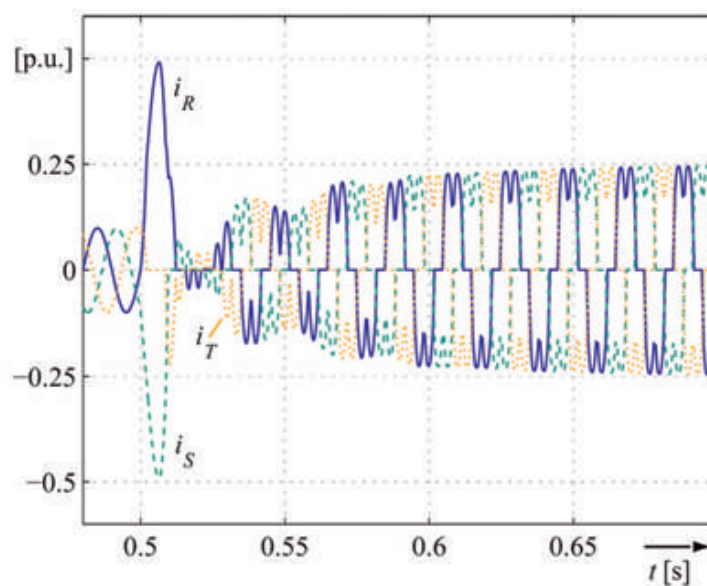
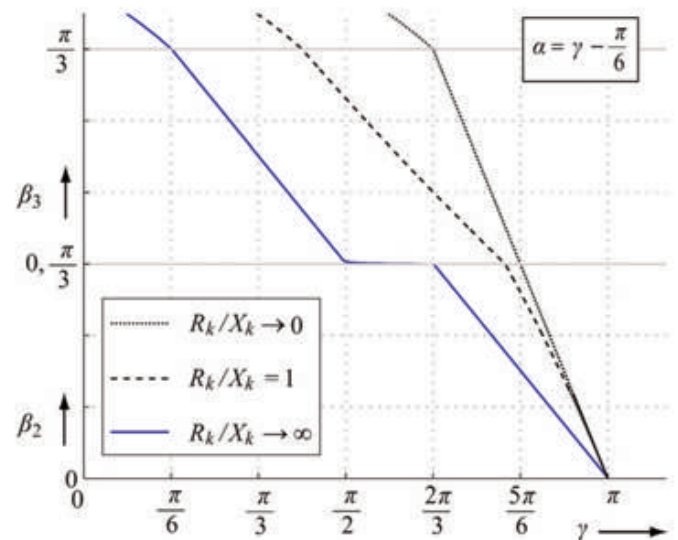
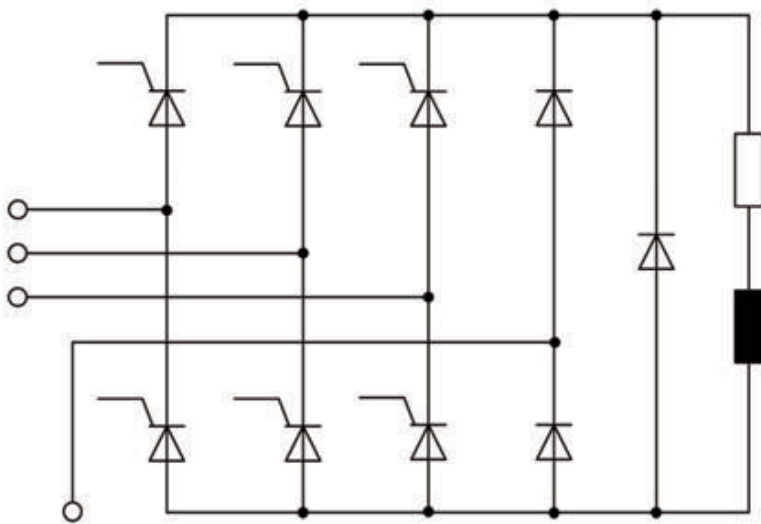


Dynamische Kurzschlussstrombegrenzung auf Basis eines sechspulsigen Thyristorgleichrichters

Hubert Rubenbauer



**Dynamische
Kurzschlussstrombegrenzung auf Basis
eines sechspulsigen
Thyristorgleichrichters**

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades

DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von

Hubert Rubenbauer

Erlangen - 2007

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2008

Zugl.: Erlangen-Nürnberg, Univ., Diss., 2007

978-3-86727-571-2

Als Dissertation genehmigt von
der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung 02.07.2007

Tag der Promotion 11.10.2007

Dekan	Prof. Dr.-Ing. habil. Johannes Huber
Berichterstatter	Prof. Dr.-Ing. habil. Gerhard Herold
	Prof. Dr.-Ing. Günter Pfeiffer

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2008

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2008

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86727-571-2

Vorwort

Die stromrichterbasierte Begrenzungsstrategie, die in der vorliegenden Arbeit zur Begrenzung von Kurzschlussströmen in elektrischen Energieversorgungsnetzen verfolgt wurde, stellt den ersten Beitrag in dieser Hinsicht dar, bei dem der effektive Kurzschlussstrom stufenlos geregelt werden kann. Die dazu notwendigen Ideen und Forschungsarbeiten entstanden während meiner Beschäftigung als wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung.

In diesem Zusammenhang danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Gerhard Herold sehr herzlich, der mich zu dieser Arbeit ermutigte, mich mit wertvollen Ratschlägen und durch Weitergabe eigener Erfahrungen unterstützte sowie ein angenehmes Arbeitsumfeld für freies wissenschaftliches Arbeiten schaffte. Herrn Prof. Dr.-Ing. Günter Pfeiffer gilt mein besonderer Dank für die Übernahme des Korreferats.

Für die gute Zusammenarbeit und jegliche Unterstützung bin ich allen Kollegen sehr dankbar. Außerordentlicher Dank gebührt dabei meinem Freund und Kollegen Dipl.-Ing. Günter Ebner, der nicht nur durch viele Diskussionen und Hinweise zum Gelingen dieser Arbeit beitrug, sondern mir in jeder Lebenslage hilfreich mit Rat und Tat beistand. Des Weiteren sei insbesondere Prof. Dr.-Ing. Johann Jäger, Dr.-Ing. Wolfgang Meyer, Dr.-Ing. Wolfgang Gawlik, Dipl.-Ing. Dieter Braisch, Dipl.-Ing. Roland Bauer, Dipl.-Ing. Mathias Ramold, Dipl.-Ing. Timo Keil und Dipl.-Ing. Andreja Rasic für ihre kritischen Anmerkungen und konstruktiven Tipps gedankt.

Für die große Begeisterung und Einsatzbereitschaft bei der praktischen Umsetzung meines Forschungsprojekts danke ich den Herren Dieter Leuschner, Matthias Oschmann und Werner Ruschig sehr herzlich. Frau Johanna Biegel bin ich für die Hilfe in verwaltungstechnischen Angelegenheiten zu großem Dank verpflichtet.

Allen Studenten, die sich für meine Forschungen begeisterten und engagierten, gebührt mein herzlichster Dank. So trugen insbesondere die Herren Dipl.-Ing. Bastian Stadlbauer und Sebastian Geiling durch ihren Einfallsreichtum und ihren schier unermüdlichen Einsatz entscheidend zur praktischen Realisierung der DKSBE bei. Die Beiträge der Damen Dipl.-Ing. Cristina Martínéz Gómez und Dipl.-Ing. Katrin Bäuml sowie der Herren Dipl.-Ing. Andreas Bartmann, Dipl.-Ing. Manuel Weiland und Benedikt Lunz waren mir eine große Hilfe.

Weiterhin wäre die Realisierung der Versuchsanlage ohne die hervorragende technische und materielle Unterstützung von SIEMENS PTD H1 (ehemals SIEMENS A&D LD ID) in dieser Form nicht möglich gewesen. Diesbezüglich danke ich den Herren Dipl.-Ing. Markus Uder, Dipl.-Ing. Rolf Neubert, Joachim Mittelmaier und Heinrich Mörtel sehr.

Für die sorgfältige Durchsicht meines Manuskripts gebührt den Damen Ilse Meiler und Conni Ebner ein herzliches Dankeschön.

Vor allem meiner besseren Hälfte Melanie danke ich von ganzem Herzen für ihre liebevolle Unterstützung, ihr enormes Verständnis und ihre ebenso große 'Leidensfähigkeit'. Meinen Eltern Maria und Johann, die mir mein Studium ermöglichten, meinen Brüdern Franz und Jürgen sowie all meinen Freunden bin ich für ihre Ermutigung, ihr Vertrauen und ihre Unterstützung sehr dankbar.

Erlangen, Oktober 2007

Hubert Rubenbauer

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Summary	vii
1 Einleitung	1
2 Die Dynamische Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung (DKSBE)	5
2.1 Schaltbild und Einsatzort	5
2.2 Funktionsprinzip	8
3 Analytische Beschreibung vereinfachter DKSBE- Strukturen	21
3.1 Vereinfachende Annahmen und Definitionen	21
3.2 Stationärer Betrieb eines sechspulsigen Thyristorgleichrichters	29
3.2.1 Schaltzustände des Stromrichtersystems	30
3.2.2 Betriebsbereiche des Stromrichtersystems	41
3.2.3 Impedanzabhängigkeit des stationären Betriebsverhaltens	49
3.3 Sechspulsiger Thyristorgleichrichter mit Freilaufventil	52
3.3.1 Zusätzliche Schaltzustände des Stromrichtersystems	53
3.3.2 Iterative Berechnungsverfahren	62
3.3.3 Stationärer, symmetrischer Betrieb der DKSBE	74
3.4 Transientes Verhalten bei 3-poligem Kurzschluss	82
3.5 Wahl des Zeitreferenzpunktes für den Steuerwinkel	86
3.5.1 Impedanz- und Betriebsabhängigkeit des natürlichen Zündzeitpunktes	86
3.5.2 Festlegung des Zeitreferenzpunktes	102
4 DKSBE-Untersuchungen mittels Simulation	109
4.1 Simulationsmodell und Ansteuerung	109
4.2 Verifikation des Simulationsmodelles	112
4.3 Unsymmetrische Fehler	115
4.3.1 Einpoliger Kurzschluss	115
4.3.2 Zweipoliger Kurzschluss ohne Erdberührung	119
4.3.3 Zweipoliger Kurzschluss mit Erdberührung	122
5 Technische Realisierung einer Versuchsanlage	127
5.1 Versuchsprinzip und Aufbau	127
5.2 Simulationsmodell für den Vergleich	132
5.3 Testergebnisse	133

6	Dimensionierung der DKSBE	147
6.1	Bedeutung der Freilaufdiode	147
6.2	Parameter der Gleichstromseite	149
6.2.1	Der Induktivitätswert L_d	149
6.2.2	Der Spulenwiderstand R_d	151
6.2.3	Der Widerstand des Freilaufzweiges R_F	151
6.3	DKSBE-Auslegung hinsichtlich der Systembeanspruchung	152
6.3.1	Mechanische Kurzschlussstrombeanspruchung	154
6.3.2	Thermische Kurzschlussstrombeanspruchung	156
6.3.3	Störlichtbogenbeanspruchung	159
6.3.4	Dimensionierung der DKSBE-Thyristoren	163
7	Verhalten der DKSBE in einem Beispielnetz	165
7.1	Beispielnetz ohne DKSBE	165
7.1.1	Verifikation des Simulationsmodelles	165
7.1.2	Der Motoranlauf ohne DKSBE-Einsatz	170
7.2	Beispielnetz mit DKSBE	172
7.2.1	Fehlerfreier Betrieb	172
7.2.2	Fehler an der Hauptverteilung HV	173
8	Zusammenfassung und Ausblick	181
A	Anhang	183
A.1	Schaltzustand mit vier leitenden Thyristoren	183
A.2	Größen des stationären Betriebes	191
A.2.1	Die komplexe Größe des Regulärbetriebes	191
A.2.2	Die komplexe Größe des Entkoppelungsbetriebes	192
A.3	Daten des Beispielnetzes	193
A.3.1	Zusätzliche Netzdaten	193
A.3.2	Motordaten	193
A.3.3	Wahl der Vorbelastung	195
	Abkürzungen und Formelzeichen	197
	Literaturverzeichnis	200
	Abbildungsverzeichnis	207
	Tabellenverzeichnis	212
	Lebenslauf	214

Summary

Dynamic Fault Current Limitation based on a Six-pulse Thyristor Rectifier

by Hubert Rubenbauer

Rising demand for electrical power and the permanent spreading of electrical power systems has led to increased short-circuit power in the network. At the same time the development causes higher and higher short-circuit currents, both in peak and in steady state. The higher the short-circuit currents, the higher the mechanical and thermal stress of the equipment in the event of a fault. Furthermore short-circuit currents are often accompanied by accidental arcs. By increasing the short-circuit power also the maximum possible power of accidental arcs grows within these networks. The enormous amount of energy released during an accidental arc is a hazard potential for both people and electrical equipment.

To reduce or even prevent potential damages caused by increased short-circuit currents the usage of conventional methods, such as limiting reactors, commonly leads to unsatisfactory solutions, because they are either very expensive or connected with high power losses during faultless states. Moreover the raising desire to lower the negative effects of appearing accidental arcs the call for an expedient Fault Current Limiter (abbr. FCL) is on the rise. Fault Current Limiters are supposed to suppress high fault currents and their negative effects. For example, an economical advantage can be smaller bases because of smaller mechanical stress in case of a fault.

The cigré working group A 3.10 (see [13]) defines a Fault Current Limiter as a device which limits the current in the respective network branch in case of a fault. By doing this the overloading of system components is avoided. On the one hand a FCL should have almost no negative effect on the processes during operation under normal conditions, that is, it should be negligible, but on the other hand, it must limit the short-circuit current quickly and safely if a fault occurs.

In this regard, different types of Fault Current Limiters are known. Some present FCLs limit the fault current by opening the affected circuit, for example the Is-Limiter presented

in [29]. Other FCLs such as a High-Temperature-Superconductor-FCL insert an additional element in the conducting path in order to limit the short-circuit current to a certain value in steady state, which depends on the limiting device (see [49]). Moreover, also a combination of both methods is realized.

The Dynamic Fault Current Limiter (abbr. DFCL) described in the doctoral thesis is based on a three-phase thyristor bridge circuit. It has the big advantage that it is not only able to switch off the short-circuit current or to limit it to a certain value, but one can even control and adjust the height of the current value, which is continuously possible. This fault limitation is more flexible and gives prospects for future development in electrical power system design and the accompanying protection system.

The treatise on the DFCL starts with an introduction in the first chapter. At the beginning of the second chapter the scheme of the DFCL is shown and its module location within the power system is explained. After that the different strategies of limiting and operating modes are presented by showing the effects on single-pole and three-pole faults.

In chapter three the operational behaviour of the DFCL is described from a mathematical point of view. For this purpose a simplified circuit arrangement is used which is extended in the following description. Here, the calculation of the DFCL's different operating modes will be illustrated drawing on two mathematical models. With their help some quite important conclusions will be drawn at the end of the chapter. Above all, the result of how the firing ignition depends on the ratio of resistance and inductance is very revealing.

In order to be able to analyse complex network structures a simulation model of the DFCL is illustrated in the fourth chapter. The model is realised with the simulation program MATLAB[®]/Simulink[®] and verified by the mathematical models. By using the simulation model the effect of the DFCL on unsymmetrical faults is shown.

The practical realisation of a DFCL at the Institute of Electrical Power Systems in Erlangen and some test results are given in chapter five. By the experiments both the mathematical description and the simulation model can be confirmed.

In the sixth chapter the effects of the different parameters of the DFCL are discussed. It is explained how the mechanical and thermal stress of short-circuit currents can be reduced. By means of the limiting reactor a reduction of the active power of accidental arcs can be reached.

Chapter seven deals with the application of a DFCL in a simplified 690-V-auxiliary system. Therefore the built simulation model is used to analyse, how the current limiting equipment behaves in this electrical network. In the last chapter the results are summarised and a brief outlook is given.

1 Einleitung

Der stetig steigende Bedarf an elektrischer Energie und der damit verbundene kontinuierliche Netzausbau gehen einher mit erhöhten Anschlussleistungen und einer engeren Vermaschung des Energieversorgungsnetzes. Diese Entwicklung führt gleichzeitig zu höheren Stoß- und Dauerkurzschlussströmen. Mit diesem Anwachsen der maximalen Kurzschlussströme steigen im Fehlerfall auch die thermischen und mechanischen Belastungen der Netze und der darin enthaltenen Betriebsmittel. Des Weiteren nimmt die mögliche Störlichtbogenbeanspruchung zu, da sich durch die Zunahme der Kurzschlussleistungen auch die maximale Lichtbogenleistung an den Netzpunkten erhöht. Die gewaltige Energiemenge, die beim Auftreten eines Lichtbogens umgesetzt wird, stellt ein sehr hohes Gefahrenpotential für Menschen und elektrische Anlagen dar.

Dem gestiegenen Schadenspotential, das im Fehlerfall aufgrund höherer Temperatur- und größerer Druckentwicklungen sowie in Folge gesteigener Störlichtbogenrisiken herrscht, kann auf konventionellem Wege nur eingeschränkt bzw. nur unter Inkaufnahme hoher Kosten begegnet werden. Beispielsweise bringt der Einsatz von Seriendrosseln zur Fehlerstrombegrenzung große Verluste während des fehlerfreien Betriebes mit sich. Dagegen sind geeignete, kostengünstige Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtungen in der Lage, die genannten negativen Begleiterscheinungen von Fehlern in elektrischen Netzen zu beherrschen. Kurzschlussstrombegrenzer können demnach zur Senkung der Gefahren von Kurzschlüssen und zur Vermeidung hoher Kosten durch zusätzliche Netzausbaumaßnahmen eingesetzt werden.

Die cigré-Arbeitsgruppe A 3.10 (vgl. [13]) definiert einen Kurzschlussstrombegrenzer als eine Vorrichtung, die im Fehlerfall den Strom im kritischen Netzzweig begrenzt, so dass es nicht zu einer Überlastung der Systemkomponenten kommt. Zum einen wird von Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtungen gefordert, dass sie im fehlerfreien Normalbetrieb alle betrieblichen Vorgänge kaum beeinträchtigen, und die elektrische Energie mit hoher Güte bereitgestellt werden kann. Zum anderen muss beim Auftreten eines Fehlers der Kurzschlussstrom schnell und sicher begrenzt werden. Diese Anforderungen können auf sehr unterschiedliche Arten umgesetzt werden, so dass eine Vielzahl von Lösungsmöglichkeiten existiert. Während es in der Mittelspannungsebene unter anderem bereits pyrotechnische, leistungselektronische und PE-Kurzschlussstrombegrenzer gibt,

stehen für die Hochspannungsebene hybrid aufgebaute und supraleitende Kurzschlussstrombegrenzer zur Verfügung. Bei letzteren wird wiederum zwischen induktiven und resistiven supraleitenden Strombegrenzern unterschieden. Da alle Konzepte zwar die an eine Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung (kurz: KSBE) gestellten Anforderungen erfüllen, aber immer noch an der Schwelle zur Praxiserprobung stehen, werden derzeit oftmals noch konventionelle Betriebsmittel wie der I_s -Begrenzer (vgl. [29]) oder eine in den zu schützenden Kreis in Reihe geschaltete Induktivität in Form einer Luftspule zur Strombegrenzung verwendet.

Grundsätzlich gibt es zwei Begrenzungsstrategien, die zu den prinzipiellen Kurzschlussströmen $i_{KSBE,1}$ und $i_{KSBE,2}$ führen, wie sie in Abbildung 1.1 zusammen mit dem unbegrenzten Fehlerstrom $i_{ohne\ KSBE}$ dargestellt sind. Die Ströme sind darin auf die Amplitude des unbegrenzten Dauer Kurzschlussstromes normiert.

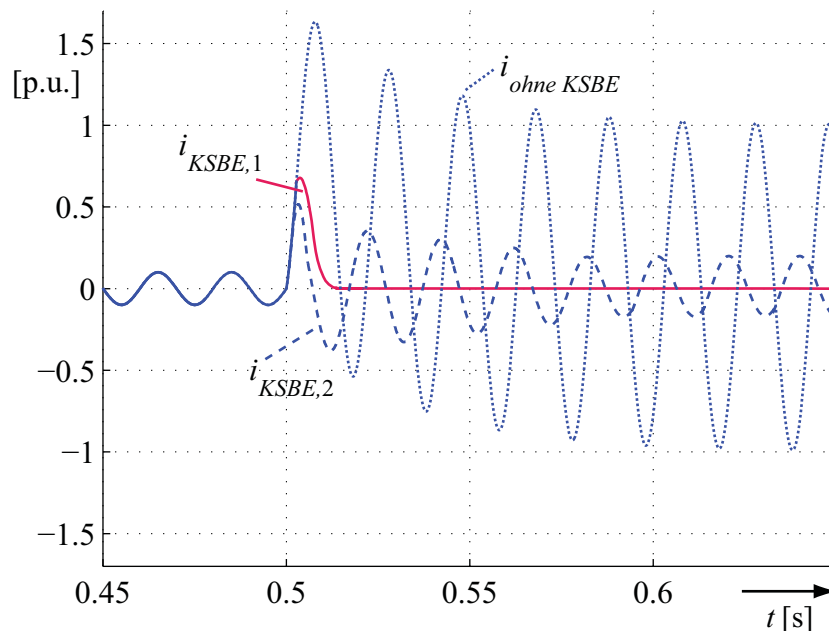


Abbildung 1.1: Prinzipielle Begrenzungsstrategien für Kurzschlussströme

Einerseits wird durch eine schnelle Kurzschlussstromunterbrechung verhindert, dass der resultierende Kurzschlussstrom $i_{KSBE,1}$ den maximalen Wert erreichen kann, den der unbegrenzte Kurzschlussstrom $i_{ohne\ KSBE}$ zeigt. Nach der Begrenzung ist somit der gesamte Stromfluss unterbrochen und kann im Normalfall erst wieder nach Behebung der Fehlerursache eingeschaltet werden. Ein typisches Beispiel hierfür ist der schon genannte I_s -Begrenzer, der mit einer Sprengkapsel arbeitet, die nach deren Auslösung erst ausgetauscht werden muss, damit der Strombegrenzer wieder einsatzfähig ist.

Andererseits wird durch eine schnelle Impedanzerhöhung der Anstieg des Kurzschlussstromes unterdrückt und zudem gewährleistet, dass weiterhin ein begrenzter Dauer kurz-

schlussstrom $i_{KSBE,2}$ im Netz fließen kann. Während das geschützte Netz weiterbetrieben wird, ist der Fehler zu lokalisieren und zu beheben. Üblicherweise treten bei einer derartigen Kurzschlussstrombegrenzung hohe mechanische und thermische Belastungen des Strombegrenzers selbst auf. Diese Art der Strombegrenzung ohne Kurzschlussstromunterbrechung wird zum Beispiel durch resistive hochtemperatursupraleitende Strombegrenzer erreicht, wie in [49] beschrieben wird. Bei Begrenzung mit supraleitenden Prinzipien kann oftmals kein wirklicher Dauerbetrieb im Fehlerfall aufrecht erhalten werden. Vielmehr muss die KSBE nach kurzer Zeit abgeschaltet werden und kann erst nach einer kurzen Erholzeit wieder eingesetzt werden.

Ein weiterer signifikanter Unterschied der Kurzschlussstrombegrenzer ergibt sich aus einer Betrachtung des Auslöseverhaltens. Manche Strombegrenzer begrenzen den Kurzschlussstrom selbständig und andere müssen erst von extern getriggert werden. Von den beiden zuvor genannten Strombegrenzern ist der resistive hochtemperatursupraleitende Begrenzer selbstauslösend, wogegen es beim I_s -Begrenzer erst durch ein externes Auslösesignal zur Zündung der Sprengkapsel kommt.

Die in dieser Arbeit untersuchte Dynamische Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung auf Stromrichterbasis, die im Weiteren mit DKSBE abgekürzt wird, kann demgegenüber sehr flexibel auf Kurzschlussströme reagieren und zeigt ein günstiges zweiteiliges Auslöseverhalten. Zu Beginn des Kurzschlussvorganges begrenzt sie durch eine vorhandene Drosselspule den Stoßkurzschlussstrom selbständig. Im weiteren Verlauf der Kurzschlussstrombehandlung kann dann mittels einer Steuerung vorgegeben werden, ob der Kurzschlussstrom annähernd ungehindert weiterfließen oder unterbrochen werden soll. Unter Inkaufnahme eines mehr oder weniger verzerrten Stromverlaufes kann man ferner den Kurzschlussstrom auch stufenlos in seiner Höhe regeln.

Bei der Beschreibung der DKSBE wird am Anfang des zweiten Kapitels das Schaltbild der DKSBE vorgestellt und ihr Einbauort erläutert. Anschließend werden die verschiedenen Begrenzungsstrategien anhand der Wirkung auf ein- und dreipolige Kurzschlüsse aufgezeigt.

In Kapitel drei wird das Betriebsverhalten der DKSBE analytisch beschrieben, wobei man von einer vereinfachten Schaltung ausgeht, die im Laufe der Darstellung erweitert wird. Zur Berechnung der verschiedenen Betriebsweisen der DKSBE werden zwei mathematische Verfahren entwickelt, mit deren Hilfe am Kapitelende wichtige Aussagen zur Steuerung des Strombegrenzers getroffen werden können.

Um komplexe Netzstrukturen untersuchen zu können, wird im vierten Kapitel ein Simulationsmodell der DKSBE in MATLAB[®]/Simulink[®] vorgestellt und anhand der mathe-

matischen Modelle verifiziert. Wie die DKSBE auf unsymmetrische Fehler wirkt, wird anschließend auf Basis dieses Simulationsmodelles gezeigt.

Die praktische Umsetzung einer DKSBE am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung ist in Kapitel fünf beschrieben. Mit der realisierten Testanlage können sowohl die mathematische Beschreibung als auch das Simulationsmodell durch Versuche bestätigt werden. Im sechsten Kapitel wird auf die verschiedenen Parameter der DKSBE eingegangen sowie deren Auswirkungen auf die erreichbare Kurzschlussstrombegrenzung dargelegt. Außerdem wird begründet, wie mit Hilfe der DKSBE die mechanische und thermische Kurzschlussstrombeanspruchung gemindert werden kann, und wie über die Begrenzungsdrossel die Herabsetzung der Wirkleistung von Lichtbögen möglich ist.

Um zu analysieren, wie sich das strombegrenzende Betriebsmittel in einem elektrischen Versorgungsnetz verhält, behandelt Kapitel sieben die Verwendung der DKSBE in einem vereinfachten 690-V-Eigenbedarfsnetz. Für die Netzuntersuchungen wird das gesamte Niederspannungsnetzwerk in MATLAB[®]/Simulink[®] modelliert und dessen Verhalten mit und ohne DKSBE-Einsatz betrachtet. Abschließend werden im achten Kapitel die Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst und ein kurzer Ausblick gegeben.

2 Die Dynamische Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung (DKSBE)

Die hohe Flexibilität erreicht die Dynamische Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung, kurz DKSBE, dadurch, dass sie auf einer steuerbaren Halbleiterbrückenschaltung beruht. Sie kann im Fehlerfall den Kurzschlussstrom entweder ausschalten, auf einen vorgegebenen Wert regeln oder stationär nahezu unbeeinflusst weiterfließen lassen. In diesem Kapitel wird der schaltungstechnische Aufbau des Strombegrenzers vorgestellt und dargestellt, wo die DKSBE installiert wird. Anschließend wird ihr Verhalten im fehlerfreien Betrieb und die Funktionsweise der Begrenzung im Kurzschlussfall beschrieben. Dabei wird vor allem auf die verschiedenen Möglichkeiten verwiesen, die durch die Steuerbarkeit für den Betrieb während des Fehlers zur Verfügung stehen. Hierfür werden schon einige Ergebnisse vorweggenommen, die nachfolgend noch erarbeitet werden.

2.1 Schaltbild und Einsatzort

Die Basis der DKSBE, deren Schaltbild Abbildung 2.1 zeigt, stellt eine sechspulsige Drehstrombrückenschaltung aus den Thyristoren T1 bis T6 dar. Neben den drei Thyristorzweigen der Halbleiterbrücke, mit denen die Stränge R , S und T verbunden sind, ist ein vierter Ventilzweig aus zwei Dioden vorhanden, in dessen Mitte der Neutralleiter N angeschlossen wird. Parallel zur Thyristorbrücke sind zudem eine Freilaufdiode und die Begrenzungsdrossel mit einem ohmschen Anteil R_d und einem induktiven Anteil L_d geschaltet. Die Reaktanz $X_d = \omega L_d$ der Spule ist dabei deutlich größer als ihre Resistanz R_d . Auf der Drehstromseite sind im Schaltbild nach Abbildung 2.1 die Leiterströme i_R , i_S , i_T und der Neutralleiterstrom i_N eingezeichnet. Mit $i_1 \dots i_8$ sind die Ströme durch die sechs Thyristoren und die beiden parallelen Dioden bezeichnet und $u_1 \dots u_8$ stehen für die Spannungen über diesen Halbleiterventilen. Als Größen sind auf der Gleichstromseite der drehstromseitige Gleichstrom i_{dn} , der Freilaufstrom i_F , der Gleichstrom durch die Begrenzungsdrossel i_d und die Spannung u_d über ihr aufgeführt.

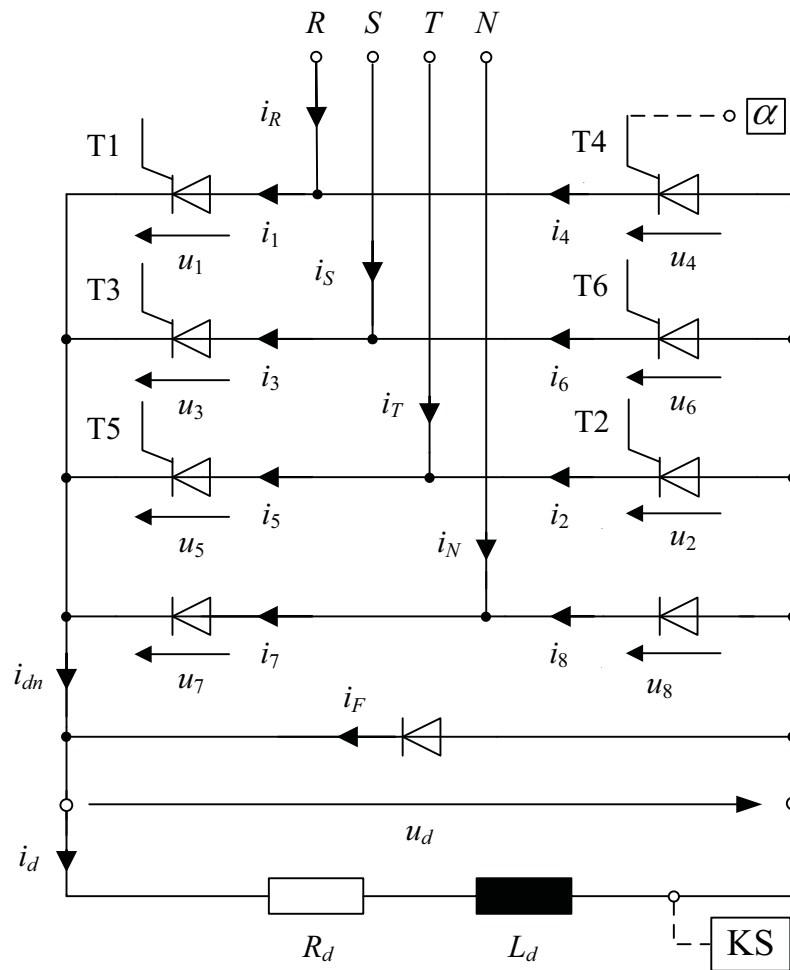


Abbildung 2.1: Schaltbild der DKSBE

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde darauf verzichtet, in das Schaltbild sämtliche Thyristorsteuerleitungen einzutragen. Stattdessen ist stellvertretend für alle steuerbaren Halbleiterelemente nur an Thyristor T4 gekennzeichnet, dass an diesen über die Steuerleitung abhängig vom Steuerwinkel α Zündimpulse gesendet werden. Ist gleichzeitig mit dem Auftreten des Zündimpulses die Spannung u_4 ausreichend positiv, beginnt Thyristor T4 zu leiten. Wenn der Strom i_4 durch ihn wieder zu null wird, kehrt er in den Sperrzustand zurück. Weiterhin ist mit dem Block 'KS' an der Begrenzdrossel angedeutet, dass die Kurzschluss erfassung über die Auswertung von gleichstromseitigen Strömen und Spannungen erfolgt. Die Messleitung ist dabei ebenso wie die Steuerleitung gestrichelt dargestellt.

Der Einsatzort der DKSBE ist in Abbildung 2.2 wiedergegeben. Sie bildet demnach über die aus dem Transformator kessel herausgeführten Wicklungsenden den Sternpunkt eines Transformators, wobei sie im vorliegenden Fall auf der Transformatorseite angeschlossen ist, auf der auch das zu schützende Drehstromnetz mit dem Transformator verbunden ist.

In Abbildung 2.2 kann die DKSBE auf die Kurzschlussströme in 'Drehstromnetz 2', das üblicherweise ein Verbrauchernetz darstellt, einwirken. Damit die DKSBE im Sternpunkt eines Transformators eingesetzt werden kann, müssen beim verwendeten Transformator auf einer Spannungsebene alle sechs Wicklungsanschlüsse zugänglich sein, d.h. eine der Dreiphasenwicklungen muss als III- bzw. iii-Schaltung ausgeführt werden. Die übrigen Anschlüsse des Transformators auf der anderen Spannungsebene können dagegen entweder in Stern oder Dreieck verschaltet sein. Eine Anbindung der DKSBE ist also generell sowohl auf der Ober- als auch auf der Unterspannungsseite eines Transformators möglich. Zur eindeutigen Kennzeichnung der Verschaltung der Transformatorwicklungen wird im Folgenden neben den bekannten Kennbuchstaben D, d, Y, y, III und iii auch die Kennziffer N der Schaltgruppe verwendet. Diese gibt die Phasendrehung zwischen der Ober- und Unterspannungsseite für den Fall an, dass keine DKSBE am Transformator angeschlossen ist und die offenen Wicklungen der III- bzw. iii-Schaltung zu einem Sternpunkt verschaltet sind. Beispielsweise stellt demnach ein Transformator der Schaltgruppe Diii5 einen Dy5-Transformator mit offenen sekundärseitigen Sternpunktwicklungen dar.

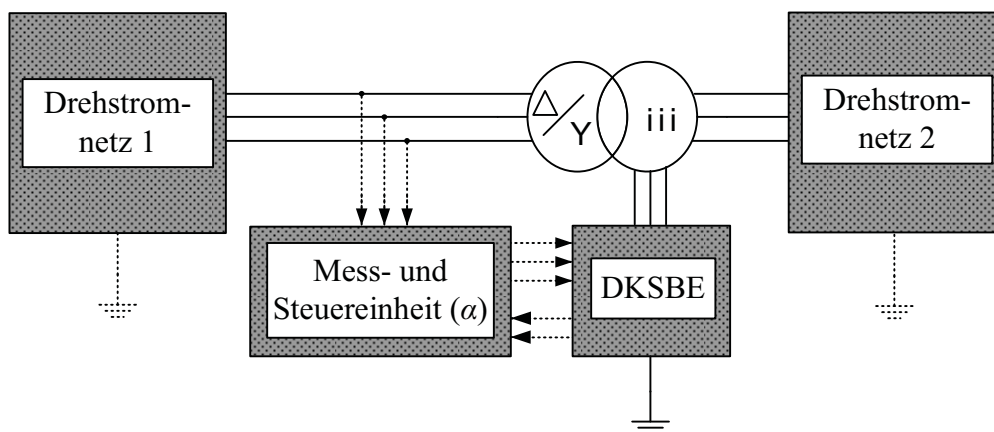


Abbildung 2.2: Einsatzort der DKSBE

Neben den beiden Drehstromnetzen, dem Transformator und der DKSBE ist in Abbildung 2.2 noch die Mess- und Steuereinheit eingezeichnet. Die gestrichelten Linien zu ihr hin und von ihr weg deuten dabei entsprechend Mess- und Steuerleitungen an. Auf der Transformatorseite des speisenden Netzes werden direkt an den Klemmen die verketteten Spannungen gemessen. Diese dienen als Referenz für die Zeitpunkte, zu denen die Steuerung Zündimpulse an die Thyristoren der Drehstrombrücke schickt. Die Zündimpulsausendung selbst ist abhängig vom Steuerwinkel α , der das Verhalten der Thyristorbrücke und damit der DKSBE bestimmt. Ferner sind die Messleitungen zwischen der Steuerung und der DKSBE gestrichelt gekennzeichnet, wobei die Pfeilspitzen die Richtung des Datenstromes angeben.

2.2 Funktionsprinzip

Generell beeinflusst die DKSBE den Kurzschluss auf zwei Arten. Zum einen wird der direkt nach dem Kurzschlusseintritt auftretende Stoßkurzschlussstrom selbständig durch die Gleichstromdrossel in seinem Anstieg begrenzt. Zum anderen kann durch die Steuerung der DKSBE sehr schnell und flexibel auf den weiteren stationären Verlauf des Kurzschlussstromes Einfluss genommen werden. Auf diese beiden Wirkungsweisen wird in der Folge eingegangen. Anschließend wird zudem erläutert, warum die DKSBE auf den fehlerfreien Normalbetrieb des Drehstromnetzes nur geringen Einfluss zeigt.

Nach Abbildung 2.1 erfahren die drei Leiterströme i_R , i_S und i_T sowie ein eventuell auftretender Neutralleiterstrom i_N über die gesteuerte Thyristorbrücke eine Gleichrichtung zum netzseitigen Gleichstrom i_{dn} . Bei einer sperrenden Freilaufdiode ist $i_{dn} = i_d$ und der gesamte Gleichstrom muss über die Begrenzungsdrossel (R_d , L_d) fließen. Dadurch werden Stromanstiege je nach Induktivitätswert mehr oder weniger stark begrenzt. Dieser auf das Ansteigen des Gleichstromes i_{dn} begrenzende Effekt ist über den Gleichrichter in gleichem Maße auch für die Leiterströme und den Nullstrom wirksam. Ändert sich der Gleichstrom i_{dn} wie im stationären Fall nur wenig, hat er also eine geringe Welligkeit, so ist die Wirkung der Spule sowohl auf ihn selbst als auch auf die drehstromseitigen Ströme gering. Kommt es dagegen durch einen Kurzschluss im Drehstromnetz zu einem Anstieg der Ströme, wird auch der Gleichstrom i_{dn} ansteigen. Das schnelle Anwachsen des Gleichstromes wird aber von der Begrenzungsdrossel unterdrückt, wodurch umgekehrt in gleichem Maße auch die Leiterströme der Drehstromseite in ihrem Ansteigen begrenzt werden. Der Stoßkurzschlussstrom, der unmittelbar nach Kurzschlusseintritt im Drehstromnetz auftritt und den stationären Dauerkurzschlussstrom deutlich übersteigt, wird dadurch selbständig begrenzt. Im fehlerfreien Betrieb und bei Eintritt eines dreipoligen Kurzschlusses zeigen die Leiter- und Gleichströme der DKSBE die in den Abbildungen 2.3 und 2.4 angegebenen typischen Verläufe. Die Ströme sind dabei auf die Amplitude des dreipoligen Dauerkurzschlussstromes bezogen, der sich im Fehlerfall stationär einstellen würde, wenn die DKSBE nicht vorhanden wäre (vgl. Gleichung (3.3)). Im fehlerfreien, stationären Betrieb setzt sich der netzseitige Gleichstrom i_{dn} innerhalb einer Wechselstromperiode von $t = 0,02s$ aus sechs Abschnitten zusammen, die jeweils den maximalen Betrag der Leiterströme i_R , i_S und i_T bilden. In diesen Bereichen verlaufen die Ströme der Drehstromseite relativ abgeflacht, so dass i_{dn} eine geringe Welligkeit besitzt und die Spule nur kleinen Einfluss auf die Stromanstiege des Systems zeigt.

Andererseits wirkt die Spule aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften auch dem Abklingen des Gleichstromes i_d entgegen. Wenn i_d dabei zu schnell absinkt, fällt eine derart hohe negative Spannung über der Drossel ab, dass die Freilaufdiode zündet. Dadurch wird die Gleichstromseite quasi von der Drehstromseite entkoppelt. Der netzseitige Gleichstrom i_{dn} muss nicht über die Begrenzungsdrossel fließen, sondern geht direkt über den

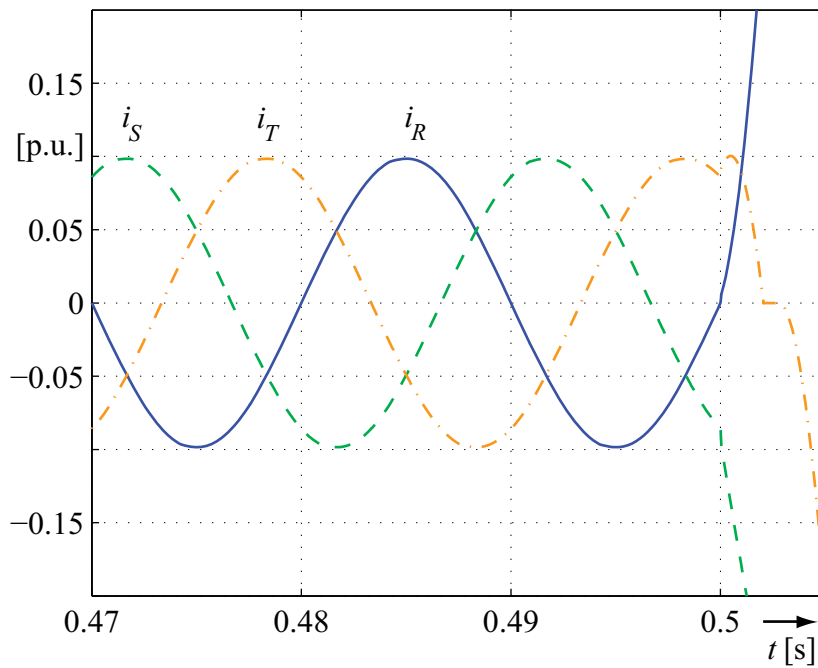


Abbildung 2.3: Leiterströme der DKSBE vor und bei Eintritt eines dreipoligen Kurzschlusses

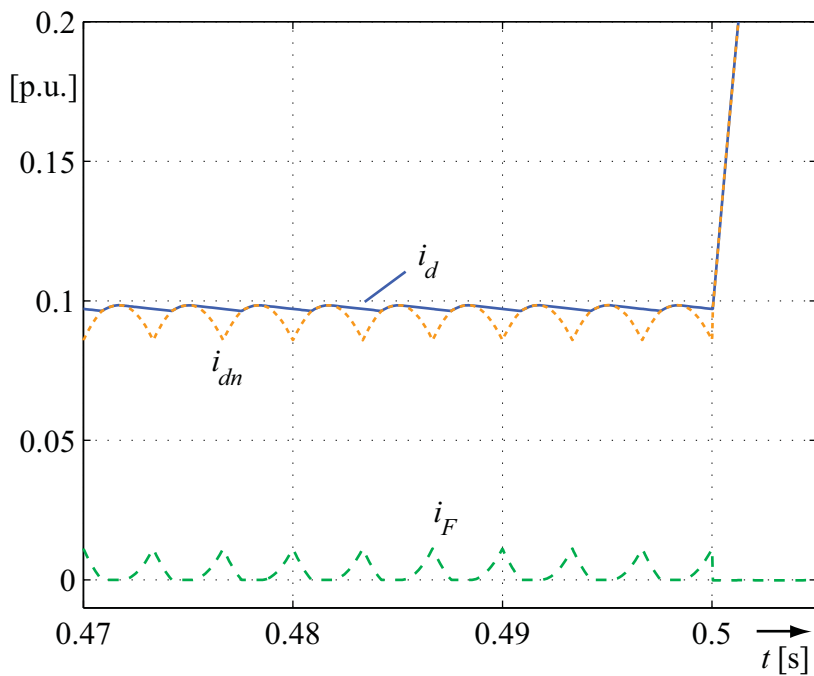


Abbildung 2.4: Gleichströme der DKSBE vor und bei Eintritt eines dreipoligen Kurzschlusses

Freilaufzweig in das Drehstromnetz zurück. Dadurch werden die Ströme des Drehstromnetzes nicht mehr von der gleichstromseitigen Induktivität beeinflusst. Vor allem bei der Ausschaltung von Kurzschlussströmen ist dies wichtig. Denn durch das unverzögerte Abklingen erreichen die Leiterströme und damit auch die Thyristorströme schnell einen natürlichen Nulldurchgang, so dass die Halbleiterventile sperren und den Kurzschlussstrom unterbrechen können. In Abbildung 2.4 ist diesbezüglich auch der Freilaufstrom i_F wiedergegeben, der bei abklingendem i_{dn} einsetzt und bei aufsteigendem wieder null wird.

Bei leitendem Freilaufventil fließt der Strom i_d im nahezu unabhängigen Gleichstromkreis solange über den Freilaufzweig bis die Freilaufdiode wieder sperrt oder die gesamte magnetische Energie der Drossel abgebaut ist.

Eine wichtige Eigenschaft eines kurzschlussstrombegrenzenden Betriebsmittels soll es nach Abschnitt 1 sein, dass es im fehlerfreien Betrieb möglichst wenig Einfluss auf das umgebende Netz zeigt. Wie dargelegt, wird dies bei der DKSBE durch den Einsatz einer Drossel im Gleichstromkreis erreicht, wodurch deren induktive Wirkung hauptsächlich bei schnellen Ausgleichsvorgängen zum Tragen kommt. Damit dabei durch die Gleichrichtung der Leiterströme möglichst wenig Rückwirkungen auf das zu schützende Netz entstehen, muss durch die vorherrschenden Impedanzverhältnisse und vor allem die Steuerung gewährleistet werden, dass ständig drei Thyristoren der DKSBE Strom führen. Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 2.5 zwei Schaltzustände der DKSBE vereinfacht dargestellt. Die DKSBE nach Abbildung 2.1 bildet dabei den Sternpunkt eines Diii1-Transformators (vgl. Abschnitt 2.1), wobei auf derselben Spannungsebene am Transformator auch ein einfaches, dreiphasiges Verbrauchernetz aus der Resistanz R_V und der Reaktanz ωL_V angeschlossen ist. Leitende Thyristorzweige der DKSBE sind als impe-

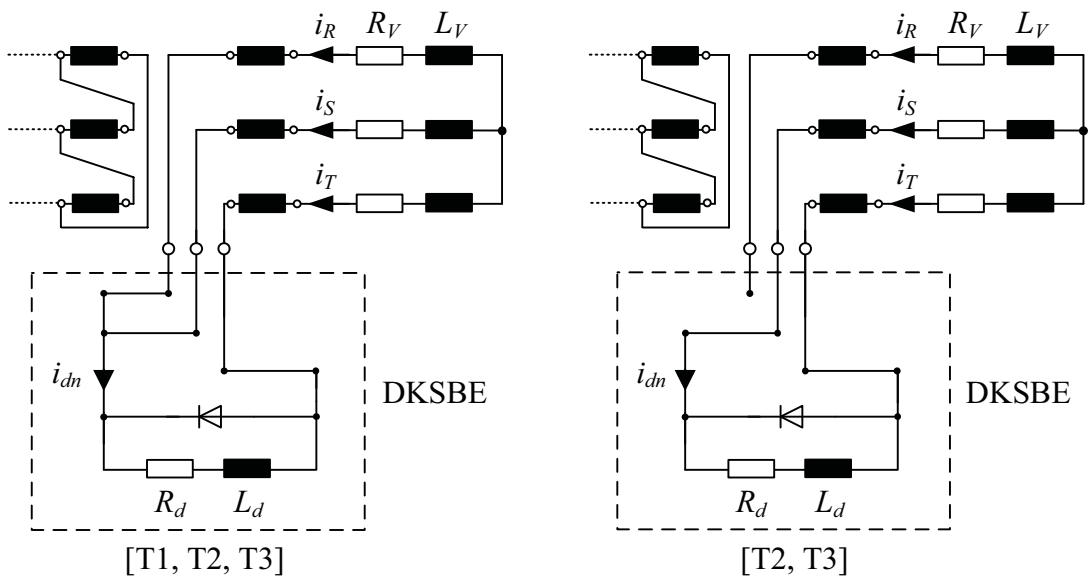


Abbildung 2.5: Zwei und drei leitende Thyristoren der DKSBE

danzlose Verbindungen ausgedrückt, sperrende Zweige werden als Leerläufe aufgefasst. Unter Annahme eines symmetrischen Betriebes des Drehstromnetzes darf auch der vierte Ventilzweig aus den beiden Dioden vernachlässigt werden. Auf der Gleichstromseite sind weiterhin die Freilaufdiode und die Begrenzungs-drossel (R_d, L_d) vorhanden. In der linken Schaltung von Abbildung 2.5, in der mit der Ventilgruppe [T1, T2, T3] drei Thyristoren stromführend sind, ist ein Stromfluss der drei Leiterströme i_R , i_S und i_T unterbrechungsfrei möglich. Je nachdem, ob die Freilaufdiode leitet oder nicht, bildet die DKSBE bei drei leitenden Brückenventilen aus Sicht des Verbrauchernetzes entweder einen nahezu impedanzlosen Sternpunkt oder einen impedanzbehafteten. Auf der rechten Seite der Abbildung 2.5 ist die Situation wiedergegeben, in der nur die Thyristoren T2 und T3 leiten. Es ist zu erkennen, dass in diesem Fall auf der Drehstromseite der Strang R leerläuft. Das Verbrauchernetz kann somit bei nur zwei stromführenden Thyristoren nicht unterbrechungsfrei versorgt werden. Dies führt im fehlerfreien Normalbetrieb, auch wenn die Leiterströme nur kurzzeitig aussetzen, zu inakzeptabel großen Netzurückwirkungen. Um dem Verbrauchernetz einen unbeeinflussten Netzbetrieb zu ermöglichen, muss die DKSBE im Allgemeinen so angesteuert werden, dass alle Ströme, auch die über den Neutralleiter, ungehindert wie in Abwesenheit der DKSBE fließen können. Die Thyristorbrücke ist in diesem Fall wie eine Diodenbrücke zu betreiben.

Das Auftreten eines ein-, zwei- oder dreipoligen Fehlers im Verbrauchernetz ruft in mindestens einem Leiter einen schnellen Stromanstieg hervor. Wie erläutert, führt dies auch zu einem starken Anwachsen des Gleichstromes i_{dn} und damit zu einem sicher sperrendem Freilaufzweig. Da dann $i_{dn} = i_d$ gilt und der Kurzschlussstrom über die Begrenzungs-drossel fließen muss, wird verhindert, dass sich ein hoher Stoßkurzschlussstrom ausprägen kann. Bei Wahl einer großen Spuleninduktivität kann sogar erreicht werden, dass sich der Dauerkurzschlussstrom ohne Überschwingen einstellt. Der schnell ansteigende Kurzschlussstrom ruft über der Begrenzungs-drossel zudem sofort nach Fehlereintritt einen hohen Spannungsabfall hervor. Die Spannung u_d , die in diesem Fall direkt proportional zum Kurzschlussstromanstieg ist, kann daher als ein Kriterium zur Kurzschlusserkennung herangezogen werden. Die Spannung über der Drossel vor und nach Eintritt des Kurzschlusses ist in Abbildung 2.6 zu sehen, wobei als Bezugswert für die Spannung die Amplitude der Leerlaufspannung \hat{U}_p an den Stromrichterklammern dient (vgl. Gleichung (3.3)). Der Spannungsanstieg bei Kurzschlusseintritt ist deutlich zu erkennen.

Da der maximale Strom im Drehstromsystem immer auch dem drehstromseitigen Gleichstrom i_{dn} entspricht, kann auch dessen Höhe als Indikator für das Vorhandensein eines Kurzschlusses genutzt werden. Dass die Gleichströme i_{dn} bzw. i_d direkt nach Auftreten eines Fehlers sehr hohe Werte annehmen, ist in Abbildung 2.4 für einen dreipoligen Kurzschluss wiedergegeben.

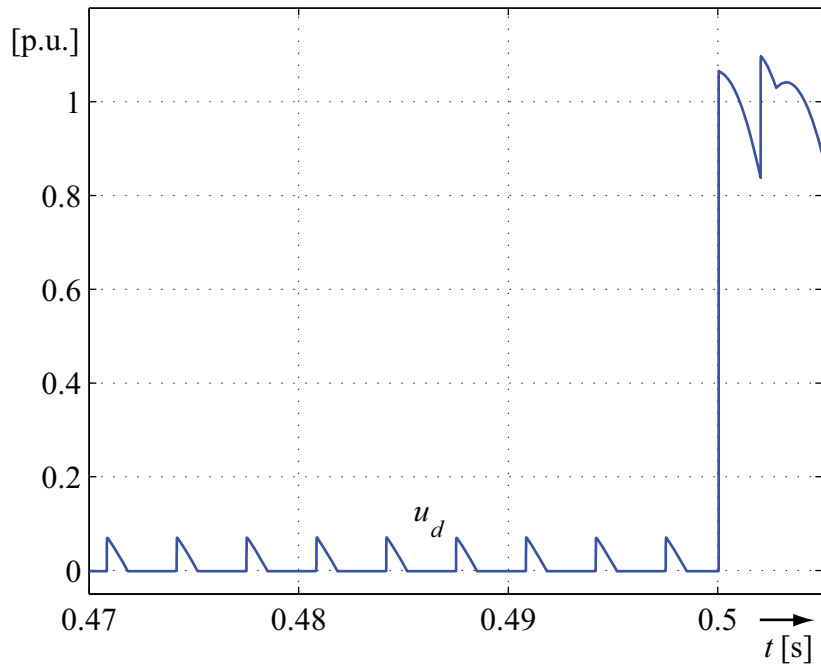


Abbildung 2.6: Gleichstromseitige Spannung der DKSBE vor und bei Eintritt eines dreipoligen Kurzschlusses

Damit stehen zur Fehlerdetektion die Momentanwerte des Gleichstromes i_{dn} und der gleichstromseitigen Spannung u_d zur Verfügung. Durch gemeinsames Auswerten der aktuellen Stromhöhe und des zugehörigen Stromanstieges ist es ferner möglich, Kurzschlüsse von anderen transienten Ausgleichsvorgängen zu unterscheiden. Dadurch können Fehl- auslösungen vermieden werden.

Nach erfolgter Fehlererkennung stehen bei der DKSBE mehrere Möglichkeiten zur Verfügung, wie auf den Kurzschluss reagiert werden kann. Bevor diese erläutert werden, wird gezeigt, welche Kurzschlussstromverläufe sich einstellen, wenn kein Kurzschlussstrombegrenzer im Drehstromnetz vorhanden ist. Zum einen zeigt Abbildung 2.7 die Leiterströme i_R , i_S und i_T im Falle eines dreipoligen Kurzschlusses im Verbrauchernetz. Deutlich ist darin der Stoßkurzschlussstrom unmittelbar nach Fehlereintritt zu erkennen. Zum anderen stellt Abbildung 2.8 die Leiterströme bei einem einpoligen Kurzschluss im Leiter R dar. Auch dabei tritt ein Überschwingen des Kurzschlussstromes auf ehe er seinen stationären Wert erreicht.

Sowohl im dargestellten ein- als auch im gezeigten dreipoligen Fehlerfall tritt der Kurzschluss genau bei $t = 0,5s$ ein. Mit den Stromverläufen im unbegrenzten Fehlerfall ist anschließend die Wirkung der DKSBE zu vergleichen und zu bewerten. Aufgrund der Steuerbarkeit der Thyristorbrücke stehen dieser folgende drei Strategien zur Verfügung, um den stationären Verlauf des Kurzschlussstromes zu beeinflussen.

