden.

6.4.2 Messungen von Reversiervorgängen

Abb. 6.17 zeigt den Verlauf der Spannungen und Ströme bei einem Reversiervorgang der Asynchronmaschine innerhalb einer Umdrehung. Neben den Größen im ruhenden Koordinatensystem sind in Abb. 6.17c die Regelgrößen i_{sp} und i_{sq} im bewegten Koordinatensystem zu sehen.

Während des Reversiervorgangs hat der Ausgangsstrom eine Amplitude von 70 A und ist damit groß genug, dass am Eingang die Blindleistung des Netzfilters kompensiert werden kann. Der Phasenwinkel φ_A am Ausgang deckt einen großen Bereich ab (Abb. 6.16). Der Steueralgorithmus muss deshalb in diesem Bereich in der Lage sein, den verlangten Eingangsblindstrom in diesem Bereich liefern zu können. Die Kompensation ist gut daran zu erkennen, dass Spannung und Strom während des Reversiervorgangs in Phase oder gegenphasig sind.

Die Auswirkung der Kompensation des Filterstroms kommt in Abb. 6.18 besonders gut zur Geltung. Die Maschine wird bei dieser Messung von höherer Drehzahl ausgehend über mehrere Umdrehungen reversiert. Es gibt einen Zeitpunkt während des Abbremsvorgangs, in dem die Verluste von der generatorischen Leistung und der Blindstrom des Filters vom Steueralgorithmus kompensiert werden. Der Eingangsstrom ist in der Umgebung dieses Zeitpunkts beinahe null. Zum Vergleich kann der Blindstrom des Filters herangezogen werden, der im Eingangsstrom vor- und nach dem Reversiervorgang zu sehen ist.

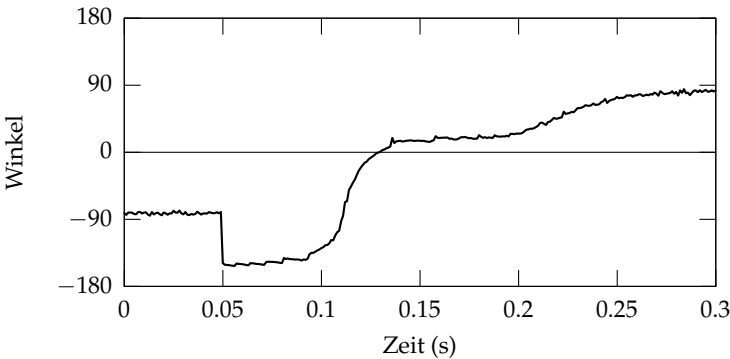


Abbildung 6.16: Zeitverlauf des Winkels φ_A zwischen Strom und Spannung am Ausgang während der Messung zu Abb. 6.17.

6.4. Feldorientierter Antrieb mit Matrixumrichter und Asynchronmaschine

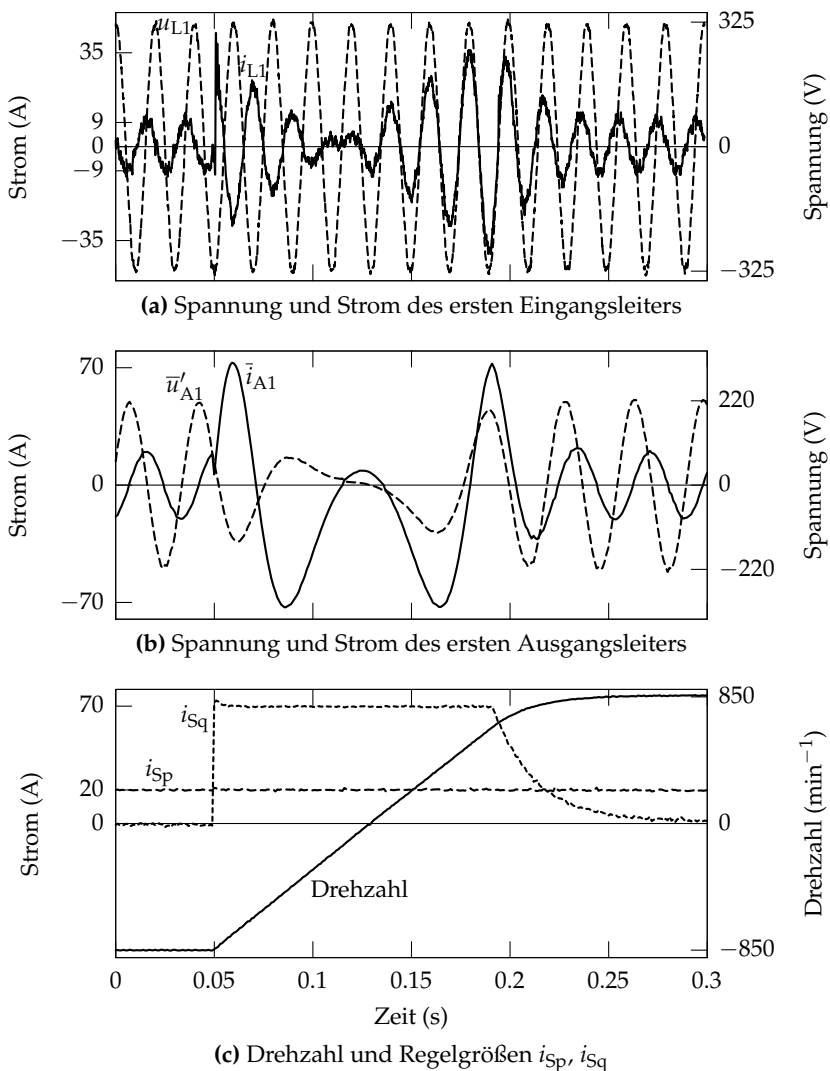


Abbildung 6.17: Messergebnis: Drehzahlumkehr der feldorientiert geregelten Asynchronmaschine mit Nennmoment.