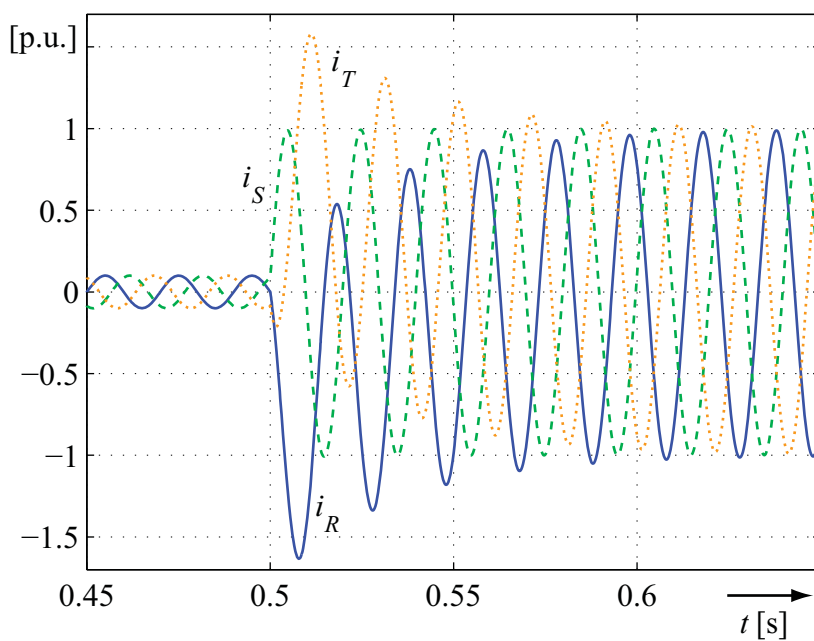


Abbildung 2.7: Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss ohne DKSBE

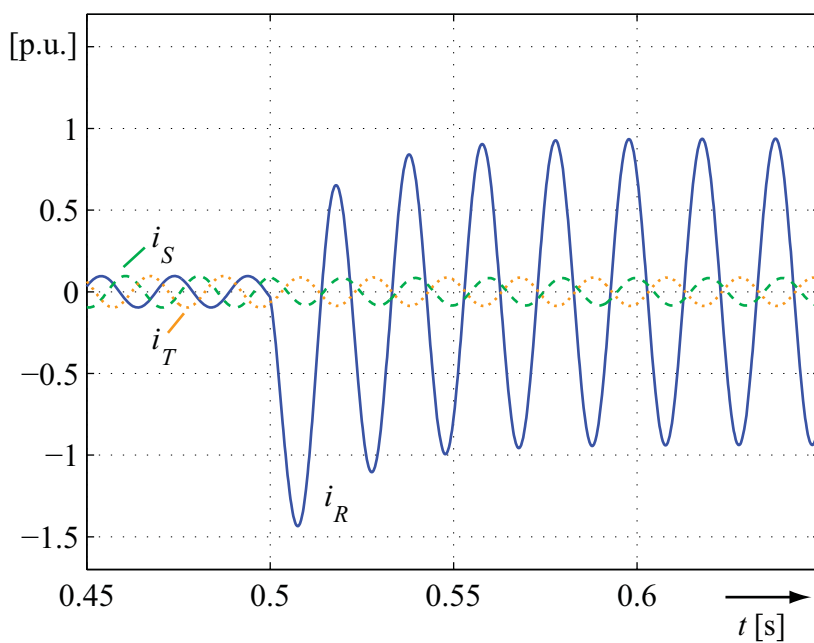


Abbildung 2.8: Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss ohne DKSBE

1) DIODENBETRIEB

Eine Möglichkeit, die sich bei einem Kurzschluss bietet, ist die DKSBE weiterhin so anzusteuern, dass sie wie ein Diodengleichrichter arbeitet. Dadurch stellen sich stationär annähernd die Kurzschlussströme ein, die auch fließen würden, wenn die DKSBE nicht vorhanden wäre. Der resultierende Dauerkurzschlussstrom bleibt dadurch möglichst unbeeinflusst. Dieser Betriebsfall ist denkbar, wenn beispielsweise im Hinblick auf eine sichere Schutzauslösung eine vorgegebene Stromhöhe für eine bestimmte Zeit überschritten werden muss. In Abbildung 2.9 ist diese Art der DKSBE-Ansteuerung nach dem Fehlereintritt für den dreipoligen und in Abbildung 2.10 für den einpoligen Kurzschlussfall gezeigt.

Im Vergleich zu den unbegrenzten Strömen der Abbildungen 2.7 und 2.8 fällt auf, dass der Stoßkurzschlussstrom in beiden Fällen stark unterdrückt wurde, wobei beim einpoligen Fehler gar kein Überschwingen des Kurzschlussstromes mehr auftritt. Das eigenständige Entgegenwirken gegen den Anstieg des Kurzschlussstromes ist eine Eigenschaft der DKSBE, die sich unabhängig von der Ansteuerung der Thyristorbrücke nach der Kurzschlusserkennung immer zeigt. Dadurch werden die hohen mechanischen Beanspruchungen, die aus dem Stoßstrom zu Beginn des Kurzschlusses auftreten, deutlich reduziert.

An den geminderten Amplituden und den verzerrten Sinusformen der begrenzten Ströme in den Abbildungen 2.9 und 2.10 ist auch zu erkennen, dass die gleichstromseitige Impe-

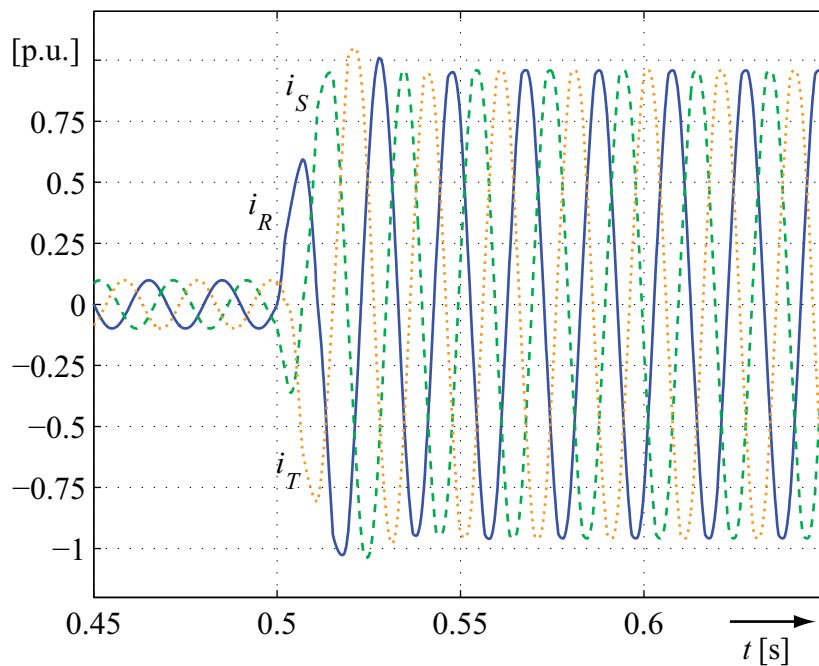


Abbildung 2.9: Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss und DKSBE im Diodenbetrieb

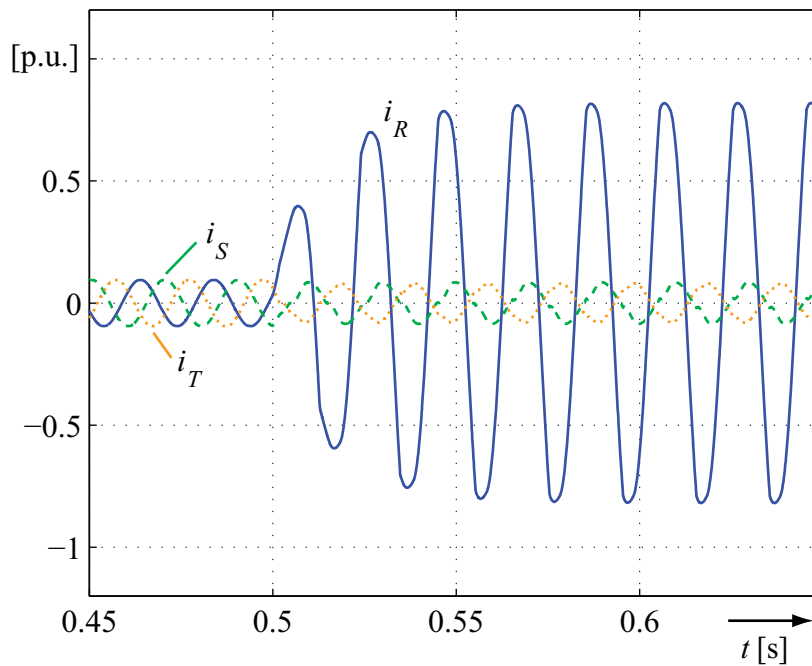


Abbildung 2.10: Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und DKSBE im Diodenbetrieb

danz im Fehlerfall stärker auf die Drehstromgrößen wirkt und auch die DKSBE insgesamt höhere Netzurückwirkungen verursacht. Diese Betriebsweise, in der die DKSBE nach dem Fehlereintritt weiterhin wie ein Diodengleichrichter mit Freilaufzweig betrieben wird, führt durch die hohen Kurzschlussströme zu sehr hohen thermischen Belastungen aller Betriebsmittel, auch der DKSBE. Deshalb wird diese Art der Thyristoransteuerung in der Praxis, wenn sie überhaupt verwendet wird, nur über eine sehr kurze Zeit hinweg zum Einsatz kommen.

II) KURZSCHLUSSUNTERBRECHUNG

Werden unmittelbar nach der Fehlererkennung keine Zündimpulse mehr an die Thyristorbrücke gesandt, erlöschen die Ströme durch die Thyristoren in ihrem nächsten Nulldurchgang und die Thyristoren bleiben ab diesem Zeitpunkt in ihrem Sperrzustand. Wenn alle Ventile der Drehstrombrücke sperren, ist der Transformatorsternpunkt offen und innerhalb des angeschlossenen Drehstromnetzes ist kein Stromfluss mehr möglich. Der Kurzschlussstrom ist unterbrochen. Für den drei- und einpoligen Fehler veranschaulichen Abbildungen 2.11 und 2.12 die Kurzschlussunterbrechung durch die DKSBE. Beim dreipoligen Fehler erlischt erst ein Leiterstrom in seinem Nulldurchgang und anschließend werden die beiden verbleibenden Strangströme gemeinsam zu null. Beim untersuchten einpoligen Kurzschluss ist es aufgrund von unsymmetrischen Impedanzverhältnissen möglich,

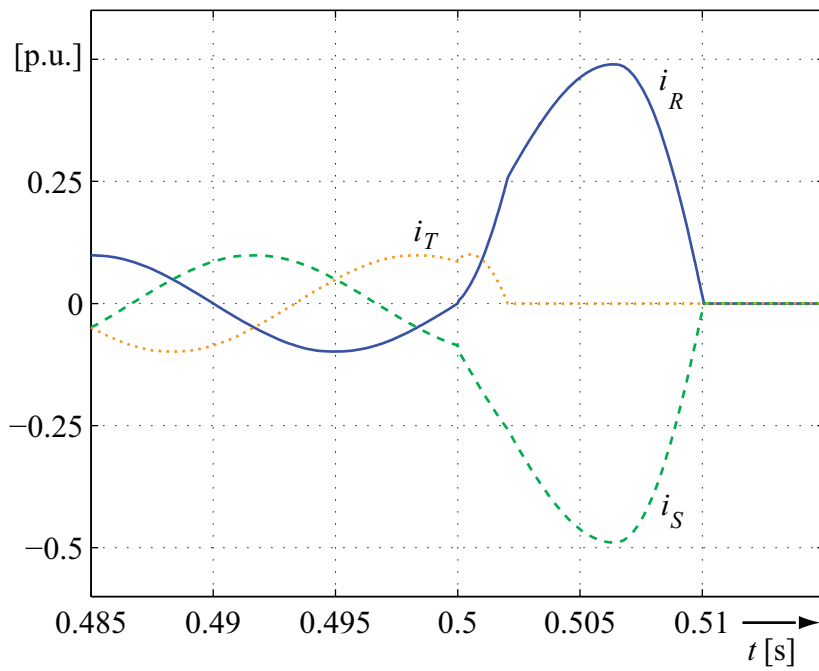


Abbildung 2.11: Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss und Ausschaltung

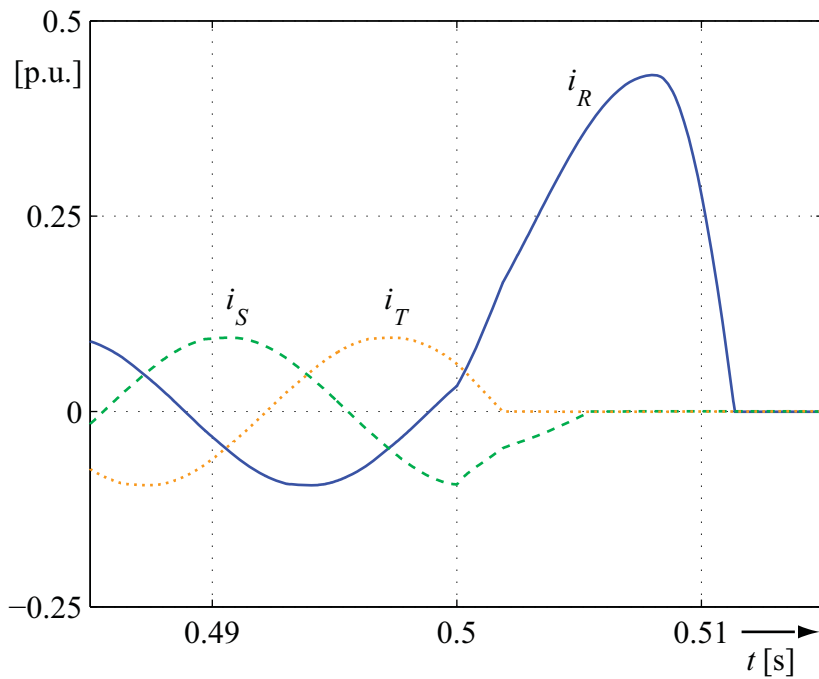


Abbildung 2.12: Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und Ausschaltung

dass alle drei Leiterströme zu unterschiedlichen Zeitpunkten null werden. Der fehlerbehaftete Leiterstrom und der nicht eingezeichnete Neutralleiterstrom durch einen Diodenzweig werden am Ende der Kurzschlussunterbrechung auch gemeinsam null.

In den beiden Beispielen des ein- und dreipoligen Fehlers konnte der Kurzschlussstrom innerhalb von 12ms unterbrochen werden. Außerdem wird anhand der normierten Darstellung deutlich, dass während ihres Auftretens keiner der Ströme höher wurde als die Hälfte des Dauerkurzschlussstromes im unbegrenzten Fall. Durch die kurze Dauer und die geringe Höhe des Kurzschlussstromes wird neben der mechanischen auch die thermische Belastung der vom Kurzschluss betroffenen Betriebsmittel stark gemindert.

III) KURZSCHLUSSSTROMREGELUNG

Neben dem Weiterbetrieb wie eine Diodenbrücke und der Kurzschlussunterbrechung besteht mit Hilfe der DKSBE auch noch die Möglichkeit, den Kurzschlussstrom stufenlos zwischen dem maximal möglichen Wert bei Diodenbetrieb und null zu regeln. Dazu wird der Steuerwinkel α nach erfolgter Kurzschlusserkennung so verändert, dass sich der gewünschte Kurzschlussstrom einstellt. Da die Ströme im Regelbetrieb der DKSBE nicht mehr rein kosinusförmig sind, sondern verzerrt auftreten, ist es sinnvoll, als Regelkriterium den Effektiv- oder Maximalwert zu verwenden. Als Regelgröße bietet sich der Gleichstrom i_{dn} an.

Bei der Kurzschlussstromregelung selbst können nach Fehlereintritt zwei Strategien verfolgt werden. Im ersten Fall kann der Steuerwinkel α nach der Fehlerdetektion von seinem aktuellen Wert beginnend so angepasst werden, bis der Sollwert der Regelung erreicht worden ist. Da der Steuerwinkel vor dem Kurzschluss den Diodenbetrieb sicherstellen muss, wird sein Wert unmittelbar nach Fehlereintritt weiterhin annähernd unbeeinflussten Stromfluss gewährleisten, ehe der Kurzschlussstrom auf niedrigere Werte geregelt wird. Diese Strategie kommt für den dreipoligen Kurzschluss in Abbildung 2.13 zur Anwendung. Da der Kurzschlussstrom bei derartiger Ansteuerung von einem hohen Kurzschlussstromwert beginnend heruntergeregelt wird, wird diese Strategie in der Folge als 'Abwärtsregelung' oder in Anlehnung an das Englische als 'Top-Down-Regelung' bezeichnet. In Abbildung 2.13 wurde als Sollwert für die Regelung ein Amplitudenmaximum der Kurzschlussströme von 50% des Dauerkurzschlussstromes vorgegeben. An den Verläufen der Leiterströme ist die Verzerrung der Ströme deutlich zu erkennen.

Die zweite Regelstrategie stellt die 'Aufwärtsregelung' bzw. 'Bottom-Up-Regelung' dar. Bei dieser wird der Steuerwinkel α direkt nach Fehlererkennung auf einen Wert gesetzt, bei dem kein Stromfluss mehr möglich ist. Durch den Zündwinkelsprung wird der Kurzschlussstrom erst einmal wie bei der Kurzschlussunterbrechung ausgeschaltet. Ausgehend von diesem üblicherweise sehr großem Steuerwinkel wird mit der Regelung begonnen,

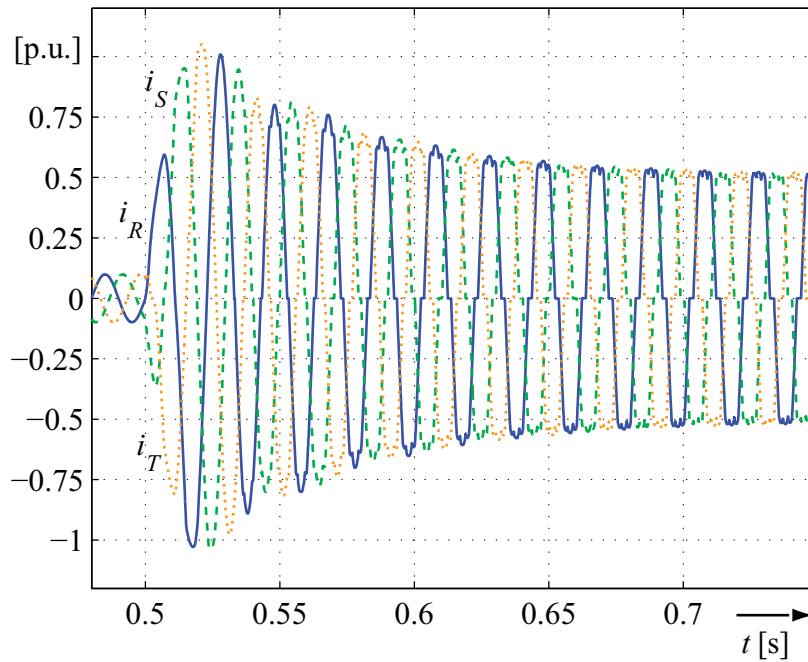


Abbildung 2.13: Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss und 50%-Abwärtsregelung

wodurch sich der Kurzschlussstrom von unten an den Sollwert annähert. In Abbildung 2.14 wird für den dreipoligen Kurzschluss als Strategie der Fehlerbehandlung die 25%-Aufwärtsregelung genutzt, d.h. dass von einem kleinen Kurzschlussstrom beginnend auf 25% des Amplitudenmaximums des Dauerkurzschlussstromes hochgeregelt wird. Durch

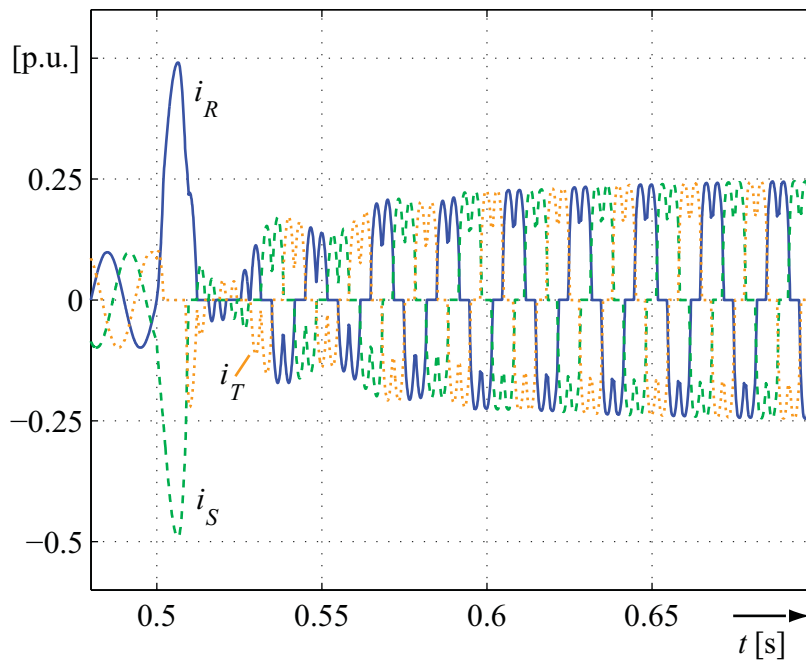


Abbildung 2.14: Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss und 25%-Aufwärtsregelung

die Regelung auf ein Viertel des eigentlichen Kurzschlussstromes treten im Vergleich zur 50%-Abwärtsregelung in Abbildung 2.13 noch größere Verzerrungen der Sinusform der Leiterströme auf.

Beide Regelstrategien sind auch auf unsymmetrische Fehler anwendbar. Für einen einpoligen Kurzschluss ist in Abbildung 2.15 die 50%-Aufwärtsregelung und in Abbildung 2.16 die 25%-Abwärtsregelung dargestellt.

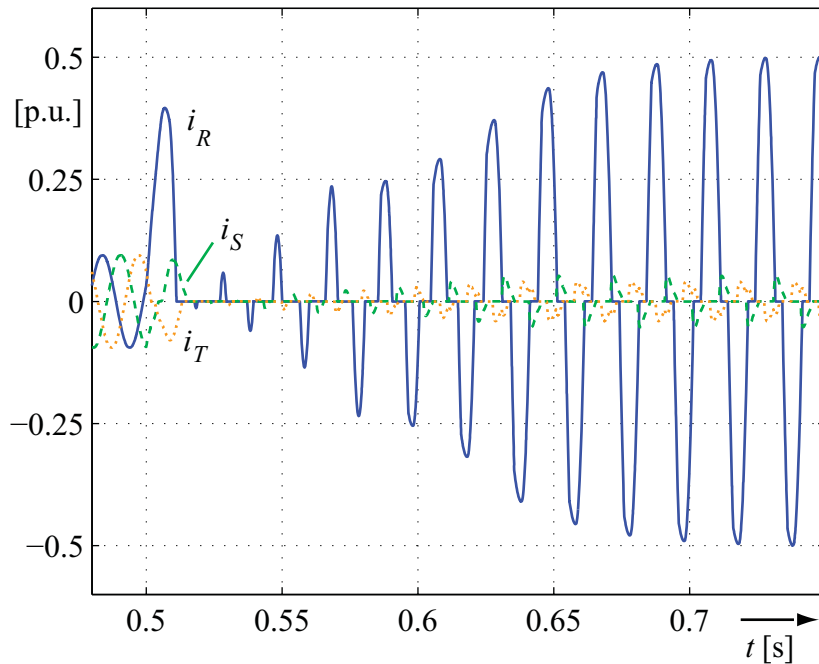


Abbildung 2.15: Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und 50%-Aufwärtsregelung

Im Hinblick auf kleine Stromstöße unmittelbar nach dem Kurzschlusseintritt und auf die schnelle Löschung unter Umständen auftretender Lichtbögen, ist die Aufwärtsregelstrategie vorzuziehen. Bezüglich einer weiteren Verwendung von Schutzgeräten, die aus Stromhöhe und Kurzschlussdauer die thermische Belastung errechnen und davon abhängig auslösen, ist die Abwärtsstrategie sinnvoller.

Die DKSBE bietet insgesamt die Möglichkeit, sehr flexibel auf Kurzschlussströme zu reagieren. Dadurch kann der Netzbetreiber von Fall zu Fall entscheiden, ob er den Kurzschluss unterbrechen, oder einen nahezu unbeeinflussten oder geregelten Kurzschlussstrom weiterfließen lassen will. Um im fehlerfreien, symmetrischen Betrieb eine unterbrechungsfreie Stromversorgung des zu schützenden Netzes sicherzustellen, ist es aber erforderlich, dass die DKSBE wie eine Diodenbrücke mit parallelem Freilaufzweig arbeitet. Die Ansteuerung der Gleichrichterbrücke muss deshalb dafür ausgelegt sein, diesen stationären Betriebspunkt der DKSBE sicher zu erreichen. Aber auch bei betriebsbedingten Änderungen im Drehstromnetz, wie z.B. durch Ein- und Ausschalten von Abnehmern

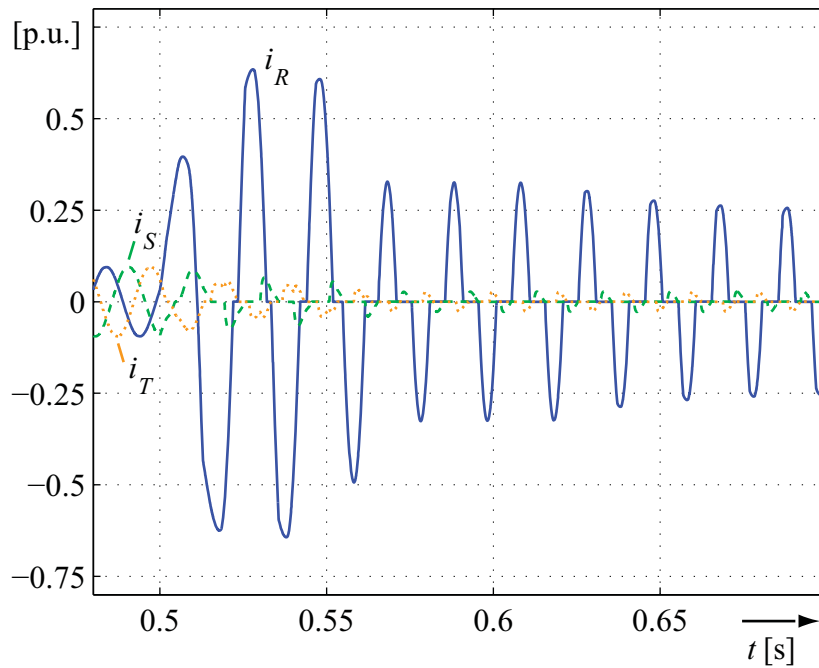


Abbildung 2.16: Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und 25%-Abwärtsregelung

oder durch einen Motoranlauf, muss die Steuereinheit den Diodenbetrieb sicherstellen. Des Weiteren muss im Fehlerfall die DKSBE so angesteuert werden können, dass der gewünschte Kurzschlussbetrieb so schnell wie möglich erreicht wird.

Deshalb ist es für eine gezielte Steuerung der DKSBE notwendig, ihr Betriebsverhalten möglichst präzise zu kennen. Um diesbezüglich die Abhängigkeit des DKSBE-Betriebes von gegebenen Impedanzverhältnissen und dem gewählten Zündwinkel zu untersuchen, werden im Folgenden zwei vereinfachte Strukturen des Stromrichtersystems betrachtet und deren Verhaltensweise analytisch beschrieben. Nach der Darstellung der Ergebnisse werden Folgerungen für die Steuerung bzw. Regelung gezogen. Mit Hilfe des Simulationstools MATLAB[®]/Simulink[®] wird im nachfolgenden Kapitel eine Analyse der vollständigen DKSBE-Struktur durchgeführt. Anschließend werden die mathematischen Ergebnisse und die Resultate der Simulation mit Hilfe der Messergebnisse einer praktisch aufgebauten DKSBE-Versuchsanlage verifiziert.

3 Analytische Beschreibung vereinfachter DKSBE- Strukturen

Im Gegensatz zu einer Untersuchung mit Hilfe eines Simulationsprogrammes ist es bei einer mathematisch-analytischen Beschreibung eines Betriebsmittels relativ einfach möglich, die Zusammenhänge zwischen dessen Betriebsverhalten und den vorhandenen Netzwerkelementen zu verstehen. Für die nachfolgenden Betrachtungen wird dazu das elektrische Drehstromnetz, in dem die DKSBE zum Einsatz kommt, mit Hilfe des Ersatzquellensatzes nach Thevenin stark vereinfacht. Am entstehenden Netzwerk wird zunächst ein sechspulsiger Thyristorgleichrichter, der Grundbaustein der DKSBE, angeschlossen, um dessen Betriebsverhalten im Hinblick auf die Impedanzverhältnisse zu untersuchen und zu interpretieren. Daraufhin wird die Schaltung um ein Freilaufventil erweitert und das resultierende stationäre Verhalten der DKSBE bei ständig dreifacher Ventilbeteiligung und rein symmetrischem Betrieb rekursiv ermittelt. Nach der Darstellung der Ergebnisse im stationären Betrieb wird das transiente Verhalten einer DKSBE mit und ohne vierten Ventilzweig im Falle eines dreipoligen Kurzschlusses sequentiell bestimmt. Am Ende dieses Kapitels wird die Impedanzabhängigkeit des natürlichen Zündzeitpunktes erläutert und begründet, wie deshalb der Referenzzeitpunkt für den real einzustellenden Steuerwinkel α am günstigsten zu wählen ist.

3.1 Vereinfachende Annahmen und Definitionen

Aufgrund des komplexen Aufbaus von elektrischen Drehstromnetzen ist es für Systemanalysen oft unvermeidlich, Vereinfachungen durchzuführen, um den Aufwand in einem überschaubaren Rahmen zu halten. In diesem Abschnitt werden deshalb die vereinfachenden Annahmen vorgestellt, die für die anschließenden Betrachtungen getroffen werden. Ferner werden die verwendeten Definitionen erläutert.

A) DAS UNTERSUCHTE STROMRICHTERSYSTEM

Anhand von Abbildung 2.2 wurde erläutert, dass die DKSBE direkt im Sternpunkt eines Transformators installiert wird, der ein Versorgungsnetz und ein Verbrauchernetz

miteinander verbindet. Außerdem wurde ausgesagt, dass am sinnvollsten die Transformatorspannungen der Versorgungsebene als Referenzen zur Einstellung des Steuerwinkels α verwendet werden. Von diesem Übersichtsbild ausgehend wurde die vereinfachte Schaltung in Abbildung 3.1 abgeleitet, die dazu dient, die grundlegenden Verhältnisse des symmetrischen Normalbetriebes und die im Falle eines dreipoligen Kurzschlusses zu veranschaulichen und zu analysieren. Beide Drehstromnetze in Abbildung 2.2, das Versorgungsnetz auf der linken Seite und das Verbrauchernetz auf der rechten Seite, werden als völlig symmetrisch aufgebaut angenommen und in Abbildung 3.1 mit Hilfe des Satzes von der Ersatzspannungsquelle nachgebildet. Das Versorgungsnetz besteht dabei aus dem symmetrischen kosinusförmigen Dreiphasensystem der Leerlaufspannungen u_{p1R} , u_{p1S} und u_{p1T} und einer ohmsch-induktiven Netzimpedanz, die durch die Resistanz R_{N1} und die Reaktanz X_{N1} beschrieben wird. Direkt vor dem Transformator sind die Leiter-Leiter-Spannungen $u_{PT,RS}$, $u_{PT,ST}$ und $u_{PT,TR}$ eingezeichnet, die dem Steuerwinkel α als Bezugsdienen. Der Transformator selbst ist ein Diii1-Transformator (vgl. Abschnitt 2.1) und wird nur durch seine primär- und seine sekundärseitigen Induktivitäten X_{pT} und X_{sT} repräsentiert. Der sekundärseitige Sternpunkt wird von der DKSBE gebildet. Aus den Strömen und Spannungen an deren Anschlusspunkt werden die Raumzeiger \underline{i} und \underline{u} mittels der Raumzeiger-Nullgrößen-Transformation gebildet, die an späterer Stelle dieses Abschnitts erläutert wird (siehe Gleichungen (3.5) und (3.6)). Für die DKSBE-Beschreibung sind neben dem Stromraumzeiger \underline{i} auch noch die eingezeichneten Gleichströme i_d und i_{dn} wichtig, deren Differenz den Freilaufstrom i_F ergibt.

Auch das Verbrauchernetz ist dreiphasig symmetrisch aufgebaut und wird unter Verwendung des Satzes von der Ersatzspannungsquelle beschrieben. Es ist in Abbildung 3.1 auf der gleichen Transformatorseite wie die DKSBE angeschlossen und wird in zwei Varianten, jeweils rechts der gestrichelten Linie dargestellt. Das untere Verbrauchernetz stellt den normalen, fehlerfreien Betrieb dar. Es beinhaltet die ohmsch-induktive Netzimpedanz aus R_{N2} und X_{N2} und die Leerlaufspannungsquellen u_{p2R} , u_{p2S} und u_{p2T} , die vor allem für die Nachbildung innerer Motorspannungen stehen.

Im oberen Verbrauchernetz von Abbildung 3.1 wird zudem der angenommene dreipolige Fehler veranschaulicht. Durch den Kurzschluss teilt sich das Drehstromnetz in zwei entkoppelte Netze auf. Auf der Transformatorseite bleibt eine relativ kleine ohmsch-induktive Impedanz aus R_{N2l} und X_{N2l} übrig, die zusammen mit der sekundärseitigen Transformatorimpedanz und der Impedanz des vorgeschalteten Netzes die Kurzschlussimpedanz für den netzgespeisten Kurzschlussstrom darstellt. Man kann dem Schaltbild ferner entnehmen, dass sich der dreipolige Kurzschlussstrom (i_{k3R} , i_{k3S} , i_{k3T}) neben dem netzgespeisten Kurzschlussstrom noch aus dem Strom zusammensetzt, der aus dem Drehstromnetz mit der Innenimpedanz aus R_{N2r} und X_{N2r} und den Leerlaufspannungen u_{p2R} ,

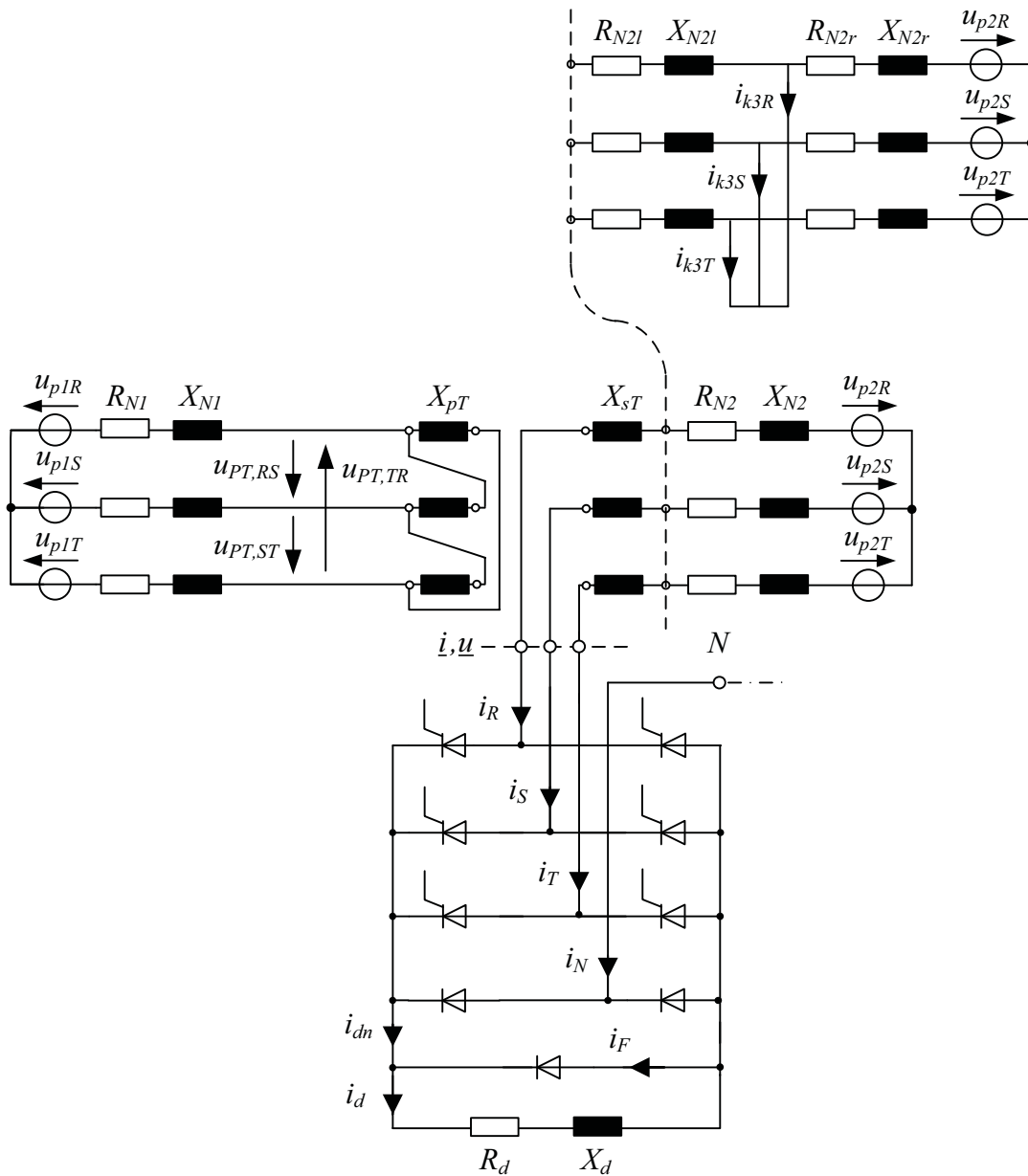


Abbildung 3.1: Übersichtsschaltung des untersuchten Stromrichtersystems

u_{p2S} und u_{p2T} resultiert. Hieran ist leicht einzusehen, dass die DKSBE nur den netzseitigen Kurzschlussstrom beeinflussen kann. Da die Leerlaufspannungsquellen aber in aller Regel innere Motorspannungen nachbilden, wird der von ihnen gespeiste Anteil des Kurzschlussstromes von selbst allmählich abklingen.

Im weiteren Verlauf der mathematisch-analytischen Beschreibung wird immer wieder auf die Übersichtsschaltung in Abbildung 3.1 zurückgekommen werden. Wie dieses Gesamtsystem werden im Folgenden alle Drehstromsysteme mit Stromrichter als Stromrichtersysteme bezeichnet.

Nachdem alle Spannungsquellen und Impedanzen auf die Spannungsebene des sechspulsigen Thyristorgleichrichters bezogen wurden, wird auf das komplette Drehstromnetzwerk in Abbildung 3.1, an das die DKSBE angeschlossen ist, zur Vereinfachung noch einmal der Satz von der Ersatzspannungsquelle angewendet. Es resultiert das Stromrichtersystem in Abbildung 3.2 mit den symmetrischen kosinusförmigen Leerlaufspannungen

$$\begin{aligned} u_{pR}(\omega t) &= \hat{U}_p \cdot \cos(\omega t) \\ u_{pS}(\omega t) &= \hat{U}_p \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_{pT}(\omega t) &= \hat{U}_p \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

und einer ohmsch-induktiven Innenimpedanz bestehend aus R_k und X_k , die ab hier allgemein sowohl Kurzschlussimpedanz als auch (drehstromseitige) Netzimpedanz genannt wird. In der Schaltung in Abbildung 3.2 wurde zudem der vierte Ventilzweig der DKSBE vernachlässigt, da dieser bei Annahme eines völlig symmetrisch betriebenen Drehstromsystems ohnehin nicht beansprucht wird. Insgesamt ergibt sich demnach für die Untersuchung eine sechspulsige, netzgeführte Drehstromthyristorbrückenschaltung mit Freilaufdiode, die in der Literatur (z.B. [38]) auch mit dem Schaltungskurzzeichen 'B6F' bezeichnet wird. In Abbildung 3.2 wurden außerdem die Thyristoren in der Reihenfolge ihrer Zündung von eins bis sechs durchnummeriert sowie die Thyristorströme i_1, i_2, \dots, i_6 , der Freilaufstrom i_F und die Spannung u_d über der Begrenzungs-drossel ergänzt. Die Leiterströme i_R, i_S und i_T bezeichnen in der Folge immer die Ströme, die in den Gleichrichter bzw. die DKSBE fließen. Als Strangspannungen u_R, u_S und u_T werden ferner die Spannungen aufgefasst, die direkt an den Anschlussklemmen der Drehstrombrückenschaltung bzw. der DKSBE bezogen auf Masse auftreten.

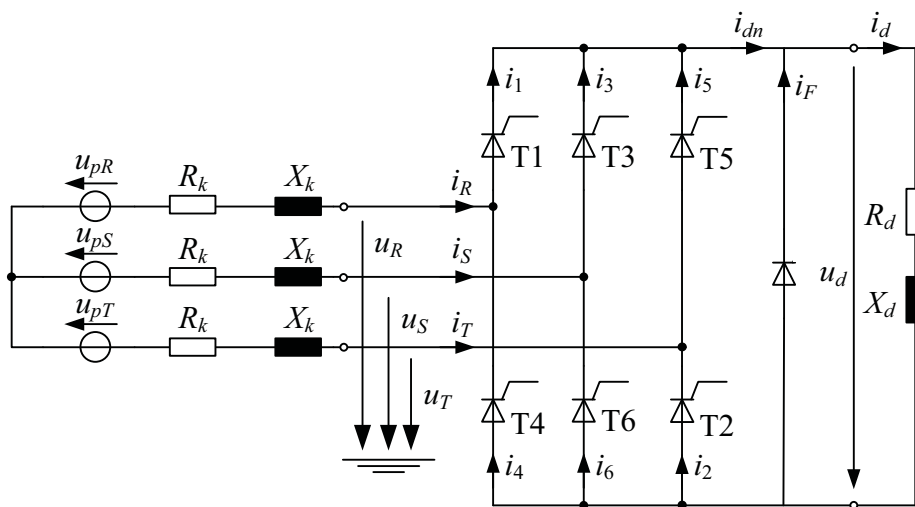


Abbildung 3.2: Stromrichtersystem mit sechspulsigem Thyristorgleichrichter und Freilaufzweig (B6F)

Ein im System nach Abbildung 3.1 auftretender Kurzschluss wird für das Netzwerk in Abbildung 3.2 zum einen durch die Abkoppelung der motorischen Gegenspannungen eine Erhöhung der Leerlaufspannungen und zum anderen vor allem eine Erniedrigung der R_k - und X_k -Werte zur Folge haben. Aber auch betriebsbedingte Netzvorgänge werden mehr oder weniger großen Einfluss auf die Netzimpedanz nehmen. Im Gegensatz zur Gleichstromseite, auf der die Impedanzverhältnisse als konstant angenommen werden dürfen, sind die Größen R_k und X_k demnach ständigen Schwankungen unterworfen. Im Vergleich zu Abbildung 3.1 fällt überdies auf, dass die Referenzspannungen des Steuerwinkels α in der stark vereinfachten Schaltung nach Abbildung 3.2 nicht mehr zugänglich sind. Auf diese Problematik wird in Abschnitt 3.5 eingegangen.

Da die Ventilzweigimpedanzen klein im Vergleich zur Impedanz des vorgeschalteten Drehstromnetzes sind, werden sie für die anschließenden Untersuchungen außer Acht gelassen. In der Folge werden Thyristoren damit als ideale Schalter nachgebildet, weshalb man im Weiteren auch von Schaltzuständen des Stromrichtersystems spricht. Dioden und vor allem Thyristoren werden in diesem Zusammenhang auch oft als Halbleiterventile oder kurz Ventile bezeichnet.

B) NORMIERUNGEN UND OPERATOREN

Ausdrücklich sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass in dieser Arbeit zumeist eine auf die Betriebskreisfrequenz ω normierte Systembeschreibung zur Anwendung kommt. So wird beispielsweise von der normierten Zeit ωt Gebrauch gemacht und Induktivitäten L werden als $X = \omega L$ berücksichtigt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird überdies die Zeitabhängigkeit häufig verwendeter Größen wie Ströme und Spannungen nicht immer explizit angegeben, sondern stillschweigend vorausgesetzt.

Impedanzen werden ferner im Allgemeinen wie in [33] als Operatoren aufgefasst und sind wie folgt zu interpretieren

$$Zi = \left(R + \omega L \frac{d}{d\omega t} \right) i = \left(R + X \frac{d}{d\omega t} \right) i. \quad (3.2)$$

Komplexe Impedanzen der Form $\underline{Z} = R + jX$ sind im Gegensatz zur Operator Darstellung mit einem Unterstrich gekennzeichnet.

Für viele Darstellungen bietet es sich an, die Ströme und Spannungen zu normieren. Als Bezugswert für alle Spannungen wird dazu zweckmäßigerweise die Amplitude \hat{U}_p der Leerlaufspannungen benutzt und alle Impedanzen werden auf den Betrag der drehstromseitigen Impedanz $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$ bezogen, die im Falle des betrachteten dreipoligen Kurzschlusses vorherrscht. Damit ist der Bezugsstrom (bei Spannungsbeiwert $c = 1$) gleich der

'Amplitude des dreipoligen Anfangskurzschlusswechselstromes' \hat{I}_{k3}'' , der im Stromrichtersystem fließen würde, wenn die DKSBE nicht vorhanden wäre. Innerhalb dieser Arbeit soll immer von einem generatorfernen Kurzschluss ausgegangen werden, so dass die Amplitude des dreipoligen Anfangskurzschlusswechselstromes \hat{I}_{k3}'' mit der 'Amplitude des dreipoligen Dauerkurzschlussstromes' \hat{I}_{k3} zusammenfällt. Zusammenfassend dienen als Bezugsgrößen

$$U_{bez} = \hat{U}_p \quad \wedge \quad Z_{bez} = |\underline{Z}_k| = |R_k + jX_k| \quad \wedge \quad I_{bez} = \hat{I}_{k3}'' = \hat{I}_{k3} = \frac{U_{bez}}{Z_{bez}}. \quad (3.3)$$

C) DIE RAUMZEIGER-NULLGRÖSSEN-TRANSFORMATION

Die Transformation von elektrischen Drehstromsystemen in den Bildbereich von Raumzeiger und Nullgröße führt in der Regel zu einfacheren, übersichtlicheren mathematischen Modellen, die leicht physikalisch interpretierbar sind. Aus symmetrisch aufgebauten Betriebsmitteln bzw. Netzwerken entstehen durch den Übergang zu Raumzeigern und Nullgrößen unabhängige Vierpole bzw. Vierpolnetzwerke, die getrennt voneinander berechnet werden können. Stromrichtersysteme mit symmetrischem Aufbau erfahren durch die Raumzeiger-Nullgrößen-Transformation eine analoge Vereinfachung und können davon ausgehend analytisch beschrieben werden. Denn auch darin auftretende unsymmetrische Betriebszustände sind über Verknüpfungen von Raumzeigern und Nullgrößen sehr anschaulich darstellbar. Aus diesen Gründen wird auch in dieser Arbeit die Raumzeiger-Nullgrößen-Transformation zur Untersuchung des sechspulsigen Thyristorgleichrichters herangezogen.

Der komplexe, zeitabhängige Raumzeiger eines beliebigen Dreiphasensystems, das zu jedem Zeitpunkt die drei voneinander unabhängigen Momentanwerte $g_R(\omega t)$, $g_S(\omega t)$ und $g_T(\omega t)$ besitzt, ist nach [33] mit dem Drehoperator

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.4)$$

definiert zu

$$\underline{g}(\omega t) = \frac{2}{3} (g_R(\omega t) + \underline{a}g_S(\omega t) + \underline{a}^2 g_T(\omega t)). \quad (3.5)$$

Die zugehörige Nullgröße ergibt sich aus

$$g_0(\omega t) = \frac{1}{3} (g_R(\omega t) + g_S(\omega t) + g_T(\omega t)). \quad (3.6)$$

Durch Raumzeiger und Nullgröße sind umgekehrt die zugehörigen natürlichen R , S , T Koordinaten eindeutig bestimmt und werden über die folgenden Rücktransformations-

gleichungen berechnet

$$g_R(\omega t) = \operatorname{Re}\{\underline{g}(\omega t)\} + g_0(\omega t), \quad (3.7)$$

$$g_S(\omega t) = \operatorname{Re}\{\underline{a}^2 \underline{g}(\omega t)\} + g_0(\omega t), \quad (3.8)$$

$$g_T(\omega t) = \operatorname{Re}\{\underline{a} \underline{g}(\omega t)\} + g_0(\omega t). \quad (3.9)$$

Der komplexe Raumzeiger lässt sich auf verschiedenste Weise in zwei zueinander orthogonale Komponenten zerlegen. Die geläufigsten Orthogonalkomponenten stellen dabei die α -/ β -Komponenten (auch Clarkesche Komponenten) dar, die man durch Realteil- bzw. Imaginärteilbildung erhält und für die gilt

$$g_\alpha(\omega t) = \operatorname{Re}\{\underline{g}(\omega t)\} = g_R(\omega t) - g_0(\omega t), \quad (3.10)$$

$$g_\beta(\omega t) = \operatorname{Im}\{\underline{g}(\omega t)\} = \frac{1}{\sqrt{3}}(g_S(\omega t) - g_T(\omega t)). \quad (3.11)$$

Damit ergeben sich der zu den Leerlaufspannungen nach Gleichung (3.1) gehörige Spannungsraumzeiger und die Nullgröße zu

$$\underline{u}_p(\omega t) = \hat{U}_p \cdot e^{j(\omega t)}, \quad (3.12)$$

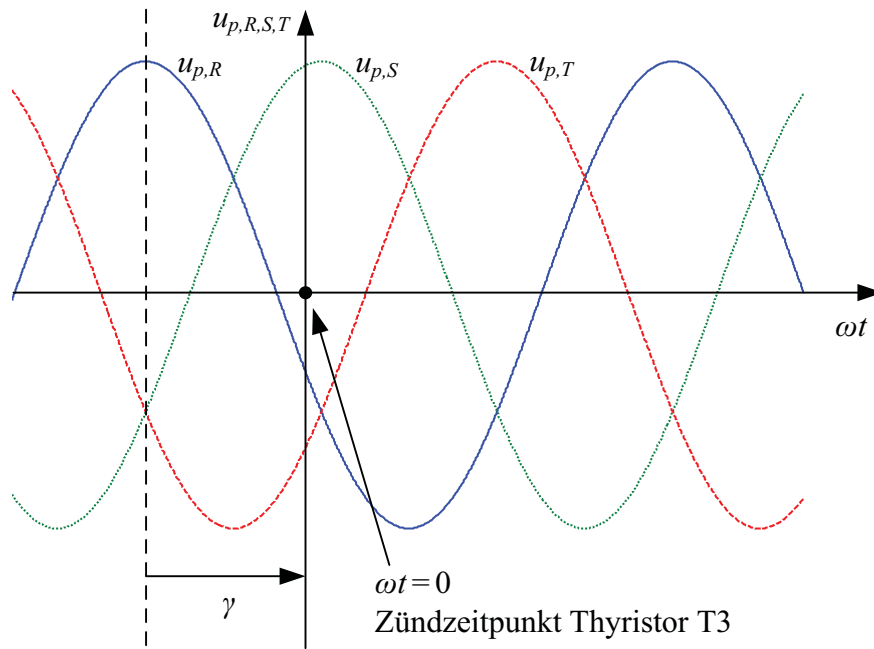
$$u_{p,0}(\omega t) = 0. \quad (3.13)$$

D) DER VERSCHIEBUNGSWINKEL γ

Im Folgenden soll der Zeitnullpunkt immer mit dem Zündzeitpunkt des Thyristors T3 (vgl. Abbildung 3.2) zusammenfallen. Um die erregende Spannung $\underline{u}_p(\omega t)$ bezüglich dieses Zeitreferenzpunktes richtig zu berücksichtigen, wird der Verschiebungswinkel γ eingeführt. Die ab Beginn der Stromführung von Thyristor T3 vorliegenden Spannungsverhältnisse $f_p(\underline{u}_p(\omega t), \gamma)$ sind entscheidend für den Betriebszustand des Stromrichters, der sich stationär einstellen wird

$$f_p(\underline{u}_p(\omega t), \gamma) = \underline{u}_p(\omega t) \cdot e^{j\gamma} = \hat{U}_p \cdot e^{j(\omega t + \gamma)}. \quad (3.14)$$

Nach Abbildung 3.3, die die Leerlaufspannungen des Drehstromsystems zeigt, entspricht der Verschiebungswinkel γ dem Phasenunterschied zwischen dem Maximum der Leerlaufspannung des Leiters R und dem Beginn des Stromflusses durch Thyristor T3. In Verbindung mit den Netzwerkelementen R_k , X_k , R_d und X_d und der erregenden Spannung $\underline{u}_p(\omega t)$ wird das Verhalten des sechspulsigen Thyristorgleichrichters mit Hilfe des Ver-

Abbildung 3.3: Der Verschiebungswinkel γ

schiebungswinkels γ vollständig und eindeutig beschrieben. Der Verschiebungswinkel γ stellt damit einen wichtigen Betriebsparameter des Thyristorgleichrichters dar.

In Abschnitt 3.5 wird der Winkel ψ eingeführt, der die Phasendrehung berücksichtigt, die durch den Diii1-Transformator zwischen dem Stromrichter und dem Messpunkt der Zündreferenzspannungen zustande kommt. Bei Kenntnis des Verschiebungswinkels γ und des Zeitreferenzpunktes bezüglich der Referenzspannung (siehe Abschnitt 3.5) kann man den real einzustellenden Steuerwinkel α direkt angeben.

Es sei darauf hingewiesen, dass in diesem Kapitel zur Größenangabe der komplexen Zeit ωt ausschließlich der Radiant verwendet wird. In den anschließenden Abschnitten, die die simulationstechnische und praktische Realisierung der DKSBE behandeln, wird zusätzlich das in der Praxis übliche Grad-Maß für die Zeitangabe benutzt.

E) DIE ZUSTANDSRAUMBESCHREIBUNG

Zur Analyse elektrischer Netzwerke wird in der Literatur (z.B. [34], [62] und [64]) häufig das Zustandsraumverfahren beschrieben und verwendet. Es lässt sich auf Systeme mit konzentrierten Parametern wie Induktivitäten, Widerstände und Kapazitäten anwenden, bei denen der Zusammenhang zwischen Erregung und Reaktion durch gewöhnliche Differentialgleichungen dargestellt werden kann. Zur Aufstellung der Differentialgleichungen wird häufig die Maschenstromanalyse, die beispielsweise in [62] erörtert wird, verwendet. Als Netzwerkvariablen werden dann außer den Erregungen die so genannten Zustands-

größen eingeführt, die die Energie voneinander unabhängiger Energiespeicher kennzeichnen. In den einfachen elektrischen Netzwerken sind dies die Induktivitätsströme und Kapazitätsspannungen. Im Rahmen der Zustandsraumbeschreibung lässt sich das Systemverhalten im Wesentlichen über ein System aus Differentialgleichungen erster Ordnung erschließen, wobei die Zahl der Variablen, der Zustandsgrößen, von Anfang an minimal ist. Als Nutzen dieser Methode seien unter anderem die Darstellbarkeit und Berechnung des Systems über Matrizen sowie die Untersuchung von Systemstabilitäten genannt. Des Weiteren lassen sich dynamische Probleme unter Berücksichtigung beliebiger Anfangswerte sehr anschaulich darstellen und behandeln.

Wegen dieser Vorteile wird die Zustandsraumanalyse auch für die Bestimmung des stationären Stromrichterbetriebes eingesetzt ([34]). Als stationärer Stromrichterbetrieb stellt sich eine periodische Folge von Schaltzuständen ein, die für sich selbst transiente Vorgänge zur Folge haben. Da die Zustandsgrößen im stationären Betrieb gewisse, noch zu formulierende Periodizitäts- und Stetigkeitsbedingungen erfüllen müssen, erfordert es die Berechnung des stationären Betriebes eines Stromrichtersystems letztlich, ein lineares, inhomogenes Randwertproblem zu lösen.

Das Zustandsraumverfahren wird in dieser Arbeit nicht in aller Ausführlichkeit erläutert, sondern nur soweit, wie es für die anzustellenden Untersuchungen notwendig ist. Für tiefere Erklärungen kann die oben genannte Literatur herangezogen werden.

3.2 Stationärer Betrieb eines sechspulsigen Thyristorgleichrichters

Die DKSBE ist in Abbildung 3.2 schon unter Vernachlässigung des vierten Thyristorzweiges dargestellt. Da aber für diese Schaltung keine geschlossen-analytische Berechnung des stationären Betriebes formuliert werden kann, wird die DKSBE-Struktur weiter vereinfacht, indem die Freilaufdiode vorerst ebenso unberücksichtigt bleibt. Die DKSBE wurde damit auf ihr Basiselement, den sechspulsigen Thyristorbrückengleichrichter, der üblicherweise auch mit dem Schaltungskurzzeichen 'B6' bezeichnet wird, zurückgeführt. Das daraus resultierende Stromrichtersystem, das im Laufe dieses Abschnittes analysiert wird, ist in Abbildung 3.4 veranschaulicht.

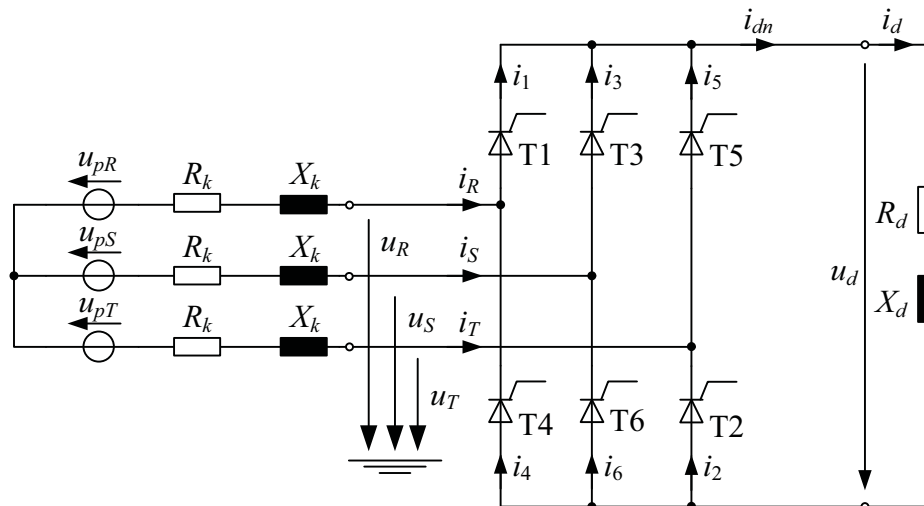


Abbildung 3.4: Stromrichtersystem mit sechspulsigem Thyristorgleichrichter (B6)

3.2.1 Schaltzustände des Stromrichtersystems

Innerhalb der Thyristorbrücke werden abhängig vom eingestellten Steuerwinkel α verschieden viele Thyristoren leiten. Bei Auffassung der Thyristoren als ideale Schalter stellen sich demnach unterschiedliche Schaltzustände im Stromrichtersystem ein. Als Ausgangspunkt der analytischen Beschreibung des stationären Verhaltens des sechspulsigen Thyristorgleichrichters dienen deshalb die drei Schaltzustände, die normalerweise während seines Betriebes auftreten:

- **ein Thyristor leitet (Index '1')**: Dieser Schaltzustand ist nur fiktiv, da ein Stromfluss mit nur einem Halbleiterventil nicht möglich ist. Er ist jedoch wichtig zur Beschreibung des Lückbetriebes, bei dem es bezüglich des Gleichstromes i_d zu einem Wechsel von Stromfluss und -unterbrechung kommt. Im Weiteren wird dieser Zustand entsprechend dem Index auch als 'Ein-Ventil-Zustand' bezeichnet.
- **zwei Thyristoren führen Strom (Index '2')**: In diesem Zustand wird der Gleichstrom i_d durch die Begrenzungsdrossel (vgl. Abbildung 3.4) im Drehstromnetz nur über zwei Leiterstränge fließen, während im dritten Leiter der Strom null ist. Entsprechend der Ventilbeteiligungen wird dieser Schaltzustand auch 'Zwei-Ventil-Zustand' genannt¹.
- **drei Thyristoren leiten (Index '3')**: Während der Kommutierung, wie dieser Schaltzustand auch genannt wird, geht in einer Brückenhälfte der Gleichstrom von einem

¹ Zuweilen wird der Betriebszustand mit zwei leitenden Thyristoren auch als 'Einfachventilbeteiligung' bezeichnet. Um eine Verwechslung mit dem 'Ein-Ventil-Zustand' zu vermeiden, findet diese Bezeichnung in der vorliegenden Arbeit jedoch keinen Gebrauch.