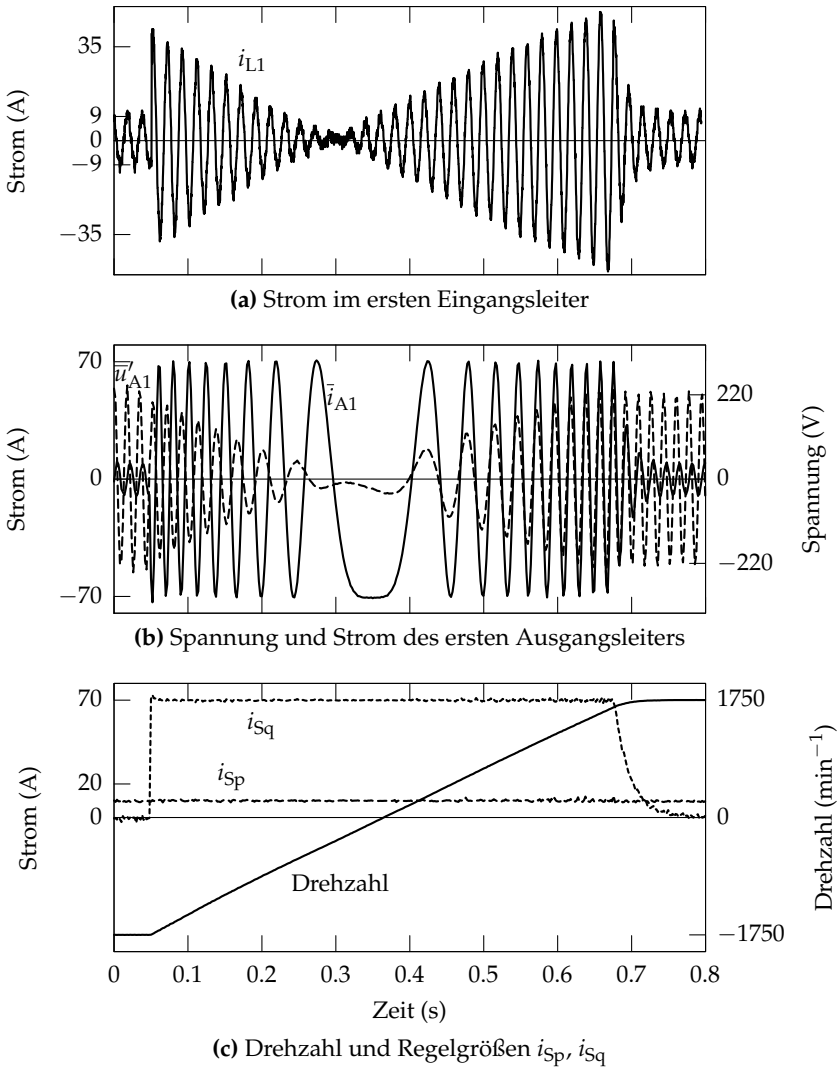


Abbildung 6.18: Messergebnis: Drehzahlumkehr bei verringerter Magnetisierung.

6.5 Fazit

Die experimentelle Umsetzung des Steueralgorithmus belegt die Anwendbarkeit und Leistungsfähigkeit der vorgestellten Steuerung. Insbesondere werden mit dem Betrieb des Matrixumrichters in stationären Betriebspunkten die neuen Möglichkeiten der Blindleistungserzeugung am Eingang demonstriert. Es wurden Betriebspunkte ausgewählt, die mit den bisherigen aus der Literatur bekannten Steueralgorithmen nicht erreicht werden können.

Die ersten beiden Messungen zeigen zusätzlich, dass der Eingangsblindstrom sprungartig, d. h. von einer Modulationsperiode zur nächsten, verstellt werden kann. Dadurch eignet sich der Matrixumrichter ideal als Stellglied zur Blindleistungskompensation. Die sprunghaften Änderungen des Stroms machen andererseits auf ein prinzipielles Problem beim Anschluss des Matrixumrichters an ein Versorgungsnetz aufmerksam. Das hierfür notwendige Netzfilter wird durch Stromsprünge unweigerlich zum Schwingen angeregt.

Der Matrixumrichter ist in seiner Ausgangsfrequenz gegenüber einem Zwischenkreisumrichter nicht benachteiligt. Im vorliegenden Fall kann mit unverändertem Steueralgorithmus und der selben Pulsmustererzeugung die Ausgangsfrequenz ohne wesentliche Qualitätseinbußen auf 250 Hz erhöht werden.

Die Drehzahlumkehr einer Asynchronmaschine ist eine anwendungsnahe Erprobung eines Antriebssystems. Für die Durchführung solcher Reversierfahrten wurden eine feldorientierte Steuerung für die Asynchronmaschine und eine Kaskadenregelung für Strom und Drehzahl implementiert. Es wird gezeigt, dass die erzielbare Dynamik und Genauigkeit eines Antriebs mit Matrixumrichter hohen Ansprüchen gerecht wird. Die Messungen zeigen sowohl die Eignung des Matrixumrichters als Stellglied der Maschinenregelung, als auch als Blindleistungskompensator.

7

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wird erstmalig der maximale Steuerbereich des Matrixumrichters systematisch untersucht und angegeben. Es werden Steueralgorithmen vorgeschlagen, mit denen dieser Steuerbereich ausgenutzt werden kann. Der beschriebene Betrieb eines Matrixumrichters von nennenswerter Leistung (30 kW) belegt darüber hinaus die Eignung des neuen Steueralgorithmus für anspruchsvolle Antriebssysteme.