Thyristor auf einen anderen über. In diesem Betriebszustand führen alle drei Leiter des Drehstromsystems Strom. Neben Kommutierung wird analog zu den vorherigen Zuständen für diesen Betriebszustand auch die Bezeichnung 'Drei-Ventil-Zustand' benutzt.

Im Anhang A.1 wird ferner der Schaltzustand vorgestellt, bei dem vier Halbleiterventile am Stromfluss beteiligt sind:

- **vier Thyristoren sind stromführend (Index '4')**: In diesem Betriebszustand der Mehrfachkommutierung ist das Drehstromsystem über die Ventilzweige kurzgeschlossen, womit das Gleichstromnetzwerk davon entkoppelt ist. Neben 'Mehrfachkommutierung' heißt der Zustand auch 'Vier-Ventil-Zustand'.

Leitende und sperrende Thyristoren führen in Systemen mit einem sechspulsigen Thyristorgleichrichter zu unterschiedlichen Netztopologien. Jeder der oben angesprochenen Schaltzustände (ein, zwei, drei oder vier stromführende Ventile) kann dabei aufgrund der Sechspulsigkeit in sechs verschiedenen Varianten auftreten. Diese treten im stationären Fall innerhalb einer betriebsfrequenten Wechselstromperiode nacheinander ein. Leitet beispielsweise die (in eckige Klammern gesetzte) Thyristorgruppe [T1,T2, T3], dann wird der nächste Schaltzustand der Kommutierung von den drei Ventilen [T2,T3, T4] getragen und so fort. Für die Beschreibung aller Schaltzustände genügt deshalb die Untersuchung eines repräsentativen Schaltzustandes. Die Strom- und Spannungsverläufe in den entsprechenden anderen fünf Zuständen lassen sich daraus unter Ausnutzung der Periodizität leicht bestimmen, denn sie unterscheiden sich lediglich im Bezug auf die Leerlaufspannung des Drehstromsystems.

Nachfolgend wurde stellvertretend für alle immer der Schaltzustand gewählt, zu dessen Beginn der Thyristor T3 gerade zu leiten beginnt. Die phasenrichtige Einbeziehung der Leerlaufspannungen wird dabei, wie schon in Abschnitt 3.1 angedeutet, durch den Verschiebungswinkel γ erreicht.

Die drei in diesem Abschnitt erläuterten Schaltzustände werden anschließend (genauso wie der vierte Schaltzustand im Anhang) mit Hilfe der Transformation in Raumzeiger und Nullgröße beschrieben. Dabei wird auf die Indizierung der Schaltzustände besonderer Wert gelegt. Anhand der Indizes der einzelnen Größen ist die jeweilige Anzahl der stromführenden Ventile und damit der jeweilige Schaltzustand abzulesen. Dies wird im nächsten Abschnitt für die Beschreibung einer sukzessiven Berechnung des Stromrichterbetriebes mit Freilaufventil wichtig. Außerdem wird bei der folgenden Beschreibung der Betriebszustände auf die Angabe der relevanten Zustandsgleichungen und die ausführliche Darstellung des Stromraumzeigers \underline{i} der Leiterströme und der Gleichströme i_d und i_{dn}

geachtet, da diese maßgeblich für den stationären Betrieb des Thyristorgleichrichters mit und ohne Freilaufzweig sind.

1) EIN THYRISTOR LEITET (INDEX '1')

In Abbildung 3.5 ist der Fall dargestellt, dass beim sechspulsigen Thyristorgleichrichter nach Abbildung 3.4 der Strompfad von Thyristor T3 geschlossen ist. Die Thyristornachbildung erfolgt dabei, wie im vorhergehenden Abschnitt dargelegt, mittels idealer Schalter. Im gesamten Schaltbild gibt es offensichtlich keinen geschlossenen Stromkreis, so dass alle Ströme darin gleich null sind. Der vorliegende Ein-Ventil-Zustand ist für die

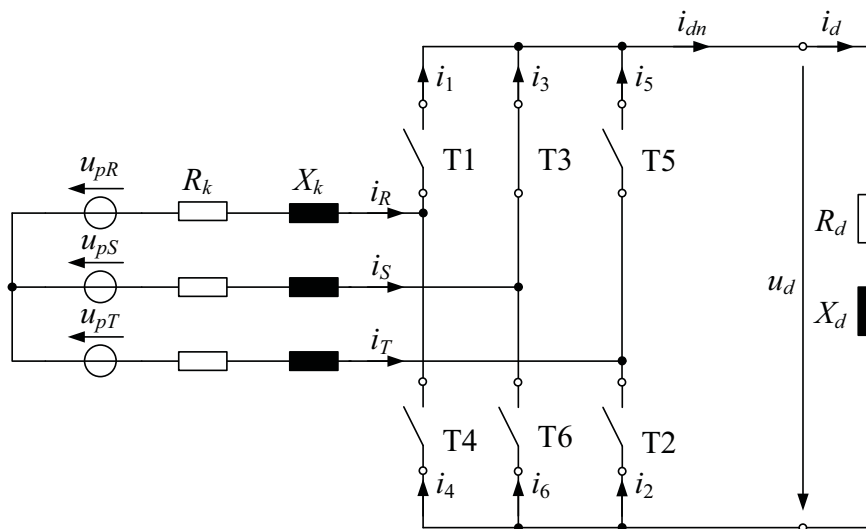


Abbildung 3.5: Stromrichtersystem bei einem leitenden Thyristor [T3]

weitere Beschreibung aber insofern wichtig, als dass der geschlossene Schalter von Thyristor T3 angibt, dass über dem Halbleiterbauelement noch positive Spannung anliegt. Dies führt bei anliegendem Zündimpuls in Verbindung mit einem weiteren leitenden bzw. zündenden Thyristor (im Normalfall folgt hier T4) zu einer Stromführung über zwei Thyristoren. Um diesen Betriebspunkt, der in aller Regel dann mit dem schon angesprochenen Lückbetrieb verbunden ist, zu erreichen, muss in der Praxis die Thyristoransteuerung entsprechend ausgelegt sein. Sie muss entweder bei erreichtem Steuerwinkel einen Sammelimpuls an allen Thyristoren bereitstellen, ein Zündimpulspaket mit einer minimalen Breite von $\omega t = \frac{\pi}{3}$ abgeben oder Doppelimpulse liefern, d.h. $\omega t = \frac{\pi}{3}$ nach dem ersten Zündimpuls noch einen Zündimpuls an den betreffenden Thyristor schicken.

Für alle in dieser Arbeit analytisch behandelten Schaltzustände sind die Ströme und Spannungen der Gleichrichterschaltung mit (Abbildung 3.2) und ohne (Abbildung 3.4) Freilaufventil bei Kenntnis des Stromraumzeigers \underline{i} sowie der Gleichströme i_{dn} und i_d eindeu-

tig bestimmt. Deshalb werden diese Größen nachfolgend für alle Betriebszustände angegeben. Bei Kennzeichnung mit dem zugehörigen Index '1' ergeben sich für den trivialen Fall des Ein-Ventil-Zustandes

$$\underline{i}_1(\omega t) = \frac{2}{3} (i_R(\omega t) + \underline{a}i_S(\omega t) + \underline{a}^2 i_T(\omega t)) = 0, \quad (3.15)$$

$$i_{dn,1}(\omega t) = i_{d,1}(\omega t) = 0. \quad (3.16)$$

II) ZWEI THYRISTOREN LEITEN (INDEX '2')

Stellvertretend für alle Schaltzustände mit genau zwei stromführenden Halbleiterventilen wird der Fall betrachtet, dass die Thyristoren T2 und T3 leiten. In Vergleich zu Abbildung 3.5 ist dabei zusätzlich der Schalter T2 geschlossenen, wodurch der Gleichstrom i_{dn} bzw. i_d identisch mit den Leiterströmen i_S und $-i_T$ wird. Zur Untersuchung dieses Netzzustandes der zweifachen Ventilbeteiligung wird vom vereinfachten Schaltbild nach Abbildung 3.6 ausgegangen. Darin sind zusätzlich die Leiter-Erde-Spannungen u_R , u_S und u_T direkt

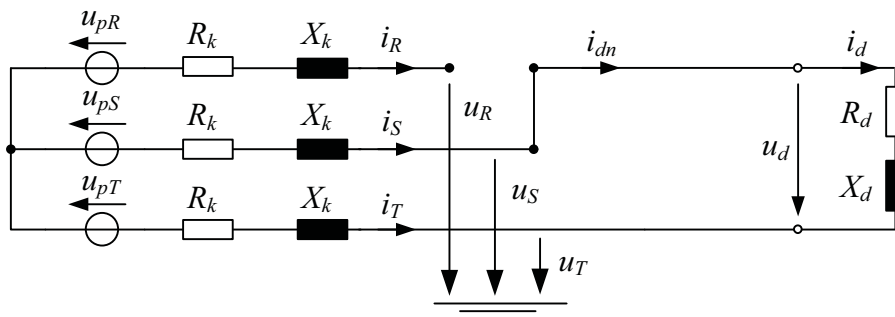


Abbildung 3.6: Stromrichtersystem im Zwei-Ventil-Zustand [T2, T3]

am Anschlusspunkt des Stromrichters angegeben. An der Verbindungsstelle von Stromrichter zu Drehstromnetz ergeben sich damit folgende Unsymmetriebedingungen

$$u_S - u_T = u_d, \quad (3.17)$$

$$i_R = 0, \quad (3.18)$$

$$i_S = -i_T = i_{dn} = i_d. \quad (3.19)$$

Die Raumzeiger der Leiterströme und der Anschlussspannung sind demnach

$$\underline{i} = \frac{2}{3} (\underline{a} - \underline{a}^2) i_d = j \frac{2}{\sqrt{3}} i_d, \quad (3.20)$$

$$\underline{u} = \frac{2}{3}u_R - \frac{1}{3}u_S - \frac{1}{3}u_T + \frac{1}{3}(\underline{a} - \underline{a}^2)u_d. \quad (3.21)$$

Durch Realteil- und Imaginärteilbildung werden die Raumzeiger in zueinander orthogonale Komponenten zerlegt. Daraus resultieren

$$\operatorname{Re}\{\underline{i}\} = 0, \quad (3.22)$$

$$\operatorname{Re}\{\underline{u}\} = \frac{2}{3}u_R - \frac{1}{3}u_S - \frac{1}{3}u_T \quad (3.23)$$

und

$$\operatorname{Im}\{\underline{i}\} = \frac{2}{\sqrt{3}}i_d, \quad (3.24)$$

$$\operatorname{Im}\{\underline{u}\} = \frac{1}{\sqrt{3}}u_d. \quad (3.25)$$

Auch der ab Beginn der Stromführung von Thyristor T3 nach (3.14) gültige Raumzeiger der erregenden Spannungsquellen kann in Real- und Imaginärteil aufgespalten werden, wobei letzterer auch über eine Realteilbildung angegeben werden soll

$$\operatorname{Im}\{f_p(\underline{u}_p, \gamma)\} = \operatorname{Re}\{\hat{U}_p e^{j(\omega t + \gamma)} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}\}. \quad (3.26)$$

Mit Hilfe der Aufteilung der Raumzeiger in zueinander senkrechte Anteile lässt sich der Schaltzustand des Drehstromsystems nach Abbildung 3.6 mittels zweier voneinander unabhängiger Vierpolnetzwerke beschreiben. Zum einen ergibt sich aus dem Schaltzwang nach (3.22) das leerlaufende Netzwerk in Abbildung 3.7. Dies ist jedoch für die weiteren Untersuchungen nicht relevant und wurde nur der Vollständigkeit halber angegeben.

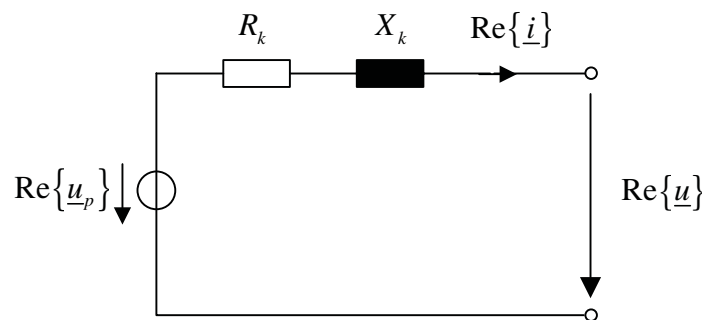


Abbildung 3.7: Leerlaufender Realteilstromkreis bei zwei leitenden Ventilen

Zum anderen erhält man bei einer Skalierung mit dem Faktor $\frac{\sqrt{3}}{2}$ als Imaginärteilnetzwerk das Schaltbild in Abbildung 3.8. Darin wurden die Ströme und Spannungen wieder entsprechend der Anzahl der leitenden Thyristoren indiziert und die erregende Spannung

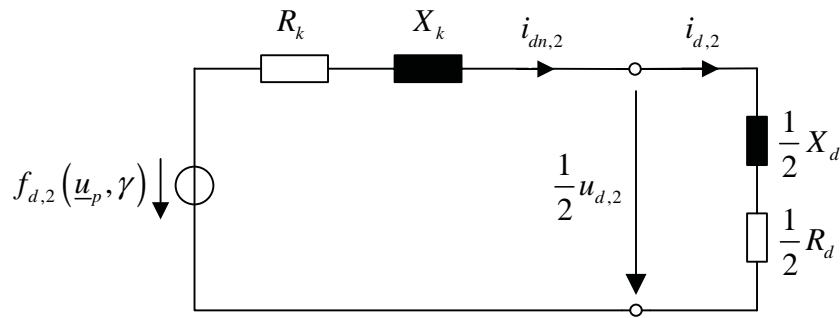


Abbildung 3.8: Gleichstromkreis bei zwei leitenden Ventilen

wie folgt abgekürzt

$$\begin{aligned} f_{d,2}(u_p, \gamma) &= \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{Re}\{\hat{U}_p e^{j(\omega t + \gamma)} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}\} = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{U}_p \cos(\omega t + \gamma - \frac{\pi}{2}) \\ &= \frac{\sqrt{3}\hat{U}_p}{4} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} & e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Zwischen dem Leiterstromraumzeiger \underline{i}_2 und den Gleichströmen $i_{dn,2}$ und $i_{d,2}$ bestehen insgesamt folgende Zusammenhänge

$$\underline{i}_2 = \frac{2}{3}(\underline{a} - \underline{a}^2)i_{dn,2} \quad (3.28)$$

und

$$i_{dn,2} = i_{d,2}. \quad (3.29)$$

Bei Kenntnis des Gleichstromes $i_{d,2}$ ist demnach das Verhalten des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.4 bei zwei stromführenden Thyristoren eindeutig bestimmt. Anhand des Schaltbildes in Abbildung 3.8 kann über einen Maschenumlauf die Zustandsgleichung des Vierpolnetzwerkes mit der Zustandsgröße $i_{d,2}$ abgeleitet werden

$$\frac{di_{d,2}}{d\omega t} = -\frac{R_k + \frac{1}{2}R_d}{X_k + \frac{1}{2}X_d} \cdot i_{d,2} + \frac{1}{X_k + \frac{1}{2}X_d} \cdot f_{d,2}(u_p, \gamma). \quad (3.30)$$

Der Stromverlauf von $i_{d,2}$ kann durch die Lösung dieser Differentialgleichung erster Ordnung berechnet werden. Die Lösung für $i_{d,2}$ setzt sich im Allgemeinen aus einem flüchtigen (Index 'f') und einem stationären Anteil (Index 's') zusammen

$$\begin{aligned} i_{d,2}(\omega t) &= i_{df,2}(\omega t) + i_{ds,2}(\omega t) = \\ &= \underbrace{(i_{d,2}(\omega t_2) - i_{dw,2}(\omega t_2))}_{=v_{d,2}} e^{p_{d,2}(\omega t - \omega t_2)} + i_{dw,2}(\omega t). \end{aligned} \quad (3.31)$$

Während der flüchtige Anteil ab einem Startwert $v_{d,2}$ exponentiell abklingt, ergibt sich stationär ein Wechselstrom (Index 'w'), da die einzige Quelle im Vierpolnetzwerk nach Gleichung (3.27) eine kosinusförmige Wechseleerregung aufweist. Der Zustand mit zwei stromführenden Thyristoren wird in Gleichung (3.31) als ab dem Zeitpunkt ωt_2 gültig angenommen. Bei Kenntnis des Stromanfangswertes $i_{d,2}(\omega t_2)$ und dem Verlauf des stationären Gleichstromanteils $i_{dw,2}(\omega t)$ lässt sich der Anfangswert $v_{d,2}$ des flüchtigen Stromanteils leicht bestimmen.

Aufgrund der kosinusförmigen Quellenspannungen nach (3.1) bzw. wegen der Erregung des Vierpolnetzwerkes entsprechend Gleichung (3.27) stellt sich im eingeschwungenen Zustand ein Strom ein, der ebenfalls kosinusförmigen Verlauf zeigt. Dieser kann beispielsweise über die komplexe Wechselstromrechnung zu

$$\begin{aligned} i_{dw,2}(\omega t) &= \hat{I}_{dw,2} \cos\left(\omega t + \gamma - \frac{\pi}{2} - \varphi_{d,2}\right) \\ &= \frac{\hat{I}_{dw,2}}{2} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi_{d,2})} & e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi_{d,2})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.32)$$

bestimmt werden. Die Wechselstromamplitude

$$\hat{I}_{dw,2} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{U}_p}{\sqrt{\left(R_k + \frac{1}{2}R_d\right)^2 + \left(X_k + \frac{1}{2}X_d\right)^2}}, \quad (3.33)$$

die Phasenverschiebung

$$\varphi_{d,2} = \arctan\left(\frac{X_k + \frac{1}{2}X_d}{R_k + \frac{1}{2}R_d}\right) \quad (3.34)$$

und der Eigenwert

$$p_{d,2} = -\frac{R_k + \frac{1}{2}R_d}{X_k + \frac{1}{2}X_d} \quad (3.35)$$

lassen sich direkt dem Schaltbild in Abbildung 3.8 entnehmen.

III) DREI THYRISTOREN LEITEN (INDEX '3')

Als repräsentativer Schaltzustand mit drei stromführenden Thyristoren dient der Fall, dass die Thyristoren T1, T2 und T3 am Stromfluss beteiligt sind, was in Abbildung 3.5 durch entsprechend geschlossene Schalter nachgebildet werden kann. Aus dem vereinfachten Schaltbild in Abbildung 3.9 wird deutlich, dass bei dreifacher Ventilbeteiligung keiner der

drei Leiter im Drehstromnetz unterbrochen ist. Aus der dargestellten Schaltung sind auch die Unsymmetriebedingungen an der Übergangsstelle vom Drehstromnetz zum Stromrichter ersichtlich. Sie lauten

$$u_R = u_S, \quad (3.36)$$

$$u_R - u_T = u_S - u_T = u_d, \quad (3.37)$$

$$i_R + i_S = -i_T = i_{dn} = i_d. \quad (3.38)$$

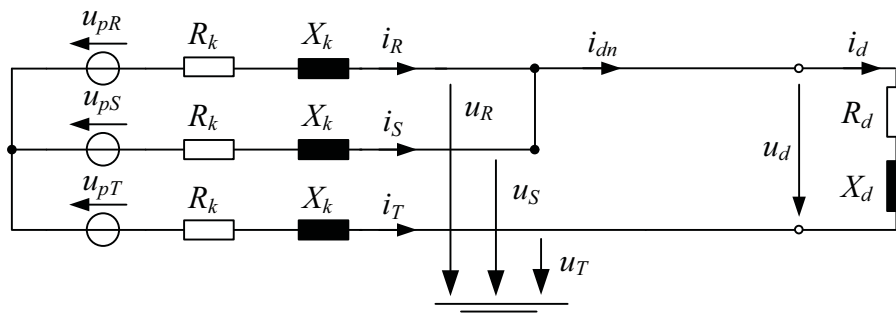


Abbildung 3.9: Stromrichtersystem bei Kommutierung [T1,T2, T3]

Für die weiteren Betrachtungen empfiehlt es sich, an dieser Stelle den so genannten 'Kommutierungsstrom' i_k einzuführen

$$i_k = \frac{1}{2}(i_R - i_S). \quad (3.39)$$

Er dient dazu, den Übergang des Stromes von einem Thyristor zum nachfolgend stromführenden zu beschreiben. Er ändert im Verlauf der Kommutierung seinen Wert von $i_k = \frac{1}{2}i_d$ zu Beginn auf $i_k = -\frac{1}{2}i_d$ am Ende. Denn genau zum Zündzeitpunkt von Thyristor T3 fließt noch kein Strom durch selbigen und der ganze Gleichstrom i_d wird durch i_R gebildet. Am Schluss der Kommutierung endet dagegen der Stromfluss durch Thyristor T1, womit i_d komplett dem Strangstrom i_S entspricht.

Unter Berücksichtigung der Unsymmetriebedingungen erhält man folgende Raumzeiger für Strom und Spannung

$$\underline{i} = \left(i_d + \frac{2\sqrt{3}}{3} e^{-j\frac{\pi}{2}} i_k \right) e^{j\frac{\pi}{3}} = -\underline{a}^2 i_d + \frac{2}{3}(1 - \underline{a}) i_k, \quad (3.40)$$

$$\underline{u} = \frac{2}{3} u_d e^{j\frac{\pi}{3}} = -\frac{2}{3} \underline{a}^2 u_d. \quad (3.41)$$

Anhand von Gleichung (3.40) ist erkennbar, dass der Kommutierungsstrom i_k und der Gleichstrom i_d senkrecht in die Bildung des Stromraumzeigers \underline{i} eingehen. Aus Übersichtlichkeitsgründen multipliziert man beide Raumzeiger mit $-\underline{a}$ und dreht sie damit um den Winkel $-\frac{\pi}{3}$, also um das Sechstel einer Wechselstromperiode zurück. Dadurch erhält man genau die Raumzeiger, die für den Schaltzustand gelten, in dem die Thyristoren T6, T1 und T2 Strom führen. Beim stationären Betrieb eines sechspulsigen Stromrichters wiederholen sich die Verläufe der gleichstromseitigen Größen sechsmal innerhalb einer Wechselstromperiode. Daher ist es zulässig statt der Gleichstromperiode für leitende Thyristoren T1, T2 und T3 die Gleichstromperiode für T6, T1 und T2 zu verwenden, um die Ströme i_k und i_d für die Schaltung in Abbildung 3.9 zu ermitteln. Wichtig ist dabei jedoch, dass die erregende Spannung \underline{u}_p ebenfalls eine Drehung um $-\frac{\pi}{3}$ erfährt, und so die richtige Quellspannung für diesen "gedrehten Schaltzustand" berücksichtigt wird. Eine Zerlegung der gedrehten Raumzeiger in deren Real- und Imaginärteile ergibt

$$\operatorname{Re}\{-\underline{a}\underline{i}\} = i_d, \quad (3.42)$$

$$\operatorname{Re}\{-\underline{a}\underline{u}\} = \frac{2}{3}u_d \quad (3.43)$$

und

$$\operatorname{Im}\{-\underline{a}\underline{i}\} = -\frac{2\sqrt{3}}{3}i_k, \quad (3.44)$$

$$\operatorname{Im}\{-\underline{a}\underline{u}\} = 0. \quad (3.45)$$

Damit wird auch der Kommutierungsvorgang nach Abbildung 3.9 durch zwei orthogonale Stromkreise abgebildet und kann mit Hilfe der beiden Vierpolnetzwerke in den Abbildungen 3.10 und 3.11 eindeutig bestimmt werden. Die darin enthaltenen erregenden Spannungen sind

$$\begin{aligned} f_{d,3}(\underline{u}_p, \gamma) &= \operatorname{Re}\{\hat{U}_p e^{j(\omega t + \gamma)} \cdot e^{-j\frac{\pi}{3}}\} = \hat{U}_p \cos(\omega t + \gamma - \frac{\pi}{3}) \\ &= \frac{\hat{U}_p}{2} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{3})} & e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{3})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} f_{k,3}(\underline{u}_p, \gamma) &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{Im}\{\hat{U}_p e^{j(\omega t + \gamma)} \cdot e^{-j\frac{\pi}{3}}\} = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{U}_p \cos(\omega t + \gamma + \frac{\pi}{6}) \\ &= \frac{\sqrt{3}\hat{U}_p}{4} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{6})} & e^{-j(\omega t + \frac{\pi}{6})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Im betrachteten Drei-Ventil-Schaltzustand ergeben sich für den Raumzeiger der Leiter-

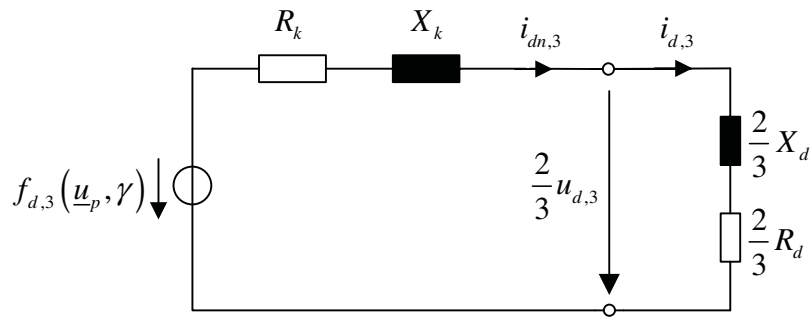


Abbildung 3.10: Gleichstromkreis bei dreifacher Ventilbeteiligung

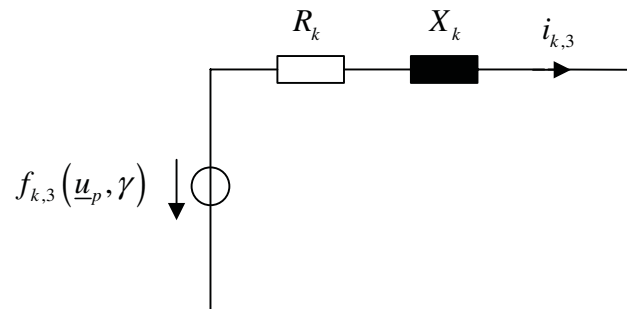


Abbildung 3.11: Kommutierungskreis bei dreifacher Ventilbeteiligung

ströme und die Gleichströme folgende Beziehungen

$$\underline{i}_3 = -\underline{a}^2 i_{dn,3} + \frac{2}{3}(1 - \underline{a})i_{k,3}, \quad (3.48)$$

$$i_{dn,3} = i_{d,3}. \quad (3.49)$$

Während der Kommutierung sind demnach die Ströme $i_{d,3}$ und $i_{k,3}$ für das Betriebsverhalten maßgeblich. Die beiden Stromverläufe lassen sich durch das Lösen zweier Zustandsgleichungen gewinnen, die man den Vierpolnetzwerken in Abbildungen 3.10 und 3.11 entnehmen kann

$$\frac{di_{d,3}}{d\omega t} = -\frac{R_k + \frac{2}{3}R_d}{X_k + \frac{2}{3}X_d} \cdot i_{d,3} + \frac{1}{X_k + \frac{2}{3}X_d} \cdot f_{d,3}(\underline{u}_p, \gamma), \quad (3.50)$$

$$\frac{di_{k,3}}{d\omega t} = -\frac{R_k}{X_k} \cdot i_{k,3} + \frac{1}{X_k} \cdot f_{k,3}(\underline{u}_p, \gamma). \quad (3.51)$$

Wie der Gleichstrom $i_{d,2}$ nach (3.31) resultieren auch daraus mit

$$\begin{aligned} i_{d,3}(\omega t) &= i_{df,3}(\omega t) + i_{ds,3}(\omega t) = \\ &= \underbrace{(i_{d,3}(\omega t_3) - i_{dw,3}(\omega t_3))}_{=v_{d,3}} e^{p_{d,3}(\omega t - \omega t_3)} + i_{dw,3}(\omega t) \end{aligned} \quad (3.52)$$

und

$$\begin{aligned} i_{k,3}(\omega t) &= i_{kf,3}(\omega t) + i_{ks,3}(\omega t) = \\ &= \underbrace{(i_{k,3}(\omega t_3) - i_{kw,3}(\omega t_3))}_{=v_{k,3}} e^{p_{k,3}(\omega t - \omega t_3)} + i_{kw,3}(\omega t) \end{aligned} \quad (3.53)$$

Ströme mit einem flüchtigen und einem stationären Anteil. Der Zeitpunkt ωt_3 gibt an, ab wann der Kommutierungsvorgang startet. Die kosinusförmigen Erregungen in den Vierpolnetzwerken lassen eine Bestimmung der stationären Wechselanteile über eine komplexe Rechnung zu. Es ergeben sich

$$\begin{aligned} i_{dw,3}(\omega t) &= \hat{I}_{dw,3} \cos\left(\omega t + \gamma - \frac{\pi}{3} - \varphi_{d,3}\right) \\ &= \frac{\hat{I}_{dw,3}}{2} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi_{d,3})} & e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi_{d,3})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.54)$$

und

$$\begin{aligned} i_{kw,3}(\omega t) &= \hat{I}_{kw,3} \cos\left(\omega t + \gamma + \frac{\pi}{6} - \varphi_{k,3}\right) \\ &= \frac{\hat{I}_{kw,3}}{2} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi_{k,3})} & e^{-j(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi_{k,3})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.55)$$

mit den jeweiligen Wechselstromamplituden

$$\hat{I}_{dw,3} = \frac{\hat{U}_p}{\sqrt{\left(R_k + \frac{2}{3}R_d\right)^2 + \left(X_k + \frac{2}{3}X_d\right)^2}}, \quad (3.56)$$

$$\hat{I}_{kw,3} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}\hat{U}_p}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} \quad (3.57)$$

und Phasenwinkeln

$$\varphi_{d,3} = \arctan\left(\frac{X_k + \frac{2}{3}X_d}{R_k + \frac{2}{3}R_d}\right), \quad (3.58)$$

$$\varphi_{k,3} = \arctan\left(\frac{X_k}{R_k}\right). \quad (3.59)$$

Zusammen mit den Eigenwerten

$$p_{d,3} = -\frac{R_k + \frac{2}{3}R_d}{X_k + \frac{2}{3}X_d}, \quad (3.60)$$

$$p_{k,3} = -\frac{R_k}{X_k} \quad (3.61)$$

können die Anfangswerte $v_{d,3}$ und $v_{k,3}$ der transienten Anteile berechnet werden, wenn die Ströme zu Beginn der Kommutierung im Zeitpunkt ωt_3 bekannt sind. Dadurch ist der Zustand der dreifachen Ventilbeteiligung eindeutig bestimmt, wenn der Verschiebungswinkel γ bekannt bzw. vorgegeben ist.

Insgesamt ist somit das Netzverhalten für alle drei Schaltzustände, die im Normalbetrieb des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.4 auftreten können, anhand von Zustandsgleichungen formuliert. Eine entsprechende Beschreibung für den Betriebszustand der Mehrfachkommutierung findet sich im Anhang.

3.2.2 Betriebsbereiche des Stromrichtersystems

Ausgehend von obigen Resultaten wird beschrieben, wie der Verschiebungswinkel γ mit dem Auftreten der einzelnen Schaltzustände im stationären Betrieb zusammenhängt. Welche Schaltzustandsfolgen sich während des stationären Betriebes einstellen, und wie lange sie innerhalb einer $\frac{\pi}{3}$ -langen Gleichstromperiode Gültigkeit besitzen, hängt neben der Erregung und den vorhandenen Netzwerkelementen vor allem vom Verschiebungswinkel γ ab. Diesen Zusammenhang gilt es nachfolgend darzustellen.

Mit den oben genannten Schaltzuständen und unter zusätzlicher Berücksichtigung des Vier-Ventil-Zustandes (siehe Anhang A.1) existieren für den stationären Stromrichterbetrieb zwei Extremfälle. Wenn zum einen immer der Zustand mit nur einem leitenden Ventil auftritt, kann kein Strom im Stromrichtersystem fließen. Zum anderen ist dagegen bei theoretischer dauerhafter Mehrfachkommutierung quasi der Stromfluss möglich, der sich ohne Stromrichter einstellen würde, da dann der Thyristorgleichrichter annähernd wie ein impedanzloser Sternpunkt wirkt. Zwischen diesen beiden Grenzfällen mit ständig einem und ständig vier leitenden Ventilen müssen demnach alle anderen stationären Betriebsfälle liegen.

Ein Stromfluss kommt im Stromrichtersystem zustande, sobald der Schaltzustand mit zwei leitenden Thyristoren auftritt. Bei Rückkehr zum Ein-Ventil-Zustand geht er wieder zu null. Der fließende Strom ist dabei umso höher, je länger der Zwei-Ventil-Zustand

Gültigkeit besitzt. Aus dieser Zustandsfolge mit abwechselnd zwei und einem leitendem Thyristor resultiert ein Gleichstrom, der kurzzeitig fließt und wieder aussetzt. Deshalb spricht man in diesem Zusammenhang auch von einem lückendem Gleichstrom und ein derartiger Betriebsfall wird 'Lückbetrieb' genannt. Mit Hilfe des Überschneidungswinkels β_2 wird angegeben, wie lange bei Lückbetrieb durch zwei stromführende Ventile ein Stromfluss möglich ist. Der Parameter β_2 wird dementsprechend in der Folge auch als 'Stromflussdauer' bezeichnet. Mit dem Überschneidungswinkel β wird allgemein die Dauer bezeichnet, die ein Zustand während einer stationären $\frac{\pi}{3}$ -Periode Bestand hat, bevor der nachfolgende Zustand im jeweiligen Betriebsbereich einsetzt. Von dieser Bezeichnung wird deshalb auch für den nachfolgend beschriebenen Regulär- und Entkoppelungsbetrieb Gebrauch gemacht.

Aufgrund der Sechspulsigkeit der Brückenschaltung muss sich im stationären Betrieb diese Schaltzustandsfolge mit erst zwei und dann einem leitenden Thyristor im Laufe einer Wechselstromperiode genau sechsmal wiederholen. Die Überschneidungsdauer β_2 kann deshalb maximal $\frac{\pi}{3}$ lang sein, wobei in diesem Fall immer genau zwei Brückenventile leiten und der Gleichstrom nur noch an den Übergangsstellen der Ventilbeteiligungen null wird.

Ein größerer Wert von β_2 als $\frac{\pi}{3}$ hat zur Konsequenz, dass ein weiterer Thyristor zündet, während noch zwei andere Ventile leiten. Ab $\beta_2 = \frac{\pi}{3}$ setzt demnach die Schaltfolge ein, in der sich der Drei- und Zwei-Ventil-Zustand binnen einer stationären $\frac{\pi}{3}$ -Periode abwechseln. In diesem Fall wird ein permanenter Gleichstrom durch Kommutierung und anschließend zwei leitende Thyristoren gewährleistet. Da dies den üblichen Betrieb einer Thyristorbrückenschaltung darstellt, wird im weiteren Verlauf dieser stationäre Betriebsfall auch 'Regulärbetrieb' genannt. Der Überlappungswinkel β_3 gibt an, wie lange der Zustand der Kommutierung andauert und wird daher auch als 'Kommutierungsdauer' bezeichnet. Der Zustand der so genannten 'ständigen Kommutierung' wird bei $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ erreicht und hat zur Konsequenz, dass es in keinem der drei Leiterstränge mehr zu einer Unterbrechung des Stromflusses kommt. Dies ist der Betriebszustand, der während des fehlerfreien Netzzustandes von der DKSBE gewährleistet werden muss, um die Netzzurückwirkungen des Strombegrenzers möglichst gering zu halten.

An den Regulärbetrieb schließt sich bei geeigneten Netzverhältnissen durch ein weiteres, viertes stromtragendes Ventil der stationäre Betrieb mit einer Schaltfolge von erst vier und dann drei leitenden Ventilen an. Diese Betriebsart soll im Weiteren als 'Entkoppelungsbetrieb' und die zugehörige Überschneidungsdauer β_4 als 'Entkoppelungsdauer' bezeichnet werden. Da dieser Zustandswechsel innerhalb einer stationären $\frac{\pi}{3}$ -Periode einer DKSBE üblicherweise nicht auftritt, wird er im Anhang A.1 dieser Arbeit behandelt. Aber auch beim realen Betrieb eines sechspulsigen Thyristorgleichrichters ohne Freilaufventil

wird nicht der komplette, theoretisch bestimmbare Bereich des Entkoppelungsbetriebes ($0 \leq \beta_4 \leq \frac{\pi}{3}$) abgedeckt, sondern es werden nur kleine Entkoppelungsdauern erreicht.

Das Stromrichtersystem nach Abbildung 3.4 befindet sich dann im eingeschwungenen Zustand, wenn die Zustandsgrößen für jede betriebsfrequente Wechselstromperiode die gleichen Verläufe zeigen. Aufgrund der Sechspulsigkeit muss im stationären Betrieb innerhalb einer Wechselstromperiode zudem genau sechsmal die gleiche Folge von Schaltzuständen auftreten. Die gleichstromseitigen Zustandsgrößen weisen dann trotz unterschiedlicher Drehstromerregung in sechs $\frac{\pi}{3}$ -Abschnitten identische Verläufe auf. Dementsprechend wird eine $\frac{\pi}{3}$ -Periode im Folgenden als 'Gleichstromperiode' bezeichnet. Die Raumzeiger der drehstromseitigen Zustandsgrößen werden sich wegen der sechs identischen Gleichstromperioden bei einem Umlauf aus sechs gleichen Abschnitten zusammensetzen, so dass sie insgesamt einen sechspulsigen Charakter zeigen.

Ein Sechstelabschnitt der betriebsfrequenten Wechselstromperiode bzw. eine $\frac{\pi}{3}$ -Periode beinhaltet daher im stationären Betrieb die komplette Information zur Beschreibung der jeweiligen drehstrom- und gleichstromseitigen Zustandsgröße. Deshalb soll in der Folge nur der Verlauf der Zustandsgrößen in einer Gleichstromperiode berechnet werden. Daraus lässt sich dann das gesamte stationäre Verhalten des Stromrichtersystems ableiten.

Für die analytische Beschreibung des stationären Stromrichterbetriebes bietet es sich an, die Periodizitätsbedingungen der Raumzeiger drehstromseitiger Zustandsgrößen und die der gleichstromseitigen Zustandsgrößen auszunutzen. Wegen der Sechspulsigkeit setzt sich der Raumzeiger der Zustandsgrößen aus sechs um jeweils $\frac{\pi}{3}$ gedrehte, identische $\frac{\pi}{3}$ -Perioden zusammen. Daher kann man fordern, dass im stationären Betrieb

$$\underline{a}^2 \underline{i}(0) + \underline{i}\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0 \quad (3.62)$$

gelten muss. Auch die gleichstromseitigen Zustandsgrößen müssen trotz geänderter Erregung immer nach $\omega t = \frac{\pi}{3}$ wieder die gleichen Werte annehmen. Als Periodizitätsbedingung lässt sich daher ableiten

$$i_d(0) - i_d\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0. \quad (3.63)$$

Neben den Periodizitätsbedingungen lassen sich für Zustandsgrößen auch Bedingungen aufgrund ihres stetigen Verlaufes formulieren. Bei dreh- und gleichstromseitigen Zustandsgrößen muss nämlich auch zum Zeitpunkt $\omega t = \omega t_t$, an dem von einem in einen

anderen Schaltzustand übergegangen wird, die Stetigkeit gewahrt bleiben

$$\underline{i}(\omega t_t - 0) - \underline{i}(\omega t_t + 0) = 0, \quad (3.64)$$

$$i_d(\omega t_t - 0) - i_d(\omega t_t + 0) = 0. \quad (3.65)$$

Im stationären Betriebsfall wird dabei der Zeitpunkt des Zustandswechsels bei $\omega t = \omega t_t$ mit der dafür gültigen Überschneidungsdauer β übereinstimmen, da der Zeitreferenzpunkt jeweils mit dem Beginn der betrachteten Gleichstromperiode zusammenfällt. Es bleibt anzumerken, dass zur Formulierung der Stetigkeits- und Periodizitätsbedingungen aus Gründen der Zweckmäßigkeit und ohne Beschränkung der Allgemeinheit der Stromraumzeiger \underline{i} und der Gleichstrom i_d verwendet wurden.

Mit Hilfe der Zustandsgleichungen der einzelnen Schaltzustände sowie der Periodizitäts- und Stetigkeitsbedingungen der Gleichungen (3.62) bis (3.65) wird im Weiteren für zwei verschiedene Zustandsfolgen innerhalb einer Gleichstromperiode ein Zusammenhang zwischen dem Überschneidungswinkel β und dem Verschiebungswinkel γ , und damit indirekt mit dem Steuerwinkel α (siehe Abschnitt 3.5), formuliert. Zu Beginn soll diesbezüglich der einfache Fall des Lückbetriebes untersucht werden.

1) DER LÜCKBETRIEB

Wie bereits beschrieben, gibt der Überschneidungswinkel β_2 an, wie lange der Schaltzustand mit zwei leitenden Thyristoren innerhalb der $\frac{\pi}{3}$ -langen Gleichstromperiode Bestand hat. Weil bei einem leitenden Ventil kein Stromfluss im Stromrichtersystem stattfindet, ist nur Zustandsgleichung (3.30) nötig, um den Wechsel zwischen dem Schaltzustand mit zwei und dem mit einem stromführenden Thyristor zu beschreiben. Da zu Beginn der untersuchten Gleichstromperiode das Zünden von Ventil T3 den Stromfluss ermöglichen und dieser bei $\omega t_2 = \beta_2$ wieder unterbrochen werden soll, kann man aufgrund der Stetigkeit bzw. Periodizität des Gleichstromes nach (3.65) bzw. (3.63) folgende Bedingungen formulieren

$$i_{d,2}(0) = 0 \quad \wedge \quad i_{d,2}(\beta_2) = 0. \quad (3.66)$$

Der Stromwert zu Beginn der Gleichstromperiode ist demnach bekannt und mit dem allgemeinen Lösungsansatz nach (3.31) folgt

$$i_{d,2}(\beta_2) = (-i_{dw,2}(0)) e^{p_{d,2}\beta_2} + i_{dw,2}(\beta_2) \stackrel{!}{=} 0. \quad (3.67)$$

Mit dem stationären Wechselanteil $i_{dw,2}(\omega t)$ nach Gleichung (3.32) ergibt sich

$$\begin{aligned} & \frac{\hat{I}_{dw,2}}{2} \underbrace{\left(-e^{j(-\frac{\pi}{2}-\varphi_{d,2})} + \frac{1}{e^{p_{d,2}\cdot\beta_2}} e^{j(\beta_2-\frac{\pi}{2}-\varphi_{d,2})} \right)}_{\underline{A}_2(\beta_2)} e^{j\gamma} \\ & + \frac{\hat{I}_{dw,2}}{2} \underbrace{\left(-e^{-j(-\frac{\pi}{2}-\varphi_{d,2})} + \frac{1}{e^{p_{d,2}\cdot\beta_2}} e^{-j(\beta_2-\frac{\pi}{2}-\varphi_{d,2})} \right)}_{\underline{A}_2^*(\beta_2)} e^{-j\gamma} = 0. \end{aligned} \quad (3.68)$$

Da die Wechselstromamplitude $\hat{I}_{dw,2}$, die Phasenverschiebung $\varphi_{d,2}$ und der Eigenwert $p_{d,2}$ aus (3.33) bis (3.35) bekannt sind, ist die in Gleichung (3.68) eingeführte, komplexe Größe $\underline{A}_2(\beta_2)$ nur vom Überschneidungswinkel β_2 abhängig. Aus Gleichung (3.68) kann damit eine Beziehung zwischen β_2 und dem Verschiebungswinkel γ abgeleitet werden. Aus einer Aufspaltung der komplexen Größe $\underline{A}_2(\beta_2)$ in Betrag und Argument resultiert

$$|\underline{A}_2(\beta_2)| e^{j(\gamma+\arg(\underline{A}_2(\beta_2)))} + |\underline{A}_2(\beta_2)| e^{-j(\gamma+\arg(\underline{A}_2(\beta_2)))} = 0. \quad (3.69)$$

Dividiert man Gleichung (3.69) durch den Betrag $|\underline{A}_2(\beta_2)|$ und multipliziert den zweiten Summanden mit $(-1)e^{\pm j\pi} = 1$, ergibt sich

$$e^{j(\gamma+\arg(\underline{A}_2(\beta_2)))} - e^{-j(\gamma+\arg(\underline{A}_2(\beta_2))+\pi)} = 0. \quad (3.70)$$

Aus einem Exponentenvergleich bekommt man damit bei gegebenem β_2 zwei mögliche Lösungen für γ

$$\gamma = \pm \frac{\pi}{2} - \arg(\underline{A}_2(\beta_2)). \quad (3.71)$$

Um β_2 in Abhängigkeit von γ auszudrücken, wird die komplexe Größe $\underline{A}_2(\beta_2)$ umgeformt

$$\begin{aligned} \underline{A}_2(\beta_2) &= \frac{\hat{I}_{dw,2}}{2} \left(-e^{j(-\frac{\pi}{2}-\varphi_{d,2})} + \frac{1}{e^{p_{d,2}\cdot\beta_2}} e^{j(\beta_2-\frac{\pi}{2}-\varphi_{d,2})} \right) \\ &= \frac{\hat{I}_{dw,2}}{2} e^{j(-\frac{\pi}{2}-\varphi_{d,2})} \left(-1 + e^{\beta_2(-p_{d,2}+j)} \right). \end{aligned} \quad (3.72)$$

Das Argument von $\underline{A}_2(\beta_2)$ ist demnach

$$\arg(\underline{A}_2(\beta_2)) = -\frac{\pi}{2} - \varphi_{d,2} + \arg\left(e^{\beta_2(-p_{d,2}+j)} - 1\right), \quad (3.73)$$

womit man aus Gleichung (3.71)

$$\arg\left(e^{\beta_2(-p_{d,2}+j)} - 1\right) = \pm \frac{\pi}{2} - \gamma + \frac{\pi}{2} + \varphi_{d,2} \quad (3.74)$$

erhält. Will man sich γ , und damit indirekt den Steuerwinkel α , vorgeben, muss Gleichung (3.74) nach β_2 aufgelöst werden. Da β_2 aber sowohl den Betrag als auch das Argument der Exponentialfunktion in (3.74) beeinflusst, ist eine Lösung nur numerisch möglich. Wird dagegen die Überschneidungsdauer β_2 vorgegeben, kann der Verschiebungswinkel sofort mit Hilfe von Gleichung (3.71) zweideutig bestimmt werden. Aus beiden Lösungen ist dann der Verschiebungswinkel γ zu wählen, bei dem ein positiver Stromfluss durch Thyristor T3 erfolgt. Dies ist beim betrachteten ohmsch-induktiven System dann der Fall, wenn $0 \leq \gamma \leq \pi$ gilt.

Um den Verschiebungswinkel zu finden, bei dem der Lückbetrieb gerade einsetzt, muss deshalb $\beta_2 = 0$ gesetzt und Gleichung (3.71) gelöst werden. Die Grenze zur Kommutierung erhält man dagegen für $\beta_2 = \frac{\pi}{3}$, da die Überschneidungsdauer β_2 maximal genauso lange sein kann wie eine Gleichstromperiode. Durch das Intervall $\beta_2 \in [0, \frac{\pi}{3}]$ kann demnach der Bereich des Verschiebungswinkels γ gefunden werden, für den sich im stationären Fall ein Lückbetrieb einstellt. Es bleibt zu erwähnen, dass bei stationärem Lückbetrieb im Allgemeinen kleine Ströme auftreten werden, da der Strom hierbei von null beginnt und wieder zu null werden muss. Damit bestimmt der betriebsfrequente Anteil die Stromhöhe, wie Gleichung (3.67) zeigt.

II) DER REGULÄRBETRIEB

Genauso wie für den Lückbetrieb kann man auch für den Regulärbetrieb einen Zusammenhang zwischen der Kommutierungsdauer β_3 und dem Verschiebungswinkel γ formulieren. Ausgangspunkt sind dabei wieder die beiden Zustandsgleichungen des Kommutierungszustandes (3.50) und (3.51) und die Zustandsgleichung für zwei stromführende Ventile nach (3.30), auch wenn nun zuerst die Periodizitäts- und Stetigkeitsbedingungen für diese beiden Schaltzustände ausgenutzt werden. Für den Zeitabschnitt β_3 des Drei-Ventil-Zustandes wird das Stromrichtersystem durch den Raumzeiger nach (3.48) und die Gleichströme nach (3.49) bestimmt. Im Laufe der restlichen Gleichstromperiode führen dann nur noch zwei Ventile Strom und es gelten für den Raumzeiger und die Gleichströme die Gleichungen (3.28) und (3.29). Eingesetzt in die Randbedingung der Periodizität nach Gleichung (3.62) ergibt sich für die Raumzeiger

$$\underline{a}^2 i_3(0) + i_2\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0, \quad (3.75)$$

$$\frac{2}{3} (\underline{a}^2 - 1) i_{k,3}(0) - \underline{a} i_{d,3}(0) + \frac{2}{3} (\underline{a} - \underline{a}^2) i_{d,2}\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0. \quad (3.76)$$

Aus der Stetigkeitsrandbedingung für Zustandsgrößenraumzeiger nach (3.64) resultiert

an der Übergangsstelle β_3 entsprechend

$$\dot{i}_3(\beta_3 - 0) - \dot{i}_2(\beta_3 + 0) = 0, \quad (3.77)$$

$$\frac{2}{3}(1 - \underline{a})i_{k,3}(\beta_3) - \underline{a}^2 i_{d,3}(\beta_3) - \frac{2}{3}(\underline{a} - \underline{a}^2)i_{d,2}(\beta_3) = 0. \quad (3.78)$$

Die Zustandsgrößen $i_{d,3}$, $i_{k,3}$, und $i_{d,2}$ werden entsprechend (3.52), (3.53) und (3.31) in ihre transienten und stationären Anteile aufgeteilt und in die Gleichungen (3.76) und (3.78) eingesetzt. Danach werden die gewonnenen Gleichungen durch die Bildung der Real- und Imaginärteile in orthogonale Komponenten separiert. Aus Gleichung (3.76) entsteht durch Realteilbildung

$$\frac{1}{2}i_{df,3}(0) - i_{kf,3}(0) = -\frac{1}{2}i_{ds,3}(0) + i_{ks,3}(0) = y_{1,3}. \quad (3.79)$$

Als Imaginärteil von Gleichung (3.76) ergibt sich die zu Gleichung (3.79) orthogonale Beziehung. Aus Gründen der Zweckmäßigkeit wird diese noch mit $\sqrt{3}$ multipliziert

$$-\frac{3}{2}i_{df,3}(0) + 2i_{df,2}\left(\frac{\pi}{3}\right) - i_{kf,3}(0) = \frac{3}{2}i_{ds,3}(0) - 2i_{ds,2}\left(\frac{\pi}{3}\right) + i_{ks,3}(0) = y_{3,3}. \quad (3.80)$$

Wieder zur besseren Übersichtlichkeit erfährt Gleichung (3.78) vor der Orthogonalisierung eine Multiplikation mit $-\underline{a}$. Da dies genau einer Drehung um $\frac{\pi}{3}$ in mathematisch negativer Richtung, also genau einer Drehung um die Länge einer Gleichstromperiode, entspricht, führt dies wegen der Periodizität nicht zu einer Verfälschung der Ergebnisse. Der Imaginärteil dieses Ausdrucks wird zusätzlich wieder mit $\sqrt{3}$ multipliziert.

$$i_{df,3}(\beta_3) - i_{df,2}(\beta_3) = -i_{ds,3}(\beta_3) + i_{ds,2}(\beta_3) = y_{4,3}, \quad (3.81)$$

$$-i_{df,2}(\beta_3) - 2i_{kf,3}(\beta_3) = i_{ds,2}(\beta_3) + 2i_{ks,3}(\beta_3) = y_{2,3}. \quad (3.82)$$

In den Gleichungen (3.79) bis (3.82) wurden die Indizes der eingeführten y -Werte entsprechend [34] gewählt. Setzt man die Darstellungen der flüchtigen Anteile nach (3.31), (3.52) und (3.53) und die der stationären Anteile nach (3.32), (3.54) und (3.55) in die vier Gleichungen (3.79) bis (3.82) ein, so erhält man daraus das Gleichungssystem des stationären Betriebes. In Gleichung (3.83) ist es in Matrizenform formuliert. Die so genannte 'Koeffizientenmatrix' \mathbf{K}_3 und der Vektor \mathbf{v}_3 mit den Anfangswerten der transienten Verläufe bringen darin die flüchtigen Lösungsanteile zum Ausdruck. Auf der rechten Seite der Gleichung (3.83) stehen die stationären Anteile der Zeitfunktionen der Zustandsgrößen. Zweckmäßigerweise erfolgte dabei eine Aufspaltung in eine Matrix \mathbf{Y}_{w3} , die den

bekanntem betriebsfrequenten Wechselanteil beinhaltet, und einen Vektor mit dem noch zu bestimmenden Verschiebungswinkel γ

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{2} & 0 & -1 \\ 0 & -1 & -2e^{p_{k,3}\beta_3} \\ -\frac{3}{2} & 2e^{p_{d,2}} & -1 \\ e^{p_{d,3}\beta_3} & -1 & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{K}_3} \underbrace{\begin{pmatrix} v_{d,3} \\ v_{d,2} \\ v_{k,3} \end{pmatrix}}_{\mathbf{v}_3} = \underbrace{\begin{pmatrix} y_{1,3} \\ y_{2,3} \\ y_{3,3} \\ y_{4,3} \end{pmatrix}}_{\mathbf{Y}_3} \quad (3.83)$$

$$= \frac{1}{2} \underbrace{\begin{pmatrix} \underline{y}_{1,3} & \underline{y}_{1,3}^* \\ \underline{y}_{2,3} & \underline{y}_{2,3}^* \\ \underline{y}_{3,3} & \underline{y}_{3,3}^* \\ \underline{y}_{4,3} & \underline{y}_{4,3}^* \end{pmatrix}}_{\mathbf{Y}_{w,3}} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix}.$$

Für drei Anfangswerte des Vektors \mathbf{v}_3 , den Verschiebungswinkel γ und den Überlappungswinkel β_3 , also für fünf Unbekannte, stehen aus (3.83) nur vier Gleichungen zur Verfügung. Demnach muss eine Größe vorgegeben werden, wobei dies sinnvoller Weise einer der beiden Winkel sein soll. Aus denselben Gründen wie denen, die bei der Untersuchung des Lückbetriebes anhand von Gleichung (3.74) geäußert wurden, ist auch für den Regärbetrieb keine geschlossene Lösung für den Überlappungswinkel β_3 in Abhängigkeit von γ zu formulieren. Deshalb wird β_3 auch in diesem Fall vorgegeben, wodurch die Elemente der Koeffizientenmatrix zu Konstanten werden. Das Gleichungssystem (3.83) des stationären Betriebes ist dann geschlossen lösbar und liefert die Anfangswerte der transienten Eigenschwingungen der Zustandsgrößen des Stromrichtersystems (Vektor \mathbf{v}_3) und den Verschiebungswinkel γ .

Eine Lösung des Gleichungssystems (3.83) ist nach [34] über eine Matrizenrechnung möglich. Davon abweichend wird für die nachfolgenden Untersuchungen über den Gaußalgorithmus eine Beziehung zwischen β_3 und γ erarbeitet. Als Ergebnis erhält man einen zum Lückbetrieb nach Gleichung (3.68) analogen Zusammenhang

$$\underline{A}_3(\beta_3)e^{j\gamma} + \underline{A}_3^*(\beta_3)e^{-j\gamma} = 0 \quad (3.84)$$

und damit für den Verschiebungswinkel die beiden Lösungen

$$\gamma = \pm \frac{\pi}{2} - \arg(\underline{A}_3(\beta_3)). \quad (3.85)$$

Die komplexe Größe $\underline{A}_3(\beta_3)$ ist nur von der Erregung und den Elementen des Strom-

richtersystems abhängig und wird im Anhang A.2.1 ausführlich angegeben. Wählt man bei vorgegebenem Überlappungswinkel β_3 wiederum den Verschiebungswinkel aus dem Bereich $0 \leq \gamma \leq \pi$, stellt sich ein positiver Strom durch den Thyristor T3 ein. Aus der Kenntnis von γ können dann die Anfangswerte $v_{d,3}$, $v_{d,2}$ und $v_{k,3}$ des stationären Betriebes errechnet werden (siehe Anhang A.2.1). Damit ist der stationäre Betriebsfall, bei dem es zu einer Abwechslung von dreifacher und zweifacher Thyristorleitung kommt, eindeutig bestimmt. Die Grenze, bei der der Lückbetrieb in dieses Betriebsverhalten übergeht, wird durch $\beta_3 = 0$ festgelegt. Der bei dieser Vorgabe resultierende Verschiebungswinkel γ fällt mit dem zusammen, den man für den Lückbetrieb aus (3.71) bei Vorgabe von $\beta_2 = \frac{\pi}{3}$ bekommt. Der obere Betriebspunkt des Regulärbetriebes ist der Zustand der ständigen Kommutierung. Der zugehörige Verschiebungswinkel kann über die Festlegung von $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ ermittelt werden.

3.2.3 Impedanzabhängigkeit des stationären Betriebsverhaltens

Auf eine Darstellung der Stromverläufe im Stromrichtersystem nach Abbildung 3.4 für verschiedene Verschiebungswinkel und Netzverhältnisse wird an dieser Stelle verzichtet, weil in Abschnitt 3.3 ein Vergleich mit den Verläufen eines Stromrichtersystems mit Freilaufdiode erfolgt.

Da, wie in Kapitel 6 gezeigt wird, das Verhalten der DKSBE hauptsächlich vom Resistanz-Reaktanz-Verhältnis R_k/X_k der Drehstromseite, vom Resistanz-Reaktanz-Verhältnis R_d/X_d der Gleichstromseite und dem Betragsverhältnis der gleichstromseitigen zur drehstromseitigen Impedanz $|\underline{Z}_d|/|\underline{Z}_k|$ abhängt, werden in den Abbildungen 3.12 und 3.13 die Überschneidungswinkel β_2 , β_3 und β_4 in Abhängigkeit vom Verschiebungswinkel γ für verschiedene Varianten dieser drei Parameter dargestellt. Zur Darstellung der Zusammenhänge von γ und β_4 wurde die Vorgehensweise aus Anhang A.1 verwendet. Auch wenn der Entkoppelungsbetrieb für alle Fälle im Bereich $0 \leq \beta_4 \leq \frac{\pi}{3}$ aufgetragen ist, werden sich real nur kleine Entkoppelungsdauern ergeben. Auf den Entkoppelungsbetrieb wird aber im Weiteren nicht näher eingegangen, da er keinen normalen Betriebsbereich der DKSBE darstellt.

In den beiden folgenden Abbildungen sind die Bereiche des Lück-, Regulär- und Entkoppelungsbetriebes übereinander angeordnet, wobei die Grenzen zueinander durch horizontale, gestrichelte Linien veranschaulicht werden. An der Ordinate sind dementsprechend auch die Skalierungen für β_2 , β_3 und β_4 jeweils von 0 bis $\frac{\pi}{3}$ aneinandergereiht. Man erkennt, dass die Obergrenze des einen stationären Betriebsfalles bei $\beta = \frac{\pi}{3}$ mit der

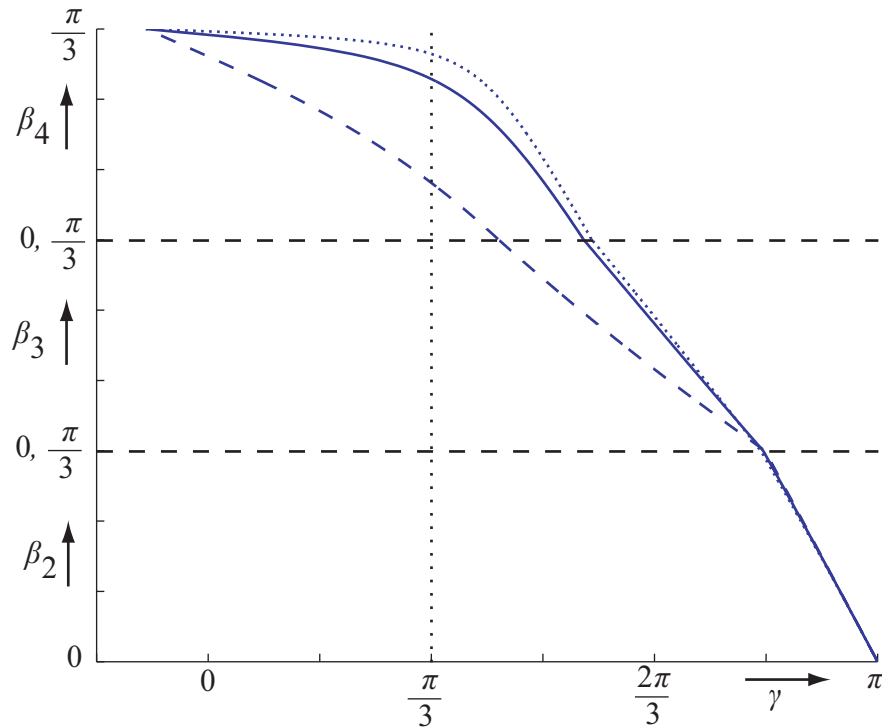


Abbildung 3.12: γ - β -Zusammenhang bei den Impedanzverhältnissen und der Variation der $|\underline{Z}_d|/|\underline{Z}_k|$ -Werte nach Tabelle 3.1

Untergrenze des anderen bei $\beta = 0$ zusammenfällt. Zusätzlich ist durch eine vertikale, gestrichelte Linie bei $\gamma = \frac{\pi}{3}$ der natürliche Zündzeitpunkt des Thyristors T3 bei leerlaufenden Stromrichterklammern markiert. Dieser Zeitpunkt, in dem die verkettete Spannung der Leiter R und S ihren Nulldurchgang in negative Spannungsrichtung hat, wird meist als Referenzpunkt für den Steuerwinkel α verwendet, so dass dort $\alpha = 0$ gilt.

Weil die Gleichstromseite der DKSBE im Wesentlichen aus der Begrenzungsdrossel besteht, ändert sich das R_d/X_d -Verhältnis während des Normalbetriebes nicht. Daher wird es in den untersuchten Fällen auch nicht variiert, sondern konstant bei einem Wert von 0,033 belassen. Um zu sehen, welchen Einfluss Änderungen im Drehstromnetz auf das stationäre Verhalten des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.4 haben, wird zuerst das $|\underline{Z}_d|/|\underline{Z}_k|$ -Verhältnis, wie in Tabelle 3.1 angegeben, geändert und das R_k/X_k -Verhältnis konstant gehalten.

Ziel im fehlerfreien Betrieb der DKSBE ist es, immer den Betrieb der ständigen Kommutierung zu gewährleisten. Es muss demnach immer der Verschiebungswinkel γ eingestellt sein, an dem sich die jeweils gültige Betriebskurve mit der horizontalen, gestrichelten Linie bei $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ bzw. $\beta_4 = 0$ schneidet. Eine Änderung der drehstromseitigen Impedanz, die das $|\underline{Z}_d|/|\underline{Z}_k|$ -Verhältnis variiert, muss somit auch eine Anpassung des Verschiebungswinkels γ zur Folge haben. Da sich der Steuerwinkel α nur über einen Phasenversatz von γ

Tabelle 3.1: Impedanzverhältnisse des sechspulsigen Stromrichtersystems (B6) bei Variation der $|\underline{Z}_d|/|\underline{Z}_k|$ -Werte

	R_d/X_d	R_k/X_k	$ \underline{Z}_d / \underline{Z}_k $
gepunktete Kurve	0,033	0,3	0,287
durchgezogene Kurve	0,033	0,3	2,87
gestrichelte Kurve	0,033	0,3	28,7

unterscheidet, ist er in gleichem Maße zu adaptieren. Für die drei Varianten in Tabelle 3.1 bzw. Abbildung 3.12 ergibt sich ein Bereich von $\Delta\gamma \approx \frac{\pi}{6}$, in dem sich der Verschiebungs- bzw. Steuerwinkel bewegen muss, um im stationären Betrieb ständig dreifache Ventilbelegung zu erreichen.

In Abbildung 3.13 wurde das $|\underline{Z}_d|/|\underline{Z}_k|$ -Verhältnis in etwa konstant gehalten und das R_k/X_k -Verhältnis der Drehstromseite wie in Tabelle 3.2 angegeben variiert. Damit der Betrieb der ständigen Kommutierung erreicht wird, muss der Verschiebungswinkel beinahe einen Bereich mit $\Delta\gamma = \frac{\pi}{2}$ abdecken. Ferner liegt der Schnittpunkt der gestrichelten Kurve mit der horizontalen Linie für $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ links der senkrechten, gepunkteten Linie,

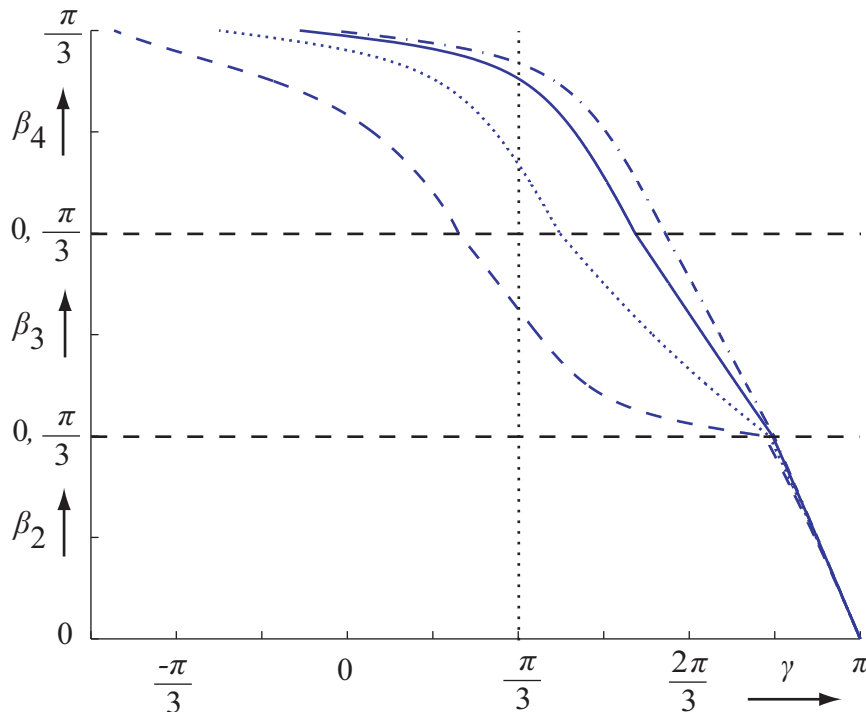
Abbildung 3.13: γ - β -Zusammenhang bei den Impedanzverhältnissen und der Variation der R_k/X_k -Werte nach Tabelle 3.2

Tabelle 3.2: Impedanzverhältnisse des sechspulsigen Stromrichtersystems (B6) bei Variation der R_k/X_k -Werte

	R_d/X_d	R_k/X_k	$ Z_d / Z_k $
strichpunktierte Kurve	0,033	0,1	2,84
durchgezogene Kurve	0,033	0,3	2,87
gepunktete Kurve	0,033	1,0	2,83
gestrichelte Kurve	0,033	7,0	2,83

die den Referenzpunkt für den Steuerwinkel α angibt. Um im Falle dieses relativ hohen R_k/X_k -Verhältnisses die ständige Kommutierung zu erreichen, müsste ein negativer Steuerwinkel eingestellt werden. Da praktisch aber keine negativen Zeiten bezüglich eines noch nicht eingetretenen Zeitreferenzpunktes gewählt werden können, ist es im Hinblick auf die DKSBE-Ansteuerung notwendig, einen anderen Zeitbezugspunkt für den Steuerwinkel α zu wählen als den oben angenommenen. In Abschnitt 3.5 wird diesbezüglich auf eine sinnvolle Wahl des Zeitreferenzpunktes für den Steuerwinkels α eingegangen. Dort wird außerdem dargelegt, wie man eine ständige Nachführung des Verschiebungs- bzw. Steuerwinkels vermeiden kann.

3.3 Sechspulsiger Thyristorgleichrichter mit Freilaufventil

Im vorhergehenden Abschnitt wurde eine geschlossene Lösung zur Berechnung des stationären Betriebes des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.4 vorgestellt. In diesem Teil der Arbeit wird der sechspulsige Thyristorgleichrichter um eine Freilaufdiode ergänzt. Aufgrund der Verzweigung im Gleichstromkreis treten zusätzliche Schaltzustände auf, die es bei der Ermittlung des stationären Betriebes dieser Schaltung zu berücksichtigen gilt. Aber auch durch die Freilaufdiode selbst kommen Betriebsbedingungen hinzu, denen Rechnung getragen werden muss. Eine geschlossen-analytische Lösung kann in Folge dessen nicht mehr angegeben werden. Es werden deshalb zwei iterative Berechnungsverfahren dargestellt, mit denen der Diodenbetrieb und der gesteuerte Thyristorbetrieb bestimmt werden können.

3.3.1 Zusätzliche Schaltzustände des Stromrichtersystems

Untersucht wird die Drehstrombrückenschaltung nach Abbildung 3.4, zu der parallel eine Freilaufdiode angeordnet ist. In Abbildung 3.2 ist diese so genannte B6F-Schaltung als Teil eines einfachen Stromrichtersystems dargestellt. Durch das Vorhandensein einer Freilaufdiode können während des Betriebes zusätzliche Schaltzustände auftreten, die es in den anschließenden Ausführungen zu beschreiben gilt. Wenn die Freilaufdiode sperrt, sind die gleichen Betriebszustände wie in Abschnitt 3.2 möglich. Leitet dagegen die Freilaufdiode, entsteht ein verzweigter Gleichstromkreis, wodurch eine Zustandsgröße mehr auftritt. Diese hinzukommenden Schaltzustände gilt es in ähnlicher Weise wie im vorherigen Kapitel darzustellen. Im Einzelnen ergeben sich folgende Betriebsvarianten, die Berücksichtigung finden müssen:

- **ein Thyristor und die Freilaufdiode leiten (Index '1F')**: Auch in diesem Schaltzustand ist wie in Abschnitt 3.2 der Betrieb nur eines Thyristors der Brückenschaltung nicht möglich, sondern als rein fiktiv anzusehen. Wenn kein Halbleiter der Thyristorbrücke Strom führt, ist im Drehstromnetz auch kein Stromfluss denkbar. Jedoch kann bei leitender Freilaufdiode im Gleichstromkreis Strom über den Freilaufzweig fließen. Dieser Fall wird dann eintreten, wenn noch magnetische Energie in der Begrenzungsdrossel gespeichert ist, die im Freilaufkreis abgebaut wird.
- **zwei Thyristoren und die Freilaufdiode führen Strom (Index '2F')**: Bei derartigem Betrieb fließen die zwei Leiterströme hauptsächlich über den Freilaufzweig und nicht mehr über die Begrenzungsdrossel. Es kommt zu einer annähernden Entkoppelung des Gleichstromkreises vom Drehstromkreis.
- **drei Thyristoren und die Freilaufdiode leiten (Index '3F')**: Der Zustand der Kommutierung mit stromführendem Freilaufventil ist der Zustand, bei dem die B6F-Schaltung, und damit auch die DKSBE, am wenigsten Netzurückwirkungen auf das Drehstromnetz zeigt. Über den Freilaufzweig ist das Dreiphasensystem nahezu kurzgeschlossen und somit vom Gleichstromkreis fast ideal entkoppelt. Alle drei Leiterstränge können unterbrechungsfrei Strom über diesen nahezu impedanzlosen Sternpunkt führen. Dementsprechend ist die DKSBE so zu dimensionieren und zu betreiben, dass im fehlerfreien Netzbetrieb dieser Zustand möglichst lange innerhalb einer Gleichstromperiode Bestand hat.

Daneben ist noch der Schaltzustand mit vier stromführenden Thyristoren und einer leitenden Freilaufdiode (Index '4F') denkbar. Dieser Fall soll in dieser Arbeit jedoch nicht untersucht werden. Im Betriebszustand der Mehrfachkommutierung mit Freilauf ist die

Thyristorbrücke sowohl über die Ventilzweige als auch parallel über den Freilaufzweig kurzgeschlossen. Die Stromaufteilung hängt dementsprechend von den Impedanzverhältnissen der entstehenden Stromkreise ab.

1) EIN THYRISTOR UND DIE FREILAUFDIODE LEITEN (INDEX '1F')

Als erster der zusätzlichen Schaltzustände mit Freilaufventil soll der mit einem fiktiv leitendem Thyristor T3 behandelt werden. Die Freilaufdiode wird für diesen Fall als idealer Schalter nachgebildet und stellt demzufolge im leitenden Zustand einen Kurzschluss dar. In Abbildung 3.14 ist die unter diesen Annahmen entstehende Situation dargestellt. Ein

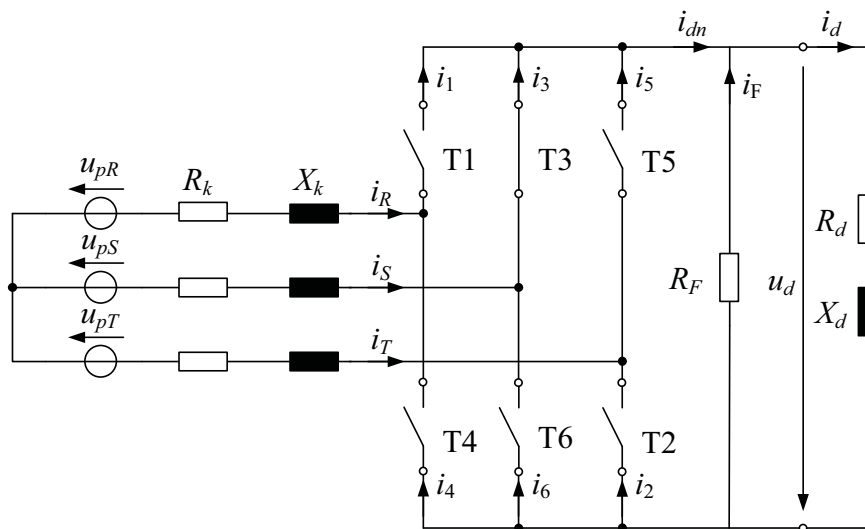


Abbildung 3.14: Stromrichtersystem bei leitendem Thyristor [T3] und Stromfluss durch den Freilaufzweig

etwaig zu berücksichtigender Durchlasswiderstand R_B der Freilaufdiode kann in den Widerstand des kompletten Freilaufzweiges R_F miteingerechnet werden. Im vereinfachten Vierpolnetzwerk, das Abbildung 3.15 darstellt, ist keine Quelle vorhanden. Deshalb wird der Gleichstrom $i_{d,1F}$ von seinem Anfangswert $i_{d,1F}(\omega t_{1F}) = v_{d,1F}$ entsprechend dem Eigenwert

$$p_{d,1F} = -\frac{R_d + R_F}{X_d} \quad (3.86)$$

einer Exponentialfunktion folgend abklingen

$$i_{d,1F}(\omega t) = \underbrace{i_{d,1F}(\omega t_{1F})}_{=v_{d,1F}} e^{p_{d,1F}(\omega t - \omega t_{1F})} \quad (3.87)$$

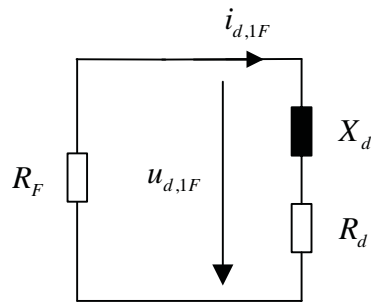


Abbildung 3.15: Freilaufkreis bei einem leitenden Thyristor

Die Zustandsgleichung kann formuliert werden zu

$$\frac{di_{d,1F}}{d\omega t} = -\frac{R_d + R_F}{X_d} i_{d,1F}. \quad (3.88)$$

Der netzseitige Gleichstrom $i_{dn,1F}$ ist in diesem Betriebszustand nicht mehr gleich dem Gleichstrom durch die Drossel, sondern null

$$i_{dn,1F} = 0. \quad (3.89)$$

II) ZWEI/DREI THYRISTOREN UND DIE FREILAUFDIODE LEITEN (INDEX '2F'/'3F')

Zur Untersuchung des Zwei-Ventil-Zustandes bzw. der Kommutierung mit stromführendem Freilaufzweig wird die darin enthaltene Diode mittels eines idealen Schalters, einer Spannungsquelle U_0 für die Schleusenspannung und eines Durchlasswiderstandes R_B nachgebildet, wie Abbildung 3.16 zeigt. Bei sperrender Freilaufdiode soll der Schalter dementsprechend geöffnet und bei stromführender geschlossen sein. Im weiteren Verlauf der Betrachtungen wird außerdem der Durchlasswiderstand immer mit dem Widerstand R_F des kompletten Freilaufzweiges berücksichtigt.

Der Schaltzustand, in dem die beiden Brückenthyristoren T3 und T2 samt Freilaufdiode leiten, ist in Abbildung 3.17 vereinfacht wiedergegeben. Der Fall der Kommutierung des

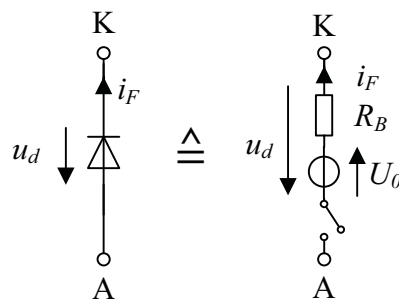


Abbildung 3.16: Nachbildung der Freilaufdiode

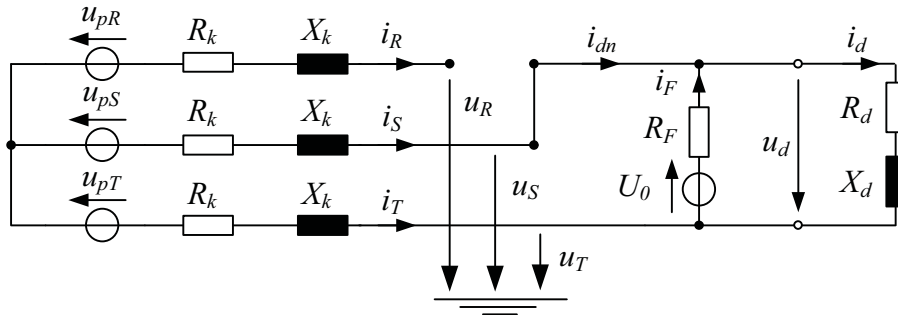


Abbildung 3.17: Stromrichtersystem mit zwei leitenden Thyristoren [T3, T2] und stromführender Freilaufdiode

Gleichstromes von Thyristor T1 auf Thyristor T3 ist mittels des vereinfachten Schaltbildes in Abbildung 3.18 veranschaulicht. In beiden Fällen ist der Freilaufstrom i_F der Differenzstrom des Gleichstromes i_d durch die Begrenzungsdrossel und des netzseitigen Gleichstromes i_{dn}

$$i_F = i_d - i_{dn}. \quad (3.90)$$

In den zwei Netzwerken entsteht damit ein verzweigter Gleichstromkreis. Das Drehstromnetz bleibt im Vergleich zum jeweiligen Fall ohne Freilaufdiode (Abbildungen 3.6 und 3.9) unverändert und auch die Unsymmetriebedingungen an der Stelle des Gleichrichters bleiben jeweils gleich. Eine Transformation in Raumzeiger und Nullgrößen und eine Separierung in Orthogonalkomponenten analog zum Vorgehen bei den Schaltzuständen ohne Freilaufdiode führt daher bezüglich des Dreiphasensystems zu denselben Ergebnissen. In Bezug auf die Gleichstromkreise muss zusätzlich der Freilaufzweig berücksichtigt und eine entsprechende Skalierung durchgeführt werden.

Für den Kommutierungskreis nach Abbildung 3.11, in dem der Gleichstromkreis nicht berücksichtigt wird, hat eine leitende Freilaufdiode keine Änderung der Netztopologie zur

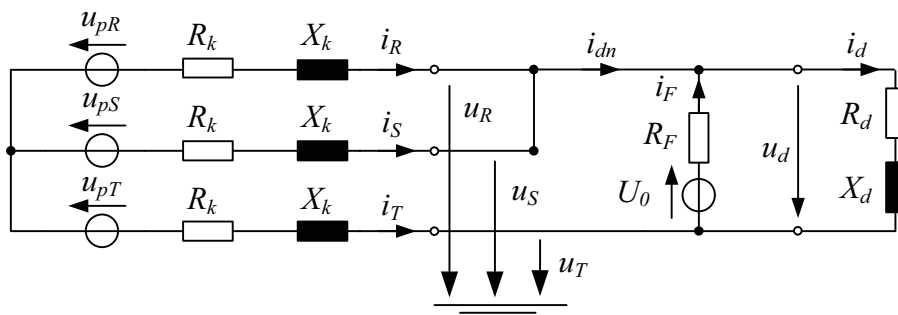


Abbildung 3.18: Stromrichtersystem mit drei leitenden Thyristoren [T3, T2, T1] und stromführender Freilaufdiode

Konsequenz. In den Gleichstromkreisen mit zwei (Abbildung 3.8) und drei (Abbildung 3.10) leitenden Thyristoren muss der Freilaufzweig jedoch ergänzt und entsprechend skaliert werden. Aufgrund der resultierenden, identischen Netzstruktur bietet es sich an, die Netzanalyse anhand des allgemeinen Vierpolnetzwerkes in Abbildung 3.19 durchzuführen. Der Parameter x steht darin für die Anzahl der leitenden Ventile und für die Wechselspannungsquelle gilt

$$f_{d,x}(\underline{u}_p, \gamma) = k_{x,w} \operatorname{Re}\{\hat{U}_p e^{j(\omega t + \gamma + \phi_x)}\} = k_{x,w} \hat{U}_p \cos(\omega t + \gamma + \phi_x). \quad (3.91)$$

Der Unterschied beider zu beschreibender Schaltzustände liegt im Vorfaktor $k_{x,w}$ und der Phasendrehung ϕ_x der Erregung sowie in der Gewichtung der Spannungen und Impedanzen des Gleichstromkreises mit dem Faktor $k_{x,g}$. Entsprechend Abbildung 3.8 und Gleichung (3.27) sind dann für den Schaltzustand zweier leitender Thyristoren die einzelnen Parameter wie folgt zu wählen

$$k_{x,w} = k_{2,w} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \wedge \quad \phi_x = \phi_2 = -\frac{\pi}{2} \quad \wedge \quad k_{x,g} = k_{2,g} = \frac{1}{2}. \quad (3.92)$$

Laut Abbildung 3.10 und Gleichung (3.46) muss man im Falle von drei leitenden Brückenventilen mit Freilaufdiodenbeteiligung die Parameterwahl folgendermaßen treffen

$$k_{x,w} = k_{3,w} = 1 \quad \wedge \quad \phi_x = \phi_3 = -\frac{\pi}{3} \quad \wedge \quad k_{x,g} = k_{3,g} = \frac{2}{3}. \quad (3.93)$$

Wie schon für die Betriebszustände ohne Freilaufventil werden aus dem allgemeinen Schaltbild in Abbildung 3.19 Folgerungen für die transienten und stationären Anteile der auftretenden Gleichströme $i_{d,xF}$ und $i_{dn,xF}$ sowie für den resultierenden Stromraumzeiger \underline{i}_{xF} abgeleitet.

Aus der Schaltung in Abbildung 3.19 lässt sich das folgende Gleichungssystem aus zwei

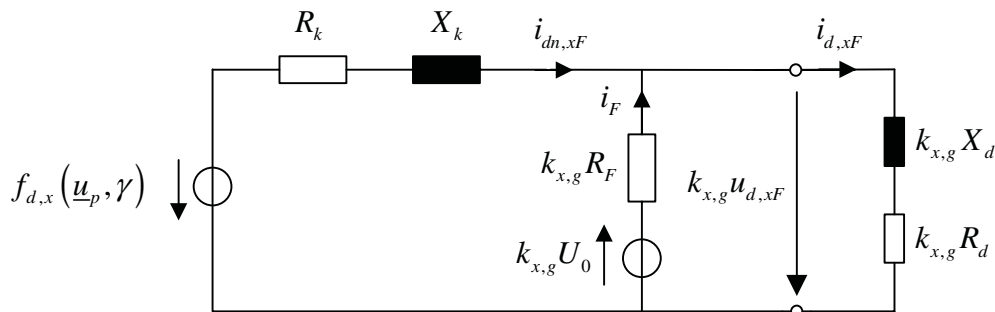


Abbildung 3.19: Gleichstromkreis bei x leitenden Thyristoren und stromführender Freilaufdiode

Differentialgleichungen gewinnen

$$\begin{aligned} f_{d,x}(\underline{u}_p, \gamma) &= (R_k + \frac{d}{d\omega t} X_k) i_{dn,xF} + k_{x,g} (R_d + \frac{d}{d\omega t} X_d) i_{d,xF}, \\ -U_0 &= -R_F i_{dn,xF} + (R_F + R_d + \frac{d}{d\omega t} X_d) i_{d,xF}. \end{aligned} \quad (3.94)$$

Falls drei Ventile und die Freilaufdiode leiten, liegen demnach mit $i_{d,3F}$, $i_{dn,3F}$ und $i_{k,3}$ drei Zustandsgrößen zur Beschreibung des Stromrichtersystems vor. Bei zwei stromführenden Thyristoren und beteiligtem Freilaufzweig bedarf es nur der zwei Zustandsgrößen $i_{d,2F}$ und $i_{dn,2F}$ zur vollständigen Systembeschreibung. Der Stromraumzeiger der Kommutierung mit Freilaufzweig ergibt sich entsprechend Gleichung (3.48) zu

$$i_{3F} = -\underline{a}^2 i_{dn,3F} + \frac{2}{3}(1 - \underline{a})i_{k,3}. \quad (3.95)$$

Ausgehend von Gleichung (3.28) lautet der Stromraumzeiger des Zwei-Ventil-Zustands bei Beteiligung des Freilaufzweiges

$$i_{2F} = \frac{2}{3}(\underline{a} - \underline{a}^2)i_{dn,2F}. \quad (3.96)$$

Aus dem Differentialgleichungssystem nach (3.94) ist ersichtlich, dass das Vierpolnetzwerk aus Abbildung 3.19 durch zwei Eigenwerte charakterisiert wird und sowohl die Wechsel- als auch die Gleichspannungsquelle ihren Beitrag zum stationären Verhalten leisten werden. Aus diesen Überlegungen lassen sich der Gleichstrom $i_{d,xF}$ durch die Begrenzungs-drossel und der netzseitige Gleichstrom $i_{dn,xF}$ folgendermaßen allgemein formulieren

$$\begin{aligned} i_{d,xF}(\omega t) &= i_{df,xF}(\omega t) + i_{ds,xF}(\omega t) \\ &= v_{d1,xF} e^{p_{1,xF}(\omega t - \omega t_{xF})} + v_{d2,xF} e^{p_{2,xF}(\omega t - \omega t_{xF})} \\ &\quad + i_{dw,xF}(\omega t) + i_{dg,xF}, \end{aligned} \quad (3.97)$$

$$\begin{aligned} i_{dn,xF}(\omega t) &= i_{dnf,xF}(\omega t) + i_{dns,xF}(\omega t) \\ &= v_{dn1,xF} e^{p_{1,xF}(\omega t - \omega t_{xF})} + v_{dn2,xF} e^{p_{2,xF}(\omega t - \omega t_{xF})} \\ &\quad + i_{dnw,xF}(\omega t) + i_{dng,xF}. \end{aligned} \quad (3.98)$$

Für den transienten Anteil der Gleichstromverläufe sind also die beiden Eigenwerte $p_{1,xF}$ und $p_{2,xF}$ und die vier Anfangswerte $v_{d1,xF}$, $v_{d2,xF}$, $v_{dn1,xF}$, und $v_{dn2,xF}$ maßgeblich. Dabei wird davon ausgegangen, dass der jeweilige Schaltzustand mit stromführender Freilaufdiode bei $\omega t = \omega t_{xF}$ einsetzt. Die stationären Verhältnisse werden durch den jeweiligen

Wechselstrom $i_{dw,xF}$ bzw. $i_{dnw,xF}$ und den jeweiligen Gleichstrom $i_{dg,xF}$ bzw. $i_{dng,xF}$ vorgegeben.

Die stationären Wechsel- und Gleichstromanteile in den Gleichungen (3.97) und (3.98) werden im Weiteren getrennt voneinander bestimmt und dann überlagert, um die kompletten stationären Ströme $i_{ds,xF}$ und $i_{dns,xF}$ zu erhalten. Zuerst sollen hierbei über die komplexe Wechselstromrechnung die betriebsfrequenten Wechselanteile $i_{dw,xF}$ und $i_{dnw,xF}$ errechnet werden, wozu die Gleichspannungsquelle in Abbildung 3.19 zu null gesetzt wird. Mit der Netzimpedanz $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$ und der Gleichstromimpedanz $\underline{Z}_d = R_d + jX_d$ werden folgende komplexe Impedanzen eingeführt

$$\underline{Z}_{d,xF} = \frac{\underline{Z}_k(R_F + \underline{Z}_d) + k_{x,g}R_F\underline{Z}_d}{R_F}, \quad (3.99)$$

$$\underline{Z}_{dn,xF} = \frac{\underline{Z}_k(R_F + \underline{Z}_d) + k_{x,g}R_F\underline{Z}_d}{R_F + \underline{Z}_d}. \quad (3.100)$$

Mit den Wechselstromamplituden

$$\hat{I}_{dw,xF} = \frac{k_{x,w}\hat{U}_p}{|\underline{Z}_{d,xF}|} \quad \wedge \quad \hat{I}_{dnw,xF} = \frac{k_{x,w}\hat{U}_p}{|\underline{Z}_{dn,xF}|} \quad (3.101)$$

und den Phasenversätzen

$$\varphi_{d,xF} = \arg(\underline{Z}_{d,xF}) \quad \wedge \quad \varphi_{dn,xF} = \arg(\underline{Z}_{dn,xF}) \quad (3.102)$$

erhält man als betriebsfrequente Wechselanteile der Gleichströme

$$i_{dw,xF}(\omega t) = \hat{I}_{dw,xF} \cos(\omega t + \gamma + \phi_x - \varphi_{d,xF}), \quad (3.103)$$

$$i_{dnw,xF}(\omega t) = \hat{I}_{dnw,xF} \cos(\omega t + \gamma + \phi_x - \varphi_{dn,xF}). \quad (3.104)$$

Zur Berechnung der stationären Gleichstromanteile werden die Wechselspannungsquelle $f_{d,x}$ und die Reaktanzen in Abbildung 3.19 durch Kurzschlüsse ersetzt. Aus den beiden Gleichungen des Differentialgleichungssystems nach (3.94) ergeben sich dann für den eingeschwungenen Zustand die zwei Gleichströme

$$i_{dg,xF} = \frac{-R_k U_0}{R_k(R_F + R_d) + k_{x,g}R_F R_d}, \quad (3.105)$$

$$i_{dng,xF} = \frac{k_{x,g}R_d U_0}{R_k(R_F + R_d) + k_{x,g}R_F R_d}. \quad (3.106)$$

Dadurch sind die stationären Anteile der Gleichströme nach (3.97) und (3.98) bis auf den Verschiebungswinkel γ eindeutig bestimmt. Zur Analyse der transienten Lösungsanteile wird das Vierpolnetzwerk in Abbildung 3.19 ohne Quellen betrachtet. Anhand des Differentialgleichungssystems nach Gleichung (3.94) lässt sich dann folgende charakteristische Gleichung angeben

$$p^2 + \underbrace{\left(\frac{R_F}{X_d} + \frac{R_d}{X_d} + \frac{R_k}{X_k} + k_{x,g} \frac{R_F}{X_k} \right)}_{B_1} p + \underbrace{\left(\frac{R_F R_k}{X_k X_d} + \frac{R_k R_d}{X_k X_d} + k_{x,g} \frac{R_F R_d}{X_k X_d} \right)}_{B_0} = 0. \quad (3.107)$$

Mit Hilfe der konstanten Größen B_1 und B_0 ergeben sich die beiden Eigenwerte des Systems zu

$$p_{1,xF} = -\frac{1}{2}B_1 + \sqrt{\frac{1}{4}B_1^2 - B_0} \quad \wedge \quad p_{2,xF} = -\frac{1}{2}B_1 - \sqrt{\frac{1}{4}B_1^2 - B_0}. \quad (3.108)$$

Neben dem Eigenverhalten sind die Anfangswerte $v_{d1,xF}$, $v_{d2,xF}$, $v_{dn1,xF}$ und $v_{dn2,xF}$ die relevanten Größen der flüchtigen Gleichstromanteile. Wenn man beide Gleichströme $i_{d,xF}$ und $i_{dn,xF}$ zum Zeitpunkt $\omega t = \omega t_{xF}$, ab dem der Zustand Gültigkeit besitzt, kennt, lassen sich die Anfangswerte eindeutig bestimmen. Für die weiteren Betrachtungen werden deshalb $i_{d,xF}(\omega t_{xF})$ und $i_{dn,xF}(\omega t_{xF})$ als bekannt vorausgesetzt.

Für die Berechnung der gesuchten Anfangswerte werden auch die Stromsteigungen zum Zeitpunkt $\omega t = \omega t_{xF}$ benötigt. Um diese zu erhalten, wird das Differentialgleichungssystem nach Gleichung (3.94) an der Stelle $\omega t = \omega t_{xF}$ ausgewertet. Nach dem Umstellen der Gleichungen bekommt man

$$\begin{aligned} X_k \frac{di_{dn,xF}}{d\omega t} \Big|_{\omega t = \omega t_{xF}} + k_{x,g} X_d \frac{di_{d,xF}}{d\omega t} \Big|_{\omega t = \omega t_{xF}} \\ = \underbrace{k_{x,w} \hat{U}_p \cos(\omega t_{xF} + \gamma + \phi_x) - R_k i_{dn,xF}(\omega t_{xF}) - k_{x,g} R_d i_{d,xF}(\omega t_{xF})}_{D_1}, \end{aligned} \quad (3.109)$$

$$X_d \frac{di_{d,xF}}{d\omega t} \Big|_{\omega t = \omega t_{xF}} = \underbrace{-U_0 + R_F i_{dn,xF}(\omega t_{xF}) - (R_F + R_d) i_{d,xF}(\omega t_{xF})}_{D_2}. \quad (3.110)$$

Setzt man γ als bekannt voraus, sind die Größen D_1 und D_2 komplett bestimmt und die Stromanstiege bei $\omega t = \omega t_{xF}$ lassen sich angeben zu

$$\frac{di_{d,xF}}{d\omega t} \Big|_{\omega t = \omega t_{xF}} = \frac{D_2}{X_d} \quad \wedge \quad \frac{di_{dn,xF}}{d\omega t} \Big|_{\omega t = \omega t_{xF}} = \frac{D_1 - k_{x,g} D_2}{X_k}. \quad (3.111)$$

Für die weiteren Berechnungen werden zum einen die allgemeinen Lösungsansätze (3.97) und (3.98) an der Stelle $\omega t = \omega t_{xF}$ ausgewertet, woraus man nach Umstellung der Ergebnisse

$$\begin{aligned} & v_{d1,xF} + v_{d2,xF} \\ &= \underbrace{i_{d,xF}(\omega t_{xF}) - \hat{I}_{dw,xF} \cos(\omega t_{xF} + \gamma + \phi_x - \varphi_{d,xF}) - i_{dg,xF}}_{D_3} \end{aligned} \quad (3.112)$$

und

$$\begin{aligned} & v_{dn1,xF} + v_{dn2,xF} \\ &= \underbrace{i_{dn,xF}(\omega t_{xF}) - \hat{I}_{dnw,xF} \cos(\omega t_{xF} + \gamma + \phi_x - \varphi_{dn,xF}) - i_{dng,xF}}_{D_4} \end{aligned} \quad (3.113)$$

erhält. Zum anderen werden die Ableitungen der Gleichungen (3.97) und (3.98) gebildet und darin $\omega t = \omega t_{xF}$ gesetzt. Eine Umordnung der Resultate führt auf

$$\begin{aligned} & p_{1,xF} v_{d1,xF} + p_{2,xF} v_{d2,xF} \\ &= \underbrace{\left. \frac{di_{d,xF}}{d\omega t} \right|_{\omega t = \omega t_{xF}} + \hat{I}_{dw,xF} \sin(\omega t_{xF} + \gamma + \phi_x - \varphi_{d,xF})}_{D_5} \end{aligned} \quad (3.114)$$

und

$$\begin{aligned} & p_{1,xF} v_{dn1,xF} + p_{2,xF} v_{dn2,xF} \\ &= \underbrace{\left. \frac{di_{dn,xF}}{d\omega t} \right|_{\omega t = \omega t_{xF}} + \hat{I}_{dnw,xF} \sin(\omega t_{xF} + \gamma + \phi_x - \varphi_{dn,xF})}_{D_6} \end{aligned} \quad (3.115)$$

Setzt man die aus Gleichung (3.111) bekannten Steigungen der Gleichströme zum Zeitpunkt $\omega t = \omega t_{xF}$ in die Gleichungen (3.113) bis (3.114) ein, so lassen sich aus dem gewonnenen Gleichungssystem die gesuchten Anfangswerte wie folgt bestimmen

$$v_{d1,xF} = \frac{p_{2,xF} D_3 - D_5}{p_{2,xF} - p_{1,xF}} \quad \wedge \quad v_{d2,xF} = \frac{-p_{1,xF} D_3 + D_5}{p_{2,xF} - p_{1,xF}}, \quad (3.116)$$

$$v_{dn1,xF} = \frac{p_{2,xF} D_4 - D_6}{p_{2,xF} - p_{1,xF}} \quad \wedge \quad v_{dn2,xF} = \frac{-p_{1,xF} D_4 + D_6}{p_{2,xF} - p_{1,xF}}. \quad (3.117)$$

Bei bekanntem Verschiebungswinkel γ sind damit die Ströme $i_{d,xF}$ und $i_{dn,xF}$ des allgemeinen Gleichstromkreises nach Abbildung 3.19 für zwei bzw. drei leitenden Thyristoren mit stromführender Freilaufdiode vollständig bestimmt.

Neben den in Abschnitt 3.2 vorgestellten Schaltzuständen ohne Freilaufzweig ist das Verhalten des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.2 nun auch für den Ein-, Zwei- und Drei-Ventilzustand bei leitender Freilaufdiode bekannt. Zu einem Wechsel von einem Zustand ohne Beteiligung des Freilaufzweiges in einen Schaltzustand mit stromführendem Freilaufventil kommt es, wenn die Zündbedingung der Diode erfüllt ist.

Die Freilaufdiode zündet, sobald die über ihr anliegende Spannung positiv wird. Das ist der Fall, wenn der Spannungsabfall über der gleichstromseitigen Impedanz Z_d kleiner als die negative Schleusenspannung U_0 des Freilaufventils wird. Mit der Gleichspannung

$$u_d = Z_d i_d = \left(R_d + X_d \frac{d}{d\omega t} \right) i_d \quad (3.118)$$

lautet die Zündbedingung der Freilaufdiode demnach

$$u_d(\omega t_{ZF}) = R_d i_d(\omega t_{ZF}) + X_d \left. \frac{di_d}{d\omega t} \right|_{\omega t = \omega t_{ZF}} \leq -U_0. \quad (3.119)$$

Anders ausgedrückt muss die Steigung des Gleichstromes i_d zum Zündzeitpunkt $\omega t = \omega t_{ZF}$ einen bestimmten negativen Wert unterschreiten

$$\left. \frac{di_d}{d\omega t} \right|_{\omega t = \omega t_{ZF}} \leq \frac{-U_0 - R_d i_d(\omega t_{ZF})}{X_d}. \quad (3.120)$$

Dagegen erlischt der Strom durch den Freilaufzweig, sobald der Freilaufstrom i_F nach Gleichung (3.90) zu null wird. Die Löschbedingung des Freilaufventils kann dementsprechend folgendermaßen formuliert werden

$$i_F(\omega t_{LF}) = i_d(\omega t_{LF}) - i_{dn}(\omega t_{LF}) \stackrel{!}{=} 0. \quad (3.121)$$

Der Zeitpunkt $\omega t = \omega t_{LF}$ stellt darin den Löschzeitpunkt dar.

3.3.2 Iterative Berechnungsverfahren

In Abschnitt 3.2 hat sich gezeigt, dass die $\frac{\pi}{3}$ -Periodizität eine wesentliche Eigenschaft des stationären Betriebes eines Stromrichtersystems mit einem sechspulsigen Gleichrichter-element darstellt. Dies gilt unter anderem sowohl für Thyristorbrückenschaltungen mit als auch für solche ohne parallele Freilaufdiode. Auf der Drehstromseite werden im stationären Fall die Raumzeiger aller Ströme und Spannungen sechspulsig, weshalb die Rand-

bedingung nach Gleichung (3.62) für die Raumzeiger aller dreiphasigen Zustandsgrößen gelten muss. Die gleichstromseitigen Zustandsgrößen wiederholen sich im stationären Betrieb nach jeder Gleichstromperiode, was in der Periodizitätsbedingung (3.63) zum Ausdruck kommt. Anhand der im folgenden Abschnitt beschriebenen Übergangsbedingungen für den Wechsel zweier Schaltzustände wird im Weiteren eine iterative Berechnungsmethode vorgestellt, mit dem das Verhalten der sechspulsige Thyristorbrückenschaltung mit Freilaufventil für den Fall berechnet werden kann, wenn sie wie eine Diodenbrücke arbeitet. Im Anschluss daran wird ein ähnliches mathematisches Verfahren beschrieben, mit dem der gesteuerte Thyristorbetrieb einer Drehstrombrückenschaltung mit parallelem Freilaufzweig bestimmt werden kann.

3.3.2.1 Übergangsbedingungen

Im Hinblick auf das stationäre Verhalten der DKSBE gibt es für das Stromrichtersystem mit Freilaufzweig nach Abbildung 3.2 drei generelle Möglichkeiten, wie sich die Freilaufdiode während einer $\frac{\pi}{3}$ -langen Gleichstromperiode am Stromfluss beteiligen kann:

- Bei gelöschter Freilaufdiode ist die Zündbedingung nach Gleichung (3.120) während eines Gleichstromzyklus nie erfüllt. Dies führt dazu, dass in dieser Zeit kein Stromfluss durch den Freilaufzweig zustande kommt und das Stromrichtersystem nur die Schaltzustände nach Abschnitt 3.2 annehmen kann. Dieser Fall tritt üblicherweise bei transienten Ausgleichsvorgängen, z.B. direkt nach dem Auftreten eines Fehlers, auf. Er ist als stationärer Betriebsfall aber auch bei hohen Schleusen- spannungen der Diode und/oder geringer Gleichstromwelligkeit denkbar.
- Bei gezündetem Freilaufventil wird die Löschedingung nach Gleichung (3.121) niemals erreicht, wodurch der Freilaufzweig während der gesamten $\frac{\pi}{3}$ -Periode strom- führend ist. Im stationären Betrieb kann sich dieser Fall nie einstellen. Die DKSBE zeigt ein derartiges Verhalten des Freilaufzweiges aber während transientser Über- gänge beispielsweise dann, wenn bei der Kurzschlussstromregelung oder -unter- brechung über längere Zeit als $\omega t = \frac{\pi}{3}$ die magnetische Energie der Begrenzungs- drossel ganz oder teilweise über den Freilaufzweig abgebaut wird.
- Während einer Gleichstromperiode sind die Zünd- und die Löschedingung der Freilaufdiode jeweils genauso oft erfüllt, wodurch zu Beginn und am Ende eines $\frac{\pi}{3}$ -Abschnitts immer der gleiche Schaltzustand vorliegt. Dieses Betriebsverhalten ist im stationären Fall typisch für die DKSBE.

Bei ständig dreifacher Ventilbeteiligung der DKSBE liegt üblicherweise der letzt genannte Fall mit genau einer Zündung und einer Löschung der Freilaufdiode vor. Dann stellen sich die charakteristischen Verläufe der gleichstromseitigen Ströme i_d , i_{dn} und i_F in Abbildung 3.20 ein. Der Bereich zwischen den beiden gestrichelten, senkrechten Linien

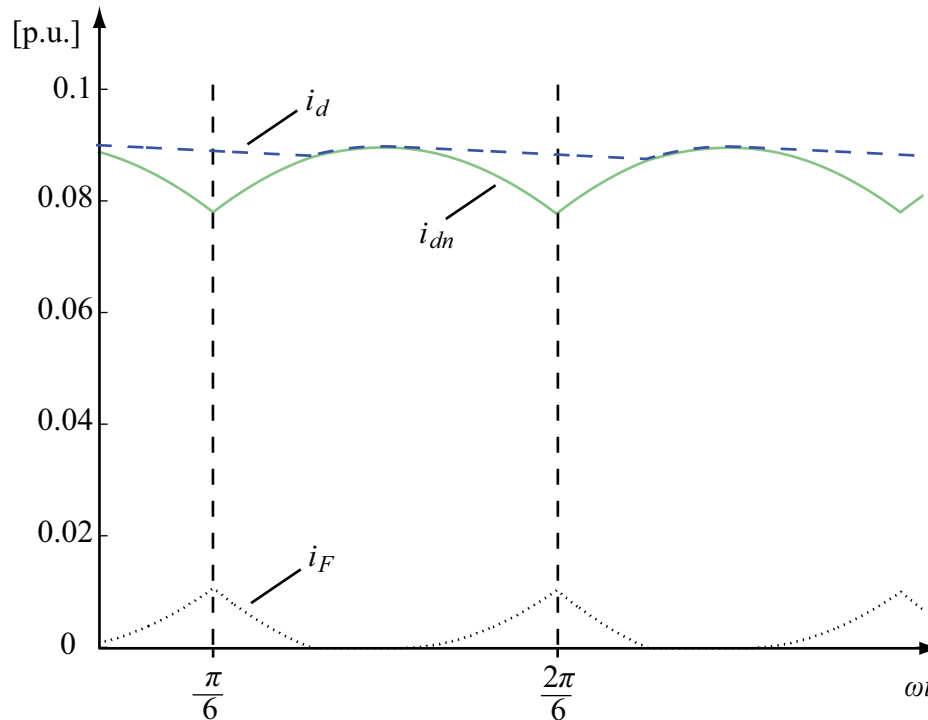


Abbildung 3.20: Charakteristische Verläufe der gleichstromseitigen DKSBE-Ströme im fehlerfreien Normalbetrieb

zeigt eine Gleichstromperiode der ständigen Kommutierung ab dem Zeitpunkt, ab dem ein Thyristor gerade zündet und ein anderer erlischt. Aufgrund des abnehmenden Gleichstromes i_d zum Ende der Gleichstromperiode hin wird die Zündbedingung nach Gleichung (3.120) erfüllt und die Freilaufdiode beginnt zu leiten. Der Gleichstrom i_d durch die Begrenzungs-drossel klingt im Gegensatz zum netzseitigen Gleichstrom i_{dn} , der stark von den betriebsfrequenten Wechselanteilen des Drehstromes geprägt ist, sehr langsam ab. Aus der Differenz beider Ströme resultiert der Freilaufstrom i_F . Nach dem gleichzeitigen Erlöschen des einen und Zünden eines anderen Thyristors steigt der netzseitige Gleichstrom i_{dn} wieder an. Wenn i_d und i_{dn} zusammentreffen, wird der Freilaufstrom i_F wieder zu null und die Löschbedingung der Freilaufdiode (3.121) ist erfüllt. Nach einem Zeitabschnitt, in dem der komplette Gleichstrom über die Spule fließt, beginnt der Vorgang von neuem.

In Abschnitt 3.2 konnte für den stationären Betrieb des Stromrichtersystems ohne Freilaufdiode nach Abbildung 3.4 eine analytisch-geschlossene Lösung in Abhängigkeit von

der Erregung, den Netzwerkelementen sowie dem Verschiebungs- und Überschneidungswinkel γ bzw. β angegeben werden. An den Stromverläufen in Abbildung 3.20 lässt sich erkennen, dass für ein Stromrichtersystem mit Freilaufzweig wegen der Übergangsstellen, an denen die Freilaufdiode löscht bzw. wieder zündet, zwei weitere charakteristische Zeitpunkte innerhalb einer stationären $\frac{\pi}{3}$ -Periode existieren. Aufgrund dieser beiden zusätzlichen Parameter, die von den Bedingungen nach (3.120) und (3.121) bestimmt werden, ist es nicht möglich, für das Stromrichtersystem mit Freilaufdiode eine geschlossene Lösung wie in Abschnitt 3.2 anzugeben.

Für alle Schaltzustände, die in diesem und dem vorhergehenden Abschnitt vorgestellt sind, hat sich gezeigt, dass die Verläufe des Stromraumzeigers \underline{i} und der Gleichströme i_d und i_{dn} komplett beschrieben sind, wenn die entsprechenden Anfangswerte zu dem Zeitpunkt, ab dem der Schaltzustand gilt, und der Verschiebungswinkel γ bekannt sind. Unter Ausnutzung der Stetigkeit für die Raumzeiger der drehstromseitigen Zustandsgrößen nach Gleichung (3.64) und der für gleichstromseitige Zustandsgrößen nach Gleichung (3.65) ist es bei Zustandsübergängen möglich, als Anfangswerte von \underline{i} , i_d und i_{dn} des einen Schaltzustandes die Stromwerte am Ende des vorangegangenen zu verwenden. Im Hinblick auf eine sukzessive Berechnung des Stromrichterbetriebes durch Aneinanderreihung der gültigen Schaltzustände werden im Weiteren die Bedingungen formuliert, bei deren Erfüllung es zu einem Zustandsübergang kommt.

Der Übergang von einem Schaltzustand ohne leitendem Freilaufventil zu einem mit stromführendem Freilaufzweig tritt dann ein, wenn die Zündbedingung nach Gleichung (3.120) erfüllt ist. Beispielsweise lautet die Bedingung für den Übergang vom Zwei-Ventil-Zustand ohne zum Zwei-Ventil-Zustand mit leitender Freilaufdiode dann

$$\left. \frac{di_{d,2}}{d\omega t} \right|_{\omega t = \omega t_{2F}} \leq \frac{-U_0 - R_d i_{d,2}(\omega t_{2F})}{X_d}. \quad (3.122)$$

Indem man in den Indizes die '2' durch die '3' ersetzt, erhält man direkt die Bedingung für den entsprechenden Übergang beim Drei-Ventil-Zustand.

Umgekehrt sperrt die Freilaufdiode wieder, sobald die Löschedingung nach Gleichung (3.121) erfüllt ist. Sind drei Thyristoren der Gleichrichterbrücke leitend, lautet die Löschedingung zum Beispiel

$$i_{d,3F}(\omega t_3) - i_{dn,3F}(\omega t_3) \stackrel{!}{=} 0. \quad (3.123)$$

Ab dem Zeitpunkt ωt_3 ist dann wieder der Schaltzustand der Kommutierung ohne Beteiligung der Freilaufdiode gültig. Analoges ergibt sich für den Zwei-Ventil-Zustand durch Änderung der Indizes.

Der Vorgang der Kommutierung ist abgeschlossen, wenn ein Thyristor zu sperren beginnt und der Gleichstrom i_{dn} von ihm vollständig auf einen anderen Thyristor übergegangen ist. Der in Gleichung (3.39) eingeführte Kommutierungsstrom ist zu diesem Zeitpunkt genau halb so groß wie der negative Wert von i_{dn} . Die Übergangsbedingung vom Drei- auf den Zwei-Ventil-Zustand lässt sich damit für den Fall ohne Beteiligung des Freilaufzweiges wie folgt formulieren

$$\frac{1}{2}i_{dn,3}(\omega t_2) + i_{k,3}(\omega t_2) \stackrel{!}{=} 0. \quad (3.124)$$

Bei zusätzlich leitender Freilaufdiode folgt entsprechend

$$\frac{1}{2}i_{dn,3F}(\omega t_{2F}) + i_{k,3}(\omega t_{2F}) \stackrel{!}{=} 0, \quad (3.125)$$

wenn ab dem Zeitpunkt ωt_{2F} der Schaltzustand gilt, bei dem zwei Thyristoren und das Freilaufventil Strom führen.

Der Zwei-Ventil-Zustand ist zu Ende, wenn der netzseitige Gleichstrom i_{dn} zu null wird. Für die Schaltzustände mit und ohne stromtragendem Freilaufzweig ergeben sich daraus folgende Übergangsbedingungen

$$i_{dn,2}(\omega t_1) \stackrel{!}{=} 0 \quad \wedge \quad i_{dn,2F}(\omega t_{1F}) \stackrel{!}{=} 0. \quad (3.126)$$

Der Vollständigkeit halber sei hier auch die Übergangsbedingung vom Vier- auf den Drei-Ventil-Zustand angegeben, bei der die Entkoppelung von Drehstromnetzwerk und Gleichstromseite aufgehoben wird

$$i_{d,4}(\omega t_3) - \operatorname{Re}\{-\underline{a}i_4(\omega t_3)\} \stackrel{!}{=} 0. \quad (3.127)$$

Im Folgenden wird beschrieben, wie die stationären Betriebszustände des Stromrichter-systems mit Freilaufzweig in Abbildung 3.2 gefunden werden können. Dabei wird vor allem im Hinblick auf das gewünschte Betriebsverhalten der DKSBE davon ausgegangen, dass derartige Impedanzverhältnisse im Gleichstromkreis vorliegen und der Steuerwinkel α so gewählt wird, dass der Vier-Ventil-Zustand mit und ohne leitender Freilaufdiode nicht auftreten kann (vgl. Anhang A.1). Um das besondere Betriebsverhalten der DKSBE richtig erfassen zu können, werden zwei rekursive Berechnungsverfahren vorgestellt. Eine Analyse-methode dient dabei zur Bestimmung der Stromverläufe des fehlerfreien Nor-

malbetriebes und kann auch transiente Vorgänge erfassen. Mit Hilfe der anderen Berechnungsweise lässt sich vor allem der stationäre Betrieb bei Regelung des Kurzschlussstromes über die DKSBE bestimmen, aber auch sie erlaubt es, betriebs- oder fehlerbedingte Ausgleichsvorgänge zu analysieren. Es wird mit der Erläuterung der Methode begonnen, die den DKSBE-Betrieb vor dem Kurzschlusseintritt beschreibt.