Die Eigenschaft des Matrixumrichters, bis auf das Netzfilter ein „all silicon converter“ zu sein, dass sich also zwischen Eingangs- und Ausgangsseite alleine Halbleiter befinden, macht ihn zur zukunftsweisenden Topologie. Es wird für die Zukunft bei den Halbleitern und weniger bei den Energiespeichern ein rasanter Fortschritt in der Leistungsdichte und der Miniaturisierung erwartet. Der Matrixumrichter ist daher zu Recht seit ungefähr 25 Jahren Gegenstand verschiedener Forschungsprojekte.

Diese Arbeit belegt die systematische Erforschung des maximalen Steuerbereichs des konventionellen Matrixumrichters, wobei der Maximierung der Ausgangsspannung und der Blindleistung am Eingang gleiches Gewicht zukommen. Zunächst werden zwei grundlegende Topologien in „konventionelle“ und „indirekte“ Matrixumrichter unterschieden. Es folgt die Einführung in eine geschlossene mathematische Beschreibung des Matrixumrichters mit Raumzeigern, die zur Zeit immer weitere Verbreitung findet. Die Zustände des Matrixumrichters können auf diese Weise in geometrische Darstellungen überführt werden und es wird möglich, den Steuerbereich anschaulich aus dem Spielraum eines Zeiger-Dreiecks innerhalb eines Dreiecks abzuleiten.

Anschließend folgt die Übersetzung der aus der Literatur bekannten Steueralgorithmen in die moderne Raumzeigerschreibweise. Diese Steueralgorithmen

men unterlagen der Erfordernis, das neue Prinzip „Matrixumrichter“ mit den Möglichkeiten der jeweiligen Zeit zu realisieren. Keiner dieser Steueralgorithmen erreichte den maximalen Steuerbereich. Die durchgängige Beschreibung mit Raumzeigern ermöglicht es, die Steuerbereiche der verschiedenen Steueralgorithmen systematisch zu analysieren und ihre Steuerbereiche zu vergleichen. Die überraschend verschiedenartigen Ergebnisse zwischen den Steueralgorithmen nach Alesina und Venturini auf der einen Seite und den Steueralgorithmen nach dem Prinzip des virtuellen Zwischenkreises auf der anderen Seite motivieren die Suche nach dem Steuerbereich, der von der Topologie des Umrichters und nicht vom Steueralgorithmus, mit dem er betrieben wird, festgelegt ist.

Die grundlegenden Ideen werden hierzu in Kapitel 4 erarbeitet. Der Schlüssel zur Bestimmung des maximalen Steuerbereichs liegt in der Betrachtung von 24 Extremstellungen des Dreibeins in Bezug zu einem gleichseitigen Begrenzungsdreieck, in dem es Platz zu finden hat. Eine zentrale Rolle spielen hierbei die Begriffe „Neutraltermfaktor“ und „Nullsystem“, die in Bezug auf die mittlere Kopplung des Eingangs mit dem Ausgang als Freiheitsgrade anzusehen sind. Mit Hilfe einer kleinen Einschränkung des Neutraltermfaktors wird neben dem maximalen Steuerbereich auch ein Steuerbereich angegeben, der vom maximalen Steuerbereich geringfügig abweicht, dafür aber den Vorzug hat, durch analytische Funktionen beschrieben werden zu können.

Im anschließenden Kapitel werden neue Steueralgorithmen vorgestellt. Diese Steueralgorithmen umfassen die Berechnungen, die ein Matrixumrichter während des Betriebs ausführen muss, um die neuen Steuerbereiche umsetzen zu können. Es werden verschiedene Möglichkeiten zur gemeinsamen oder getrennten Berechnung von Neutraltermfaktor und Nullsystem vorgeschlagen. Es stellt sich heraus, dass der analytisch beschreibbare Steuerbereich mit einer Untermenge der möglichen Zustände des Matrixumrichters erreicht werden kann, die allesamt auch mit dem indirekten Matrixumrichter umgesetzt werden können.

Das letzte Kapitel berichtet über die Erprobung des favorisierten Steueralgorithmus an einem am öffentlichen 400 V-Drehstromnetz betriebenen konventionellen Matrixumrichter mit 30 kW. Das Kapitel erörtert die unerwünschten Effekte, die bei der Realisierung eines Matrixumrichters auftreten und nennt alle Vorkehrungen, die zu deren Verminderung oder Vermeidung getroffen werden. Es ergeben sich zusätzliche Anforderungen an zukünftige Steueralgorithmen, z. B. die Vermeidung sehr kurzer Schaltzeiten, die von realen Halbleiterbauteilen nicht realisierbar sind. Stationäre Messungen zeigen ausgewählte Betriebspunkte, die bisher nicht mit Matrixumrichtern erzielt werden konnten. Darüber hinaus wird der Matrixumrichter als Stellglied eines feldorientiert geregelten Antriebs mit Asynchronmaschine eingesetzt. Die Messergebnisse zeigen die hohe erzielbare Dynamik und die uneingeschränkte Eignung des Matrixumrichters als Bestandteil hochdynamischer Antriebe.

Aufgrund des erweiterten Steuerbereichs des Matrixumrichters entsteht Raum für zukünftige Arbeiten:

- Der große Steuerbereich erweitert die Einsatzmöglichkeiten des Matrixumrichters als Blindleistungskompensator.
- Die neuen Steueralgorithmen können in Bezug auf Laufzeitoptimierung weiterentwickelt und um zusätzliche Eigenschaften wie Übermodulation oder die Vermeidung kurzer Schaltzeiten erweitert werden.
- Es ist eine dynamische Betriebsweise des Matrixumrichters zu finden, die Schwingungen des Netzfilters vermeidet oder unterdrückt.
- Der Matrixumrichter kann im Vergleich zum Zwischenkreisumrichter neu bewertet werden.

Verzeichnis der verwendeten Zeichen

Operatoren

In diesem Abschnitt sind selbst definierte und nicht selbst definierte mathematische Operatoren aufgelistet.