3.3.2.2 Diodenbetrieb mit parallelem Freilaufventil

Im fehlerfreien Netzbetrieb soll die DKSBE so angesteuert werden, dass sie wie eine Diodenbrücke mit paralleler Freilaufdiode arbeitet, da sie dadurch das zu schützende Netzwerk nur wenig beeinflusst. Denn bei ständig drei leitenden Ventilen des Brückengleichrichters wird kein Leiterstrom des Drehstromsystems unterbrochen. Der Sternpunkt des Transformators, an dem die DKSBE angeschlossen ist, wird entweder über die Begrenzungsdrossel oder den Freilaufzweig gebildet. Um diesen Betriebszustand der ständigen Kommutierung zu erreichen bzw. um die DKSBE wie eine Diodenbrücke mit Freilaufzweig zu betreiben, ist eine Zündung der Thyristoren zu ihrem natürlichen Zündzeitpunkt erforderlich.

Als Ausgangspunkt der Beschreibung dieses Zustandes der dauerhaften Drei-Ventil-Beteiligung dient die Überlegung, dass sofort, nachdem ein Kommutierungsvorgang zu Ende gegangen ist, ein neuer Kommutierungszustand einsetzen muss. In diesem Fall brauchen daher der Ein- und Zwei-Ventilzustand für die Berechnung des stationären Zustandes nicht betrachtet zu werden. Weiter bedeutet eine erzwungene Aneinanderreihung von Kommutierungszuständen, dass ein neuer Thyristor genau dann zünden muss, wenn ein anderer gerade zu sperren beginnt. Die Zündung kann dadurch auch vor oder nach Ablauf einer $\frac{\pi}{3}$ -Periode erfolgen. Der stationäre Zustand einer Kommutierungsdauer von genau $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ wird bei der anschließenden Berechnungsmethode im Grunde dadurch erreicht, dass die Spannungserregung solange geändert wird, bis sich die $\frac{\pi}{3}$ -Periodizität einstellt. Zur Initialisierung der Rechnung können beliebige Werte für den Stromraumzeiger \underline{i} , die Gleichströme i_d und i_{dn} sowie den Verschiebungswinkel γ gewählt werden. Es empfiehlt sich aber die Werte der einzelnen Größen als Startpunkte zu verwenden, die sich beim sechspulsigen Stromrichtersystem ohne Freilaufdiode am Anfang der ständigen Kommutierung einstellen. Diese können unter Annahme einer Kommutierungsdauer von $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ direkt mit Hilfe der Gleichungen (A.42) bis (A.45) angegeben werden.

Mit den vorgegebenen Initialwerten wird die Berechnung des ersten Zykluses anhand von Gleichung (3.52) und (3.53) begonnen. Als Zyklus wird im Weiteren der Abschnitt vom

Anfang bis zum Ende einer Kommutierung bezeichnet. Innerhalb jedes Zyklusdurchlaufes sind bei der Berechnung je nach Schaltzustand die Zünd- oder die Löschbedingung nach Gleichungen (3.120) und (3.121) zu beachten und bei deren Erfüllung durch eine entsprechende Zustandsänderung zu berücksichtigen. Mit Eintritt der Übergangsbedingung (3.124) bzw. (3.125) endet der Kommutierungsvorgang und damit auch der Zyklus. An der Übergangsstelle zum nächsten Zyklus müssen die Stetigkeitsbedingungen für die Zustandsgrößen nach Gleichungen (3.64) und (3.65) erfüllt sein. Je nachdem, ob die Freilaufdiode zum Zeitpunkt ωt_{Zm} leitet oder nicht, ergeben sich daraus die Bedingungen

$$\begin{aligned} i_{dn,3}(\omega t_{Zm} - 0) &\stackrel{!}{=} i_{dn,3}(\omega t_{Zm} + 0) \quad \text{bzw.} \\ i_{dn,3F}(\omega t_{Zm} - 0) &\stackrel{!}{=} i_{dn,3F}(\omega t_{Zm} + 0) \end{aligned} \quad (3.128)$$

und

$$i_{k,3}(\omega t_{Zm} - 0) \stackrel{!}{=} i_{k,3}(\omega t_{Zm} + 0). \quad (3.129)$$

Die Zeit ωt_{Zm} gibt dabei die Gesamtzeit an, die bis zum Schluss des m -ten Zyklus verstrichen ist ($m \in \{0, 1, 2, \dots\}$). Auch wenn der m -te Zyklus damit in der Zeit $\omega t_{Z(m-1)} \leq \omega t \leq \omega t_{Zm}$ gültig ist, soll jeder Zyklus von der Zeit null beginnend gezählt werden. Außerdem wird bei jedem Zyklus davon ausgegangen, dass der Thyristor T3 zündet und der Gleichstrom i_{dn} von Thyristor T1 zu ihm kommutiert.

Damit sich bei der anzustellenden iterativen Berechnung der stationäre Zustand einstellt, wird neben der Stetigkeit für jeden Zyklus von einer $\frac{\pi}{3}$ -Periodizität ausgegangen. D.h. dass in jedem Fall postuliert wird, dass der abgelaufene Zyklus $\omega t = \frac{\pi}{3}$ lang gedauert hat, auch wenn er länger oder kürzer war, und die Periodizitätsbedingungen nach Gleichungen (3.62) und (3.63) gelten. Aus Periodizität, Stetigkeit und der Definition des Kommutierungsstromes nach (3.39) resultiert dann insgesamt folgende Bedingung für den Anfang des $(m+1)$ -ten Zyklus

$$\begin{aligned} i_{k,3}(\omega t_{Zm} + 0) &\stackrel{!}{=} \frac{1}{2} i_{dn,3}(\omega t_{Zm} - 0) \quad \text{bzw.} \\ i_{k,3}(\omega t_{Zm} + 0) &\stackrel{!}{=} \frac{1}{2} i_{dn,3F}(\omega t_{Zm} - 0). \end{aligned} \quad (3.130)$$

Entscheidend für die Rechnung ist, dass die Erregungen der einzelnen Zyklen bezüglich der Zeit in richtiger Weise Berücksichtigung finden. Die für die Kommutierung relevanten Spannungserregungen haben nach Gleichungen (3.46) und (3.47) die allgemeine Form

$$f = \hat{A} \cos(\omega t + \gamma + \phi_A). \quad (3.131)$$

Die Erregungen sind jeweils ab dem Zeitpunkt $\omega t = 0$ gültig, bei dem der Thyristor T3 zündet. Geht man davon aus, dass für die iterative Berechnung der Zyklen γ_0 als Anfangswert des Verschiebungswinkels gewählt wurde, so ist

$$f_{Z1} = \hat{A} \cos(\omega t + \gamma_0 + \phi_A) \quad \text{mit} \quad 0 \leq \omega t \leq \omega t_{Z1} \quad (3.132)$$

als Erregung während des ersten Zykluses zu verwenden. Nach Ablauf dieses Zykluses zum Zeitpunkt $\omega t = \omega t_{Z1}$ setzt der zweite Zyklus ein, für den

$$f_{Z2} = \hat{A} \cos\left(\omega t + \gamma_0 - \frac{\pi}{3} + \phi_A\right) \quad \text{mit} \quad \omega t_{Z1} \leq \omega t \leq \omega t_{Z2} \quad (3.133)$$

bzw.

$$f_{Z2} = \hat{A} \cos\left(\omega t' + \underbrace{\omega t_{Z1} + \gamma_0 - \frac{\pi}{3}}_{\gamma_1} + \phi_A\right) \quad \text{mit} \quad 0 \leq \omega t' \leq (\omega t_{Z2} - \omega t_{Z1}) \quad (3.134)$$

die treibende Kraft darstellt. Die Phasenrückdrehung um $\frac{\pi}{3}$ stellt zum einen die angenommene $\frac{\pi}{3}$ -Periodizität sicher und gewährleistet zum anderen, dass wieder die Gleichstromkommutierung von T1 zu T3 betrachtet wird. Außerdem wurde die Zeit $\omega t'$ eingeführt, der jeweils das Ende der vorherigen Kommutierung als Zeitnullpunkt dient. Der Anfangsverschiebungswinkel γ_0 , die Zeit bis zum Ende der vorherigen Kommutierung und die rückdrehende $\frac{\pi}{3}$ -Phase wurden überdies zu einem neuen Verschiebungswinkel γ_1 zusammengefasst. Insgesamt zeigt Gleichung (3.134) so die gleiche Form wie Gleichung (3.132). Die geänderte Erregung wurde in diesem Sinne nur durch einen anderen Verschiebungswinkel berücksichtigt.

Entsprechend Gleichung (3.134) folgt als treibende Kraft für den dritten Zyklus

$$f_{Z3} = \hat{A} \cos\left(\omega t' + \underbrace{\omega t_{Z2} + \gamma_0 - 2 \cdot \frac{\pi}{3}}_{\gamma_2} + \phi_A\right) \quad \text{mit} \quad 0 \leq \omega t' \leq (\omega t_{Z3} - \omega t_{Z2}) \quad (3.135)$$

und allgemein für den m -ten Zyklus mit $0 \leq \omega t' \leq (\omega t_{Zm} - \omega t_{Z(m-1)})$

$$f_{Zm} = \hat{A} \cos\left(\omega t' + \underbrace{\omega t_{Z(m-1)} + \gamma_0 - (m-1) \cdot \frac{\pi}{3}}_{\gamma_{(m-1)}} + \phi_A\right). \quad (3.136)$$

Aufgrund der Annahme der $\frac{\pi}{3}$ -Periodizität nähert sich die iterative Berechnung der dauerhaft dreifachen Thyristorbeteiligung nach und nach dem stationären Betrieb an. Wenn sich der Verschiebungswinkel γ_m von einem Kommutierungszyklus zum nächsten nicht

mehr ändert, ist der stationäre Betrieb des Stromrichtersystems für ständige Kommutierung erreicht.

Wie erläutert wird die richtige Erregung des jeweiligen Kommutierungszustandes durch eine sukzessive Änderung des Verschiebungswinkels erreicht. Auf den realen Betrieb übertragen heißt das, dass bei transienten Ausgleichsvorgängen der DKSBE schon bei Zyklusbeginn der natürliche Zündzeitpunkt bekannt sein müsste und dann bei entsprechendem Steuerwinkel α ein Zündimpuls an den jeweiligen Thyristor abgegeben werden müsste, um den Diodenbetrieb mit Freilaufzweig aufrecht zu erhalten. Diese ständige Steuerwinkelanpassung kann so nicht realisiert werden und muss in der Praxis entweder durch Dauerzündimpulse oder ausreichend breite Zündimpulspakete Berücksichtigung finden.

Bei Vorgabe beliebiger Anfangswerte ermöglicht es das beschriebene Berechnungsverfahren somit nicht nur die transienten Ausgleichsvorgänge einer sechspulsigen Thyristorbrücke mit parallelem Freilaufzweig im Diodenbetrieb, sondern auch die Transienten einer sechspulsigen Diodenbrücke mit parallelem Freilaufzweig zu berechnen.

3.3.2.3 Gesteuerter Thyristorbetrieb

Zur Bestimmung des Betriebsverhaltens des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.2 im Regulär- und Lückbetrieb kommt eine Berechnungsmethode zur Anwendung, die im Vergleich zur Ermittlung des Diodenbetriebes auch auf einer sukzessiven Aneinanderreihung der Schaltzustände basiert. Der Unterschied besteht darin, dass nicht mehr von ständiger Kommutierung ausgegangen wird. Um den Regulär- und den Lückbetrieb darstellen zu können, müssen neben dem Drei-Ventil-Zustand mit und ohne leitender Freilaufdiode zusätzlich der Zwei- und Ein-Ventil-Zustand mit und ohne stromführendem Freilaufzweig in die Beschreibung miteinbezogen werden. Es ergeben sich somit sechs mögliche Schaltzustände, deren Übergänge ineinander durch die Bedingungen der Gleichungen (3.120), (3.121) und (3.124) bis (3.126) bestimmt werden.

Das Verfahren beruht darauf, dass ein Verschiebungswinkel γ sowie Initialwerte des Stromraumzeigers \underline{i} und der Gleichströme i_d und i_{dn} vorgegeben werden und dann unter Ausnutzung der Stetigkeit der Zustandsgrößen iterativ solange $\frac{\pi}{3}$ -Abschnitte berechnet werden, bis sich ein stationärer Betrieb eingestellt hat. Die Zündung eines neuen Thyristors alle $\frac{\pi}{3}$ -Abstände wird dabei jeweils durch die Erhöhung des aktuellen Schaltzustandes um ein leitendes Thyristorventil nachgebildet. Das Vorgehen spiegelt damit die Vorgabe eines Steuerwinkels α und die davon abhängige Zündimpulsaussendung nach jeweils $\omega t = \frac{\pi}{3}$ aus der Praxis wieder.

In Abschnitt 3.2 wurde der stationäre Betrieb des Stromrichtersystems mit einem sechspulsigen Thyristorgleichrichter ohne Freilaufzweig unter Vorgabe des gesuchten Betriebsverhaltens (Lück-, Regulär- oder Entkoppelungsbetrieb) und des zugehörigen Überschneidungswinkels β analytisch geschlossen berechnet. Ebenso werden auch für die nachfolgende Berechnung des stationären Betriebes des Stromrichtersystems mit zusätzlichem Freilaufzweig (vgl. Abbildung 3.2) das Betriebsverhalten und der Überschneidungswinkel β_{Soll} vorgegeben. Ziel ist es damit, den Verschiebungswinkel γ zu bestimmen, bei dem sich das geforderte Verhalten stationär einstellt.

Zur Initialisierung der sukzessiven Berechnung wählt man als Verschiebungswinkel γ_0 , für den Stromraumzeiger \underline{i} sowie für die Gleichströme i_d und i_{dn} zweckmäßigerweise die Werte einer stationären Gleichstromperiode des Stromrichtersystems nach Abschnitt 3.2 bei gleichem Betriebsverhalten und Überschneidungswinkel β_{Soll} . Die Anfangswerte der Ströme zu Beginn der Gleichstromperiode lassen sich wie in Abschnitt 3.2 beschrieben gewinnen.

Mit einem gegebenen Verschiebungswinkel γ_0 und den gewählten Startwerten wird die iterative Berechnung für den entsprechenden Schaltzustand (Zwei-Ventil- oder Drei-Ventil-Zustand) und die dafür gültigen Zustandsgleichungen nach Abschnitt 3.2 begonnen. In deren Verlauf sind die beschriebenen Übergangs- und Stetigkeitsbedingungen zu berücksichtigen. Zusätzlich wird der gerade vorliegende Schaltzustand von $\omega t = 0$ beginnend alle $\frac{\pi}{3}$ -Abstände um einen zusätzlich leitenden Thyristor erhöht. So wird aus einem Ein- ein Zwei- und aus einem Zwei- ein Drei-Ventil-Zustand mit oder ohne stromführenden Freilaufzweig. Sollte sich ergeben, dass vier Thyristoren leiten müssten, ist dies wie ein Drei-Ventil-Zustand mit Freilaufzweig zu handhaben, da ein Vier-Ventil-Zustand nach Vereinbarung nicht auftreten kann. Wie für den ersten wird auch für alle folgenden $\frac{\pi}{3}$ -Abschnitte angenommen, dass zu deren Beginn immer Thyristor T3 zündet. Deshalb ist bei der sukzessiven Berechnung auf eine phasenrichtige Berücksichtigung der Erregung zu achten. Alle Erregungen der sechs Schaltzustände sind durch die Gleichungen (3.27), (3.46) und (3.47) gegeben. Man erkennt die allgemeine Form der Erregungen

$$f = \hat{A} \cos(\omega t + \gamma_0 + \phi_A) \quad (3.137)$$

mit der allgemeinen Amplitude \hat{A} und dem allgemeinen Phasenversatz ϕ_A . Die Erregung nach (3.137) berücksichtigt die richtige Erregung für den ersten $\frac{\pi}{3}$ -Abschnitt. Für den zweiten $\frac{\pi}{3}$ -Bereich ist die richtige Erregung durch eine Rückdrehung um $\frac{\pi}{3}$ zu berücksichtigen, so dass sich

$$f_2 = \hat{A} \cos\left(\omega t + \gamma_0 - \frac{\pi}{3} + \phi_A\right) \quad (3.138)$$

ergibt. Im m -ten $\frac{\pi}{3}$ -Abschnitt werden die Vierpolnetzwerke, durch die die Schaltzustände beschrieben werden, durch Quellen mit dem Verlauf

$$f_m = \hat{A} \cos \left(\omega t + \gamma_0 - (m-1) \cdot \frac{\pi}{3} + \phi_A \right) \quad (3.139)$$

erregt. Als Folge der $\frac{\pi}{3}$ -periodischen Zustandserhöhung nähern sich die Zustandsgrößen mit jedem berechneten Gleichstromabschnitt immer mehr einer $\frac{\pi}{3}$ -Periodizität, der Bedingung des stationären Betriebes an. Wenn die Anfangswerte der Zustandsgrößen eines $\frac{\pi}{3}$ -Abschnittes mit denen des vorherigen übereinstimmen, ist der stationäre Betriebszustand erreicht. Zugleich wurde damit der transiente Ausgleichsvorgang bestimmt, der vom gewählten Startpunkt ausgehend bis zur Einstellung der stationären Verhältnisse durch den Thyristorgleichrichter mit Freilaufzweig im Stromrichtersystem verursacht wird.

Ist der stationäre Zustand erreicht, bleibt zu prüfen, ob der Überschneidungswinkel β , der sich eingestellt hat, mit dem geforderten Überschneidungswinkel β_{Soll} übereinstimmt. Ist dies nicht der Fall, muss der Verschiebungswinkel γ geändert, wieder der stationäre Betrieb bestimmt und der Überschneidungswinkel erneut mit dem Sollwert β_{Soll} verglichen werden. Dieser Vorgang muss solange wiederholt werden, bis der gewünschte Sollwert β_{Soll} erreicht wird.

Um bei den γ -Anpassungen eine größere Überschneidungsdauer β zu erhalten, muss der Verschiebungswinkel γ erniedrigt und für ein kleineres β erhöht werden. Dies lässt sich aus den Abbildungen 3.12 und 3.13 für den stationären Betrieb des Stromrichtersystems mit der B6-Thyristorbrückenschaltung ohne Freilaufdiode ableiten. Für die Änderung des Verschiebungswinkels γ bei Stromrichtersystemen mit Thyristorbrückenschaltungen mit Freilaufdiode bietet es sich zudem an, die Änderung in gleichem Maße durchzuführen, wie es ohne vorhandenen Freilaufzweig notwendig wäre. Generell können für die Änderung des Verschiebungswinkels γ optimale regelungstechnische Strategien gefunden werden, auf die jedoch hier nicht weiter eingegangen werden soll. Die adaptive Änderung des Verschiebungswinkels γ in der Rechnung entspricht in der Praxis einer geregelten Anpassung des Steuerwinkels α .

Mit den beiden Berechnungsmethoden kann damit das stationäre und transiente Betriebsverhalten des Stromrichtersystems aus Abbildung 3.2 für zwei Betriebsarten der Thyristorbrücke berechnet werden. Zum einen kann die normale Betriebsweise mit einem voreingestellten Verschiebungswinkel γ bzw. Steuerwinkel α ermittelt werden, was im Hinblick auf die DKSBE nach dem Kurzschlusseintritt wichtig ist. Zum anderen ist eine Bestimmung der Verläufe der Zustandsgrößen für den Fall möglich, wenn sich die sechspulsige Thyristorbrücke wie beim fehlerfreien Normalbetrieb der DKSBE üblich wie ein Diodengleichrichter verhält.

Bevor im nächsten Abschnitt Ergebnisse der stationären Berechnungen vorgestellt werden, wird ähnlich wie am Ende von Abschnitt 3.2.3 mit Hilfe des Berechnungsverfahrens zur Bestimmung des gesteuerten Thyristorbetriebes eine Beziehung zwischen dem Verschiebungswinkel γ und dem Überschneidungswinkel β hergestellt. Zur Untersuchung wurden hierzu die gleichen R_k/X_k -Verhältnisse der Drehstromseite wie in Tabelle 3.2 herangezogen, nur $R_k/X_k = 0,3$ wurde ausgelassen. Außerdem wurde nur der Regülarbetrieb analysiert, da sich dort die Kurvenverläufe signifikanter unterscheiden als im Lückbetrieb. In Abbildung 3.21 ist die errechnete β - γ -Beziehung zusammen mit den entsprechenden Kurvenverläufen aus Abbildung 3.13 dargestellt. Es zeigt sich, dass sich die Kurvenverläufe für das Stromrichtersystem mit Freilaufdiode nach Abbildung 3.2 nur sehr geringfügig von dem ohne Freilaufdiode nach Abbildung 3.4 unterscheiden.

Für die folgenden Überlegungen darf deshalb davon ausgegangen werden, dass der Verschiebungswinkel γ , der sich für einen Betriebsfall und den zugehörigen Überschneidungswinkel β für das Stromrichtersystem ohne Freilaufdiode ergibt, in etwa auch genauso groß für denselben Betriebsfall bezüglich des Stromrichtersystems mit Freilaufdiode sein wird.

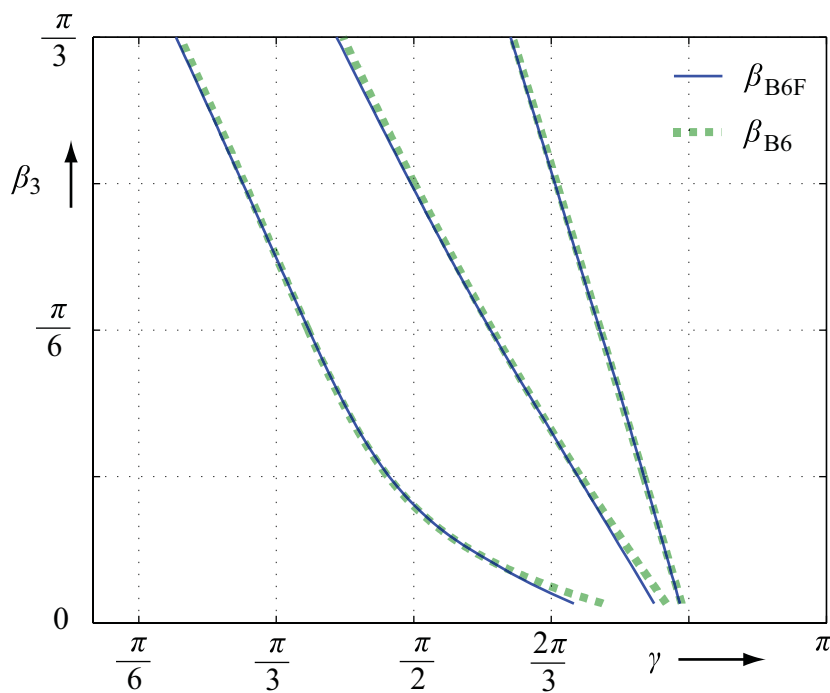


Abbildung 3.21: Vergleich der β - γ -Beziehung für die Fälle mit und ohne Freilaufdiode

3.3.3 Stationärer, symmetrischer Betrieb der DKSBE

Mit Hilfe der in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Berechnungsverfahren kann das stationäre Verhalten eines symmetrisch aufgebauten und erregten Stromrichter-systems mathematisch bestimmt werden. Diesbezüglich wird im Folgenden zuerst das typische, stationäre Verhalten der DKSBE im fehlerfreien Normalbetrieb vorgestellt. Anschließend werden für den dreipoligen Kurzschluss, also für den symmetrischen Fehlerfall, die stationären Verhältnisse aufgezeigt, die sich bei verschiedenen DKSBE-Ansteuerungen nach dem Kurzschlusseintritt einstellen. Um die Wirkung der Freilaufdiode zu erkennen, werden die Ergebnisse an manchen Stellen mit dem stationärem Verhalten von Stromrichtersystemen mit einer Drehstrombrückenschaltung ohne parallelen Freilaufzweig verglichen.

Im fehlerfreien Normalbetrieb arbeitet die DKSBE wie ein Diodengleichrichter mit einer parallelen Freilaufdiode. In diesem Fall stellen sich die typischen Leiterströme i_R , i_S und i_T ein, wie sie in Abbildung 3.22 dargestellt sind. Man erkennt deutlich deren sinusförmige, unterbrechungsfreie Verläufe, was auf eine sehr kleine Beeinflussung durch die DKSBE hindeutet. Neben den drehstromseitigen Strömen sind auch die Gleichströme i_d und i_{dn} eingezeichnet. Der netzseitige Gleichstrom i_{dn} folgt immer dem betragsmäßig größten Leiterstrom, wohingegen der Gleichstrom i_d immer wieder nahezu entkoppelt vom Drehstromnetz nur über die Begrenzungsdrossel fließt. Dadurch tritt, wie in Abbildung 3.23 veranschaulicht, abschnittsweise ein Freilaufstrom i_F auf, während dessen Fließens die gleichstromseitige Spannung u_d in etwa den Wert der Durchlassspannung

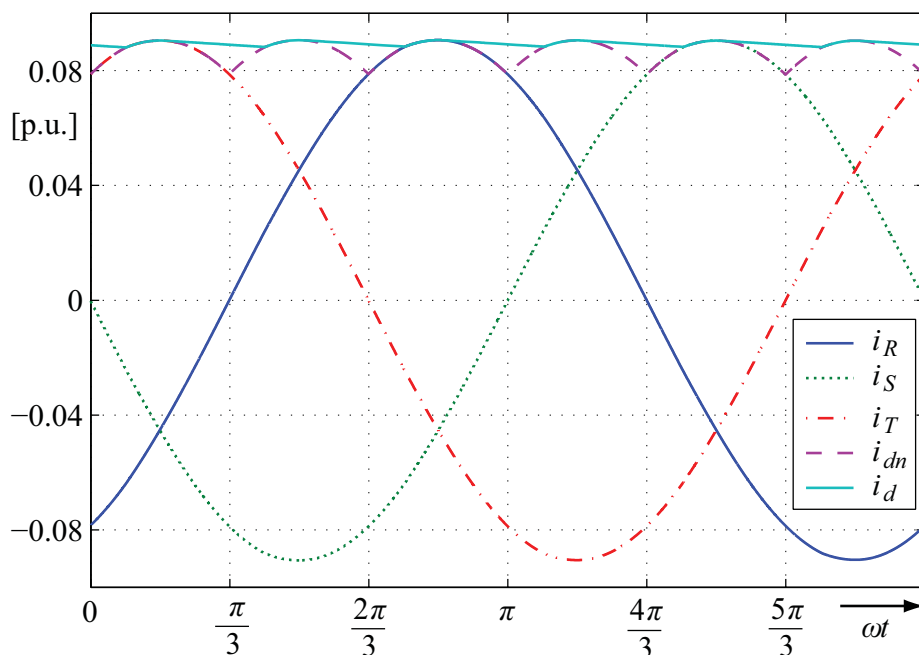


Abbildung 3.22: Typischer Stromverlauf der DKSBE im fehlerfreien Betrieb

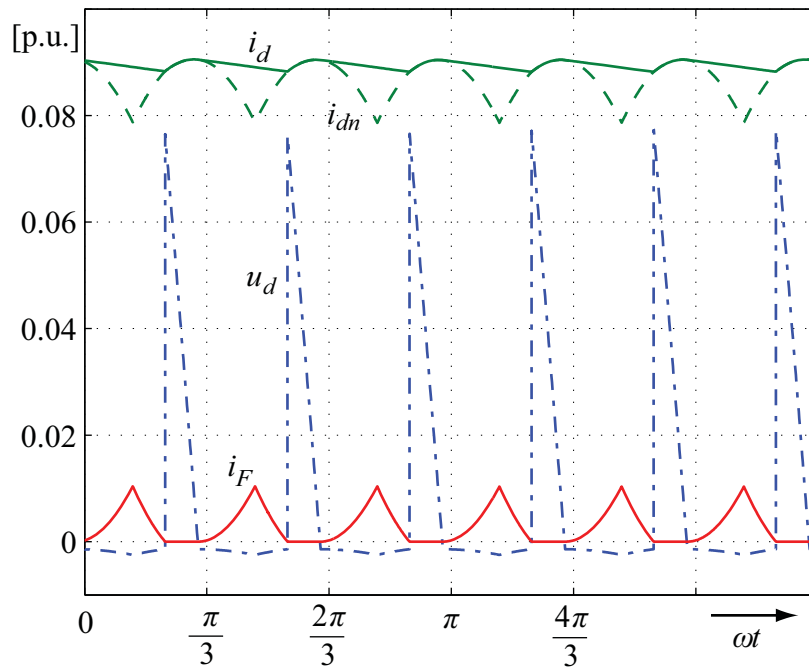


Abbildung 3.23: Gleichstromseitige DKSBE-Größen im fehlerfreien Normalbetrieb

der Freilaufdiode annimmt. Ist dagegen kein Stromfluss über den Freilaufzweig möglich, spiegelt u_d den Anstieg der Gleichströme i_d bzw. i_{dn} wider. In Abbildung 3.24 wird das Verhalten der

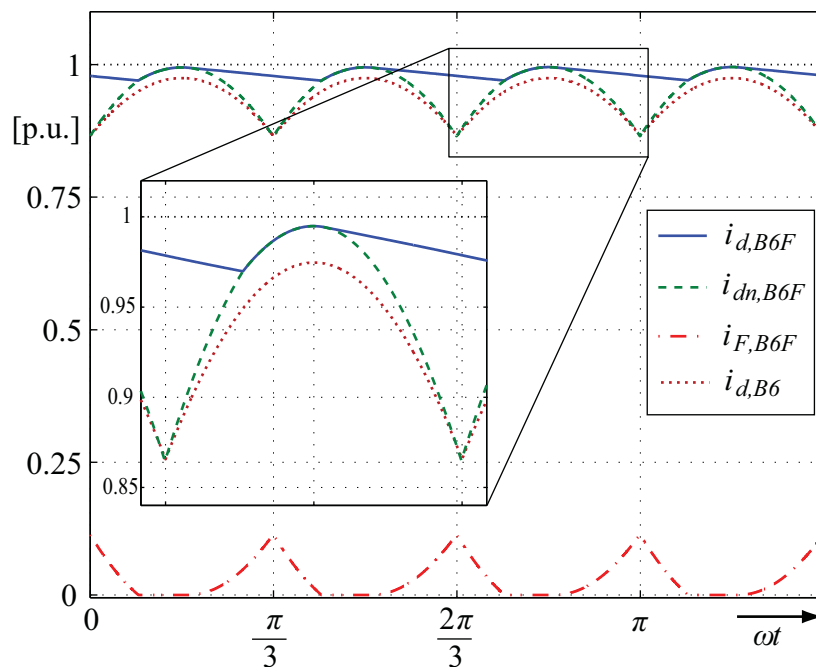


Abbildung 3.24: Vergleich der gleichstromseitigen Größen der B6- und der B6F-Schaltung

gleichstromseitigen Ströme der DKSBE mit dem Verhalten des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.4 verglichen. Das Schaltungskurzzeichen 'B6F' steht dabei für die DKSBE und 'B6' für eine Drehstrombrücke ohne Freilaufventil. Abweichend von den anderen Darstellungen wurde in den Abbildungen 3.24 und 3.25 nicht auf den Dauerkurzschlussstrom, sondern auf den stationären Strom im fehlerfreien Betrieb ohne DKSBE-Einsatz normiert. Aus der vergrößerten Darstellung in Abbildung 3.24 ist ersichtlich, dass die Verläufe von i_{dn} und damit auch die der drei Leiterströme bei parallel geschalteter Freilaufdiode höhere Werte annehmen können als ohne. Außerdem zeigt i_{dn} maximale normierte Werte, die beinahe gleich eins sind. Dies deutet auf eine gute Entkoppelung von Drehstromkreis und Gleichstromkreis im Falle einer vorhandenen Freilaufdiode hin. Gleiches ist auch aus Abbildung 3.25 entnehmbar, in dem neben dem Stromraumzeiger der DKSBE und dem des Stromrichtersystems ohne Freilaufzweig zusätzlich der Stromraumzeiger ganz 'ohne' Stromrichter eingezeichnet ist. Auch liegt der Kurvenverlauf des B6F-Stromraumzeigers wieder sehr nahe an dem für den unbeeinflussten Fall.

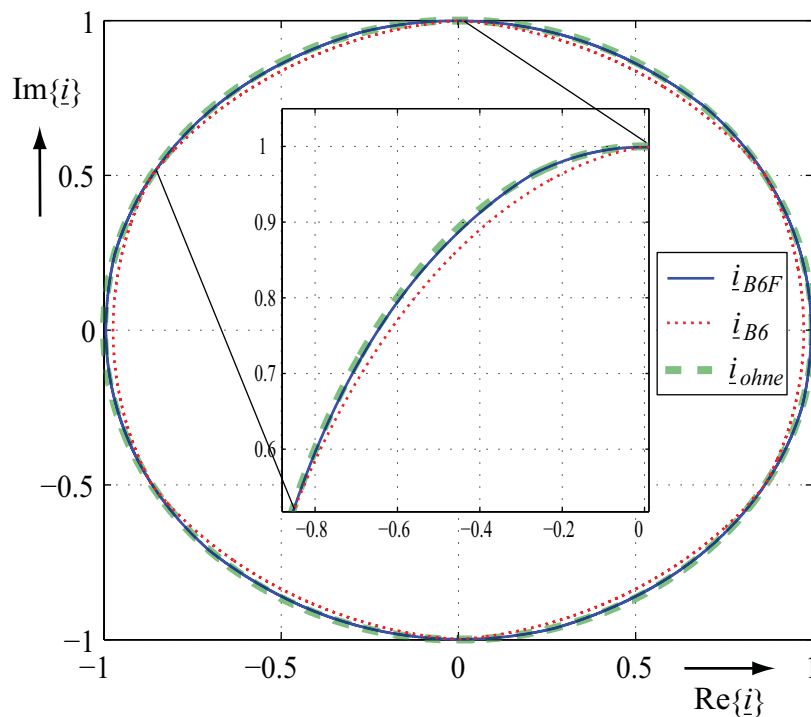


Abbildung 3.25: Vergleich der Stromraumzeiger der B6- und der B6F-Schaltung

In Abbildung 3.26 sind der Vollständigkeit halber die stationären Verläufe der gleichstromseitigen Größen ohne im Stromrichtersystem vorhandenen Freilaufzweig dargestellt. Die Spannung u_d nimmt dabei auch stark negative Werte an. Die Leiter-Erde-Spannung, die am Strang R direkt an den Stromrichterklammern der DKSBE anliegt, zeigt Abbildung 3.27. Die Leiter-Leiter-Spannungen aller Stränge am Anschlusspunkt der DKSBE sind in Abbildung 3.28 angegeben.

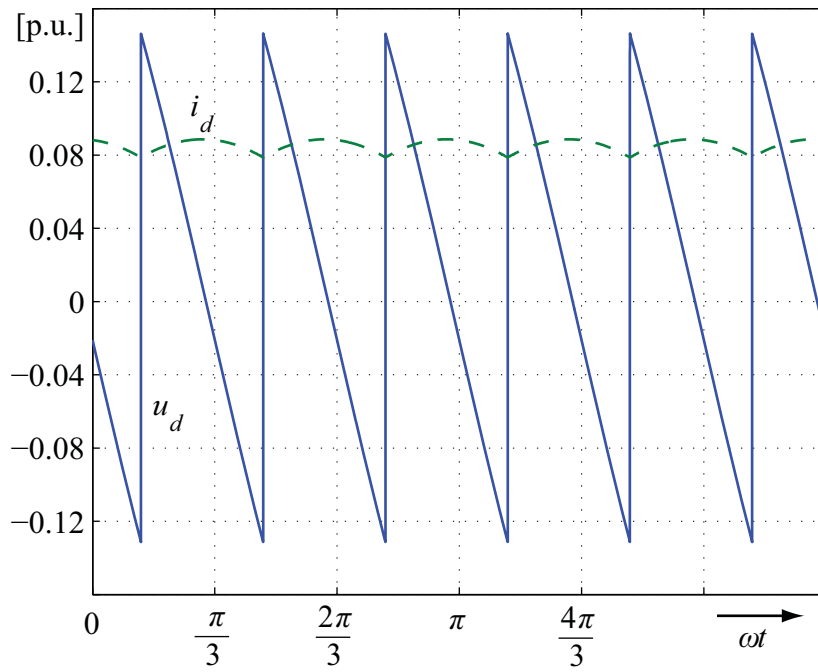


Abbildung 3.26: Gleichstromseitige Größen ohne Freilaufventil

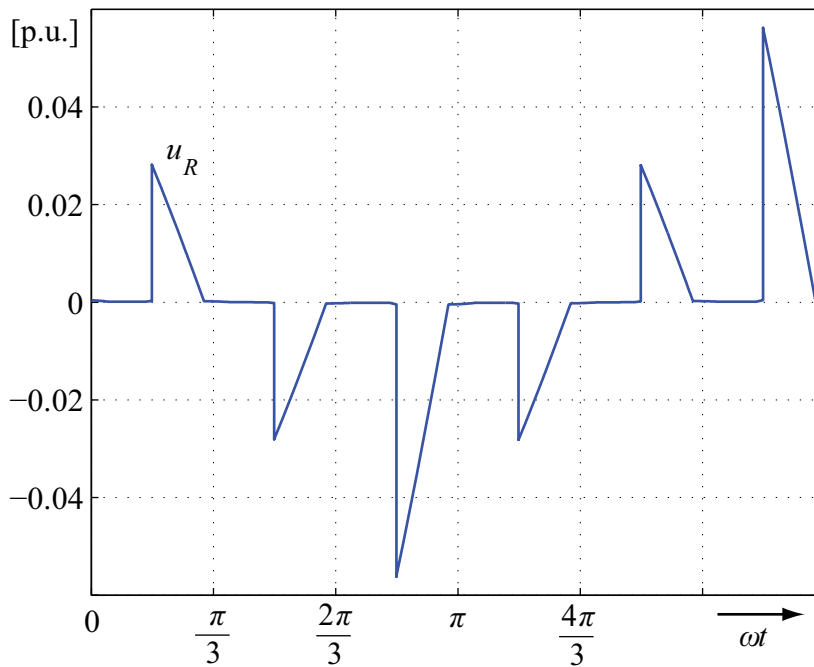


Abbildung 3.27: Leiter-Erde-Spannung des Leiters R an der DKSBE

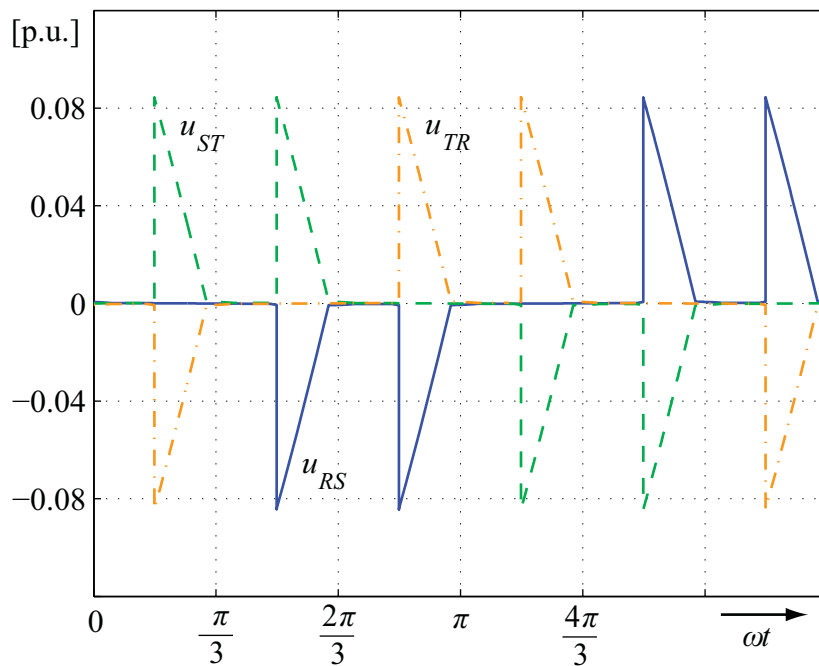
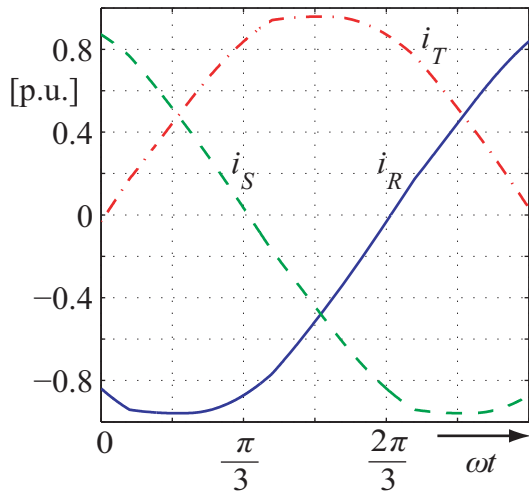
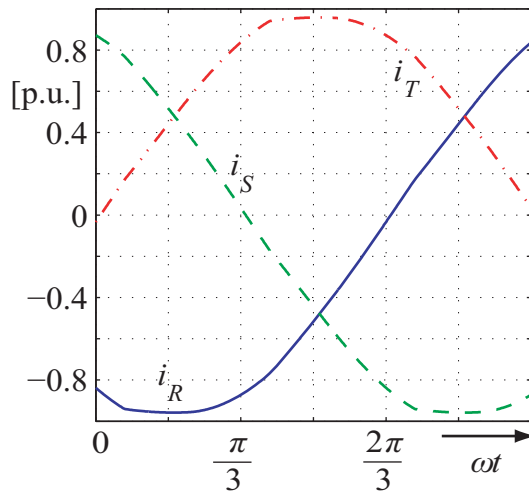


Abbildung 3.28: Leiter-Leiter-Spannungen an den Anschlussklemmen der DKSBE

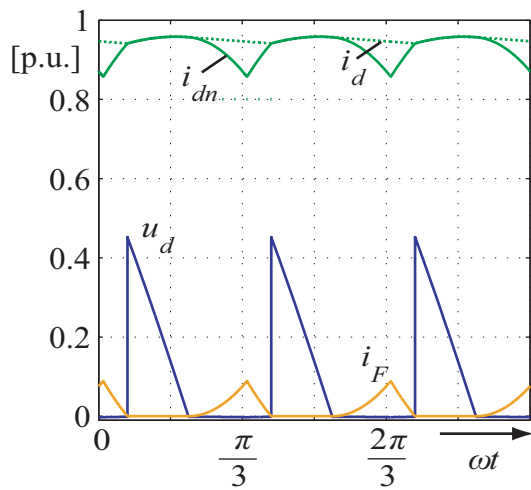
Während die DKSBE im fehlerfreien Normalbetrieb als Diodengleichrichter betrieben wird, besteht im Fehlerfall neben der gleichen Betriebsweise auch die Möglichkeit, den stationären Betrieb über den Steuerwinkel α zu beeinflussen. Im letzt genannten Fall sind die Berechnungen mit dem in Abschnitt 3.3.2.3 vorgestellten Verfahren durchzuführen. Die Abbildungen 3.29 bis 3.31 bestehen jeweils aus sechs Teilbildern, in denen verschiedene Größen des stationären Fehlerbetriebes veranschaulicht sind. Die oberen beiden Bilder zeigen beide die Leiterströme, wobei das linke für den Fall mit und das rechte für den Fall ohne Freilaufdiode parallel zur Drehstrombrückenschaltung gilt. Links in der Mitte sind die gleichstromseitigen Größen der DKSBE abgebildet und rechts daneben die Leiter-Leiter-Spannungen direkt an den Anschlussklemmen des Stromrichters. Ganz unten sind links der Stromraumzeiger \underline{i} und rechts die Raumzeiger der Leiter-Erde-Spannungen \underline{u} und der Leiter-Leiter-Spannungen \underline{u}_{LL} zu sehen. Insgesamt bleibt festzuhalten, dass die Fälle mit und ohne Freilaufdiode keine wesentlichen Unterschiede zeigen. Einzig in Abbildung 3.30 zeigt der Fall mit Freilaufzweig eine größere Welligkeit. Erwartungsgemäß nimmt mit kleiner werdendem Überschneidungswinkel β , also mit steigendem Verschiebungswinkel γ die Stromhöhe ab und die Spannung zu.



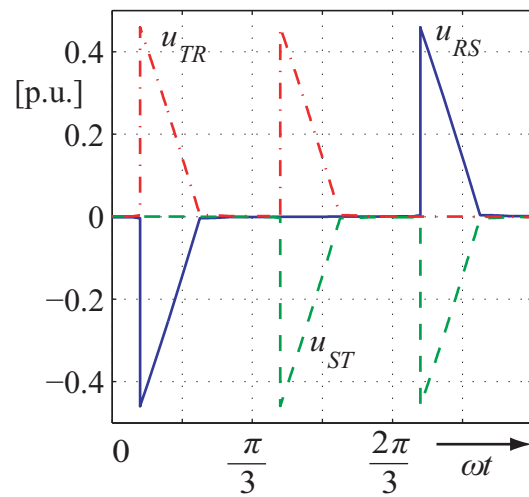
(a) Leiterströme der DKSBE



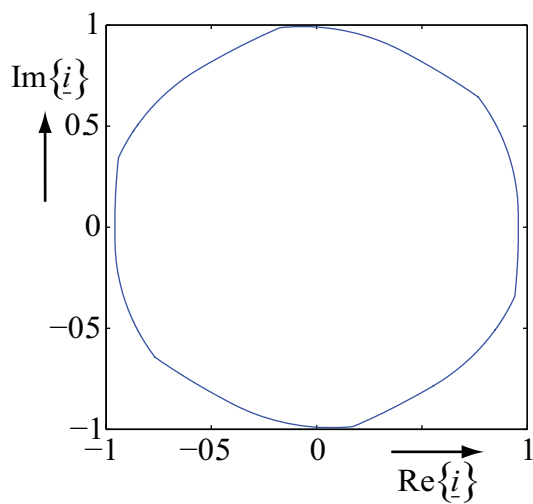
(b) Leiterströme ohne Freilaufventil



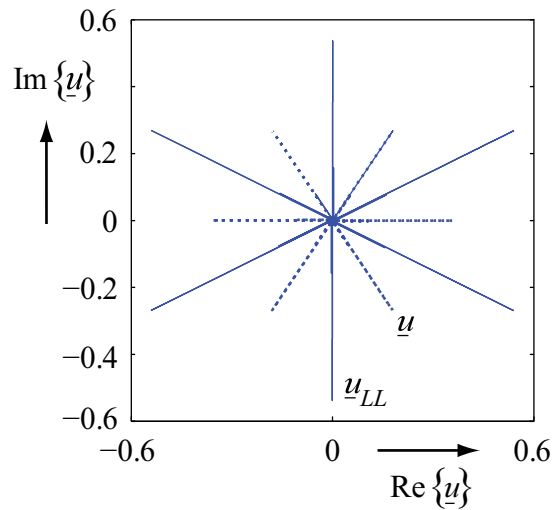
(c) Gleichstromseitige Größen



(d) Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE

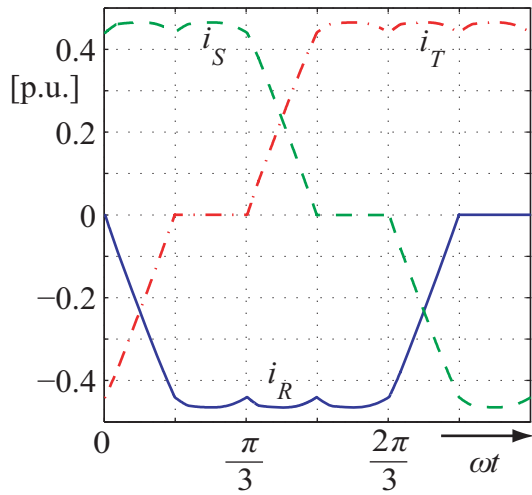


(e) Stromraumzeiger der DKSBE

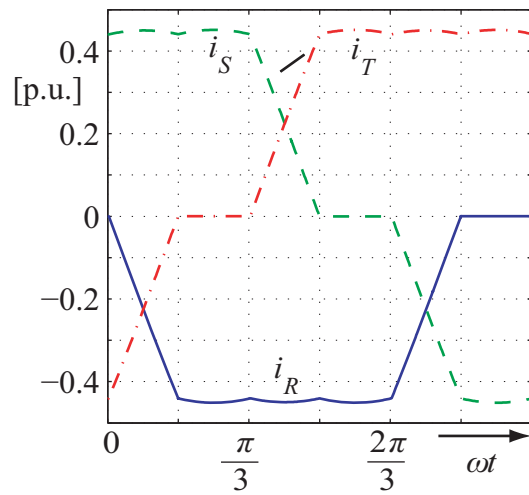


(f) Raumzeiger der Leiter-Leiter- und der Leiter-Erde-Spannungen an der DKSBE

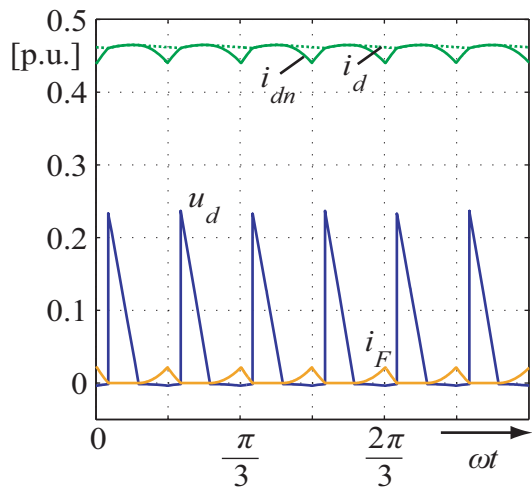
Abbildung 3.29: Stationäres Verhalten im Fehlerfall bei Regulärbetrieb mit $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$



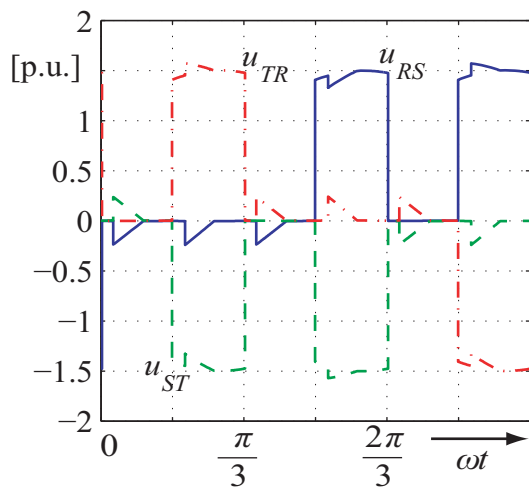
(a) Leiterströme der DKSBE



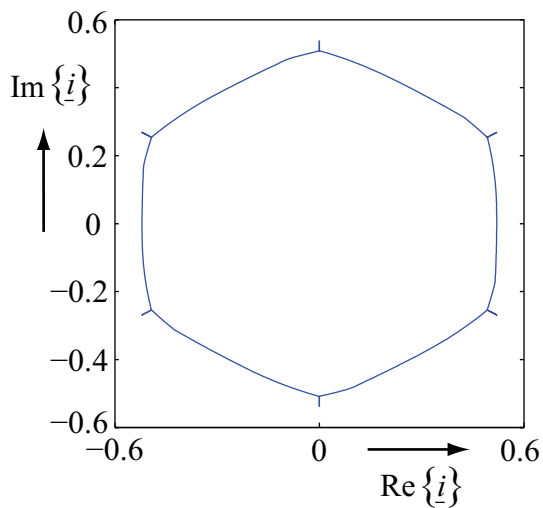
(b) Leiterströme ohne Freilaufventil



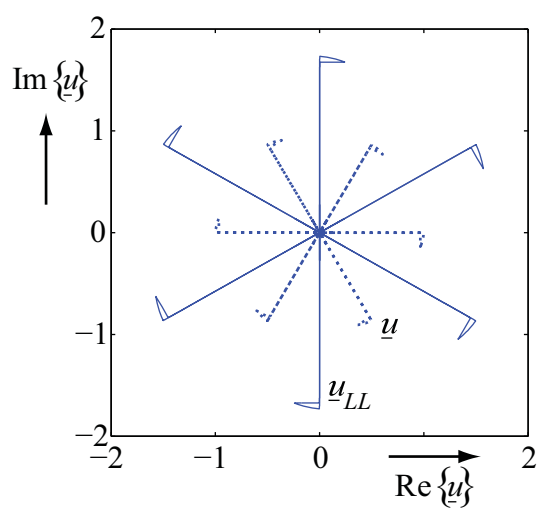
(c) Gleichstromseitige Größen



(d) Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE

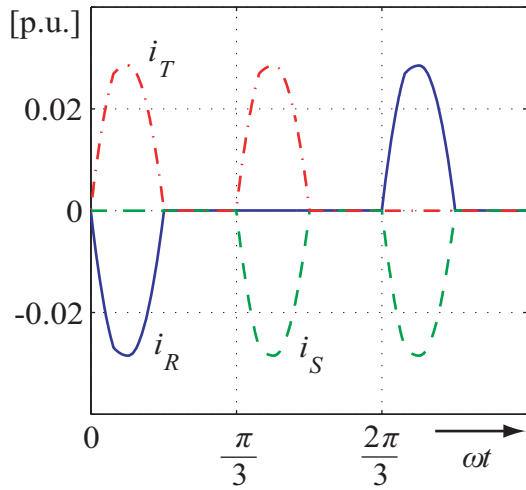


(e) Stromraumzeiger der DKSBE

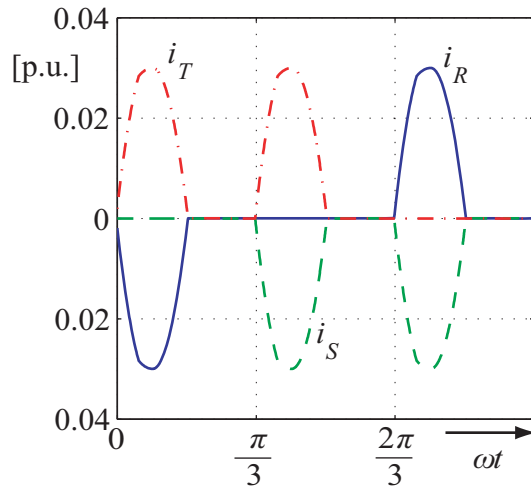


(f) Raumzeiger der Leiter-Leiter- und der Leiter-Erde-Spannungen an der DKSBE

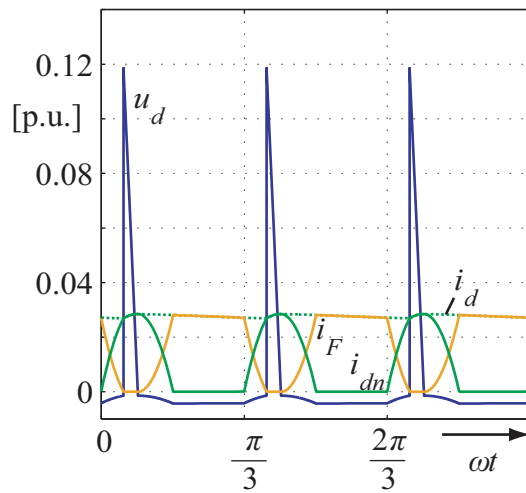
Abbildung 3.30: Stationäres Verhalten im Fehlerfall bei Regülarbetrieb mit $\beta_3 = \frac{\pi}{6}$



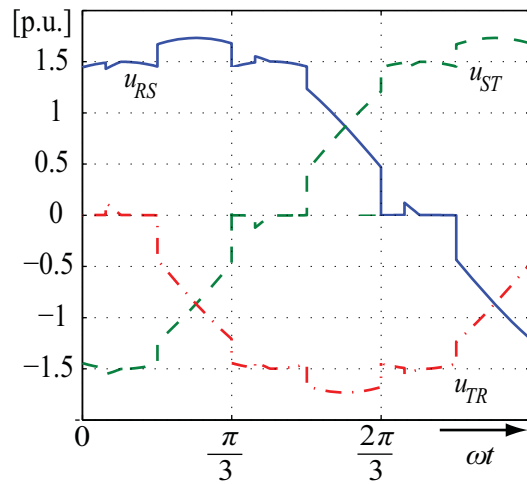
(a) Leiterströme der DKSBE



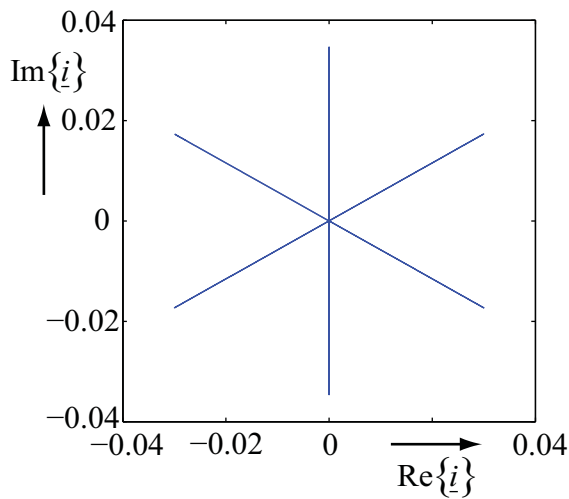
(b) Leiterströme ohne Freilaufventil



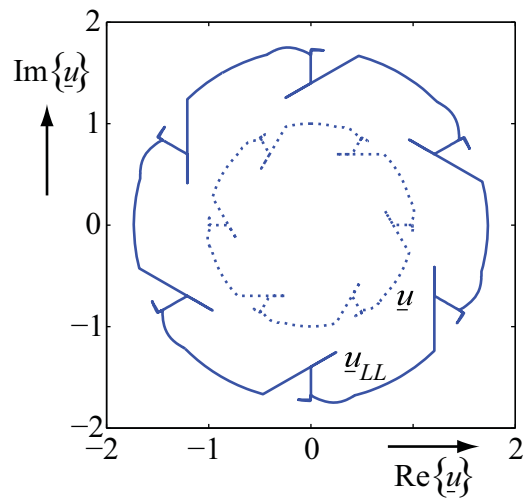
(c) Gleichstromseitige Größen



(d) Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE



(e) Stromraumzeiger der DKSBE



(f) Raumzeiger der Leiter-Leiter- und der Leiter-Erde-Spannungen an der DKSBE

Abbildung 3.31: Stationäres Verhalten im Fehlerfall und Lückbetrieb mit $\beta_2 = \frac{\pi}{6}$

3.4 Transientes Verhalten bei 3-poligem Kurzschluss

Nach dem stationären Betriebsverhalten der DKSBE im vorherigen Abschnitt soll in diesem Abschnitt das transiente Verhalten bei Eintritt eines dreipoligen Kurzschlusses und bei dessen Abschaltung untersucht werden.