Operator	Bedeutung
\underline{z}^*	Konjugierte der komplexen Zahl \underline{z}
\underline{M}^T	Transponierte der Matrix \underline{M}
$\Re\{\underline{z}\}$	Realteil der komplexen Zahl \underline{z}
$\Im\{\underline{z}\}$	Imaginärteil der komplexen Zahl \underline{z}
$ \underline{z} $	Betrag der komplexen Zahl \underline{z}
$\angle\{\underline{z}\}$	Argument (Winkel) der komplexen Zahl \underline{z}
$\underline{\underline{(X.Y)}}$	Gleichheitszeichen mit Hinweis auf eine vorangegangene Gleichung (X.Y)
$\underline{\underline{xy}}$	Gleichheitszeichen das unter der Voraussetzung xy gilt
$\underline{\underline{(*)}}\ (\underline{\underline{(*)}})$	Gleichheitszeichen das im Falle parallel stehender komplexer Summanden gilt

Formelzeichen

Dieser Abschnitt listet die verwendeten Formelzeichen mit Seitenangaben zugehöriger Definitionen, Gleichungen und Abbildungen auf.

Zeichen	Bedeutung	Seite(n)
A	Aufwand	100, 102
\underline{a}	komplexe Konstante, $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$	16, 20
b	Aussteuerung des Blindstroms am Eingang	29
Δ	Zeitspanne innerhalb der Modulationsperiode	14, 25, 40
δ	auf die Modulationsperiode bezogene Zeitspanne	40
δ_{Red}	Mindestwert für praktikable Steuerfunktionen	113
e, p	lineare Exzentrizität und Halbparameter der Ellipse	74
F_{Red}	Faktor für praktikable Steuerfunktionen	113
f_S	Schaltfrequenz	13, 114
f_E, f_A	Grundschwingungsfrequenz der Eingangsleiter bzw. der Ausgangsleiter	37
f_N	Frequenz des Drehstromnetzes	115
h_a, h_b	Halbachsen der Ellipse	74
j	imaginäre Einheit, $j^2 = -1$	
ω, ω_A	Kreisfrequenz (der Ausgangsleiter)	111, 119
φ_{SP}	Winkel des Schnittpunkts von Kreis und Ellipse	73, 75, 79
φ_{GK}	Grenze für den Winkel φ_A unterhalb der Konstellation 1 gilt	73, 75, 79
φ_{GE}	Grenze für den Winkel φ_A oberhalb der Konstellation 3 gilt	73, 78, 79
r	Spannungsaussteuerung	29
S_{min}	Maß für die Sperrigkeit eines Dreieins	89
T_M	Dauer der Modulationsperiode	13, 13, 25, 111, 120

Zeichen	Bedeutung	Seite(n)
v, v'	Neutraltermfaktor in zwei verschiedenen Skalierungen	31, 32, 57
x, y, z	Hilfsgrößen mit wechselnder Bedeutung, z. B. Spalten- und Zeilenindizes (Abschnitte 3.3.2 und 5.5.2), Zuordnungszahlen für die Seiten des Begrenzungsdreiecks (Abschnitt 4.2.2), Eingangsgröße (x) und Ausgangsgröße (y) bei der Darstellung von Blockschaltbildern in den Abschnitten 6.3 und 6.4	50, 60, 92, 120, 131
Standardmengen		
\mathbb{C}	Menge der komplexen Zahlen	
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen (mit Null)	
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen	
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen	
Spannungen und Ströme		
u_{E1}, u_{E2}, u_{E3}	Zeitwerte der Spannungen der drei Eingangsleiter (Eingangsspannungen)	8, 12, 17
u_{A1}, u_{A2}, u_{A3}	Zeitwerte der Ausgangsspannungen	8, 12, 17
i_{E1}, i_{E2}, i_{E3}	Zeitwerte der Eingangsströme	8, 12, 17
i_{A1}, i_{A2}, i_{A3}	Zeitwerte der Ausgangsströme	8, 12, 17
\bar{i}_{Ek}	kurzzeitig gemittelter Strom des Eingangsleiters k	14
\bar{u}_{Ai}	kurzzeitig gemittelte Spannung des Ausgangsleiters i	14
\bar{u}'_{A1}	kurzzeitig gemittelte Spannung zum Sternpunkt am Ausgang gemessen	118, 117
\bar{i}_{Ai}	kurzzeitig gemittelter Strom des Ausgangsleiters i	118
$\bar{u}_E, \bar{u}_A, \bar{i}_E, \bar{i}_A$	Raumzeiger der kurzzeitig gemittelten Eingangsspannungen, Ausgangsspannungen, Eingangsströme und Ausgangsströme	16
\bar{u}_{A0}	kurzzeitig gemittelte Nullkomponente der Ausgangsspannungen	18, 22

Zeichen	Bedeutung	Seite(n)
\underline{u}_w	Sollvorgabe an die kurzzeitig gemittelte Ausgangsspannung	111
$\hat{u}_E, \hat{u}_A, \hat{i}_E, \hat{i}_A$	Beträge der Raumzeiger $\underline{u}_E, \underline{u}_A, \underline{i}_E, \underline{i}_A$	29, 30
Φ_E, Φ_A	Winkel des Eingangs- und Ausgangsspannungsraumzeigers	30
i_{\perp}, i_{\parallel}	Zum Spannungsraumzeiger senkrechte und parallele Komponente des Stromraumzeigers („Blindstrom“ und „Wirkstrom“)	28
φ_E, φ_A	Winkel zwischen Strom und Spannung am Eingang und am Ausgang	29
u_d, i_d	Zwischenkreisspannung und -strom	53
U_N	Nennspannung des Drehstromnetzes (Effektivwert)	115
u_{L1}, i_{L1}	Zeitwert der Spannung des ersten Leiters des Drehstromnetzes zum Sternpunkt und Zeitwert des Stroms in diesem Leiter	117
Leistungen		
p	kollektive Leistung dreier Leiter	28
q	Blindleistung die sich aus i_{\perp} und \underline{u} berechnet	28
\underline{s}	Augenblickliche, komplexe Scheinleistung	28
\tilde{S}	Betriebszustand, Belastung	29
$\tilde{P}, \tilde{Q}_E, \tilde{Q}_A$	auf \tilde{S} bezogene Wirkleistung, Blindleistung am Eingang und am Ausgang	29
Zustandsfunktionen der Schaltermatrix		
h_{ki}	Leitfunktion	12
H	Matrix der Leitfunktionen (beschreibt Schaltzustand)	12, 23
H_i	Raumzeiger der Leitfunktionen h_{1i}, h_{2i} und h_{3i}	23
$\underline{H}_m, \underline{H}_g, \underline{H}_0$	Mit-, Gegen- und Nullsystem aus $\underline{H}_1, \underline{H}_2$ und \underline{H}_3 (Symmetrische Komponenten)	23
$\underline{H}_{\Sigma}, \underline{H}_{\Delta}$	Summe und Differenz aus Mit- bzw. Gegensystem	96
T_{ki}	Steuerfunktion: kurzzeitiges Mittel der Leitfunktion h_{ki}	14