Für ein Betragsverhältnis von gleich- zu drehstromseitiger Impedanz von ungefähr drei ist in den Abbildungen 3.32 und 3.33 das Verhalten der DKSBE im Diodenbetrieb dargestellt. Die Leiterströme zeigen darin nur noch einen kleinen Stoßstrom am Anfang des Kurzschlusses. Dies wird durch die Gleichströme i_d bzw. i_{dn} in Abbildung 3.33 bestätigt. Dort übersteigt der Maximalwert den Wert des Dauerkurzschlussstromes ohne DKSBE um ca. fünf Prozent. Aus dem Verlauf des Freilaufstromes i_F wird außerdem deutlich, dass der Freilaufzweig unmittelbar nach Fehlereintritt während des ganzen Anstiegs des Kurzschlussstromes gesperrt ist. Nach einer kurzen Einschwingphase erreicht das Stromrichtersystem wieder seinen stationären Betrieb. In Abbildung 3.32 weisen die Leiterströme i_R und i_S kurz nach Fehlereintritt außerdem einen Zacken in ihren Verläufen auf. Dieser tritt in der Realität nicht auf, sondern liegt in der durch die Rechnung erzwungenen ständig dreifachen Ventilbeteiligung begründet, wie in Abschnitt 4.2 erläutert wird.

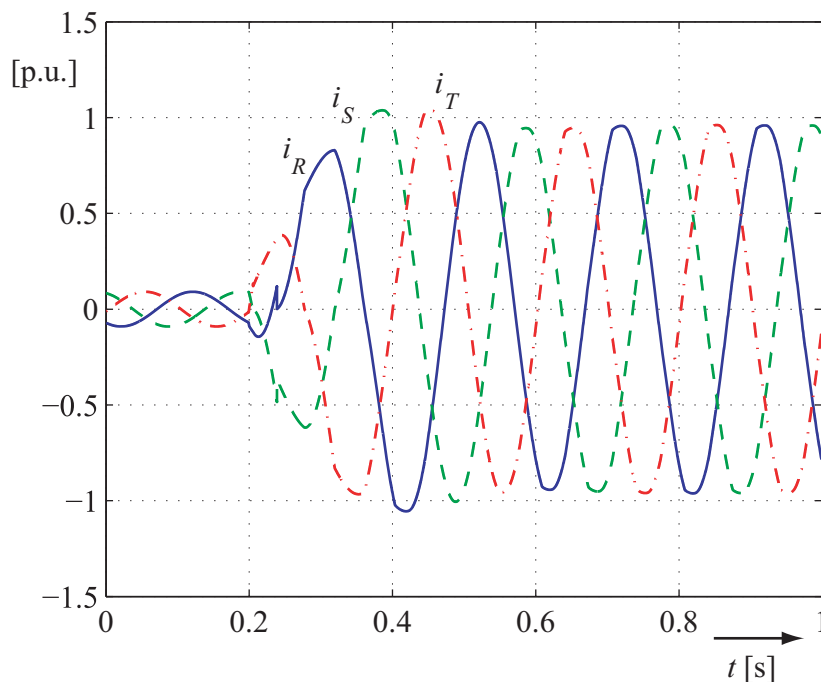


Abbildung 3.32: Leiterströme bei Kurzschlusseintritt

Die Leiterströme, die in Abbildung 3.34 angegeben sind, gehören zu einem Betriebsfall, in dem die DKSBE auch dauernd im Diodenbetrieb arbeitet. Im Vergleich zu Abbildung 3.32 ist dafür ein so kleiner Induktivitätswert L_d der Begrenzungsdrossel gewählt, dass

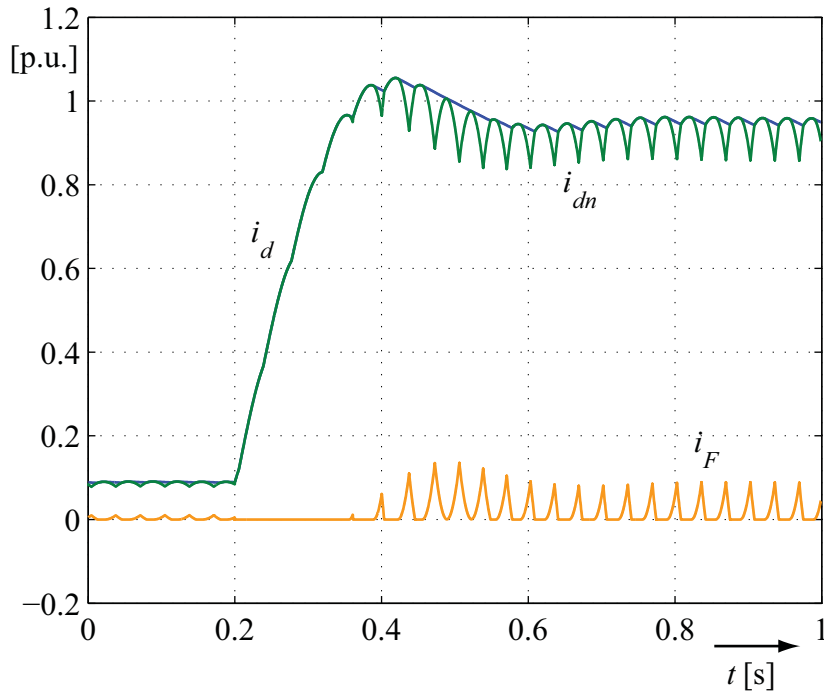
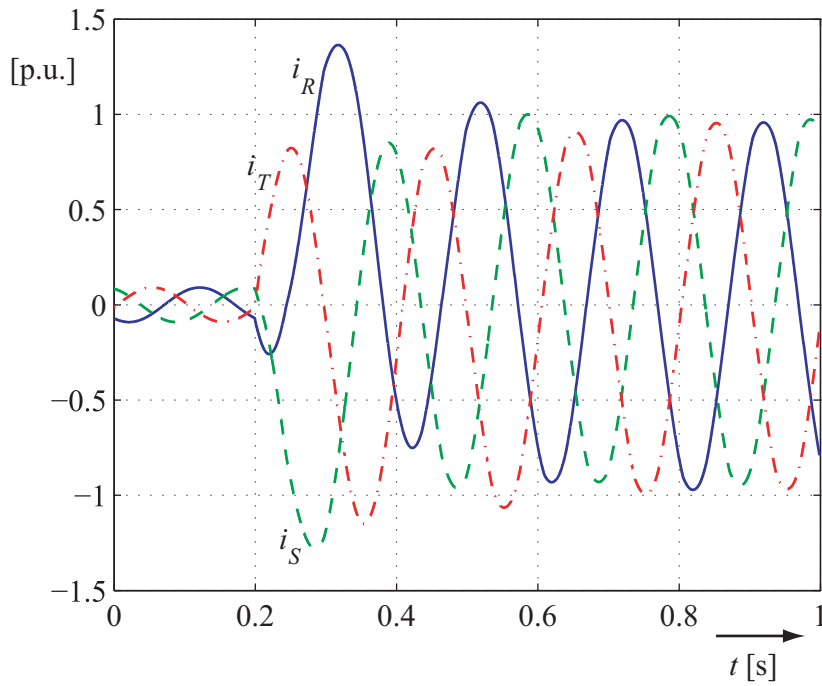
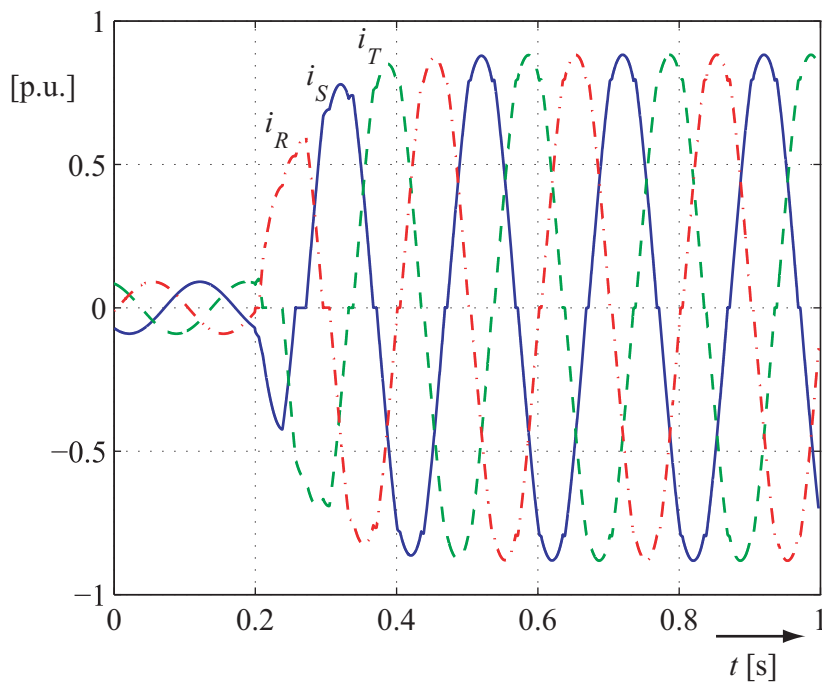


Abbildung 3.33: Gleichstromseitige Größen bei Kurzslusseintritt

sich ein Betragsverhältnis von gleich- zu drehstromseitiger Impedanz von nur etwa 0,6 ergibt. Dadurch kann dem Anstieg der Leiterströme nicht mehr so stark entgegengewirkt werden, weshalb ein deutlicher Stoß des Kurzschlussstromes zustande kommt.

Für die in Abbildung 3.35 dargestellten Ströme sind die gleichen Impedanzverhältnisse wie für Abbildung 3.34 vorherrschend. Der Unterschied dabei ist aber, dass im fehlerfreien Normalbetrieb der Steuerwinkel α nahe am Übergang von Diodenbetrieb zu geregelter Thyristorbetrieb gewählt ist, so dass sich unmittelbar nach Auftreten des Fehlers kein ständiger Diodenbetrieb einstellen kann. Dadurch wird der Kurzschlussstrom während seines Anstiegs automatisch unterbrochen, was dazu führt, dass es zu keinem Stromüberschwingen wie in Abbildung 3.34 kommt. Da zur Aufrechterhaltung des Diodenbetriebes während des Ausgleichsvorganges sehr große Steuerwinkelunterschiede von mehr als $\Delta\alpha = \frac{\pi}{3}$ auftreten, werden diese Kurzunterbrechungen beim Ansteigen des Kurzschlussstromes vor allem auch dann vorkommen, wenn die DKSBE mit unzureichend breiten Zündimpulspaketen angesteuert wird. Dann verlässt die DKSBE kurzzeitig den Diodenbetrieb, was zu einer zusätzlichen, selbständigen Minderung des Stoßkurzschlussstromes durch die DKSBE führt.

Der Ausschaltvorgang der DKSBE wird in Abbildung 3.36 veranschaulicht. Nach erfolgter Sperrung der Zündimpulse erlischt erst ein Leiterstrom (hier i_S) in seinem natürlichen Nulldurchgang und dann gehen die beiden noch verbleibenden Strangströme gemeinsam zu null. Wenn diese ihren Nulldurchgang erreichen, ist der Kurzschluss unterbrochen.

Abbildung 3.34: Kurzschluss bei Diodenbetrieb und sehr kleinem L_d Abbildung 3.35: Kurzschluss bei Thyristorbetrieb, sehr kleinem L_d und $\beta = \frac{\pi}{3}$

Genau zu diesem Zeitpunkt ist der Freilaufstrom i_F bis zum Gleichstrom i_d angestiegen, wodurch die noch in der Drossel vorhandene magnetische Energie im Freilaufkreis abgebaut werden kann.

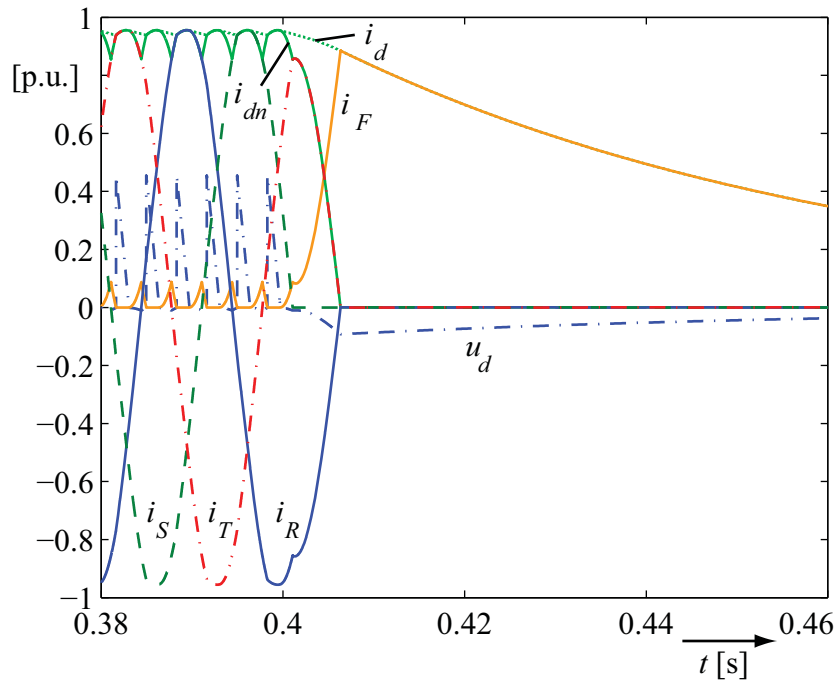


Abbildung 3.36: Ausschaltvorgang der DKSBE

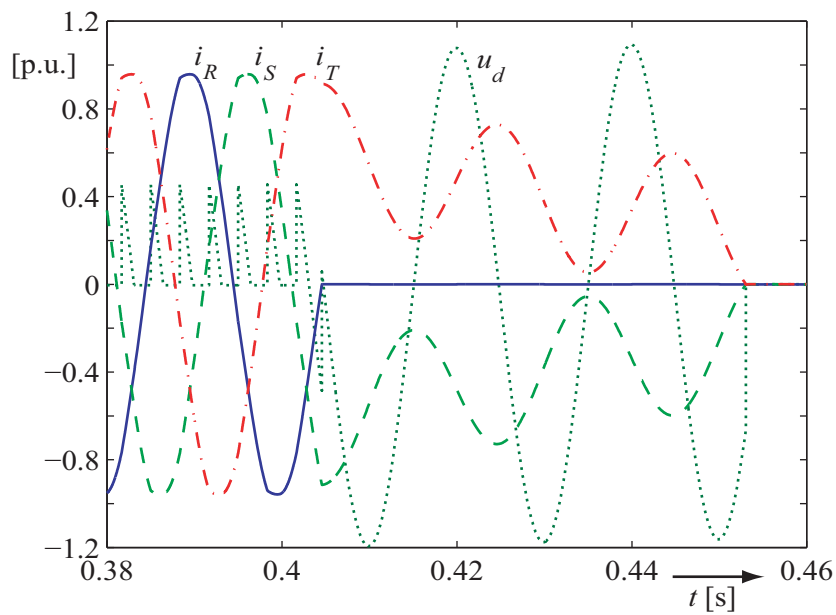


Abbildung 3.37: Ausschaltvorgang ohne Freilaufventil

Die Kurzschlussunterbrechung für den Fall, dass keine Freilaufdiode parallel zur Drehstrombrückenschaltung angeordnet ist, ist in Abbildung 3.37 dargestellt. Bei einer derartigen DKSBE-Struktur kann es vorkommen, dass die Ströme nach der Zündimpulssperre

einen so kleinen betriebsfrequenten Wechselanteil besitzen, dass sie nicht direkt zu null werden können, sondern langsam abschwngen. Daher wäre eine solche DKSBE für eine schnelle Fehlerunterbrechung ungeeignet. Dieser Sachverhalt wird noch einmal in Abschnitt 6.1 aufgegriffen und näher erläutert.

3.5 Wahl des Zeitreferenzpunktes für den Steuerwinkel

Um möglichst wenig Einfluss auf das angeschlossene Drehstromnetz zu nehmen, soll die DKSBE im fehlerfreien Normalbetrieb immer gewährleisten, dass genau drei Thyristoren der Halbleiterbrückenschaltung Strom führen. In diesem Kapitel wird deshalb untersucht, wie die DKSBE ausgelegt und angesteuert werden muss, damit dieser Zustand der ständig dreifachen Ventilbeteiligung erreicht werden kann.

3.5.1 Impedanz- und Betriebsabhängigkeit des natürlichen Zündzeitpunktes

In den folgenden Ausführung wird die Abhängigkeit des natürlichen Zündzeitpunktes bezüglich verschiedener Impedanzverhältnisse und Schaltzustände des Stromrichtersystems untersucht. Im Allgemeinen ist der natürliche Zündzeitpunkt der Zeitpunkt, ab dem über einem Halbleiterventil ausreichend positive Spannung anliegt, so dass ein Stromfluss durch dieses möglich wird. Bei ungesteuerten Ventilen, wie Dioden, fällt der natürliche Zündzeitpunkt mit dem Beginn des Stromflusses durch den Halbleiter zusammen. Bei gesteuerten Ventilen muss zusätzlich ein Zündimpuls an diesen anliegen, um einen Stromfluss zu erreichen. Im Hinblick auf eine ausführliche Beschreibung des Stromrichterhaltens empfiehlt es sich, mehrere natürliche Zündzeitpunkte zu unterscheiden.

Im weiteren Verlauf werden deshalb der impedanzunabhängige 'natürliche Zündzeitpunkt des Leerlaufes' $\alpha_{0,LL}$ und der 'natürliche Zündzeitpunkt des Zwei-Ventil-Zustandes' $\alpha_{0,2V}$ eingeführt. Der 'natürliche Zündzeitpunkt der Kommutierung' $\alpha_{0,3V}$ wird nur kurz angesprochen, da er für den DKSBE-Betrieb nicht von Bedeutung ist. Ferner zeigt sich, dass die beiden zuletzt genannten natürlichen Zündzeitpunkte impedanzabhängig sind. Der natürliche Zündzeitpunkt, der für den stationären Betrieb des Stromrichtersystems entscheidend ist, wird in der Folge als 'stationärer, natürlicher Zündzeitpunkt' $\alpha_{0,stat}$ bezeichnet.

Der stationäre, natürliche Zündzeitpunkt $\alpha_{0,stat}$ gibt in einem Drehstromsystem mit netzgeführten Stromrichtern genau den Zeitpunkt an, ab wann im stationären Betrieb ein Strom frühest möglich durch ein Halbleiterventil fließen kann. Wenn eine sechspulsige Diodenbrückenschaltung netzgeführt betrieben wird, wird durch das erregenden Spannungssystem ein stationärer, natürlicher Zündzeitpunkt $\alpha_{0,stat}$ vorgegeben, ab dem jeweils der Stromfluss durch die Dioden einsetzt. Je nach Impedanzverhältnissen im Stromrichtersystem wird sich dabei ein stationäres Verhalten einstellen, bei dem nach der natürlichen Zündung entweder zwei, drei oder vier Dioden leiten. Bei überwiegend induktiven Gleichstromkreisen tritt ab dem natürlichen Zündzeitpunkt üblicherweise eine Mehrfachkommutierung auf, bei der kurzzeitig vier Brückenventile Strom führen und somit die Halbleiterbrücke quasi kurzschließen. Der natürliche Zündzeitpunkt wird in diesem Fall, wie anschließend gezeigt wird, nicht mehr von den drehstromseitigen Spannungen, sondern von der Gleichspannung u_d auf der Gleichstromseite bestimmt. Bei rein ohmscher Gleichstromseite und einem ungünstigen Betragsverhältnis von gleich- zu drehstromseitiger Impedanz wird sich andererseits ein stationärer Betrieb einstellen, bei dem es zu einem ständigen Wechsel zwischen zwei und drei leitenden Brückendioden kommt. Der Betrieb der ständigen Kommutierung ist bei derartigen Netzverhältnissen nicht zu erreichen, weshalb bei der Auslegung der DKSBE darauf zu achten ist, dass geeignete Impedanzverhältnisse beim fehlerfreien Normalbetrieb vorherrschen.

Liegen derartige Impedanzverhältnisse im Stromrichtersystem vor, dass sich bei Verwendung einer sechspulsigen Diodenbrückenschaltung ohne Freilaufzweig im stationären Betrieb entweder der Betrieb der ständigen Kommutierung oder der Entkoppelungsbetrieb einstellt, so kann mit der DKSBE im fehlerfreien Netzbetrieb der gewünschte Betriebszustand der ständig dreifachen Ventilbeteiligung erreicht werden. Wenn die Impedanz des Freilaufzweiges klein gehalten wird, sorgt eine zur Diodenbrücke parallel geschaltete Freilaufdiode dafür, dass der Schaltzustand der Mehrfachkommutierung nicht mehr erreicht werden kann. Stattdessen zünden die Dioden bei quasi kurzgeschlossener Gleichstromseite so, dass ständig drei Ventile innerhalb der Brückenschaltung leiten. Der Stromfluss durch die Dioden setzt entsprechend ein. Bezogen auf die theoretischen Ausführungen der vorangegangenen Abschnitte fällt der stationäre, natürliche Zündzeitpunkt $\alpha_{0,stat}$ damit mit dem Verschiebungswinkel γ für eine Kommutierungsdauer von $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ zusammen.

Der Zeitreferenzpunkt des Steuerwinkels α muss deshalb so gewählt werden, dass an den Thyristoren der DKSBE-Drehstrombrücke jeweils ein Zündimpuls zum stationären, natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,stat}$ bereitgestellt werden kann. Eine möglichst genaue Kenntnis des Auftretens des natürlichen Zündzeitpunktes ist daher entscheidend für die Funk-

tion der DKSBE. In der Folge wird ausführlich begründet, wie der Zeitreferenzpunkt sinnvoll zu wählen ist.

Für die analytische Beschreibung der sechspulsigen Stromrichtersysteme in den Abschnitten 3.2 und 3.3 wurde der Verschiebungswinkel γ verwendet, um die Erregung bezüglich der betrachteten Gleichstromperiode phasenrichtig zu berücksichtigen. Nach Abbildung 3.3 ist der Verschiebungswinkel γ als Phasenversatz zwischen seinem Bezugspunkt, dem positiven Maximum der Leerlaufspannung des Leiters R , und dem Beginn der Stromführung von Thyristor T3 definiert. Demgegenüber wird in der Literatur (z.B. [38]) üblicherweise der natürliche Zündzeitpunkt bei Leerlauf $\alpha_{0,LL}$ des Stromrichters als Referenzpunkt angegeben, von dem ab man den Steuerwinkel α zählt. Wird der eingestellte Wert des Steuerwinkels α erreicht, gibt die Thyristorelektronik einen Zündimpuls an den zugehörigen Thyristor ab und der Thyristor beginnt zu leiten, wenn in diesem Augenblick ausreichend positive Spannung über ihm anliegt.

In Abbildung 3.38 ist das in Abschnitt 3.2 untersuchte Stromrichtersystem ohne Freilaufdiode für den Fall dargestellt, dass kein Thyristor Strom führt, also leerläuft. Im Sinne von Abschnitt 3.2 ist demnach gerade der Ein-Ventil-Zustand gültig und an den Anschlussklemmen der Drehstrombrückenschaltung liegen, wie dargestellt, direkt die Leerlaufspannungen an. Gibt man wie in der Praxis üblich zum Start des Gleichrichterbetriebes auf alle Thyristoren gleichzeitig einen Zündimpuls, einen so genannten 'Sammelimpuls', wird in der oberen Brückenhälfte mit den Thyristoren T1, T3 und T5 der Thyristor zu leiten beginnen, an dessen Anode gerade die höchste positive Spannung anliegt. Dagegen wird in

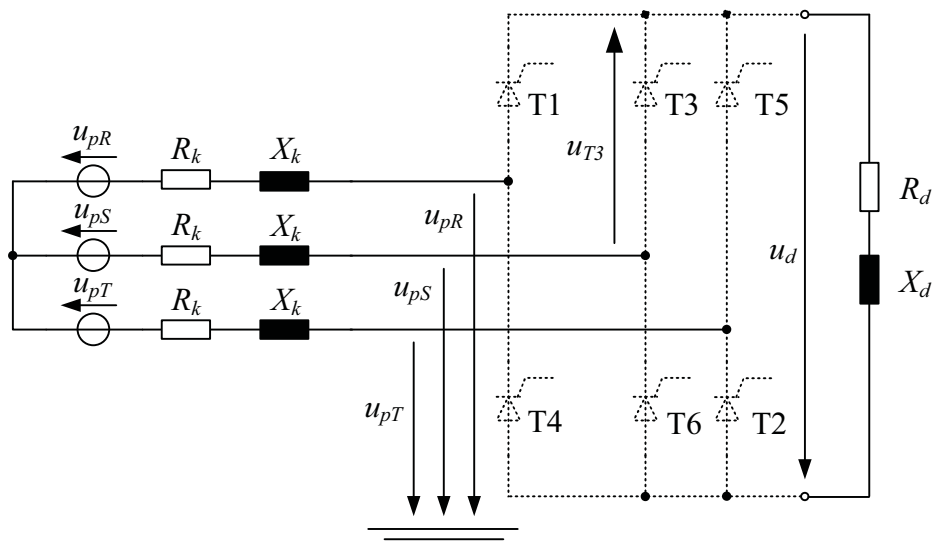


Abbildung 3.38: Festlegung der Referenzspannungen bei Leerlauf

der unteren Hälfte der Gleichrichterbrücke (T2, T4, T6) der Thyristor zünden, an dessen Kathode gerade das am stärksten negative Potential vorherrscht. Im Leerlauf der Drehstrombrücke sind daher die obere und die untere Hüllkurve der drei Strangspannungen an den Stromrichterklammern entscheidend für die Thyristorbeteiligung.

Wie in Abbildung 3.38 gezeigt, werden beim betrachteten Stromrichtersystem die Strangspannungen bei offenen Stromrichterklammern von den Leerlaufspannungen gebildet, so dass deren Hüllkurve bestimmt, welche Thyristoren Strom führen werden. In Abbildung 3.39 sind deshalb neben den Leerlaufspannungen u_{pR} , u_{pS} und u_{pT} auch deren obere und untere Einhüllende schattiert dargestellt. Zudem ist in Abhängigkeit vom zeitlichen

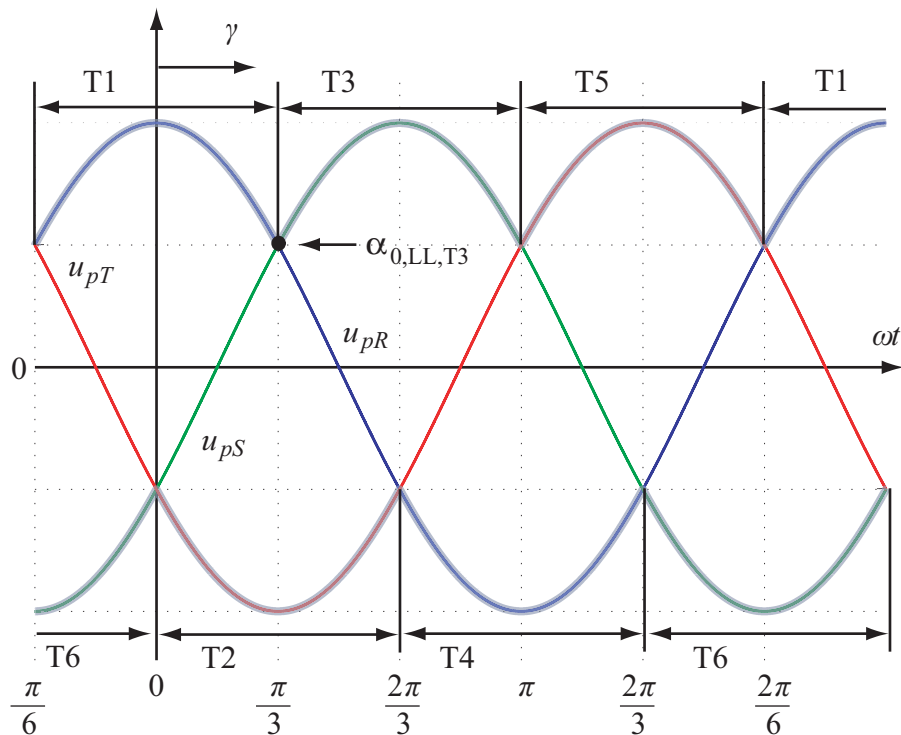


Abbildung 3.39: Ventilbeteiligungen direkt nach der Zündung aus dem Leerlauf heraus

Verlauf der Spannungen angegeben, bei welchen Thyristoren der Stromfluss einsetzen wird, wenn gerade ein Sammelimpuls an allen Thyristoren anliegt. Der frühestmögliche Zeitpunkt, ab dem dabei ein Thyristor zu leiten beginnen kann, stellt den natürlichen Zündzeitpunkt aus dem Leerlauf $\alpha_{0,LL}$ heraus dar. In Abbildung 3.39 ist diesbezüglich der natürliche Zündzeitpunkt $\alpha_{0,LL,T3}$ des Thyristors T3 bei Leerlauf an den Stromrichterklammern gekennzeichnet.

In den Abschnitten 3.2 und 3.3 fällt der Zeitnullpunkt der Berechnungen immer mit dem Beginn des Stromflusses durch Thyristor T3 zusammen (vgl. Abbildung 3.3). Ab dort wird der Beginn der Gleichstromperiode gezählt. Dieser Zeitreferenzpunkt bei Zündung

aus dem Stromrichterleerlauf heraus kann nicht links vom Schnittpunkt der Leerlaufspannungen der Stränge R und S liegen, da ein Stromfluss erst ab dem natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,LL,T3}$ möglich ist. Dementsprechend wird der Steuerwinkel α für Thyristor T3 ab dem Nulldurchgang der verketteten Spannung $u_{pRS} = u_{pR} - u_{pS}$ gezählt, bei dem diese Spannung negativ wird.

In Abbildung 3.39 ist weiterhin der Verschiebungswinkel γ eingezeichnet, der nach Abschnitt 3.1 immer vom Maximum der Leerlaufspannung des Leiters R beginnend bis zum Einsetzen des Stromflusses durch Thyristor T3 gezählt wird. Für den Lückbetrieb, bei dem die Thyristorzündung stets aus dem Leerlauf der Brückenschaltung heraus erfolgt, kann sich demnach minimal ein Verschiebungswinkel von

$$\gamma_{min,Lueck} = \alpha_{0,LL,T3} = \frac{\pi}{3} \quad (3.140)$$

einstellen. Wenn als Referenzzeitpunkt des Steuerwinkels α der natürliche Zündzeitpunkt $\alpha_{0,LL}$ aus dem Leerlauf heraus gewählt wird, kann der Steuerwinkel α für den Lückbetrieb mittels folgender Beziehung direkt aus dem Verschiebungswinkel berechnet werden

$$\alpha = \gamma - \gamma_{min,Lueck} = \gamma - \frac{\pi}{3}. \quad (3.141)$$

Es bleibt anzumerken, dass der Lückbetrieb nur erreicht werden kann, wenn beim Steuerwinkel α entweder immer ein Sammelimpuls, ein Zündimpulspaket einer Mindestlänge von $\omega t = \frac{\pi}{3}$ oder aber ein Doppelimpuls von der Steuerelektronik abgegeben wird. In der Praxis kommt üblicherweise der letzt genannte Fall einer Ansteuerung mit Doppelimpulsen zur Anwendung. Bei dieser erhält jeder Thyristor außer dem eigentlichen Zündimpuls, einen zweiten, der zum ersten Zündimpuls des nachfolgend leitendem Thyristors synchron ist. Dadurch wird gewährleistet, dass genau die beiden Thyristoren zu leiten beginnen, die auch bei einem Sammelimpuls leitfähig werden.

Wenn sich das Stromrichtersystem im Regulärbetrieb befindet und dabei eine Zündung der Thyristoren jeweils aus der Situation heraus, dass zwei Thyristoren leiten, erfolgt, ist $\gamma_{min,Lueck}$ nicht mehr der kleinste Verschiebungswinkel γ , der auftreten kann. Dies wird im Folgenden anhand des vereinfachten Stromrichtersystems nach Abbildung 3.40 verdeutlicht. Der darin abgebildete Gleichstromkreis besteht nur aus einem Kurzschluss. Dies darf für den Fall einer parallel zur Drehstrombrücke angeordneten, leitenden Freilaufdiode und einer sehr kleinen Freilaufzweigimpedanz in guter Näherung angenommen werden. Ferner wird davon ausgegangen, dass das Drehstromsystem in Abbildung 3.40 vollkommen symmetrisch aufgebaut ist und von symmetrischen kosinusförmigen Spannungsquellen angeregt wird.

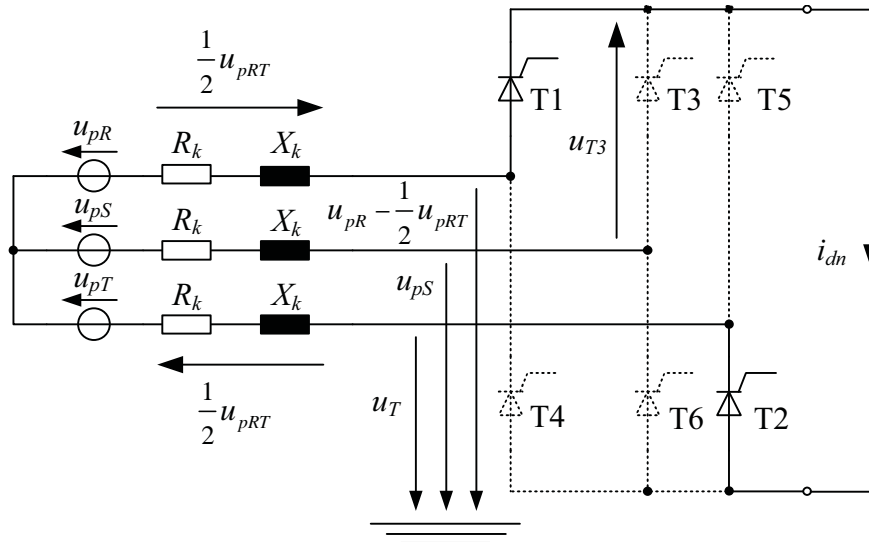


Abbildung 3.40: Festlegung des natürlichen Zündzeitpunktes des Zwei-Ventil-Zustandes

In Abbildung 3.40 ist der Zwei-Ventil-Zustand mit den leitenden Thyristoren T1 und T2 veranschaulicht. Bezüglich des Thyristors T3, also des Ventils, das als nächstes leitfähig wird, führt ein Zündimpuls erst dann zu einem Stromfluss, wenn eine positive Spannung über ihm anliegt. Daher stellt der Zeitpunkt, an dem die Spannung u_{T3} in Abbildung 3.41 gerade positiv wird, den natürlichen Zündzeitpunkt dar. Die Drehstrombrückenschaltung läuft an der Anschlussklemme, an der Thyristor T3 angeschlossen ist, leer. Deshalb ist die Strangspannung u_S , die an der Anode des Thyristors T3 anliegt, identisch mit der Leerlaufspannung u_{pS} . An der Kathode stellt sich aufgrund des gleichmäßigen Spannungsabfalles über der ohmsch-induktiven Netz- bzw. Kurzschlussimpedanz aus R_k und X_k die Strangspannung $u_R = u_{pR} - \frac{1}{2}u_{pRT}$ mit der verketteten Spannung $u_{pRT} = u_{pR} - u_{pT}$ ein. Die Spannung über Thyristor T3 wird somit genau dann positiv, sobald die Differenz

$$u_{T3} = u_S - u_R = u_{pS} - \left(u_{pR} - \frac{1}{2}u_{pRT} \right) = u_{pSR} + \frac{1}{2}u_{pRT} \quad (3.142)$$

einen positiven Wert annimmt. Die Spannungsdifferenz in Gleichung (3.142) wird für Abbildung 3.41 auch mit den üblicherweise verwendeten Leiter-Leiter-Spannungen $u_{pRS} = u_{pR} - u_{pS}$ und $u_{pTR} = u_{pT} - u_{pR}$ über die gleichwertige Beziehung $u_{T3} = -u_{pRS} - \frac{1}{2}u_{pTR}$ gebildet. Neben den genannten Spannungen ist darin auch noch die Leerlaufspannung u_{pR} gezeigt, ab deren positivem Maximum der Verschiebungswinkel γ gezählt wird. Man erkennt, dass die Spannung über dem Thyristor T3 nach Gleichung (3.142) um $\omega t = \frac{\pi}{6}$ früher positiv wird als die verkettete Spannung u_{pRS} negativ. Da letztere den natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,LL,T3}$ im Lückbetrieb darstellt, wird deutlich, dass im Regulärbetrieb bei

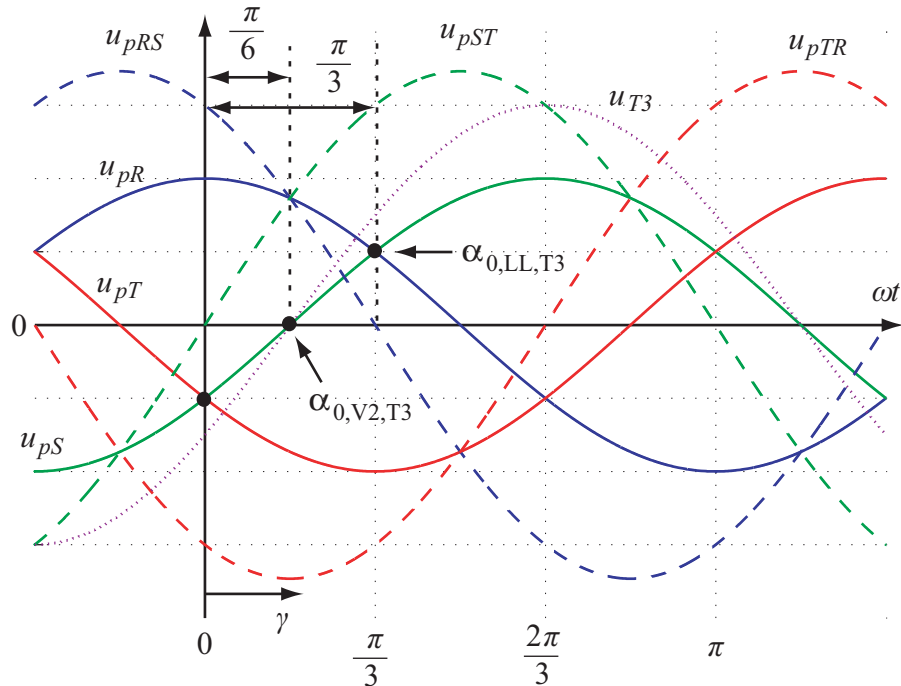


Abbildung 3.41: Vorverlagerung des natürlichen Zündzeitpunktes bei Zündung aus dem Zwei-Ventil-Zustand heraus

Annahme eines Kurzschlusses auf der Gleichstromseite der frühest mögliche natürliche Zündzeitpunkt $\alpha_{0,2V,T3}$ um $\omega t = \frac{\pi}{6}$ vorverlagert auftritt. Der Index '2V' in $\alpha_{0,2V,T3}$ deutet dabei an, dass es sich um den natürlichen Zündzeitpunkt für eine Thyristorzündung aus dem Zwei-Ventil-Zustand heraus handelt. Im Regülarbetrieb resultiert demnach minimal ein Verschiebungswinkel von

$$\gamma_{min,Reg} = \alpha_{0,2V,T3} = \frac{\pi}{6}. \quad (3.143)$$

Wählt man für den Steuerwinkel α als Referenzpunkt den natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,LL,T3}$ aus dem Leerlauf heraus, der ab $\gamma = \frac{\pi}{3}$ gezählt wird, müssen negative Steuerwinkel α gewählt werden, um den kompletten Bereich des Regülarbetriebes abdecken zu können. Da tatsächlich keine negativen Zeiten realisierbar sind, muss die Steuerung den um 2π nachfolgenden Zeitpunkt zur Zündung verwenden, was eine beträchtliche Beeinträchtigung der Reaktionszeit der Steuerung zur Folge hat.

Da im Regülarbetrieb eine Zündung des Thyristors T3 ab dem natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,2V,T3}$ frühestens möglich ist, ist es sinnvoller, den Referenzpunkt des Steuerwinkels α am Nulldurchgang der Spannung $u_{pSR} + \frac{1}{2}u_{pRT}$ festzumachen, als am Nulldurchgang der verketteten Spannung u_{pRS} . Entsprechend Gleichung (3.141) kann der Steuerwinkel α für diesen Referenzpunkt mittels folgender Beziehung direkt aus dem Verschiebungswinkel

berechnet werden

$$\alpha = \gamma - \gamma_{min,Reg} = \gamma - \frac{\pi}{6}. \quad (3.144)$$

Bei der Berechnung des stationären Betriebes dient der Verschiebungswinkel γ dazu, die Erregung des Stromrichtersystems phasenrichtig bezüglich der Zustandsgrößen zu berücksichtigen. Die Konstellation, dass dabei die Erregung über Spannungsquellen erfolgt, wogegen die Zustandsgrößen durch Ströme repräsentiert werden, deutet schon darauf hin, dass auch auf den Verschiebungswinkel γ das R_k/X_k -Verhältnis Einfluss nehmen wird. Dies wird mittels Abbildung 3.42 deutlich, in der bei Annahme stationären Betriebes und eines Kurzschlusses auf der Gleichstromseite die Kommutierungsdauer β_3 und die Stromflussdauer β_2 über dem Verschiebungswinkel γ für extreme R_k/X_k -Verhältnisse aufgetragen sind. Im einzelnen ist dort die γ - β -Abhängigkeit für ein extrem induktives ($R_k/X_k \rightarrow 0$), ein stark ohmsches ($R_k/X_k \rightarrow \infty$) und ein ohmsch-induktiv ausgeglichenes ($R_k/X_k = 1$) Drehstromsystem dargestellt. Die abgebildeten Kurvenverläufe ergeben sich mit Hilfe des in Abschnitt 3.2 vorgestellten Berechnungsverfahrens, wenn für die Resistanz R_d und die Reaktanz X_d auf der Gleichstromseite sehr kleine Werte verwendet werden, wodurch der Kurzschluss der Gleichstromseite in Abbildung 3.40 angenähert wird, und für R_k und X_k entsprechende Werte gewählt werden. Im Folgenden wird das

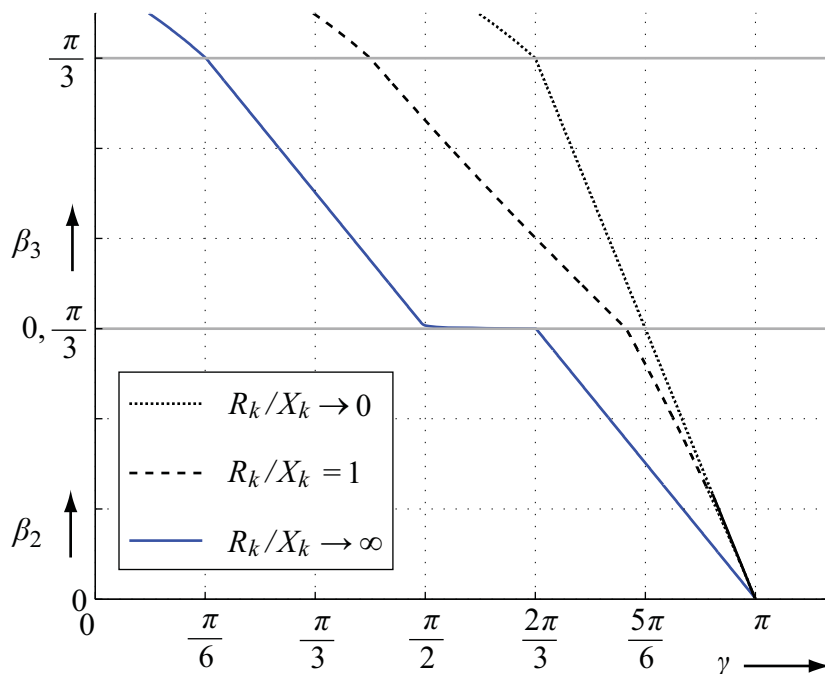


Abbildung 3.42: Abhängigkeit des Verschiebungswinkels γ vom R_k/X_k -Verhältnis bei gleichstromseitigem Kurzschluss

unterschiedliche Verhalten des Stromrichtersystems bei sich ändernden Impedanzverhältnissen erläutert. Da der Verschiebungswinkel γ bezüglich des Beginns des Stromflusses durch Thyristor T3 definiert ist, erfolgen die Betrachtungen immer im Hinblick auf den einsetzenden Strom durch dieses Brückenventil.

Egal welche Impedanzverhältnisse vorliegen, ein Stromfluss durch Thyristor T3 kann erst bei einem Verschiebungswinkel $\gamma < \pi$ einsetzen. Denn anhand der in Abbildung 3.39 dargestellten Ventilbeteiligungen ist zu erkennen, dass bei einem leerlaufenden Stromrichtersystem kein Stromfluss mehr durch Thyristor T3 auftreten kann, wenn mehr als $\frac{2\pi}{3}$ nach dem natürlichen Nulldurchgang bei $\gamma = \frac{\pi}{3}$ gleichzeitig ein Zündimpuls an ihm und seinen benachbarten Thyristorventilen T2 und T4 anliegt. Da der Strom in diesem Fall immer bei $\gamma = \frac{\pi}{3}$ zu fließen beginnt, ist der 'natürliche Zündzeitpunkt des Leerlaufes' $\alpha_{0,LL}$ unabhängig von den Impedanzen des Stromrichtersystems und hat den Wert $\alpha_{0,LL} = \frac{\pi}{3}$.

Die Graphen in Abbildung 3.42 lassen sich weiter sehr anschaulich erklären, indem man sich jeweils betrachtet, welches die treibenden Spannungen für den Stromfluss durch Thyristor T3 sind. Zuerst wird die Kurve interpretiert, die durch ein stark ohmsches Verhalten des Drehstromsystems vor dem Stromrichter zustande kommt. Der Lückbetrieb setzt bei diesem sehr großen R_k/X_k -Verhältnis bei $\gamma = \pi$ ein und endet bei $\gamma = \frac{2\pi}{3}$. Darauf folgt bis $\gamma = \frac{\pi}{2}$ ein Bereich, in dem ständig zwei Ventile leiten. Zwischen $\gamma = \frac{\pi}{2}$ und $\gamma = \frac{\pi}{6}$ wechseln sich der Drei- und Zwei-Ventil-Zustand ab und bei $\gamma = \frac{\pi}{6}$ leiten ständig drei Thyristoren. Eine Begründung dieses Verhaltens lässt sich anhand von Abbildung 3.43 geben. Im vorliegenden Fall eines annähernd ohmschen Systems darf abweichend von den realen Verhältnissen angenommen werden, dass der Strom zum einen bezüglich seines Phasenverlaufes genau dem momentan erregenden Spannungsverlauf folgt und zum anderen nicht stetig zu sein braucht. Neben den drei Leerlaufspannungen u_{pR} , u_{pS} und u_{pT} , den verketteten Spannungen u_{pST} und u_{pTR} sowie der Spannung u_{T3} nach Gleichung (3.142) ist in Abbildung 3.43 auch der natürliche Zündzeitpunkt $\alpha_{0,LL,T2}$ des Thyristors T2 aus dem Leerlauf heraus angegeben. Geht man davon aus, dass genau zu diesem Zeitpunkt ein Sammelimpuls auftritt, werden die beiden Thyristoren T1 und T2 leitend. Der resultierende Strom wird der erregenden Spannung u_{pTR} folgen und, wenn kein weiterer Thyristor mehr zündet, im nächsten Nulldurchgang erlöschen. Dies ist durch den dick gestrichelten Bereich von u_{pTR} angedeutet. Durch die Vorverlagerung des natürlichen Zündzeitpunktes von Thyristor T3 im Zwei-Ventil-Zustand ist ein Stromfluss durch dieses Halbleiterventil schon ab $\omega t = \frac{\pi}{6}$, nachdem die Thyristoren T1 und T2 zu leiten begonnen haben, möglich. Liegt genau zum minimalen natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,2V,T3}$ von Thyristor T3 bei zwei leitenden Ventilen ein Zündimpuls an, sind drei Ventile stromführend und es ergibt sich nach Abbildung 3.40 ein symmetrisches Dreiphasensystem. Die drei Thyristorströme werden in diesem Fall jeweils den anliegenden Leerlaufspannungen

Der Kurvenverlauf in Abbildung 3.42 für das sehr kleine R_k/X_k -Verhältnis, also für ein nahezu rein induktives Drehstromnetz, liegt darin begründet, dass die Thyristorströme jeweils auch Zustandsgrößen des Systems darstellen. Deshalb können sie im Gegensatz zum ohmschen Fall nicht sprunghaft null werden, sondern können nur entsprechend dem Systemeigenverhalten mehr oder weniger schnell ansteigen oder absinken. Die treibende Spannung, die bei induktivem Verhalten die Stromänderung widerspiegelt, muss ein adäquates Verhalten zeigen und wird deshalb auch negative Werte aufweisen. Im ohmschen Fall, in dem der Thyristorstrom mit der Erregung in Phase ist, ist die Spannung über dem Thyristor immer positiv (für Thyristor T3 vgl. Abbildung 3.43).

Der Lückbetrieb, bei dem der Thyristorstrom innerhalb einer $\frac{\pi}{3}$ -Periode von null beginnend ansteigt und dann wieder auf null abfällt, setzt ab $\gamma = \pi$ ein. In Abbildung 3.44 ist der Lückbetrieb für $\beta_2 = \frac{\pi}{6}$ (vgl. Leiterströme in Abbildung 3.31 (b)) sowohl für die Thyristorbeteiligungen [T2,T1] also auch für [T3,T2] gezeigt.

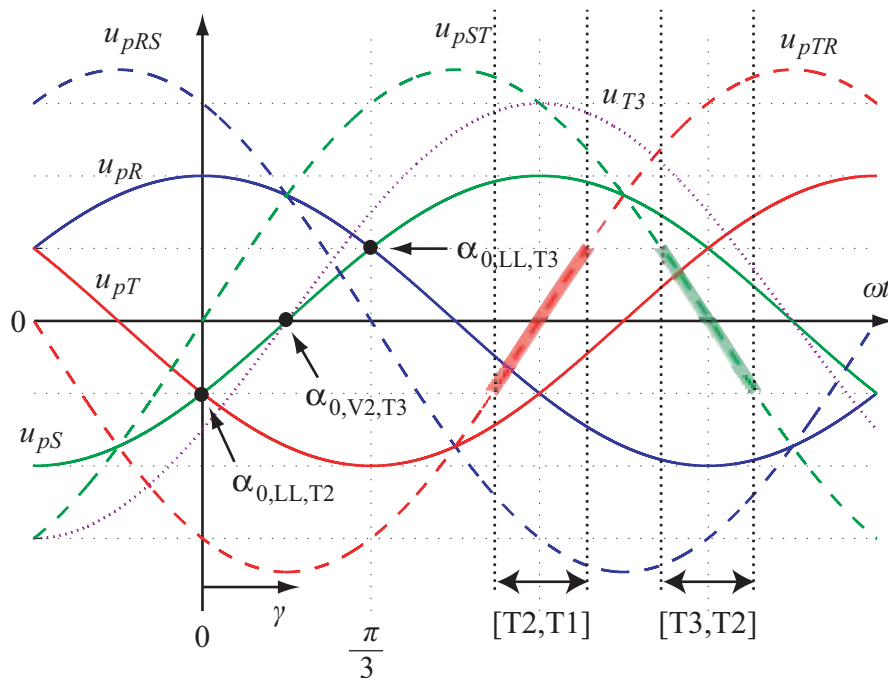


Abbildung 3.44: Treibende Spannungen im annähernd induktiven System bei Lückbetrieb ($\beta_2 = \frac{\pi}{6}$)

Zu Beginn, wenn der Strom durch das Ventil ansteigt, ist die erregende Spannung über dem Thyristor positiv. Am Strommaximum hat sie einen Nulldurchgang und ist dann solange negativ, bis der Strom abgeklungen ist. Der Stromaufbau dauert in einem rein induktiven System ebenso lange wie der Stromabbau. In Abbildung 3.44 ist die Dauer des Stromflusses angedeutet, indem die treibende Spannung in diesem Abschnitt jeweils schattiert dargestellt ist.

Bei $\gamma = \frac{5\pi}{6}$ erreicht das rein induktive Stromrichtersystem mit kurzgeschlossenem Gleichstromkreis die obere Grenze des Lückbetriebes. Abbildung 3.45 veranschaulicht, dass in diesem Fall die erregenden Spannungen der beiden Thyristorbeteiligungen [T2,T1] und [T3,T2] aufeinander treffen. Zu diesem Zeitpunkt ist gerade soviel magnetische Energie in den induktiven Elementen des Systems gespeichert, dass diese noch genau innerhalb einer halben Gleichstromperiode abgebaut werden können. Aus Sicht des natürlichen Zündzeitpunktes des Leerlaufes $\alpha_{0,LL,T3}$ beträgt der Steuerwinkel an der Grenze des Lückbetriebes genau $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

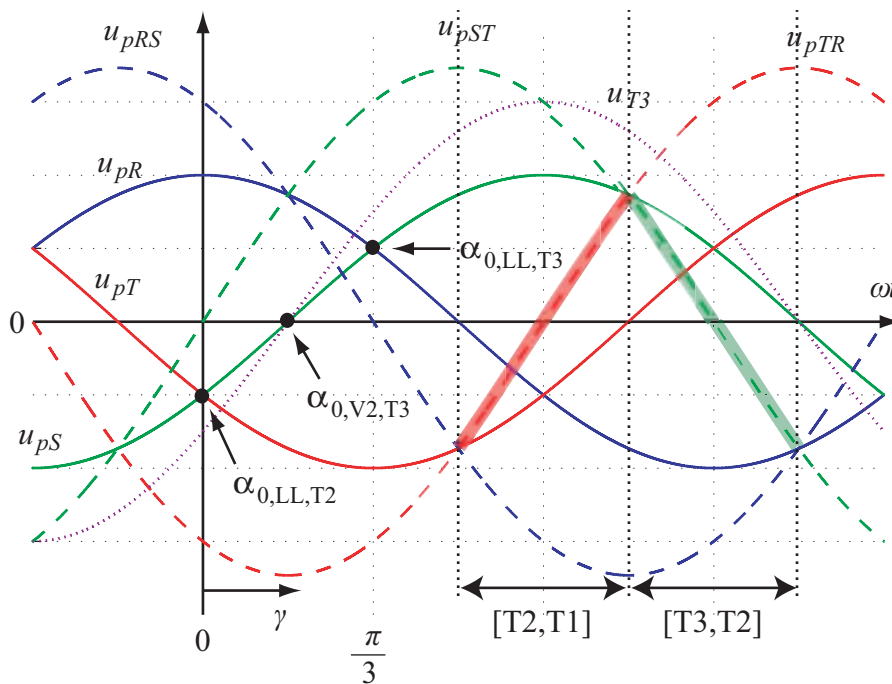


Abbildung 3.45: Treibende Spannungen im annähernd induktiven System an der Grenze zwischen Lück- und Regulärbetrieb ($\beta_3 = 0$)

Wählt man einen kleineren Steuerwinkel α , kommt es dazu, dass am Ende einer Gleichstromperiode noch zwei Thyristoren leitend sind, woraus die betriebsabhängige Vorverlagerung des natürlichen Zündzeitpunktes um $\frac{\pi}{6}$ resultiert. Referenziert auf den natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,2V,T3}$ bei zwei leitenden Thyristoren liegt der Übergang von Kommutierung auf Lückbetrieb demnach bei $\alpha = \frac{2\pi}{3}$. Die Wahl des Steuerwinkels α bezogen auf den aktuell vorliegenden natürlichen Zündzeitpunkt ist aufgrund dieses Verschiebungswinkelsprunghes kaum praktisch zu realisieren. Man wählt deshalb zur mathematischen Beschreibung für den Verschiebungswinkel γ und in praktischen Steuerungen für den Steuerwinkel α einen festen Referenzpunkt bezüglich nahezu starrer Spannungsquellen. Indem der Verschiebungswinkel γ bzw. gezielt abgegebene Zündimpulse bestimmen, welche Erregung innerhalb einer Gleichstromperiode vorherrscht, ist eine lineare Steuerung des Stromflusses trotz des Sprunges des natürlichen Zündzeitpunktes möglich.