Zeichen	Bedeutung	Seite(n)
T	Transfermatrix: Matrix der Steuerfunktionen	14
\underline{T}_i	Steuerraumzeiger: Raumzeiger der Steuerfunktionen $T1i$, $T2i$ und $T3i$	18
$\underline{T}_m, \underline{T}_g, \underline{T}_0$	Mit-, Gegen- und Nullsystem aus \underline{T}_1 , \underline{T}_2 und \underline{T}_3 (Symmetrische Komponenten)	19
$\underline{T}_\Sigma, \underline{T}_\Delta$	Summe und Differenz aus Mit- bzw. Gegensystem	96
$\underline{X}_m, \underline{X}_g$	Mit- und Gegensystemzeiger ohne Drehterme	30, 69, 71, 72
Regelung der R-L-Last und der Asynchronmaschine		
L, R	Induktivität und Widerstand am Umrichter-ausgang (als Last)	118
τ_G	Zeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises mit dem Führungsverhalten eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung	118
K_P, K_I	Verstärkung des proportionalen und des integrierenden Pfades eines PI-Reglers	118, 120, 130
R_S, R'_R	Statorstrangwiderstand und auf den Stator umgerechneter Rotorstrangwiderstand der Asynchronmaschine	129
$L_H, L_{S\sigma}, L'_{R\sigma}$	statorbezogene Hauptinduktivität, Statorstreuinduktivität und auf den Stator umgerechnete Rotorstreuinduktivität der Asynchronmaschine	129
τ_R	Rotorzeitkonstante	131, 133

Indizes

In diesem Abschnitt sind die verwendeten Bezeichner aufgelistet.

Index	Bedeutung
0	Nullsystem oder Nullkomponente
A	Ausgang
α, β	Raumzeigerkomponenten im ruhenden Koordinatensystem

Index	Bedeutung
cr	Steuerbereich (control range)
Δ	Differenz, Versatz
Σ	Summe
E	Eingang
F	Durchlassbereich, Vorwärtsbereich (forward)
g	Gegensystem
GE	Grenze Ellipse
GK	Grenze Kreis
i	Nummer des Ausgangsleiters oder des Teilumrichters, $i = 1, 2, 3$
k	Nummer des Eingangsleiters, $k = 1, 2, 3$
κ, λ, μ	Nummern von Steuerraumzeigern bei der Zuordnung nach Extremstellung B und B-Beschränkung
L	Last, auch Leiter des Drehstromnetzes (L1, L2, L3)
M	Maschine
m	Mitsystem
max	Maximal
N	Netz
p, q	Raumzeigerkomponenten im rotierenden Koordinatensystem
	parallele Komponente
R	Rotor
Red	Reduktion
Res	Resonanz
\prime R	auf den Stator umgerechnete Rotorgroße
S	Schalter, auch Stator
\perp	senkrechte Komponente
σ	das Streufeld betreffend
SP	Schnittpunkt
w	Sollwert (wanted)
xyz	Index eines Zustands nach Tab. 2.1

Abbildungsverzeichnis

1.1	Elektrischer Antrieb mit Umrichter	1
1.2	Grundschtaltung des konventionellen Matrixumrichters in Darstellung mit Teilumrichtern	3
1.3	Möglichkeiten der Realisierung bidirektionaler Schalter	4
2.1	Grundschtaltung des konventionellen Matrixumrichters in Matrixdarstellung	8
2.2	Grundschtaltung des indirekten Matrixumrichters	10
2.3	Schaltbild des Matrixumrichters mit Netzfilter, Netz, Last und virtuellem Sternpunkt	17
2.4	Begrenzungsdreieck, Wertebereich der Steuerraumzeiger	19
2.5	Dreibein innerhalb des Begrenzungsdreiecks	20
2.6	Zerlegung des Dreibeins in Symmetrische Komponenten	21
2.7	Umsortierung von Schaltzuständen innerhalb einer Modulationsperiode	26
2.8	Symmetrischer Aufbau einer Modulationsperiode	27
2.9	Prinzip der Darstellung von Steuerbereichen	36
3.1	Begrenzende Situation bei UFC- oder SSFC-Steuerung	40
3.2	Betrag der Eingangsblindleistung bei alleiniger UFC- oder SSFC-Steuerung.	41
3.3	Steuerbereich der UFC / SSFC - Steuerung nach Alesina und Venturini 1980	44
3.4	Steuerbereich der Steuerung nach Braun	46
3.5	Zeitverläufe zur Illustration des ohne Nullsystem verfügbaren Spannungsbereichs	47
3.6	Zeitverläufe zur Illustration des mit Nullsystem verfügbaren Spannungsbereichs	48
3.7	Steuerbereich der Steuerung nach Alesina und Venturini mit Nullsystem	51