Ein Beispiel des Regulärbetriebes mit anfänglicher Kommutierung und dann zwei stromführenden Thyristoren ist in Abbildung 3.46 angegeben. Die Leiterströme, die zur vorherrschenden Kommutierungsdauer von $\beta_3 = \frac{\pi}{6}$ gehören, sind in Abbildung 3.30 (b) dargestellt. Man erkennt in Abbildung 3.46, dass in dem Bereich, in dem die Thyristorgruppe [T3,T2,T1] leitet, alle drei Leerlaufspannungen an der Erregung des Systems beteiligt sind und nur über Ventil T2 eine Spannung mit wechselnder Polarität auftritt. Über Thyristor T3 liegt im Drei-Ventil-Zustand nur positive und über Thyristor T1 nur negative Spannung an. Der Strom durch Ventil T3 wird daher in diesem Zeitabschnitt nur ansteigen und der durch T1 nur absinken. Die Differenz beider Spannungen ist deshalb die treibende Kraft der Kommutierung. Dies wird bestätigt, wenn man die Erregungsgleichung (3.47) des Kommutierungskreises auswertet. Man erhält daraus die Hälfte der verketteten Spannung u_{pRS} als erregende Spannung, die den nach Gleichung (3.39) definierten Kommutierungsstrom treibt. Nach der Kommutierung dient den beiden in Abbildung 3.46 noch stromführenden Ventilen T2 und T3 die verkettete Spannung u_{pST} als erregende Quelle.

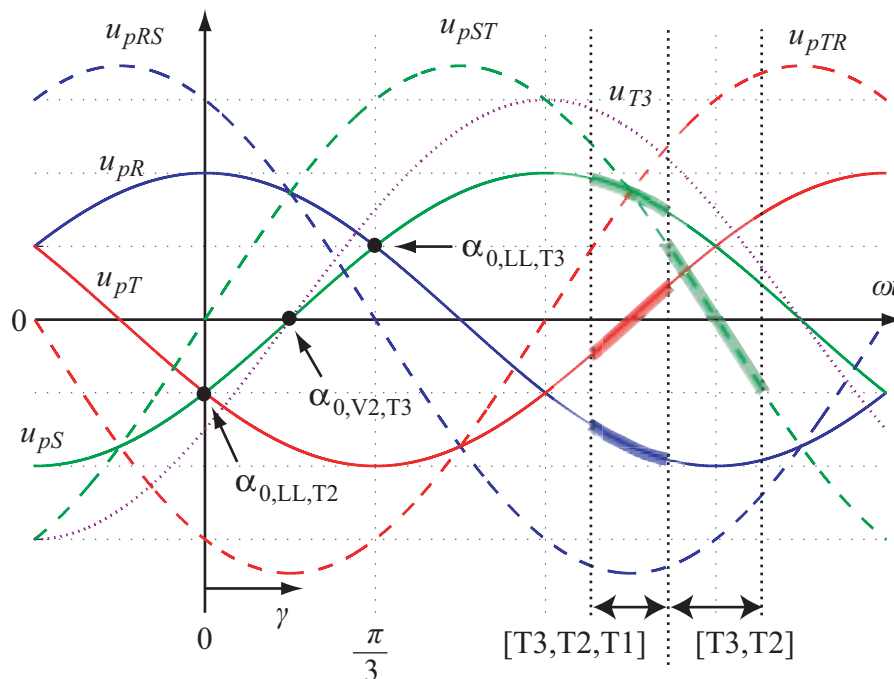


Abbildung 3.46: Treibende Spannungen im annähernd induktiven System bei Regulärbetrieb ($\beta_3 = \frac{\pi}{6}$)

In Abbildung 3.47 wird der Betriebszustand der ständigen Kommutierung veranschaulicht. Im dargestellten Fall mit den Ventilbeteiligungen [T3,T2,T1] kommutiert der Strom durch Thyristor T3 aufgrund der ständig positiven erregenden Spannung nur auf und der Strom durch Ventil T1 aufgrund der ständig negativen erregenden Spannung nur ab. In diesem Fall ist die treibende Kraft der Kommutierung, die halbe verkettete Spannung u_{pRS} , am längsten vorherrschend und besitzt zudem ihr Minimum, so dass der Kommu-

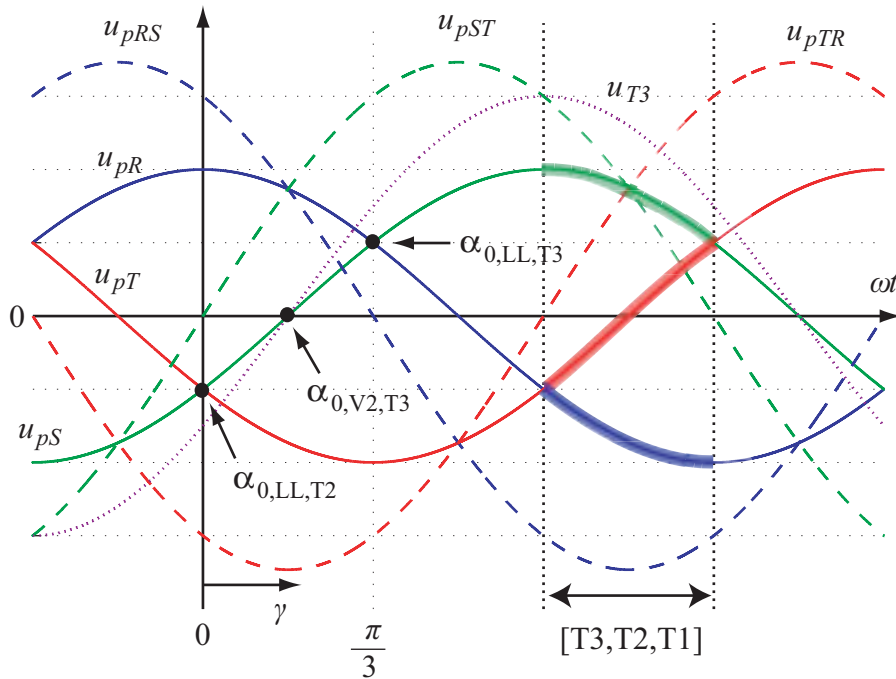


Abbildung 3.47: Treibende Spannungen im annähernd induktiven System bei ständiger Kommutierung ($\beta_3 = \frac{\pi}{3}$)

tierungsstrom i_k möglichst lange und schnell abnehmen kann. Aus diesem Grund sind bei ständiger Kommutierung die höchsten Gleichströme möglich. Der wechselfrequente Anteil des Gleichstromes wird im betrachteten $\frac{\pi}{3}$ -Abschnitt im Wesentlichen von der Spannung u_{pT} bestimmt.

Die mittlere Kurve von Abbildung 3.42 zeigt die Abhängigkeit der Überschneidungswinkel β_2 und β_3 vom Verschiebungswinkel γ für den Fall eines ohmsch-induktiv ausgeglichenen Stromrichtersystems. Der Verlauf befindet sich zwischen dem bei einem stark ohmschen und dem bei einem rein induktiven Systemverhalten. Im Bereich des Lückbetriebes ist er nicht sehr stark vom rein induktiven Betriebsfall abweichend. Mit zunehmender Kommutierungsdauer β_3 nimmt der Einfluss des ohmschen Anteils zu, so dass sich der Schnittpunkt mit der horizontalen Geraden bei $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ in der Mitte der beiden anderen Graphen bei $\gamma = \frac{5\pi}{12}$ befindet. Es ist zu erwarten, dass auch alle anderen R_k/X_k -Verhältnisse zwischen den beiden Grenzfällen des rein ohmschen und rein induktiven Stromrichtersystems liegen.

Wird bei drei leitenden Thyristoren ein weiterer gezündet, befindet sich das Stromrichtersystem im Bereich der Mehrfachkommutierung. Durch die zur Halbleiterbrücke parallele Freilaufdiode wird dieser Zustand bei passenden Impedanzverhältnissen zwar nicht auftreten, aber dennoch ist wichtig zu wissen, unter welchen Umständen sich ein solcher Schaltzustand einstellen kann. Denn die DKSBE kann nur den Betrieb der ständigen Kommutierung erreichen, wenn sich bei Diodenbetrieb ohne parallele Freilaufdiode ent-

weder immer genau drei leitende Ventile einstellen oder kurzzeitig auch vier Thyristoren das Gleich- vom Drehstromnetz entkoppeln.

Wie der natürliche Zündzeitpunkt des Leerlaufes $\alpha_{0,LL}$ und der natürliche Zündzeitpunkt des Zwei-Ventil-Zustandes $\alpha_{0,2V}$ ist auch der 'natürliche Zündzeitpunkt der Kommutierung' $\alpha_{0,3V}$ vom aktuellen Betriebszustand abhängig. In Abbildung 3.48 ist das Stromrichtersystem nach Abbildung 3.2 für den Fall dargestellt, dass drei Thyristoren [T6, T1, T2] Strom führen. Damit Thyristor T3 zu leiten beginnen kann, muss wiederum die Spannung u_{T3} über ihm positiv sein. Offensichtlich kann dies nur der Fall sein, wenn die Gleichspannung u_d einen negativen Wert annimmt. Deshalb kann der Vier-Ventil-Zustand in Stromrichtersystemen nur eintreten, wenn die Impedanz der Gleichstromseite so gewählt wird, dass ein ausreichend negativer Spannungsabfall über ihr möglich ist. Einerseits darf deshalb der induktive Impedanzanteil nicht zu groß sein, damit durch den Wechselanteil des Gleichstromes ein ausreichend steiles Stromgefälle vorhanden ist, so dass aus der Reihenschaltung mit dem ohmschen Spannungsabfall eine negative Spannung resultiert. Andererseits muss im Hinblick auf eine negative Gesamtspannung auch der ohmsche Anteil der Gleichstromimpedanz klein gehalten werden.

Wenn die Impedanzen des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.2 entsprechend dimensioniert sind und die Thyristorbrücke so angesteuert wird, dass sie wie eine Diodenbrücke arbeitet, werden im stationären Betrieb wegen der vorhandenen Freilaufdiode immer genau drei Ventile der Halbleiterbrücke Strom führen. Der stationäre natürliche Zündzeitpunkt $\alpha_{0,stat}$ des Stromrichtersystems liegt demnach immer an der Grenze zwischen Regulär- und Entkoppelungsbetrieb bei $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ bzw. $\beta_4 = 0$. Mit Hilfe des iterativen Berechnungsverfahrens nach Abschnitt 3.3.2.2 aber auch mit dem aus Abschnitt 3.3.2.3

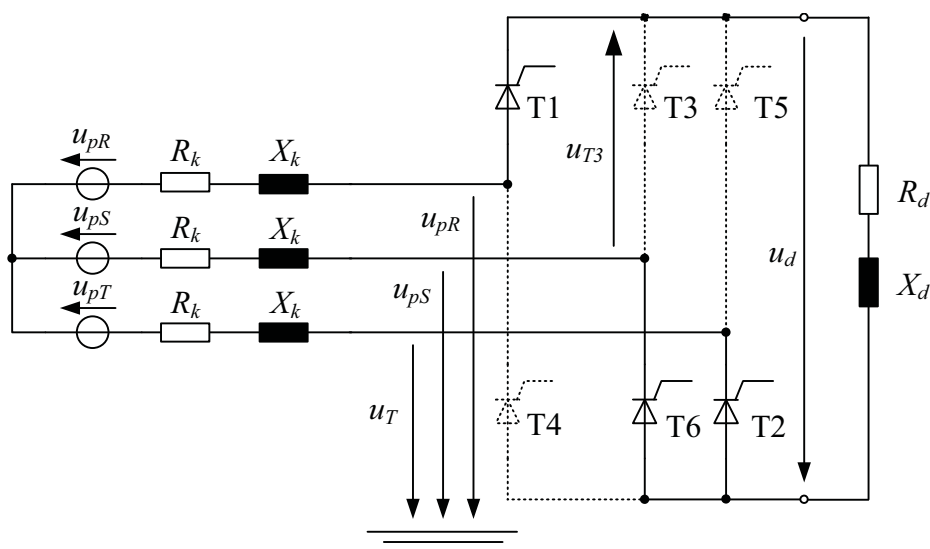


Abbildung 3.48: Festlegung des natürlichen Zündzeitpunktes der Kommutierung

kann der zugehörige Verschiebungswinkel γ bestimmt werden. Wie Abbildung 3.21 zeigt, kann in sehr guter Näherung auch das analytisch-geschlossene Verfahren nach Abschnitt 3.2 verwendet werden.

An den Abbildungen 3.12, 3.13 und 3.42 kann man direkt ablesen, dass der stationäre, natürliche Zündzeitpunkt $\alpha_{0,stat}$ des Stromrichtersystems von den Impedanzverhältnissen abhängig ist. Minimal liegt der für den Betrieb der ständigen Kommutierung maßgebliche natürliche Zündzeitpunkt des Zwei-Ventil-Zustandes $\alpha_{0,2V}$ bei $\gamma = \frac{\pi}{6}$. Bei einem großen R_k/X_k -Verhältnis wird dieser kleine γ -Wert annähernd erreicht. Je induktiver das System ist, desto größer wird der Verschiebungswinkel, wobei sich für ein rein induktives System der maximale Wert bei $\gamma = \frac{2\pi}{3}$ einstellt.

Aus einer anschaulichen Überlegung heraus lässt sich bei bekanntem R_k/X_k -Verhältnis über eine einfache Berechnung der Verschiebungswinkel γ bei $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$, also für ständige Kommutierung, näherungsweise angeben. Geht man davon aus, dass in einem vollkommen symmetrisch aufgebauten Stromrichtersystem die Gleichstromseite wie in Abbildung 3.40 durch einen Kurzschluss gebildet wird, stellt aus dessen Sicht ein verlustloser Stromrichter bei ständig drei leitenden Ventilen einen Sternpunkt dar. Das Stromrichtersystem ist dann mit einem einfachen Drehstromsystem vergleichbar, wobei die Thyristorströme in diesem den Leiterströmen entsprechen. Da die Leiterströme in einem solchen einfachen, dreiphasig-symmetrischen Drehstromsystem den Quellspannungen genau um

$$\phi_k = \arctan\left(\frac{X_k}{R_k}\right) \quad (3.145)$$

nacheilen, werden die Thyristorströme genau den gleichen Phasenversatz bezüglich ihrer Erregung zeigen. Weiterhin weiß man, dass für ständig dreifache Ventilbeteiligung der natürliche Zündzeitpunkt von Thyristor T3 bei $\alpha_{0,2V,T3} = \frac{\pi}{6}$ liegt. Um im rein ohmschen System, in dem kein Phasenunterschied zwischen Strom und Spannung besteht, den Drei-Ventil-Zustand zu erreichen, muss genau im minimalen natürlichen Zündzeitpunkt ein Zündimpuls am Thyristor anliegen. Der Phasenversatz, der vom R_k/X_k -Verhältnis hervorgerufen wird, muss also ab dem natürlichen Zündzeitpunkt gezählt werden. Bezüglich des Halbleiterventils T3 ergibt sich demnach für den Verschiebungswinkel γ bei dauerhafter Kommutierung und kurzgeschlossenem Gleichstromkreis

$$\gamma = \frac{\pi}{6} + \arctan\left(\frac{X_k}{R_k}\right). \quad (3.146)$$

Dieser Zusammenhang lässt sich durch die Wahl einer zu vernachlässigenden gleichstromseitigen Impedanz und der Vorgabe von $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ mittels des Berechnungsverfahrens aus Abschnitt 3.2 bestätigen.

Anhand von Gleichung (3.146), ist auch eine sehr gute Abschätzung des Verschiebungswinkels γ möglich, wenn auf der Gleichstromseite eine Impedanz Z_d berücksichtigt wird und das Betragsverhältnis von gleichstromseitiger zu drehstromseitiger Impedanz nicht viel größer als eins ist. Dies ist beispielsweise nachzuprüfen, wenn man die Gleichung (3.146) auf die R_k/X_k -Verhältnisse aus Tabelle 3.2 anwendet und das Ergebnis mit Abbildung 3.13 vergleicht. In dem dort dargestellten Fall wird das Betragsverhältnis von gleich- zu drehstromseitiger Impedanz in etwa bei drei gehalten. Dagegen ist Gleichung (3.146) beispielsweise nicht für eine verhältnismäßig hohe Gleichstromimpedanz anzuwenden, was Tabelle 3.1 in Verbindung mit Abbildung 3.12 zeigt. Für dieses Beispiel sind die Impedanzverhältnisse so, dass während des stationären Betriebes die Freilaufdiode nicht leitet. Da selbst bei Diodenbetrieb der Zustand der ständigen Kommutierung nicht erreicht werden kann, sind derart große Impedanzen auf der Gleichstromseite ungeeignet für den DKSBE-Betrieb. Ferner würde die hohe Gleichstromimpedanz das Netzverhalten dominieren, was der Forderung widerspricht, dass die DKSBE im fehlerfreien Normalbetrieb möglichst wenig Einfluss auf das Drehstromnetz ausüben soll. Insgesamt sind daher derartige Impedanzverhältnisse zu vermeiden.

3.5.2 Festlegung des Zeitreferenzpunktes

Damit die DKSBE im fehlerfreien Normalbetrieb immer wie eine Diodenbrücke mit parallelem Freilaufzweig arbeitet, muss die Steuerung immer zum stationären, natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,stat}$ einen Zündimpuls an den jeweiligen Thyristor schicken. Um eine stufenlose Zündwinkel Anpassung möglich zu machen, ist es sinnvoll, den Zündwinkel α ab dem minimalen Verschiebungswinkel γ_{min} zu zählen. Dieser liegt bei kurzgeschlossenem Gleichstromkreis und rein ohmscher Drehstromimpedanz genau bei $\gamma_{min} = \frac{\pi}{6}$ (vgl. Abbildung 3.42). Für die DKSBE-Ansteuerung sollte deshalb der Zeitreferenzpunkt des Zündwinkels so gelegt werden, dass dieser mit dem Verschiebungswinkel $\gamma_{min} = \frac{\pi}{6}$ übereinstimmt. Im Hinblick auf die bekannten Leerlaufspannungen u_{pR} , u_{pS} und u_{pT} des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.2 erkennt man aus Abbildung 3.41, dass sich die verketteten Spannungen u_{pRS} und u_{pST} genau bei $\gamma = \frac{\pi}{6}$ schneiden. Bei der Wahl dieses Schnittpunktes als Referenzpunkt des Steuerwinkels kann der gesamte Betriebsbereich des Stromrichtersystems mit einem Steuerwinkel von $0 \leq \alpha \leq \pi$ abgedeckt werden.

In der Praxis sind unter Last jedoch die Leerlaufspannungen u_{pR} , u_{pS} und u_{pT} nicht in der Form verfügbar. Deshalb wird der Bezugspunkt des Steuerwinkels bezüglich einer anderen, gut zugänglichen Größe des Stromrichtersystems gewählt, die unabhängig vom Betriebszustand des Stromrichters einen möglichst gleichmäßigen zeitlichen Verlauf aufweist. Üblicherweise fällt die Wahl dabei auf die verketteten primärseitigen Transforma-

torspannungen $u_{PT,RS}$, $u_{PT,ST}$ und $u_{PT,TR}$. Bezüglich der Leerlaufspannungen u_{pR} , u_{pS} und u_{pT} treten diese jedoch phasenversetzt auf. Mit Hilfe der Übersichtsschaltung nach Abbildung 3.49 soll ein Zusammenhang zwischen beiden hergestellt werden. Darin sind die

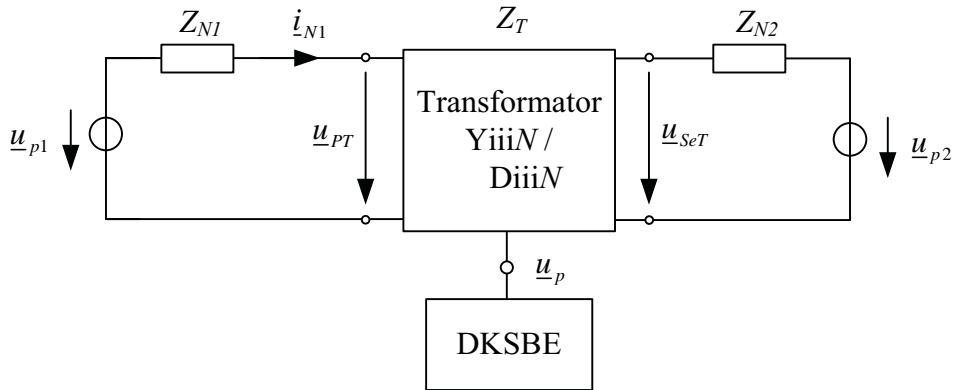


Abbildung 3.49: Leerlaufspannung u_p in der Übersichtsschaltung

Spannungsraumzeiger der Leerlaufspannungen des Versorgungsnetzes u_{p1} und des Verbrauchernetzes u_{p2} aus der Übersichtsschaltung nach Abbildung 3.1 eingezeichnet. Die jeweiligen Netzimpedanzen werden durch Z_{N1} und Z_{N2} repräsentiert. Für den Transformator, dessen primärseitige Anschlussklemmen entweder in Stern oder Dreieck geschaltet sein können, ist die Kennziffer N der Schaltgruppe (vgl. Abschnitt 2.1) und die Transformatorimpedanz Z_T bekannt. An der Primärseite des Transformators liegt der Spannungsraumzeiger u_{PT} und an seiner Sekundärseite u_{SeT} an. Bei Leerlauf des Stromrichtersystems stellt sich an den Anschlussklemmen der DKSBE genau die Leerlaufspannung u_p ein.

Zum Vergleich ist die Situation des vereinfachten Stromrichtersystems (Abbildung 3.2) in der Übersicht nach Abbildung 3.50 veranschaulicht. Die Kurzschlussimpedanz Z_k setzt sich darin aus den auf die Sekundärseite bezogenen Impedanzen Z'_{N1} und Z'_T und der Verbraucherimpedanz Z_{N2} zusammen. In die Leerlaufspannung u_p gehen die Leerlauf-

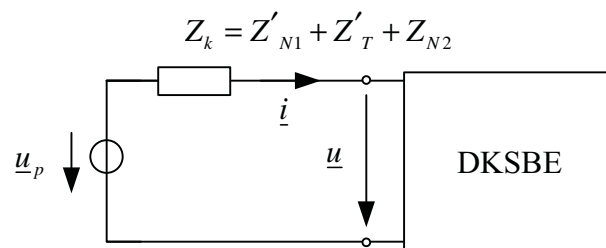


Abbildung 3.50: Leerlaufspannung u_p im vereinfachten Stromrichtersystem

spannung des Versorgungsnetzes \underline{u}_{p1} und des Verbrauchernetzes \underline{u}_{p2} wie folgt ein

$$\underline{u}_p = - \left[\frac{1}{\underline{i}} \underline{u}_{p1} - \underline{u}_{p2} \right]. \quad (3.147)$$

Der Faktor \underline{i} stellt darin das komplexe Übersetzungsverhältnis

$$\underline{i} = \frac{\underline{u}_{pT}}{\underline{u}_{SeT}} = \dot{i}_w e^{jN\frac{\pi}{6}} \quad (3.148)$$

mit dem reellen Übersetzungsverhältnis \dot{i}_w dar. Ferner steht in Gleichung (3.147) vor der eckigen Klammer ein Minuszeichen, da die DKSBE nicht auf der Wicklungsseite angeschlossen ist, auf die sich das Übersetzungsverhältnis bezieht, sondern auf der Sternpunktseite. Dies ist durch eine Phasendrehung um π zu berücksichtigen.

An dieser Stelle sei explizit erwähnt, dass der Steuerwinkel α für alle sechs Thyristoren gilt. Für jeden Thyristor T1 bis T6 wird der Steuerwinkel, der auch als Zündwinkel bezeichnet wird, ab einem anderen Zeitreferenzpunkt gezählt, wobei die einzelnen Zeitreferenzpunkte jeweils $\omega t = \frac{\pi}{3}$ auseinander liegen. Um zu unterscheiden, für welchen Thyristor der Steuerwinkel gezählt wird, wird α mit der jeweiligen Thyristorbezeichnung indiziert. Mit α_{T3} ist beispielsweise der Zündwinkelwert gemeint, der für Thyristor T3 ausschlaggebend ist und ab einem bestimmten Zeitreferenzpunkt gezählt wird. Wenn α_{T3} den Wert α annimmt, wird an Thyristor T3 ein Zündimpuls abgegeben.

Es genügt den Referenzzeitpunkt für einen Thyristor festzulegen, da sich die anderen Referenzzeitpunkte daraus aufgrund der Periodizität automatisch ergeben. In der Folge wird deshalb nur der Zeitbezugspunkt von Thyristor T3 festgelegt.

Zur Festsetzung dieses Zeitreferenzpunktes für den Steuerwinkel α_{T3} wird vom Leerlauf des Stromrichters ausgegangen. Im Zeigerdiagramm nach Abbildung 3.51 ist der Raumzeiger \underline{u}_p der Spannungen direkt am Stromrichter angegeben.

Wenn dieser mit der reellen Achse zusammenfällt, hat die Spannung u_{pR} gerade ihr Maximum, d.h. ab diesem Zeitpunkt wird der Verschiebungswinkel γ gezählt. Außerdem sind im Zeigerbild die sechs natürlichen Zündzeitpunkte $\alpha_{0,LL,T1}$ bis $\alpha_{0,LL,T6}$ aus dem Leerlauf heraus eingezeichnet. Diese fallen, wie anhand von Abbildung 3.39 erläutert, mit den Nulldurchgängen der verketteten Spannungen u_{pRS} , u_{pST} und u_{pTR} direkt an den Stromrichterklammern zusammen. Diese Nulldurchgänge stehen jeweils als mögliche Zeitreferenzpunkte zur Verfügung.

Genau wenn der Raumzeiger \underline{u}_p bei seiner Drehung in mathematisch positiver Richtung einen dieser natürlichen Zündzeitpunkte überschreitet, kann der betreffende Thyristor aus dem Leerlauf heraus gezündet werden. Im Zeigerbild stimmt der Spannungsraumzeiger

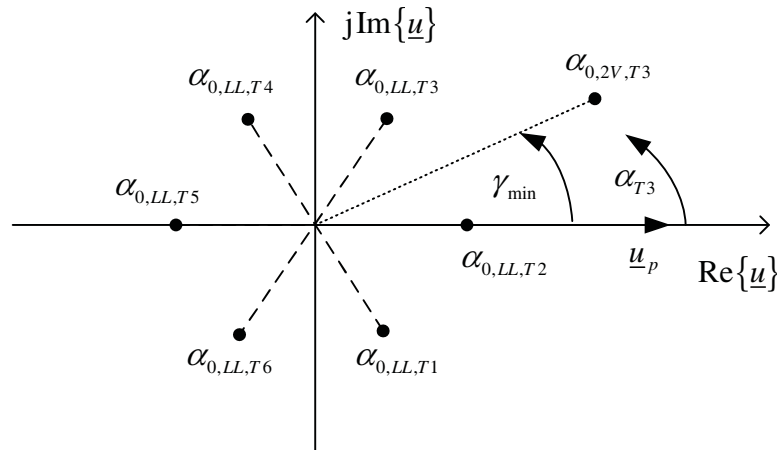


Abbildung 3.51: Natürliche Zündzeitpunkte bei Leerlauf direkt am Stromrichter

\underline{u}_p gerade mit dem natürlichen Zündzeitpunkt des Leerlaufes $\alpha_{0,LL,T2}$ von Thyristor T2 überein. Für den Fall, dass der Stromrichter leerläuft, könnte Thyristor T2 ab diesem Zeitpunkt Strom führen.

Außerdem ist in Abbildung 3.51 der minimale, natürliche Zündzeitpunkt des Zwei-Ventil-Zustandes $\alpha_{0,2V,T3}$ von Thyristor T3 nach Gleichung (3.143) eingezeichnet, der sich bei kurzgeschlossener Gleichstromseite und rein ohmscher Drehstromseite einstellt. Man erkennt, dass im vorliegenden Fall von den sechs möglichen Zeitreferenzpunkten $\alpha_{0,LL,T1}$ bis $\alpha_{0,LL,T6}$ am günstigsten der natürliche Zündzeitpunkt des Leerlaufes $\alpha_{0,LL,T2}$ von Thyristor T2 für die Zündung von Thyristor T3 gewählt wird. Der Zündwinkel α_{T3} wird dann, wie eingezeichnet, ab der reellen Achse gezählt. Ein Zündimpuls wird genau dann an Thyristor T3 abgegeben, wenn der Zündwinkel α_{T3} den vorgegebenen Zündwinkelwert α erreicht, wobei nur ein Wert $\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \pi$ zu einer Stromführung durch Thyristor T3 führen kann (vgl. Abbildung 3.42).

Da bei ständig drei leitenden Ventilen die Spannungen an den Thyristoren sehr klein sind und stark verzerrt auftreten, können sie nicht als Bezugsspannungen für den Steuerwinkel genutzt werden. Als Referenzspannungen werden Spannungen an der Primärseite des Transformators verwendet, da sie gut zugänglich sind und ihre zeitlichen Verläufe vom Betriebszustand des Stromrichters relativ unabhängig sind. Bei der Festlegung des real verwendbaren Zeitreferenzpunktes wird wieder vom Leerlauf des Stromrichters ausgegangen, da in diesem Zustand auf der Primärseite des Transformators und an der DKSBE Spannungen anliegen, die sich in der Phasenlage genau um die Phasendrehung unterscheiden, die aus der Transformatorschaltgruppe resultiert.

Abhängig von der Kennziffer N der Schaltgruppe ergibt sich zwischen den Spannungen an der Primärseite des Transformators und an den Stromrichterklammern der DKSBE eine

Phasendrehung ψ von

$$\psi = (N - 6) \frac{\pi}{6}. \quad (3.149)$$

Die Spannungen der Transformatorprimärseite eilen der Spannung an den Stromrichterklammern um ψ voraus. Dabei wurde berücksichtigt, dass sich die DKSBE im Sternpunkt des Transformators befindet.

In Abbildung 3.52 sind die möglichen Zeitreferenzpunkte der primärseitigen Transformatorspannungen $\tilde{\alpha}_{0,LL,T1}$ bis $\tilde{\alpha}_{0,LL,T6}$, also die Nulldurchgänge der Spannungen $u_{PT,RS}$, $u_{PT,ST}$ und $u_{PT,TR}$, in ein Zeigerdiagramm eingetragen, das auch den Raumzeiger \underline{u}_p der Leiter-Erde-Spannungen direkt an der DKSBE und den dort gültigen natürlichen Zündzeitpunkt des Leerlaufes $\alpha_{0,LL,T3}$ von Thyristor T3 enthält. Dabei wird von einem Diii11-Transformator ausgegangen, so dass $N = 11$ gilt. Man erkennt, dass der natürliche

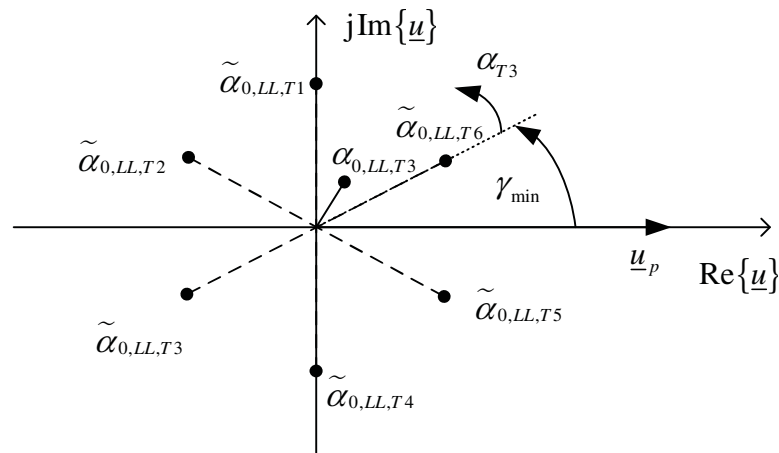


Abbildung 3.52: Natürliche Zündzeitpunkte bei Leerlauf direkt am Stromrichter bezogen auf die Primärseite des Transformators

Zündzeitpunkt $\tilde{\alpha}_{0,LL,T3}$ auf der Transformatorprimärseite dem natürlichen Zündzeitpunkt $\alpha_{0,LL,T3}$ an der DKSBE um $\omega t = \frac{5\pi}{6}$ vorseilt. Für die reale Zündung des Thyristors T3 aus dem Leerlauf heraus ist der Zündzeitpunkt $\alpha_{0,LL,T3}$ ausschlaggebend. Von der Lage des Raumzeigers \underline{u}_p kann zudem der minimale Verschiebungswinkel γ_{min} angegeben werden, ab dem Thyristor T3 im Regülarbetrieb frühestens zünden kann. Es empfiehlt sich daher einen Zeitreferenzpunkt bezüglich der Spannungen der Transformatorprimärseite zu nehmen, von dem dieser Punkt über einen kleinen Zündwinkel α erreicht werden kann. Abbildung 3.52 kann man direkt entnehmen, dass im vorliegenden Fall $\tilde{\alpha}_{0,LL,T6}$ den günstigsten Zeitreferenzpunkt für den Steuerwinkel α_{T3} darstellt. Von $\alpha_{T3} = 0$ beginnend kann von diesem Zeitpunkt aus binnen von $\omega t = \frac{5\pi}{6}$ der gesamte Betriebsbereich der DKSBE angesteuert werden.

Da man bei $\gamma_{min} = \frac{\pi}{6}$ von der idealen Annahme ausgegangen ist, dass die Gleichstromseite kurzgeschlossen ist, empfiehlt es sich für die Praxis unter Umständen sogar $\tilde{\alpha}_{0,LL,T5}$ als Zeitreferenzpunkt für α_{T3} zu verwenden, um sicher alle Betriebspunkte der DKSBE zu erreichen. Auf analoge Weise kann auch der Zeitreferenzpunkt im Falle von Transformatoren mit anderen Schaltgruppen festgelegt werden.

Bei in der Praxis üblichen Zündimpulsgeneratoren ist die erläuterte Modifikation der Zeitreferenzpunkte einfach über ein Vertauschen der Zündimpulsleitungen möglich. Entsprechend dem vorangegangenen Beispiel mit dem Diii11-Transformator sind dann für Thyristor T3 der DKSBE die Zündimpulse zu verwenden, die bei Synchronisation auf die primärseitigen Transformatorspannungen an Thyristor T6 bzw. an Thyristor T5 abgegeben werden.

Es bleibt zu erwähnen, dass angenommen werden darf, dass sich auch im nicht leerlaufenden Betriebszustand des Stromrichters der Zeitreferenzpunkt auf der Primärseite des Transformators in Bezug auf den natürlichen Zündzeitpunkt des Thyristors um nicht mehr als die Phasendrehung ψ nach Gleichung (3.149) verschiebt. Dies gilt insbesondere bei der Annahme eines stromidealen Transformators. Denn aufgrund der physikalischen Eigenschaften des Transformators sind die Spannungen an der Transformatorprimärseite und die Spannungen an den Stromrichter клемmen der DKSBE auch bei einer belasteten Drehstrombrücke direkt über eine Phasenverschiebung gekoppelt.

4 DKSBE-Untersuchungen mittels Simulation

Im vorangegangenen Kapitel wurde das mathematische Modell beschrieben, mit dem der symmetrische Betrieb der DKSBE berechnet werden kann. Dem Vorteil, dass mit diesem Zusammenhänge zwischen den Betriebsparametern und den Elementen des Stromrichtersystems leichter erkannt und daraus Abschätzungen abgeleitet werden können, steht der Nachteil gegenüber, dass viele Vereinfachungen getroffen werden müssen, um einen überschaubaren mathematischen Zugang zur Problemstellung zu erhalten. In Kapitel 3 werden deshalb nur symmetrische Betriebsfälle untersucht und die Netze sind zu einer Ersatzspannungsquelle und der zugehörigen Netzimpedanz zusammengefasst.

Um auch unsymmetrische Belastungen des Drehstromnetzes zu untersuchen oder Aussagen über das Verhalten der DKSBE an einzelnen Punkten im elektrischen Netz treffen zu können, wird die DKSBE mit Hilfe des Mathematik- und Simulationsprogrammes MATLAB[®]/Simulink[®] [7, 37, 58, 59] modelliert. Dieses Modell kann dann direkt in Netzwerke integriert werden, die aus weiteren, entweder selbsterstellten oder vorgefertigten Modellen aufgebaut sind. Um die Funktionsweise des DKSBE-Modells zu bestätigen, wird dieses in ein einfaches Simulationsnetz integriert und dessen Ergebnisse mit dem mathematischen Modell verglichen. Nach erfolgter Verifikation wird das DKSBE-Modell verwendet, um den Einfluss der DKSBE auf ein- und zweipolige Fehler zu analysieren. Es bleibt anzumerken, dass im Weiteren als Winkeleinheit neben dem Radiant auch das in der Praxis üblichere Grad-Maß verwendet wird.

4.1 Simulationsmodell und Ansteuerung

Eine Übersicht über das in MATLAB[®]/Simulink[®] erstellte DKSBE-Modell gibt Abbildung 4.1. Es besteht neben dem Gleichstromkreis aus den drei Teilsystemen 'Brückenschaltung', 'Impulsgenerator' sowie 'Steuer- und Regeleinheit'. Der Gleichstromkreis und die Teilsysteme werden dabei durch Simulationsblöcke modelliert, die direkt aus der umfangreichen Modell-Bibliothek des Simulationsprogrammes stammen.

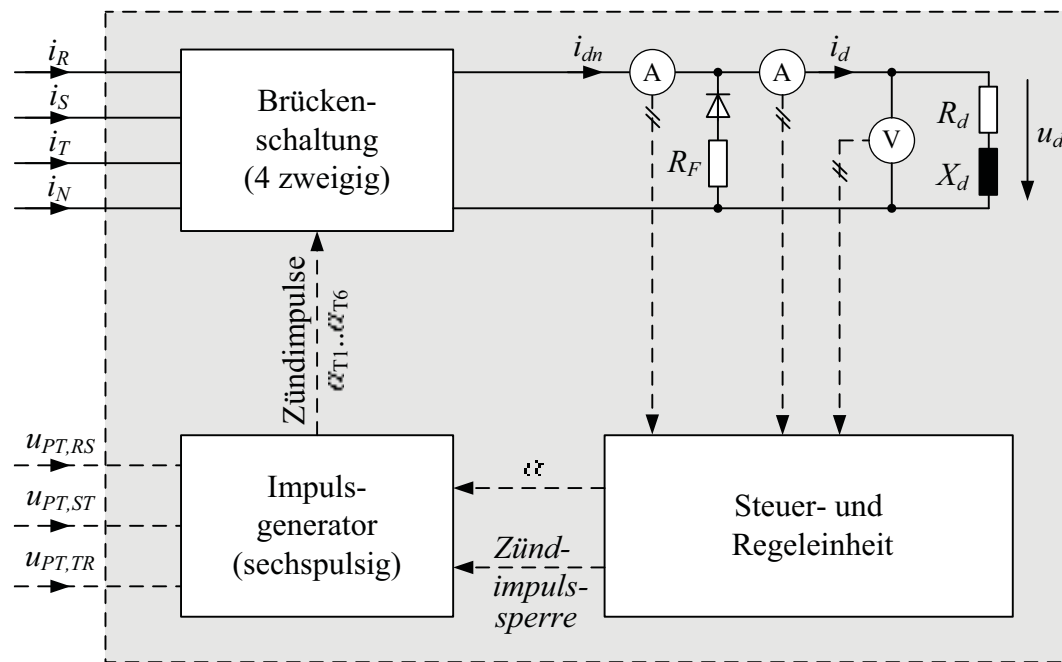


Abbildung 4.1: Übersicht über das DKSBE-Simulationsmodell

Als Auswahlparameter stehen gleichstromseitig die Resistanz R_d und die Reaktanz X_d der Begrenzungsdrossel sowie der Widerstand R_F des Freilaufzweiges zur Verfügung. Bei deren Einstellung muss darauf geachtet werden, dass im Gesamtsystem derartige Impedanzverhältnisse vorliegen, dass ständig drei leitende Thyristorventile möglich sind und die Freilaufdiode zu leiten beginnt, ehe innerhalb der Drehstrombrücke ein viertes, leitendes Ventil auftritt. Als Messgrößen werden i_d , i_{dn} und u_d der Mess- und Steuereinheit zugeführt, wobei Mess- und Steuerleitungen in der Übersichtsschaltung gestrichelt angegeben sind.

Im Teilsystem 'Brückenschaltung' sind die vier Ventilzweige der DKSBE nach Abbildung 2.1 aus einzelnen Thyristor- und Diodenblöcken aufgebaut. Die Steuersignale für die Drehstrombrückenschaltung werden von einem sechspulsigen Impulsgeber bereitgestellt, dem als Referenzsignale für den Steuerwinkel die verketteten, primärseitigen Transformatorspannungen $u_{PT,RS}$, $u_{PT,ST}$ und $u_{PT,TR}$, wie sie zum Beispiel in Abbildung 3.1 eingetragen sind, dienen. Der Impulsgeber gibt beim Einschalten einen Sammelimpuls an alle Thyristoren ab und dann periodisch alle 60° einen Zündimpuls an die Thyristoren T1 bis T6. Die Dauer, die der Zündimpuls anliegt, kann über eine Eingabemaske vorgegeben werden. Damit die Thyristorbrücke während des gesamten fehlerfreien Netzbetriebes, auch bei Änderungen der Netzimpedanzen, wie eine Diodenbrücke arbeitet, wird eine Zündimpulsweite von mindestens 90° vorgegeben. Es entsteht dann das Impulsmuster nach Abbildung 4.2.

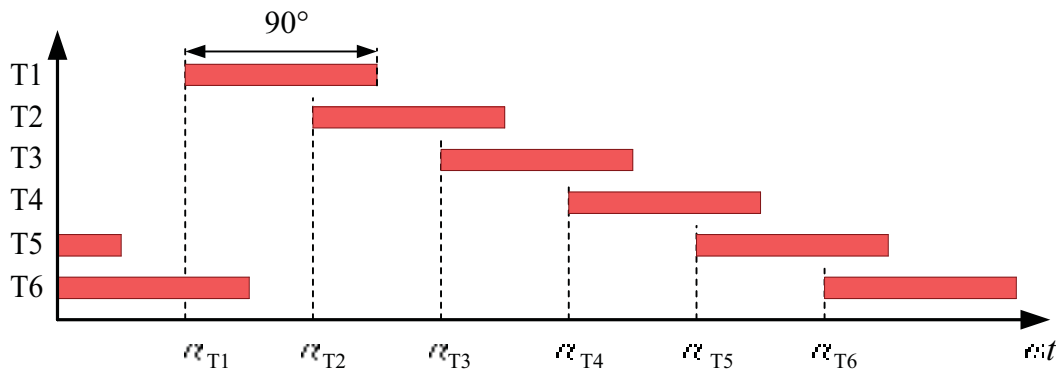


Abbildung 4.2: Zündimpulsmuster zur Ansteuerung der DKSBE

Als Zeitreferenzpunkt für den Steuerwinkel α dient dem Impulsgenerator der natürliche Zündzeitpunkt aus dem Leerlauf heraus. So zählt beispielsweise für Thyristor T3 der Steuerwinkel α ab dem Nulldurchgang der Spannung $u_{PT,RS}$ in negative Richtung, so dass am Thyristor T3 ab α_{T3} ein 90° breites Zündimpulspaket anliegt. Je nach Winkel ψ der Referenzspannungen nach Abschnitt 3.5 ist der Zeitreferenzpunkt unter Umständen so anzupassen, dass mit möglichst kleinen Steuerwinkeln α der Diodenbetrieb der Thyristorbrücke gewährleistet werden kann und kurze Reaktionszeiten bei einem Fehlereintritt möglich sind. Dazu wird der Nulldurchgang der verketteten Spannungen $u_{PT,RS}$, $u_{PT,ST}$ und $u_{PT,TR}$ bestimmt, der den bestmöglichen Zeitreferenzpunkt des Steuerwinkels darstellt.

Liegt zum Beispiel ein Yiii0-Transformator vor, ergibt sich für den Winkel ψ nach Gleichung (3.149) ein Wert von -180° . Bei Beachtung einer möglichen Vorverlagerung des natürlichen Zündzeitpunktes nach Abschnitt 3.5.1 und bei Anwendung von Abschnitt 3.5.2 ist dann für jeden Thyristor der Zeitreferenzpunkt für den Steuerwinkel α heranzuziehen, der zeitlich gesehen 120° später (bzw. 240° früher) auftritt. Für Thyristor T1 ist in diesem Fall der Zeitreferenzpunkt maßgeblich, der bei der normal üblichen Ansteuerung für Thyristor T3 vorgesehen ist. Der Steuerwinkel α selbst ist aufgrund des geänderten Zeitbezugspunktes entsprechend kleiner zu wählen. Es bleibt festzuhalten, dass durch ein Vertauschen der Zündimpulszuführungen einfach eine Verschiebung des Zeitreferenzpunktes um Vielfache von 60° erreicht werden kann.

Die Steuer- und Regeleinheit erhält an ihren Eingängen die Momentanwerte der Gleichströme i_d und i_{dn} sowie der gleichstromseitigen Spannung u_d . Anhand dieser Größen, die im Fehlerfall die Höhe und den Anstieg des Kurzschlussstromes widerspiegeln, erfolgt intern die Kurzschlussfassung (vgl. Abschnitt 2.2), wobei als Fehlerkriterium die Werte einzeln oder in Kombination genutzt werden können.

Tritt ein Kurzschluss auf, hat die Steuerung drei Möglichkeiten zu reagieren. Zum einen kann sie ein Blocksignal an den Impulsgenerator schicken und damit die Zündimpulssper-

re aktivieren. Zum anderen kann die Thyristorbrücke der DKSBE weiterhin als Diodenbrücke betrieben werden, wofür eine nach dem Fehler unter Umständen durchzuführende Steuerwinkelanpassung zuvor eingestellt werden kann.

Die dritte Möglichkeit stellt die Regelung des Kurzschlussstromes dar. In Abbildung 4.3 ist das Blockschaltbild der Regelung angegeben, wie sie im DKSBE-Modell umgesetzt ist und bei der in Kapitel 5 beschriebenen DKSBE-Testanlage in Verbindung mit dem Echtzeitsimulationssystem dSPACE zum Einsatz kommt. Als Regelgröße wird der Effektivwert des netzseitigen Gleichstromes I_{dn} verwendet, da der netzseitige Gleichstrom i_{dn} immer das Betragsmaximum der Leiterströme i_R , i_S und i_T angibt. Daneben kann auch das Maximum des netzseitigen Gleichstromes als Regelgröße genutzt werden, um so auf den Maximalwert des Kurzschlussstromes zu regeln. Über den Steuerwinkel α als Stellgröße wird mittels eines PI-Reglers auf den vorgegebenen Sollwert $I_{dn,soll}$ geregelt.

Um die in Abschnitt 2.2 vorgestellte Abwärtsregelung zu realisieren, bei der der Kurzschlussstrom von einem hohen Wert auf den Sollwert abnimmt, wird nach Fehlereintritt vom aktuell eingestellten Steuerwinkel α aus geregelt. Um dagegen eine Aufwärtsregelung zu erreichen, bei der der Kurzschlussstrom von einem kleinen Wert bzw. vom Leerlauf aus startend auf den Sollwert zunimmt, wird unmittelbar nach der Fehlerdetektion über den Steuerwinkeloffset α_{offset} ein Steuerwinkelsprung auf einen hohen α -Wert erzwungen. Von diesem Steuerwinkel beginnt dann die Regelung des Kurzschlussstromes auf einen höheren Wert.

4.2 Verifikation des Simulationsmodelles

Bevor das Modell der DKSBE für Simulationen in komplexere Netzwerke eingesetzt wird, ist zu überprüfen, ob es sich genauso verhält, wie es nach der analytischen Beschreibung in Kapitel 3 zu erwarten ist. Mit Hilfe des DKSBE-Simulationsmodelles aus dem vorherigen Abschnitt wird dazu in MATLAB®/Simulink® das einfache Netzwerk nach Abbildung 3.2 erstellt.

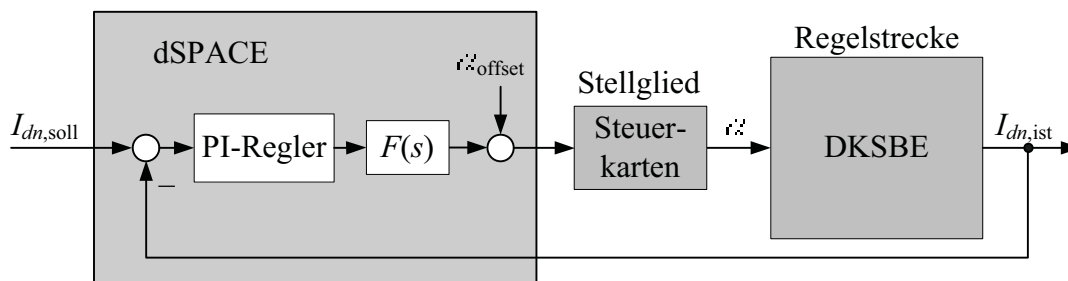


Abbildung 4.3: Blockschaltbild der Kurzschlussstromregelung

Zur Untersuchung des stationären Verhaltens wird darin die Netzimpedanz aus der Resistanz R_k und der Reaktanz X_k konstant gehalten. Die Ergebnisse daraus werden mit den nach Abschnitt 3.3 errechneten dreh- und gleichstromseitigen Stromverläufen i_R , i_S , i_T , i_d und i_F verglichen. Zur besseren Orientierung innerhalb der folgenden Abbildungen werden die rechnerisch ermittelten Verläufe des netzseitigen Gleichstromes i_{dn} nicht dargestellt, sondern nur die mittels Simulation erhaltenen. Entsprechend wird auch das transiente Verhalten des DKSBE-Modelles verifiziert, wobei durch einen Sprung auf eine wesentlich kleinere Netzimpedanz die Nachbildung eines Kurzschlusses erzielt wird. Zunächst wird die Thyristorbrücke der DKSBE als Diodenbrücke betrieben. In Abbildung 4.4 sind diesbezüglich sowohl die Stromverläufe der analytischen Rechnung als auch die der Simulation dargestellt. Man erkennt, dass sich die simulierten Stromverläufe, die allesamt mit dünner Strichstärke den Rechenergebnissen überlagert sind, nur unwesentlich von den analytisch ermittelten unterscheiden.

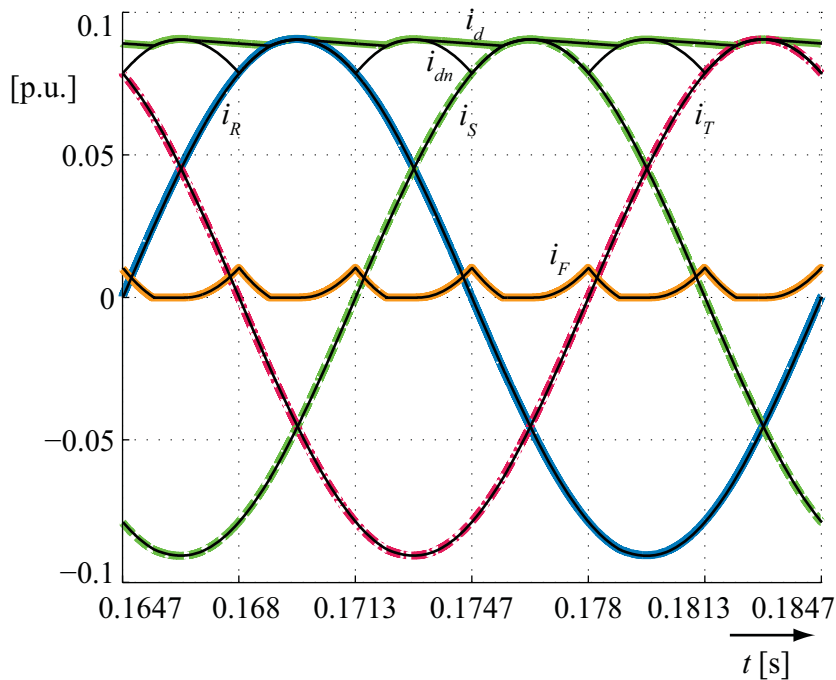


Abbildung 4.4: Verifikation des Diodenbetriebes im stationären Fall

Das transiente Verhalten unmittelbar nach dem Auftreten eines Kurzschlusses ist in Abbildung 4.5 wiederum für Rechnung und Simulation veranschaulicht. Auch dabei sind keine großen Unterschiede erkennbar, bis auf die beiden Zacken in den errechneten Verläufen der Strangströme i_S und i_T . Diese sprunghaften Stromverläufe sind eine Folge der analytisch erzwungenen Beschreibung des Betriebes mit ständig drei leitenden Thyristoren und sind in ähnlicher Form in Abbildung 3.32 zu sehen. Der Grund hierfür ist, dass in der mathematischen Berechnung die Ventilwirkung der Thyristoren und Dioden nicht

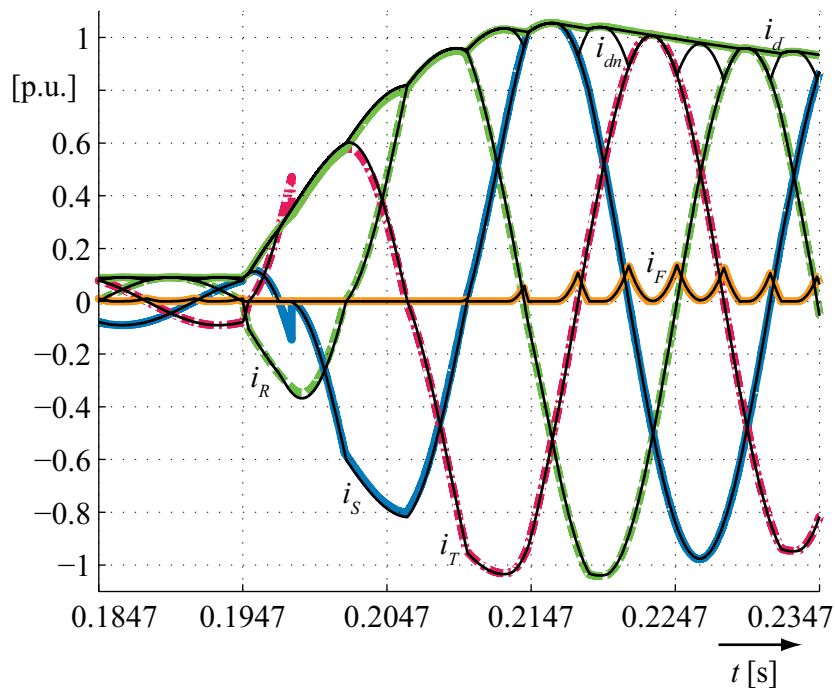


Abbildung 4.5: Verifikation des Diodenbetriebes im transienten Fall

berücksichtigt wird. Die Elemente der Drehstrombrücke sind aus dieser Sicht als ideale, gesteuerte Schalter ausgeführt. Damit ist es auch möglich, dass ein Strom gegen seine Ventilrichtung fließt, was in den Abbildungen 3.32 und 4.5 der Fall ist. In der Realität wird in dieser Zeit das Ventil sperren und erst bei Erfüllung der Zündbedingung wieder leiten, wie es auch die simulierten Stromverläufe von i_S und i_T in Abbildung 4.5 zeigen. Dennoch ist insgesamt die mathematische Berechnung außerhalb der Zeiten, in denen die Zacken in den Stromverläufen auftreten, als richtig anzusehen, da die entsprechenden Leiterströme dann, wenn sie von einem neu gezündeten Ventil getragen werden, sehr schnell zu null werden und dadurch die Zustandsgrößen wieder ihren richtigen Wert annehmen. In Abbildung 4.5 ist dies am Leiterstrom i_S zu erkennen. Insgesamt liegen dadurch dann die gleichen Verhältnisse vor, wie wenn das Halbleiterventil gesperrt hätte.

Dieses Phänomen der kurzzeitigen Unterbrechung eines Leiterstromes unmittelbar nach Fehlereintritt ist auch in der Realität bei Diodengleichrichtern zu beobachten und bringt eine zusätzliche Minderung des Stoßkurzschlussstromes mit sich.