3.8	Raumzeigermodulation für den virtuellen Zwischenkreis	54
3.9	Steuerbereich der Steuerung mit virtuellem Zwischenkreis	55
4.1	Verschiebungs- und Verzerrungseigenschaften der Freiheitsgrade	59
4.2	Dreibein in Extremstellung A	60
4.3	Dreibein in Extremstellung B	62
4.4	Algorithmus zur Ermittlung der maximalen Aussteuerung	67
4.5	Maximaler Steuerbereich des konventionellen Matrixumrichters .	68
4.6	Obere Schranke des Steuerbereichs	70
4.7	Zeigerbild zur Illustration von Kreis- und Ellipsenbeschränkung	72
4.8	Grenzfall für die Existenz von Schnittpunkten	74
4.9	Zeigerbild zur Illustration der Beschränkung durch den Kreis . .	76
4.10	Zeigerbild zur Illustration der Beschränkung durch die Ellipse . .	77
4.11	Analytisch beschreibbarer Steuerbereich	80
4.12	Differenz zwischen maximalen und analytisch beschreibbaren Steuerbereich	81
5.1	Zeitverläufe der Steuerfunktionen für permanente Extremstellung	86
5.2	Zeitverläufe der kurzzeitigen Mittelwerte am Eingang und am Ausgang	87
5.3	Zeitverläufe der Steuerfunktionen für den Steueralgorithmus nach Clos	90
5.4	Synthese von Mit- und Gegensystem aus Schaltzuständen	96
5.5	Ausgangssituation für die Synthese von Mit- und Gegensystem- zeiger mit Summen- und Differenzzeiger	97
5.6	Summen- und Differenzzeiger der einfachen Schaltzustände . . .	98
5.7	Summenzeiger der einfachen Schaltzustände, deren Differenzzei- ger verschwinden	99
5.8	Zeigerbilder der untersuchten Grenzfälle	103
5.9	Zeitverläufe der Steuerfunktionen für den Algorithmus mit aus- schließlicher Verwendung einfacher Schaltzustände	105
6.1	Signalflüsse des Matrixumrichters	110
6.2	Durchlassverhalten bidirektionaler Schalter	112
6.3	Wünschenswerter Wertebereich der Stellraumzeiger bei Ver- meidung kurzer Schaltzeiten	114
6.4	Spannung und Strom des Netzfilters bei inaktiver Schaltermatrix	116
6.5	Schaltbild mit Netz, Netzfilter, Schaltermatrix, Last und realem Sternpunkt	117
6.6	Struktur der Regelung des Ausgangsstroms von RL-Lasten	119
6.7	Umsetzung der PI-Regler im DSP-Programm	120
6.8	Messergebnis: Eingangsblindstrom bei hoher Ausgangsspannung	122

6.9	Betriebspunkt „Eingangsblindstrom bei hoher Ausgangsspannung“ in der Steuerbereichsdarstellung	123
6.10	Messergebnis: Eingangsblindstrom bei reiner Blindlast und maximaler Ausgangsspannung	125
6.11	Betriebspunkt „Eingangsblindstrom bei reiner Blindlast“ in der Steuerbereichsdarstellung	126
6.12	Messergebnis: Betrieb des Matrixumrichters bei hoher Ausgangsfrequenz	128
6.13	Umsetzung des Strommodells im DSP-Programm	131
6.14	Struktur der feldorientierten Regelung	132
6.15	Struktur der Berechnung der Entkopplungsgrößen	133
6.16	Zeitverlauf des Ausgangsphasenwinkels während der Drehzahlumkehr	134
6.17	Messergebnis: Drehzahlumkehr der feldorientiert geregelten Asynchronmaschine mit Nennmoment	135
6.18	Messergebnis: Drehzahlumkehr bei verringerter Magnetisierung	136

Tabellenverzeichnis

2.1	Schaltzustände des Matrixumrichters und deren Mit-, Gegen- und Nullsystem	24
3.1	Gleichrichteigenschaften einfacher Schaltzustände	52
4.1	Zuordnungen in Extremstellung A	61
4.2	Zuordnungen in Extremstellung B	63
4.3	Stückweise definierte Funktion des analytisch beschreibbaren Steuerbereichs	79
5.1	Verschaltungseigenschaften einfacher Schaltzustände	93
5.2	Schaltzustände des Matrixumrichters geordnet nach den Winkeln von Mit- und Gegensystem	94
5.3	Auserlesene Schaltzustände, die zur Synthese von Mit- und Gegensystemzeiger herangezogen werden	100
5.4	Gewichte der auserlesenen Schaltzustände	101
5.5	Aufwand der auserlesenen Schaltzustände	102
6.1	Daten der Asynchronmaschine	129
6.2	Paramter der Strom- und des Drehzahlreglers	130

Literatur

- [1] Yaskawa, „Discovering the key to the matrix converter“, Pressemitteilung YAS061A, März 2005.
- [2] L. Gyugyi und B. R. Pelly, „Static power frequency changers, theory, performance, and application“, John Wiley & Sons, 1976.
- [3] O. Simon, J. Mahlein, M. Münzer und M. Bruckmann, „Modern solutions for industrial matrix-converter applications“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, Nr. 2, S. 401–406, 2002.
- [4] M. Hornkamp, M. Loddenkötter, M. Münzer, O. Simon und M. Bruckmann, „EconoMAC the first all-in-one IGBT module for matrix converters“, Proc. Drives and Controls and Power Electronics Conf., London, S. 35–39, 2001.
- [5] F. Heinke, „Monolithischer Bidirektionaler Schalter für Matrixumrichter“, Dissertation, TU Braunschweig, 2002.
- [6] R. Sittig, A. Krysiak und S. Chmielus, „Monolithic bidirectional switches promise superior characteristics“, Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), Vol. 4, S. 2977–2982, 2004.
- [7] J. Weigold, O. Simon, J. Mahlein und J. Igney, „Implementation of a matrix converter space vector control in programmable logic“, EPE-Journal, Vol. 13, Nr. 1, S. 41–45, 2002.
- [8] J. Mahlein und M. Braun, „A matrix converter without diode clamped over-voltage protection“, Proc. 3rd Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (PIEMC), Vol. 2, Beijing, S. 817–822, 2000.
- [9] P. Wheeler, J. Clare, L. Empringharn, M. Bland und M. Apap, „Gate drive level intelligence and current sensing for matrix converter current commutation“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, Nr. 2, S. 382–389, 2002.

- [10] J. Mahlein, M. Bruckmann und M. Braun, „Passive protection strategy for a drive system with a matrix converter and an induction machine“, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 49, Nr. 2, S. 297–303, 2002.
- [11] P. Nielsen, F. Blaabjerg und J. Pedersen, „New protection issues of a matrix converter: design considerations for adjustable-speed drives“, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 35, Nr. 5, S. 1150–1161, 1999.
- [12] M. Venturini, „A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements“, *Proc. of Powercon*, San Diego, S. E3–1–E3–15, 1980.
- [13] M. Venturini und A. Alesina, „The generalized transformer: a new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor“, *Proc. 11th IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC)*, S. 242–252, 1980.
- [14] A. Alesina und M. Venturini, „Solid-state power conversion: A fourier analysis approach to generalized transformer synthesis“, *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 28, Nr. 4, S. 319–330, 1981.
- [15] M. Braun und K. Hasse, „A direct frequency changer with control of input reactive power“, *Proc. IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Lausanne, Switzerland, S. 187–194, 1983.
- [16] M. Braun, „Ein dreiphasiger Direktumrichter mit Pulsweitenmodulation zur getrennten Steuerung der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung“, *Dissertation*, Technische Hochschule Darmstadt, 1983.
- [17] M. J. Maytum und D. Colman, „The venturini converter - bidirectional switch realisation and algorithm upgrades“, *Proc. PCI / Motor-Con.*, 1983.
- [18] A. Alesina und M. Venturini, „Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct ac-ac converters“, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 4, Nr. 1, S. 101–112, 1989.
- [19] G. Roy und G.-E. April, „Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm“, *Proc. 20th IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC)*, S. 368–375, 1989.
- [20] P. D. Ziogas, S. I. Kahn und M. H. Rashid, „Some improved forced commutated cycloconverter structures“, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-21, Nr. 5, S. 1242–1253, 1985.

- [21] L. Huber, D. Borojevic und N. Burany, „Analysis, design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconvertors“, IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 139, Nr. 2, S. 103–113, 1992.
- [22] O. Simon und M. Braun, „Theory of vector modulation for matrix converters“, Proc. 9th European Conf. on Power Electronics and Applications, Graz, S. P019, 2001.
- [23] L. Huber und D. Borojevic, „Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction“, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, Nr. 6, S. 1234–1246, 1995.
- [24] G. Roy und G.-E. April, „Direct frequency changer operation under a new scalar control algorithm“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 6, Nr. 1, S. 100–107, 1991.
- [25] R. Beasant, W. Beattie und A. Refsum, „An approach to the realization of a high-power venturini converter“, Proc. 27th IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), S. 291–297, 1990.
- [26] W. Söhner, „Der selbstgeführte Direktumrichter und seine Anwendung als Matrix-Converter zur Speisung von drehzahlgeregelten Antrieben mit Asynchronmaschinen“, Dissertation, Universität Karlsruhe, 1992.
- [27] M. Ziegler, „Untersuchungen zur gestaffelten Kommutierung in Matrixumrichtern mit Pulsweitenmodulation“, Dissertation, TU Chemnitz, 2002.
- [28] J. Mahlein, „Neue Verfahren für die Steuerung und den Schutz des Matrixumrichters“, Dissertation, Universität Karlsruhe (TH), 2002.
- [29] P. Wheeler und D. Grant, „Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter“, IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 144, Nr. 1, S. 53–60, 1997.
- [30] IXYS, „IGBT with reverse blocking capability IXRH 40N120“, Datasheet, 2005.
- [31] L. Wei und T. Lipo, „A novel matrix converter topology with simple commutation“, Proc. 36th IEEE Industry Applications Conf. (IAS), Vol. 3, S. 1749–1754, 2001.
- [32] J. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister und H. Ertl, „Novel three-phase ac-dc sparse matrix converter“, Proc. 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, Vol. 2, S. 777–791, 2002.

- [33] J. Holtz und U. Boelkens, „Direct frequency converter with sinusoidal line currents for speed-variable ac motors“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 36, Nr. 4, S. 475–479, 1989.
- [34] D. Casadei, G. Serra und A. Tani, „The use of matrix converters in direct torque control of induction machines“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 48, Nr. 6, S. 1057–1064, 2001.
- [35] P. Mutschler und M. Marcks, „A direct control method for matrix converters“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, Nr. 2, S. 362–369, 2002.
- [36] S. Müller, „Neuartiges Steuerverfahren für einen Matrixumrichter mit sehr kleinem Netzfilter“, Dissertation, Universität Stuttgart, 2003.
- [37] L. Huber und D. Borjovic, „Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters“, Proc. 26th IEEE Industry Applications Conf. (IAS), S. 1032–1041, 1991.
- [38] H. Späth, „Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme nach DIN 40110-1 und DIN 40110-2“, VDE-Verlag, 2000.
- [39] K. P. Kovacs und I. Racz, „Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen“, Verlag der ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
- [40] H. Späth, „Elektrische Maschinen“, Springer-Verlag, 1973.
- [41] H. Späth, „Steuerverfahren für Drehstrommaschinen“, Springer-Verlag, 1983.
- [42] C. L. Fortescue, „Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks“, AIEE Transactions, Vol. 37, S. 1027 – 1115, 1918.
- [43] A. Hochrainer, „Symmetrische Komponenten in Drehstromsystemen“, Springer-Verlag, 1957.
- [44] D. Casadei, G. Serra, A. Tani und L. Zarri, „Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, Nr. 2, S. 370–381, 2002.
- [45] J. Mahlein, J. Igney, M. Braun und O. Simon, „Robust matrix converter commutation without explicit sign measurement“, Proc. 9th European Conf. on Power Electronics and Applications, Graz, 2001.

- [46] O. Simon, M. Bruckmann und H. Schierling, „Design of pulse patterns for matrix converters“, Proc. 10th Int. Power Electronics and Motor Control Conf. (EPE-PEMC), 2002.
- [47] J. Kolar und F. Schafmeister, „Novel modulation schemes minimizing the switching losses of sparse matrix converters“, Proc. 29th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Vol. 3, S. 2085–2090, 2003.
- [48] F. Schafmeister und J. Kolar, „Novel modulation schemes for conventional and sparse matrix converters facilitating reactive power transfer independent of active power flow“, Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), Vol. 4, S. 2917–2923, 2004.
- [49] „DIN 40110-2 Wechselstromgrößen Teil 2: Mehrleiter-Stromkreise“, DIN-VDE-Norm, November 2002.
- [50] H. W. van der Broek, H.-C. Skudelny und G. V. Stanke, „Analysis and realization of an pulsewidth modulator based on voltage space vectors“, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 24, Nr. 1, S. 142–150, 1988.
- [51] A. Alesina und M. Venturini, „Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct pwm ac-ac converters“, Proc. 19th IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), Kyoto, S. 1284–1291, 1988.
- [52] L. Huber und D. Borojevic, „Space vector modulator for forced commutated cycloconverters“, Proc. 24th IEEE Industry Applications Conf. (IAS), S. 871–876, 1989.
- [53] J. Igney und M. Braun, „A new matrix converter modulation strategy maximizing the control range“, Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), Vol. 4, S. 2875–2880, 2004.
- [54] J. Igney und M. Braun, „Improved control methods for enhanced power transfer of the matrix converter“, Proc. 11th Int. Power Electronics and Motor Control Conf. (EPE-PEMC), Riga, 2004.
- [55] G. Merziger, G. Mühlbach, D. Wille und T. Wirth, „Formeln und Hilfen zur höheren Mathematik“, Binomi Verlag, 1993.
- [56] I. N. Bronstein und K. A. Semendjajew, „Taschenbuch der Mathematik“, Verlag Harri Deutsch, 6. Aufl., 1971.
- [57] J. Igney und M. Braun, „Space vector modulation strategy for conventional and indirect matrix converters“, Proc. 11th European Conf. on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005.

- [58] D. Casadei, G. Serra, A. Tani und L. Zarri, „A novel modulation strategy for matrix converters with reduced switching frequency based on output current sensing“, Proc. 35th IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), Vol. 3, S. 2373–2379, 2004.
- [59] G. Clos, „Straight forward control of the matrix converter“, Proc. 11th European Conf. on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005.
- [60] T. Donner, „Aufbau und Inbetriebnahme einer universellen Modulatorkarte für Matrixumrichter“, Diplomarbeit, Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe (TH), 2005.
- [61] J. Mahlein, J. Igney, J. Weigold, M. Braun und O. Simon, „Matrix converter commutation strategies with and without explicit input voltage sign measurement“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, Nr. 2, S. 407–414, 2002.
- [62] P. Wheeler und D. Grant, „A low loss matrix converter for ac variable-speed drives“, Proc. 5th European Conf. on Power Electronics and Applications, S. 27–32, 1993.
- [63] W. Hofmann und M. Ziegler, „Multi-step commutation and control policies for matrix converters“, Proc. International Conf. on Power Electronics (ISPE), Seoul, S. 795–802, 2001.
- [64] K.-B. Lee und F. Blaabjerg, „A nonlinearity compensation method for a matrix converter drive“, IEEE Power Electronics Letters, Vol. 3, Nr. 1, S. 19–23, 2005.
- [65] K.-B. Lee und F. Blaabjerg, „Reduced-order extended Luenberger observer based sensorless vector control driven by matrix converter with nonlinearity compensation“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 53, Nr. 1, S. 66–75, 2005.
- [66] S. Ferreira Pinto und J. Fernando Silva, „Input filter design for sliding mode controlled matrix converters“, Proc. 32nd IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), Vol. 2, S. 648–653, 2001.
- [67] P. Wheeler, H. Zhang und D. Grant, „A theoretical and practical consideration of optimised input filter design for a low loss matrix converter“, Proc. 5th Int. Conf. on Power Electronics and Variable-Speed Drives, S. 363–367, 1994.
- [68] F. Blaschke, „Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine“, Dissertation, TU Braunschweig, 1974.

- [69] K. Hasse, „Drehzahlregelverfahren für schnelle Umkehrantriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlußläufermotoren“, Regelungstechnik, Vol. 20, S. 60–66, 1972.

Lebenslauf

Name	Jens Igney
Geburtsdaten	12. Oktober 1973 in Heidelberg
Staatsangehörigkeit	deutsch
1990	Realschulabschluss an der Realschule Nagold
1993	Abitur am Technischen Gymnasium Nagold
1993 – 1994	Ersatzdienst
1994 – 2000	Gewerbelehrerstudium an der Universität Karlsruhe (TH) mit Hauptfach Elektrotechnik, Vertiefungsrichtung Energietechnik, Wahlpflichtfach Physik und Pflichtfach Pädagogik Abschluss: Diplom-Gewerbelehrer
2000 – 2001	Zweitstudium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der Universität Karlsruhe (TH) mit Studienrichtung Elektrische Antriebe und Leistungselektronik Abschluss: Diplom-Ingenieur
seit 2001	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe (TH)