In Abbildung 4.6 ist der DKSBE-Betrieb für den Fall dargestellt, dass sich der Stromrichter bei einem Überlappungswinkel von $\beta_3 = \frac{\pi}{4}$ im stationären Regulärbetrieb befindet. Die Stromverläufe, die sich mit Hilfe des Simulationsmodelles ergeben, unterscheiden sich auch im geregelten Thyristorbetrieb nur sehr geringfügig von den überlagerten analytisch bestimmten Strömen. Weiterhin zeigen die simulierten und berechneten Stromverläufe für den geregelten Thyristorbetrieb auch bei den transienten Ausgleichsvorgängen nach Abbildung 4.7 keine erheblichen Abweichungen. Die DKSBE wird dabei vor dem Kurz-

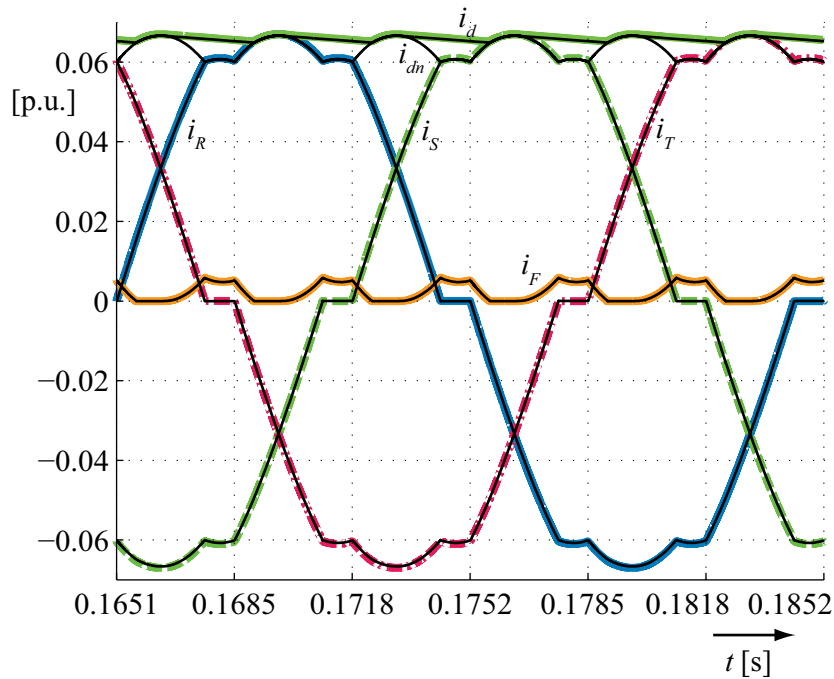


Abbildung 4.6: Verifikation des geregelten Thyristorbetriebes im stationären Fall

schluss im stationären Regülarbetrieb mit einer Kommutierungsdauer $\beta_3 = \frac{\pi}{4}$ betrieben und der Steuerwinkel α bzw. der Verschiebungswinkel γ während des Fehlers nicht geändert.

Insgesamt zeigt sich, dass die Resultate der analytischen Rechnung und der Simulation mit Hilfe des DKSBE-Modelles nach Abschnitt 4.1 eine sehr gute Übereinstimmung aufweisen, wodurch das Simulationsmodell der DKSBE ausreichend verifiziert ist und im nächsten Abschnitt zur Untersuchung unsymmetrischer Fehler genutzt werden kann.

4.3 Unsymmetrische Fehler

Für die Untersuchung unsymmetrischer Fehlerfälle wird mit Hilfe des verifizierten DKSBE-Modells in MATLAB[®]/Simulink[®] ein Netzwerk aufgebaut, wie es in Abbildung 4.8 dargestellt ist. Durch entsprechendes Schließen der abgebildeten Schalter können ein-, zwei- und dreipolige Fehler mit und ohne Erdberührung modelliert werden. In der Folge wird sich dabei auf unsymmetrische Kurzschlüsse beschränkt, wobei während der einzelnen Fehler unterschiedliche Steuerstrategien der DKSBE Anwendung finden.

4.3.1 Einpoliger Kurzschluss

In den Abbildungen 4.9 bis 4.13 werden die Verläufe verschiedener Strom- und Spannungsgrößen im Falle eines einpoligen Kurzschlusses im Leiter R gezeigt. Nach der

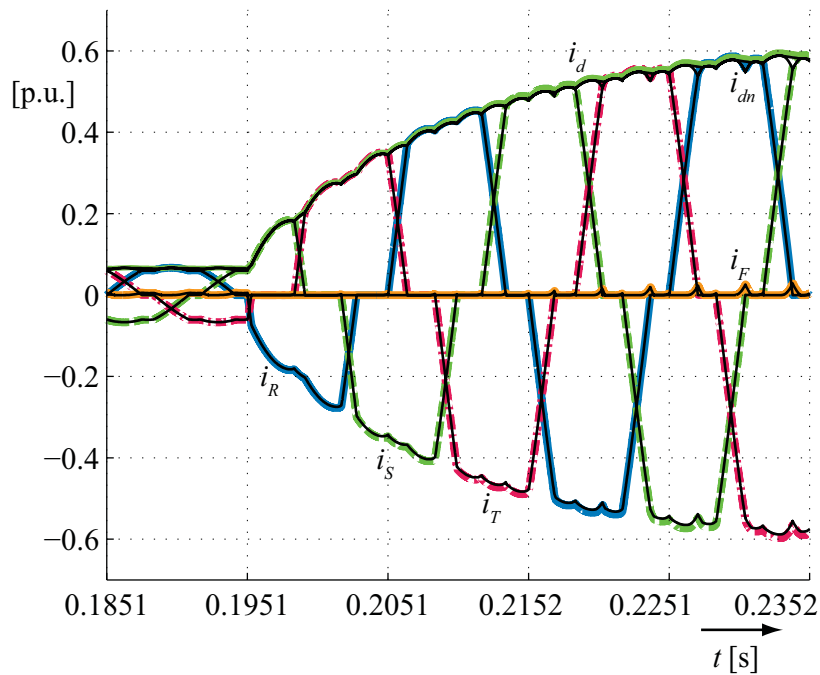


Abbildung 4.7: Verifikation des geregelten Thyristorbetriebes im transienten Fall

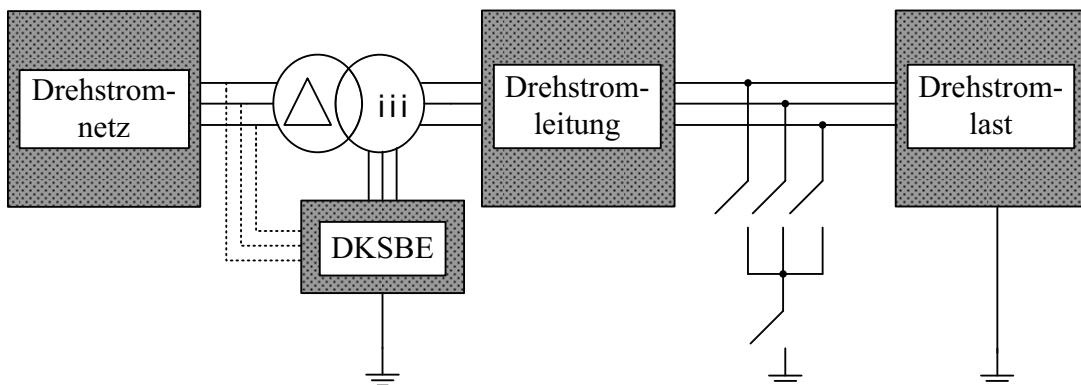


Abbildung 4.8: Drehstromnetz zur Untersuchung unsymmetrischer Fehler

Fehlerdetektion stellt die DKSBE den Kurzschlussstrom über eine Abwärtsregelung auf einen kleinen, effektiven Dauerkurzschlussstrom ein. Aus Abbildung 4.9 kann man entnehmen, dass die Regelung dabei nicht nur auf den fehlerbehafteten Kurzschlussstrom wirkt. In Abbildung 4.11 zeigt die Spannung u_d im zweiten Maximum nach dem Fehler eintritt eine Spannungsspitze, die so in der Realität nicht auftreten wird, sondern auf eine Unregelmäßigkeit in der Simulation hinweist. Ähnliche Spitzen zeigen sich auch bei den Leiter-Leiter-Spannungen in Abbildung 4.12 und dem zugehörigen Raumzeiger in Abbildung 4.13. Nichtsdestotrotz erkennt man an beiden letztgenannten Abbildungen, dass die Spannung an den Stromrichterklammern während des Kurzschlusses auf annähernd die Nennspannung des Netzes ansteigt.

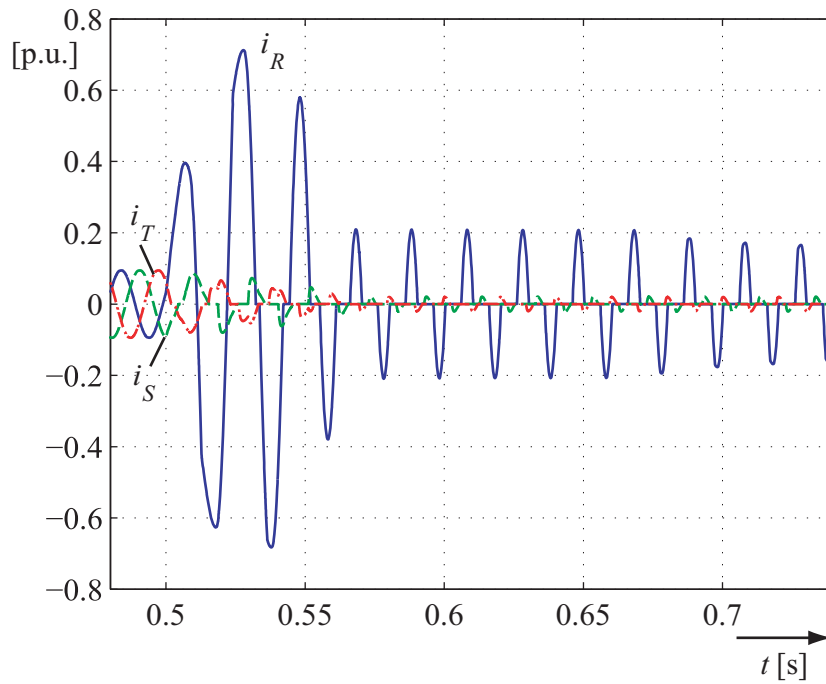


Abbildung 4.9: Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung

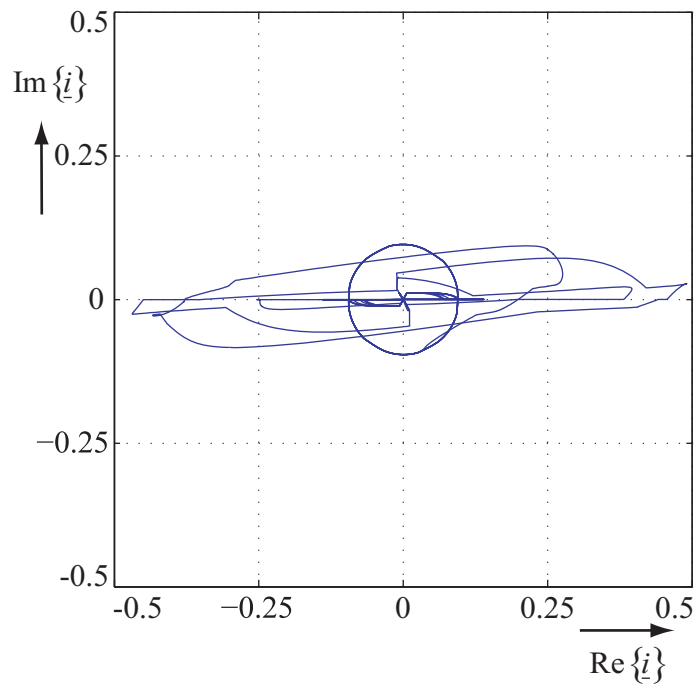


Abbildung 4.10: Raumzeiger der Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung

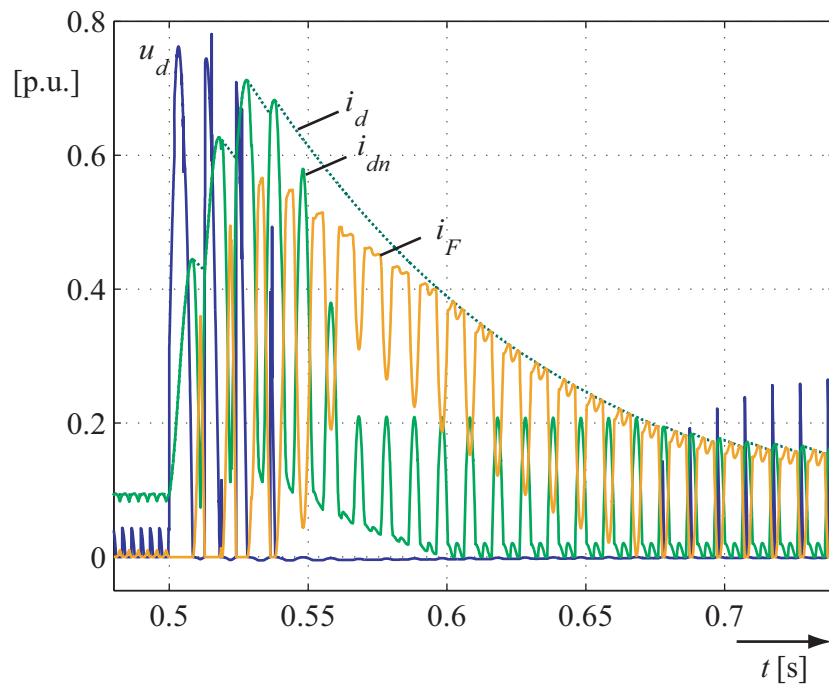


Abbildung 4.11: Gleichstromseitige Größen bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung

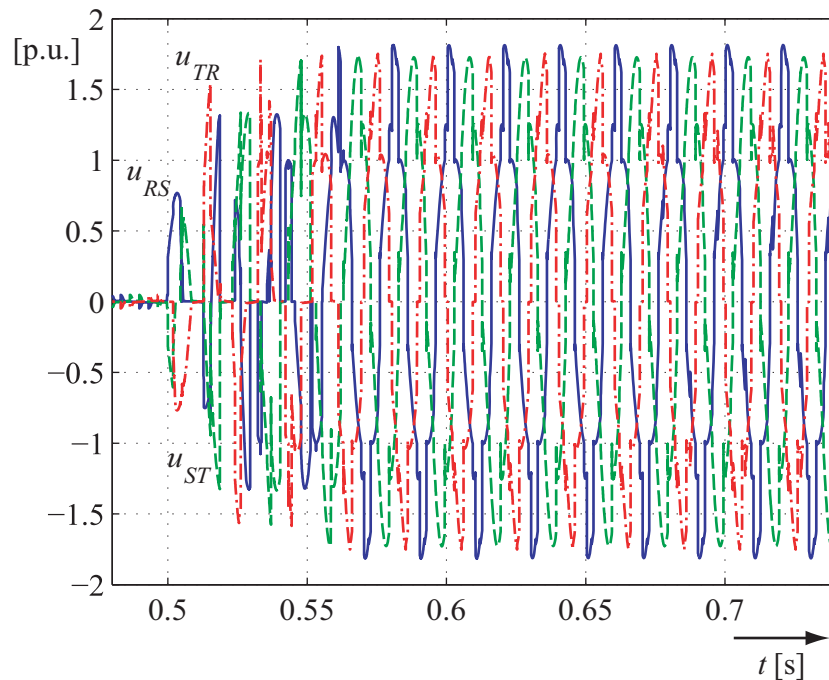


Abbildung 4.12: Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung

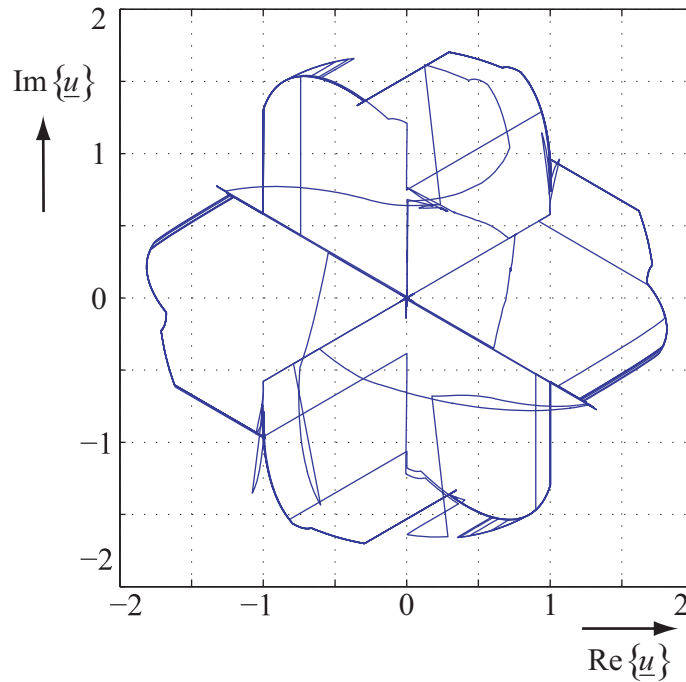


Abbildung 4.13: Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung

4.3.2 Zweipoliger Kurzschluss ohne Erdberührung

Im Beispiel des zweipoligen Fehlers ohne Erdberührung, das in den Abbildungen 4.14 bis 4.18 wiedergegeben ist, wird während des Kurzschlusses der Strom von der DKSBE mittels Aufwärtsregelung eingestellt. Abbildung 4.14 zeigt, dass der Kurzschlussstrom bereits nach einer halben Wechselstromperiode unterbrochen ist und dann aus dem Leerlauf

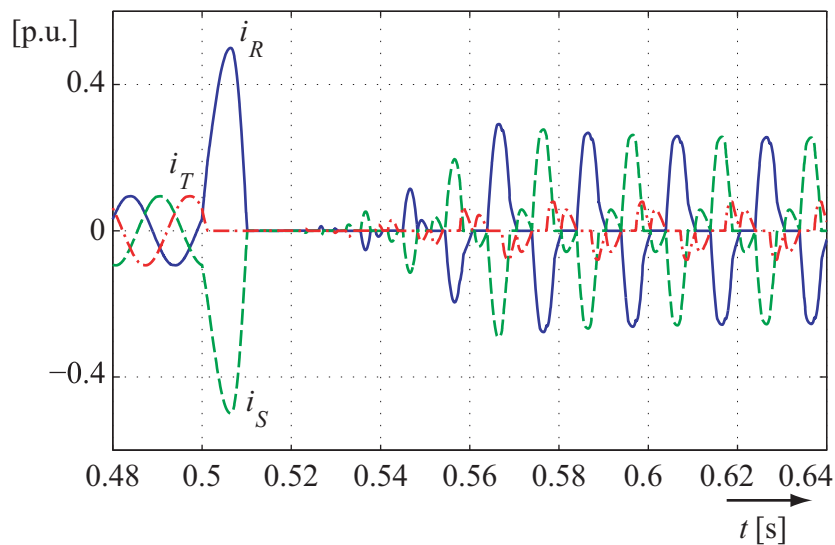


Abbildung 4.14: Leiterströme bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung

wieder zunimmt. Für den Stromraumzeiger \underline{i} stellt sich der in Abbildung 4.15 gezeigte zweipulsige Verlauf ein. An der gleichstromseitigen Spannung u_d in Abbildung 4.16 ist wieder eine offensichtlich simulationsbedingte Spannungsspitze zu erkennen.

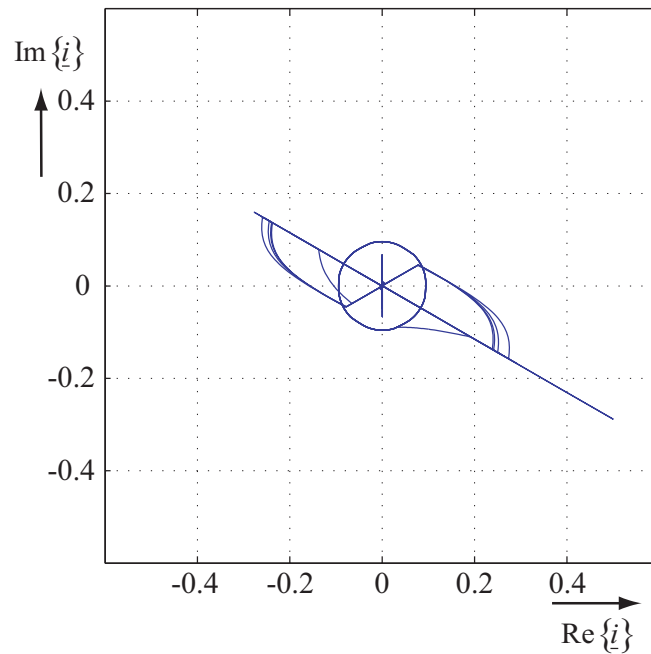


Abbildung 4.15: Raumzeiger der Leiterströme bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung

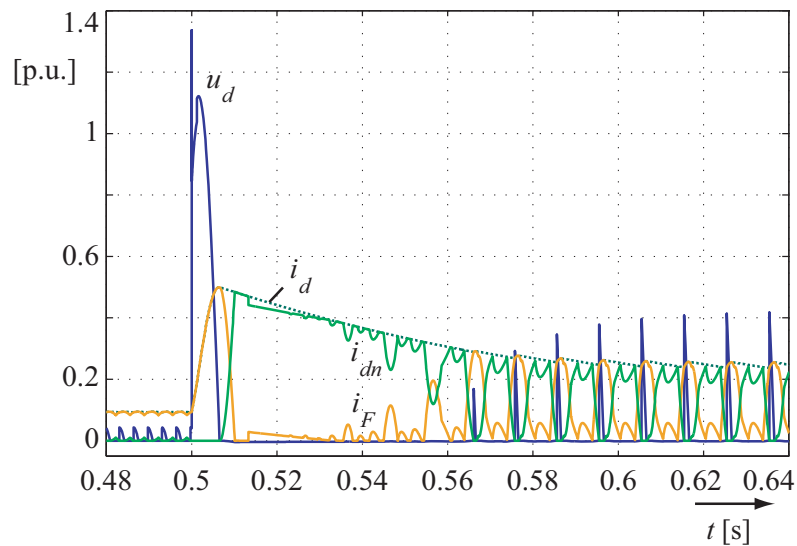


Abbildung 4.16: Gleichstromseitige Größen bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung

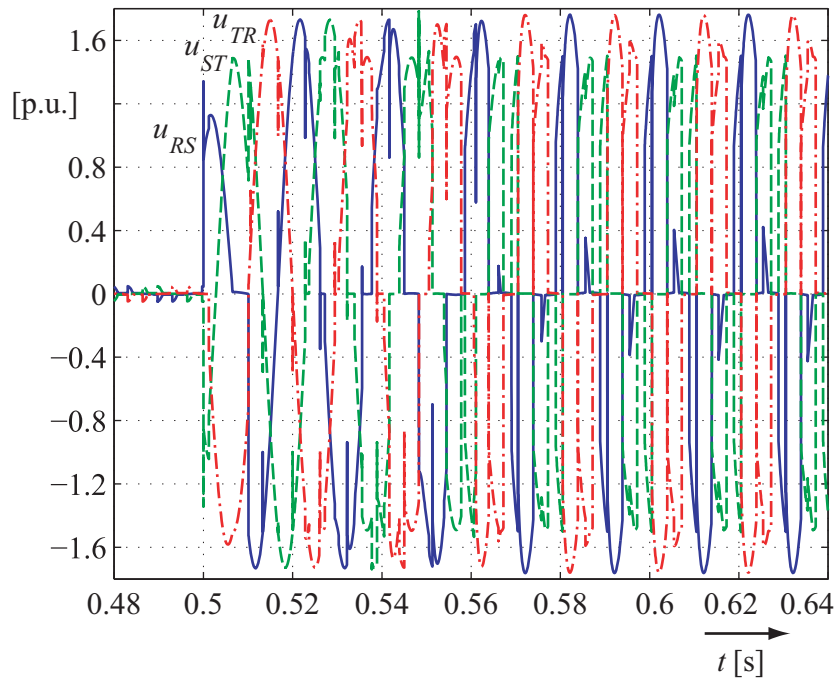


Abbildung 4.17: Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung

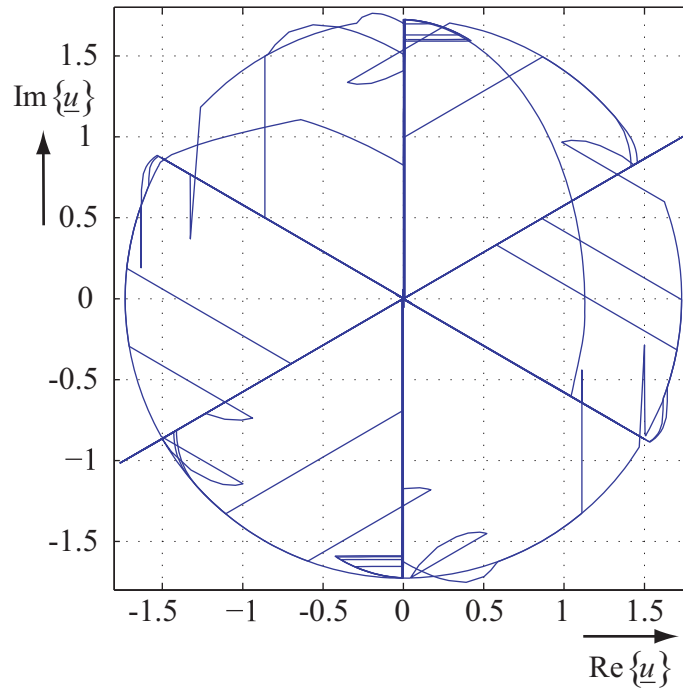


Abbildung 4.18: Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung

4.3.3 Zweipoliger Kurzschluss mit Erdberührung

Die Strom- und Spannungsverläufe, die sich vor und bei einem zweipoligen Kurzschluss mit Erdberührung einstellen, wenn der Thyristorgleichrichter der DKSBE immer als Di-odengleichrichter betrieben wird, sind in den Abbildungen 4.19 bis 4.24 wiedergegeben. Neben den gleichen Größen wie bei den beiden vorhergehenden unsymmetrischen Fehlerfällen ist beim zweipoligen Kurzschluss mit Erdberührung in Abbildung 4.21 zusätzlich der Strom i_N über den Neutralleiter der DKSBE veranschaulicht.

Anhand der Leiterströme i_R , i_S und i_T in Abbildung 4.19 lässt sich erkennen, dass die Begrenzungs-drossel so gewählt ist, dass der Stoßkurzschlussstrom gänzlich unterdrückt wird und sich die stationäre Dauerkurzschlussströme ohne Überschwingen einstellen. Nach Fehlereintritt wird überdies der Strom i_T im nicht fehlerbehafteten Leiter T auch durch die DKSBE beeinflusst und besitzt im stationären Fehlerbetrieb einen verzerrten Verlauf. Der Raumzeiger der Leiterströme in Abbildung 4.20 weist im stationären Fehlerbetrieb ein deutlich zweipulsiges Verhalten auf. Die Leiter-Leiter-Spannungen in Abbildung 4.23 zeigen nach dem Einschwingvorgang wieder die typischen Verläufe des Diodenbetriebes.

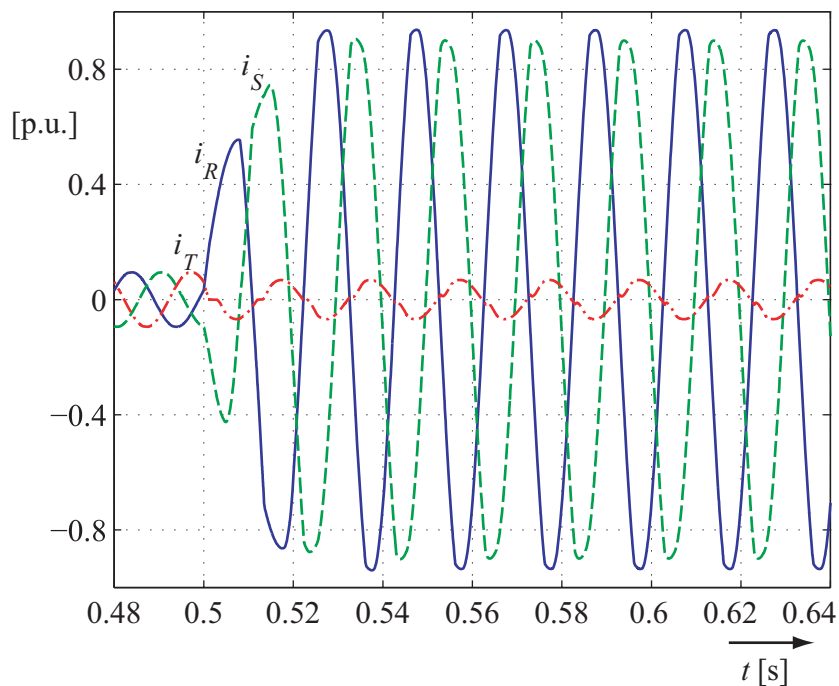


Abbildung 4.19: Leiterströme bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb

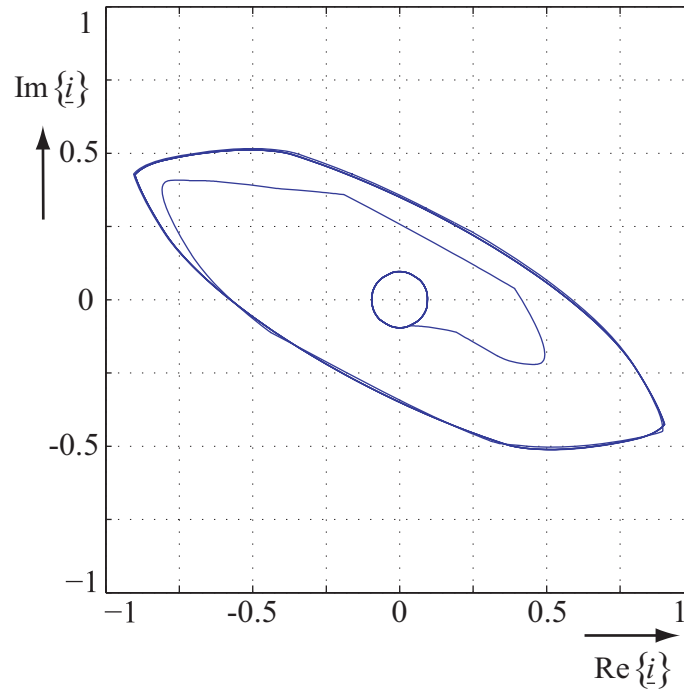


Abbildung 4.20: Raumzeiger der Leiterströme bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb

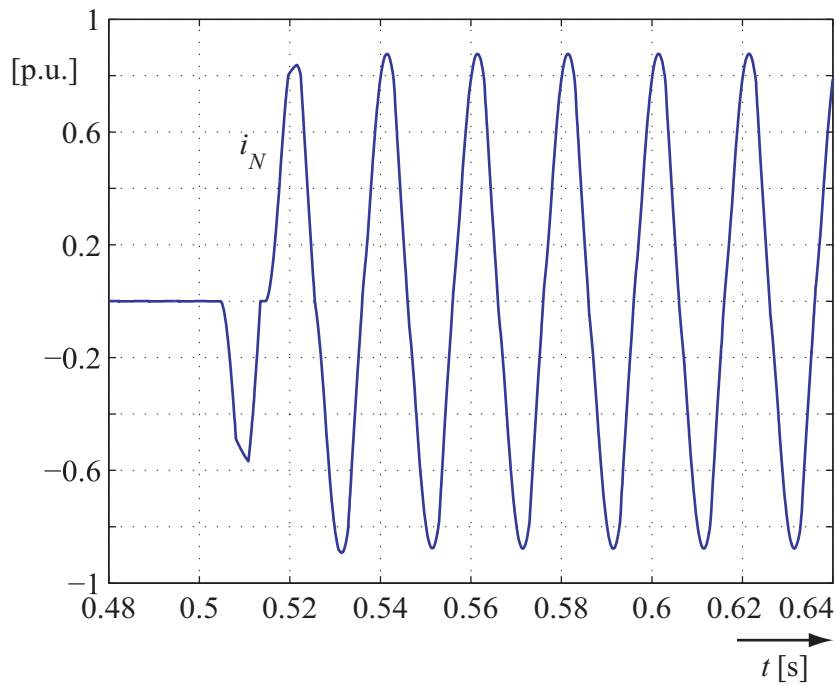


Abbildung 4.21: Strom i_N über den Neutralleiter der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb

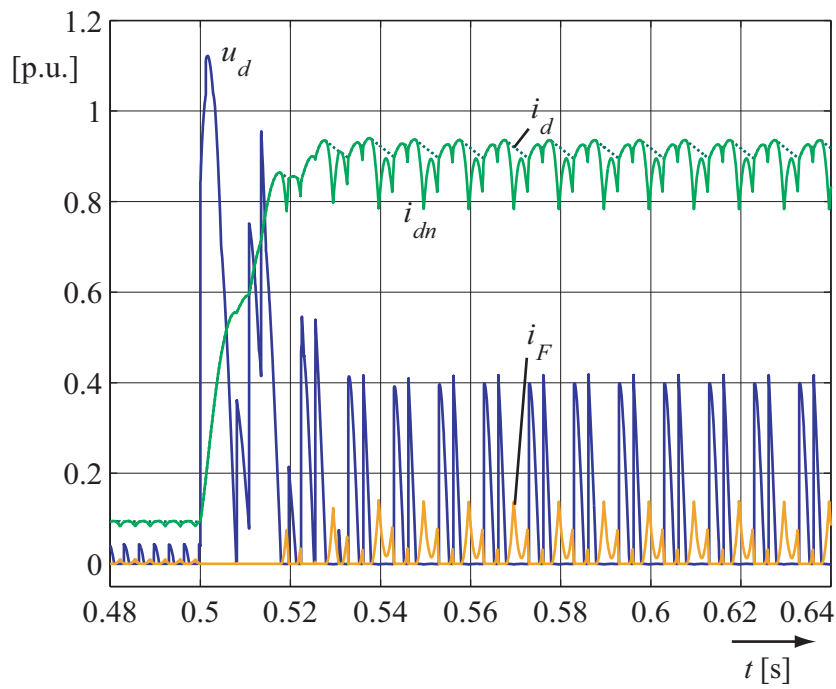


Abbildung 4.22: Gleichstromseitige Größen bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb

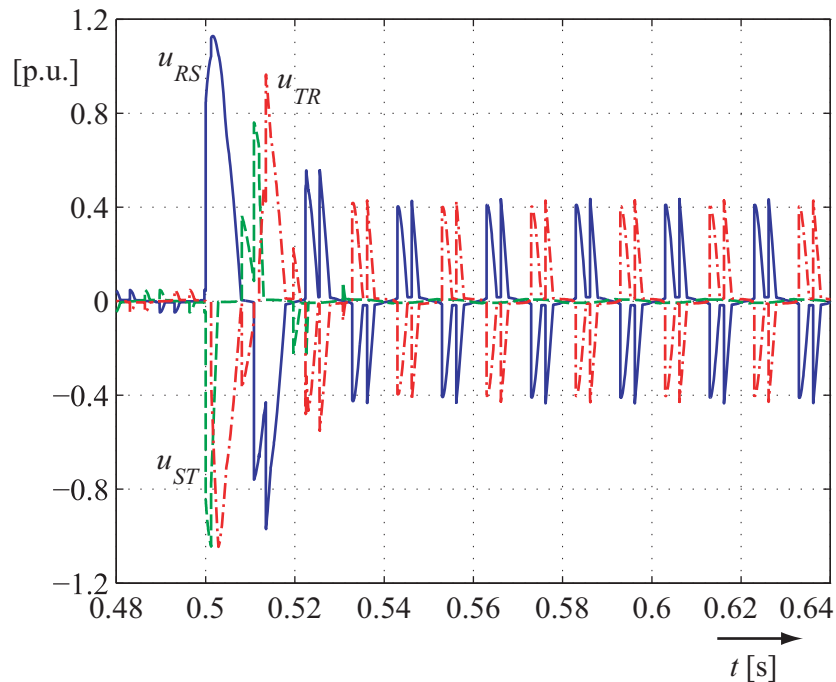


Abbildung 4.23: Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb

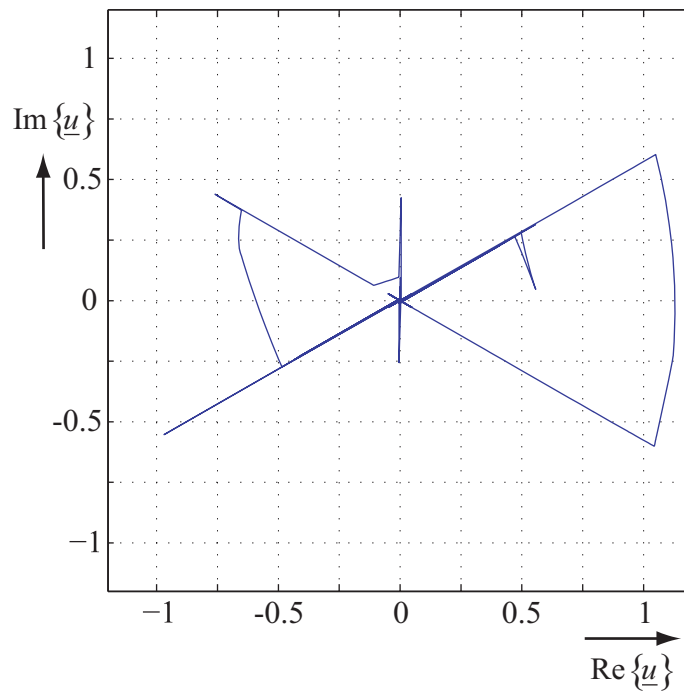


Abbildung 4.24: Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb

5 Technische Realisierung einer Versuchsanlage

Um das Verhalten der DKSBE in der Praxis zu untersuchen und die Resultate der analytischen Beschreibung und der Simulation zu bestätigen, wurde am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg eine Testanlage aufgebaut und in Betrieb genommen. Im Folgenden wird deren Aufbau beschrieben und erläutert, wie zur Überprüfung der DKSBE-Funktionen ein dreipoliger und ein zweipoliger Kurzschluss ohne Erdberührung nachgebildet werden. Der komplette Versuchsaufbau wird zudem in MATLAB[®]/Simulink[®] mit Hilfe des DKSBE-Modelles aus Kapitel 4 modelliert und die damit erzielten Ergebnisse mit den praktischen Testergebnissen verglichen.

5.1 Versuchsprinzip und Aufbau

Die DKSBE-Versuchsanlage ist direkt an die lehrstuhleigene Hochstromanlage angeschlossen und auf Kurzschlussströme von bis zu 40 kA ausgelegt. Einen schematischen Überblick über den gesamten Testaufbau gibt Abbildung 5.1. An der Primärseite wird der Hochstromtransformator aus dem 20-kV-Verteilungsnetz der Erlanger Stadtwerke AG gespeist. Die gestrichelten Linien, die von dieser Spannungsebene zur DKSBE führen, deuten an, dass als Referenzspannungen für den Steuerwinkel α die primärseitigen Leiter-Leiter-Spannungen des Transformators verwendet werden. An der Unterspannungsseite des Transformators ist zum einen die DKSBE und zum anderen eine Reihenschaltung von zwei Lastkreisen angeschlossen. Dazu sind auf der Sekundärseite alle sechs Enden der Transformatorwicklungen zugänglich. Wenn in Abbildung 5.1 am Einsatzort der DKSBE ein Sternpunkt gebildet wird, ergibt sich ein Transformator der Schaltgruppe 'Dy11'. Im Sinne von Abschnitt 2.1 liegt also ein Diii11-Transformator vor. Die Halbleiterbrückenschaltung der DKSBE ist in der Testanlage mit nur drei Zweigen ausgeführt. Durch das Fehlen des vierten Ventilzweiges aus zwei Dioden ist mit dem Testaufbau keine Untersuchung von einpoligen Belastungen bzw. von Kurzschlüssen mit Erdberührung möglich.

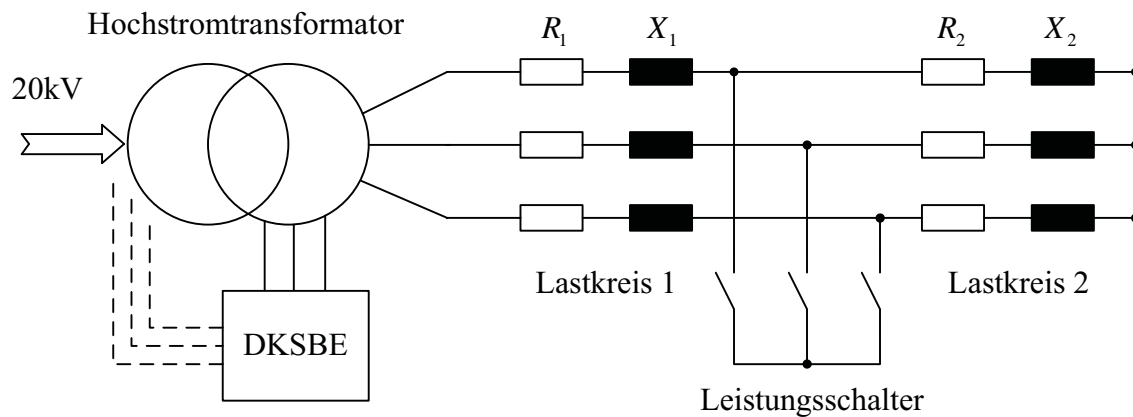


Abbildung 5.1: Schematischer Überblick über den prinzipiellen Testaufbau

Die beiden in Abbildung 5.1 dargestellten Lastkreise haben ohmsch-induktives Verhalten und sind aus den Widerständen R_1 und R_2 sowie den Spulen mit den Reaktanzwerten X_1 und X_2 aufgebaut. Bei der Nachbildung des fehlerfreien Normalbetriebes der DKSBE sind beide Lastkreise wirksam und bilden unter Vernachlässigung der Netzimpedanz des 20-kV-Netzes zusammen die Kurzschlussimpedanz R_k und X_k entsprechend des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.2. Um die Funktionsfähigkeit der DKSBE zu erproben, ist zwischen Lastkreis 1 und Lastkreis 2 ein dreipolig ausgeführter Leistungsschalter angeordnet. Durch das Schließen von drei oder zwei Schaltstrecken innerhalb des Leistungsschalters kann Lastkreis 2 komplett bzw. teilweise kurzgeschlossen und damit ein dreipoliger Fehler bzw. ein zweipoliger Fehler ohne Erdberührung nachgebildet werden. Im Falle eines dreipoligen Kurzschlusses besteht die Kurzschlussimpedanz R_k und X_k in Abbildung 3.2 nur noch aus R_1 und X_1 . Die Stromhöhe im fehlerfreien Zustand und bei Kurzschluss lässt sich demnach über die Impedanz der beiden Lastkreise einstellen. An der Sekundärseite des Transformators steht diesbezüglich maximal eine Nennspannung von 250V zur Verfügung.

Der Übersicht in Abbildung 5.2 ist der reale Aufbau der DKSBE am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung zu entnehmen. Darin sind die wichtigsten Komponenten der Testanlage, deren Einbauort sowie notwendige Verbindungen dieser untereinander angegeben. Die Thyristorbrücke und das Mess- und Steuerequipment sind auf dem Freiversuchsgelände des Lehrstuhls in einem Laborcontainer untergebracht. Auf dem Freigelände befindet sich außerdem die Begrenzungsdrossel, die Freilaufdiode und eine Wasserkühlung, durch die die thermische Überlastung der Thyristoren verhindert wird. Die Steuerung der Hochstromanlage, des Leistungsschalters und der DKSBE erfolgt rechnerbasiert vom Steuerraum aus.

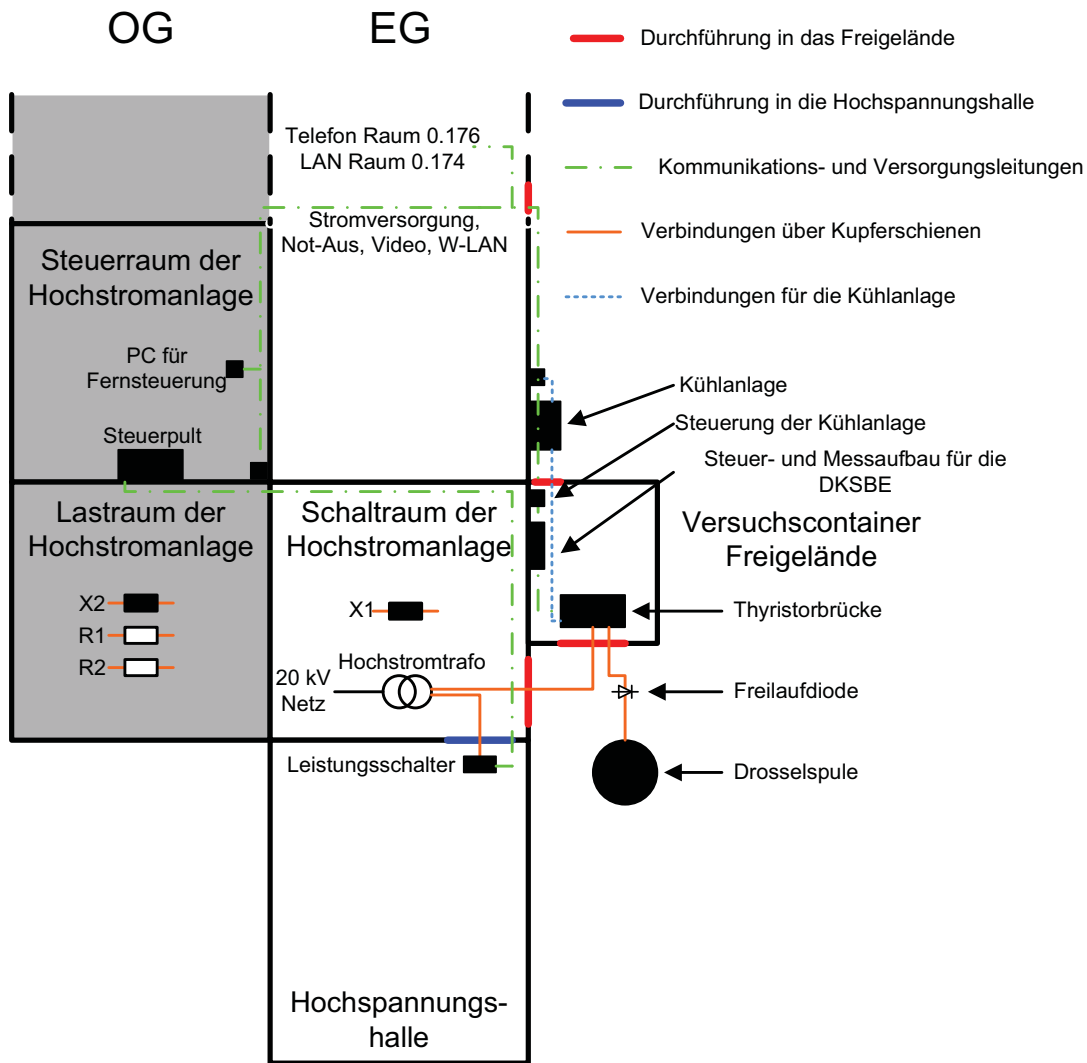


Abbildung 5.2: Übersicht über die lehrstuhleigene DKSBE-Versuchsanlage

Zum Aufbau der Drehstrombrückenschaltung werden Scheibenthyristoren mit einer periodischen Spitzensperrspannung von ca. 4 kV, einem Dauergrenzstrom von 3 kA und einem Stoßstromgrenzwert von ca. 55 kA verwendet. In Abbildung 5.3 ist die umgesetzte, dreizweigige Anordnung der Thyristoren schematisch gezeigt. Dabei wurden die drei nicht benötigten Halbleitereinbauplätze mit Attrappen aus Aluminium bzw. Isoliermaterial besetzt. Mit 'GA' wird der Gleichstromanodenanschluss und mit 'GK' der Gleichstromkathodenanschluss bezeichnet. Je Einbauplatz befindet sich auf dem Thyristorbau- stein zusätzlich die Schutzbeschaltung für die Halbleiterventile. Die Thyristoren befinden sich, wie in Abbildung 5.4 dargestellt, zusammen mit den zugehörigen Kühl- dosen in einer Spannvorrichtung, die zum einen dazu dient, die zur Kontaktierung notwendige Anpresskraft zu erzielen, zum anderen wird durch die entsprechende Einbaulage der Thyristoren auch die gewünschte Verschaltung realisiert.

zeigt. Die Bedienoberfläche ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Neben der Eingabe des Zünd- bzw. Steuerwinkels α erfolgt darüber die Auswahl der Begrenzungsstrategie, die von der DKSBE nach dem Überschreiten der ebenfalls einstellbaren Auslöseschwellen verfolgt werden soll. Als Begrenzungsstrategien stehen mit dem Diodenbetrieb, der Kurzschlussunterbrechung und der Kurzschlussstromregelung die Betriebsweisen zur Auswahl, die schon in Kapitel 2 erläutert wurden.

Als Messgrößen werden während des Betriebes der Testanlage die Gleichströme i_d und i_{dn} erfasst, woraus der Freilaufstrom i_F berechnet wird. Des Weiteren werden die Spannung u_d , die Ströme in die DKSBE i_R , i_S und i_T , die Leiter-Leiter-Spannungen u_{RS} , u_{ST} und u_{TR} an den Anschlussklemmen der DKSBE, die Referenzspannungen $u_{PT,RS}$, $u_{PT,ST}$ und $u_{PT,TR}$ für den Steuerwinkel sowie der Verlauf des Steuerwinkels α und des Effektivwertes I_{dn} des netzseitigen Gleichstromes während der Regelung aufgezeichnet. Abbildung 5.5 zeigt den fertigen Steuer- und Messaufbau im Laborcontainer.

Eine detaillierte Beschreibung der gesamten DKSBE-Anlage ist den beiden am Lehrstuhl angefertigten Arbeiten [57] und [26] zu entnehmen.



Abbildung 5.5: Steuer- und Messaufbau im Laborcontainer

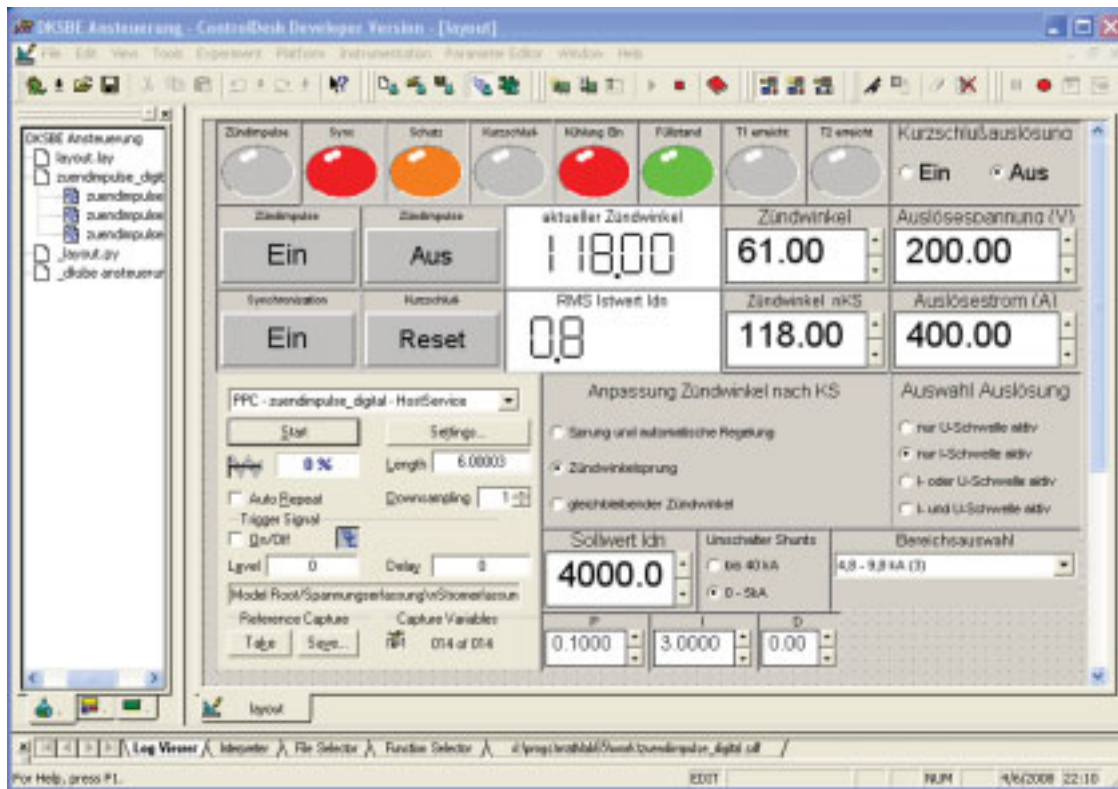


Abbildung 5.6: *Control Desk*: Bedienoberfläche der DKSBE-Testanlage

5.2 Simulationsmodell für den Vergleich

Im Hinblick auf einen Vergleich der Messergebnisse des DKSBE-Versuchsaufbaus mit simulierten Ergebnissen, wird in MATLAB[®]/Simulink[®] die gesamte Hochstromanlage inklusive Netzeinspeisung modelliert und darin das DKSBE-Simulationsmodell nach Abschnitt 4.1 eingesetzt. Zum einen kann dadurch das Simulationsmodell der DKSBE und damit auch die analytische Rechnung nach Kapitel 3 bestätigt werden. Zum anderen ist es bei ausreichender Übereinstimmung von praktischer Messung und Simulation möglich, vor den realen Versuchen mit der Testanlage die zu erwartenden Ströme und Spannungen mit Hilfe der Simulation abzuschätzen.

Für die Simulation steht eine benutzerfreundliche Eingabemaske zur Verfügung, die in Abbildung 5.7 dargestellt ist. Einerseits kann darüber angegeben werden, welche Einstellungen an der Hochstromanlage für den Anlagentest vorgenommen werden. Andererseits hat man bezüglich des Zündwinkels α , der Begrenzungsstrategie und der zugehörigen Auslöseschwellen die gleichen Einstellmöglichkeiten wie bei der Bedienoberfläche der Versuchsanlage nach Abbildung 5.6.

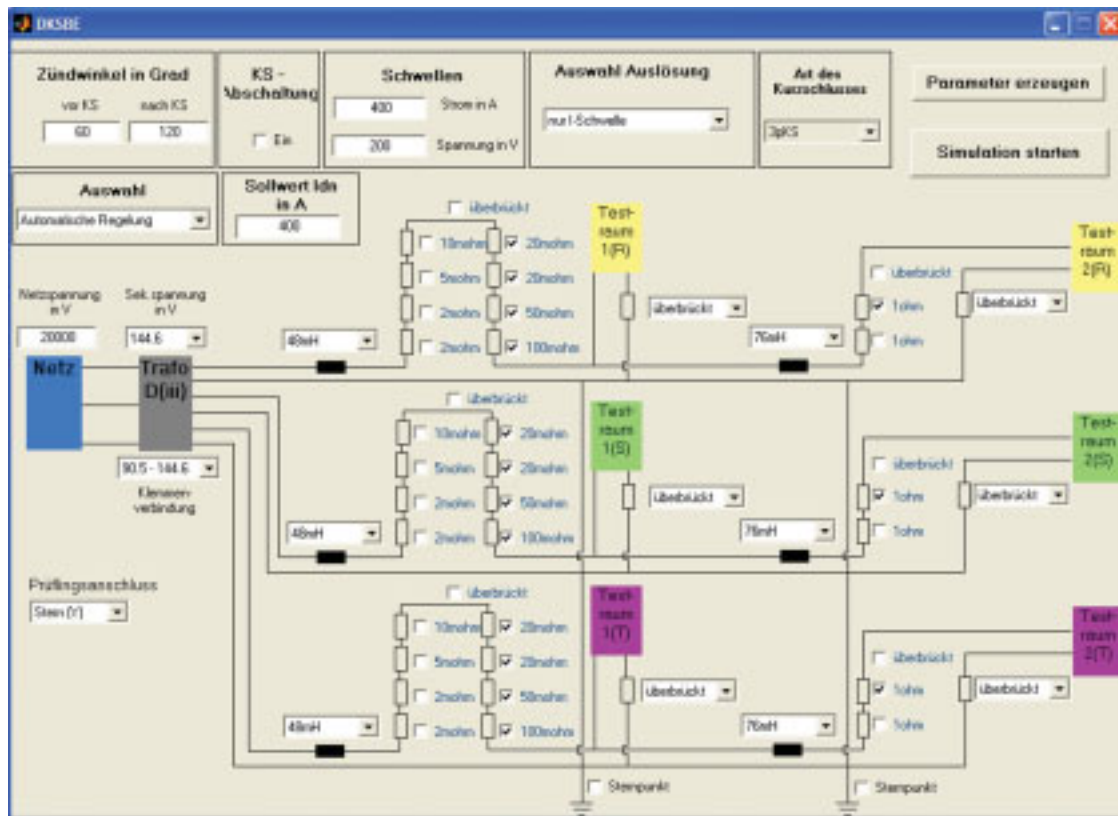


Abbildung 5.7: Graphische Eingabemaske zur Simulation der DKSBE-Versuchsanlage

5.3 Testergebnisse

Im Folgenden sind die Ergebnisse von drei so genannten Versuchsschüssen dargestellt, die mit der Testanlage durchgeführt wurden. Einige der erhaltenen Strom- und Spannungsverläufe werden dabei mit den Resultaten verglichen, die man mit Hilfe des Simulationsmodelles des Abschnittes 5.2 bekommt.

Bevor die Ergebnisse dargestellt werden, wird der Kurzschlussstrom abgeschätzt, der ohne den Einsatz einer DKSBE für die drei Testschüsse zu erwarten ist. Dazu wird von der VDE-Norm 0102 [15] Gebrauch gemacht. Die Nennspannung der Sekundärseite des Hochstromtransformators ist während der drei nachfolgend präsentierten DKSBE-Versuche immer auf $U_n = 250V$ eingestellt. Vor dem Fehler ist der gesamte Lastkreis aus den Widerständen R_1 und R_2 und den Reaktanzen X_1 und X_2 für die Höhe des Stromes maßgeblich. Nach dem Einschalten des Kurzschlusses über den Leistungsschalter nach Abbildung 5.1 verbleibt im Stromkreis die Kurzschlussimpedanz $\underline{Z}_k = R_k + jX_k = R_1 + jX_1$. Mit Hilfe des Stoßfaktors κ , der in Kapitel 6 in Gleichung (6.3) eingeführt wird, ergibt sich nach Gleichung (6.2) der zu erwartende Stoßkurzschlussstrom i_p . Im vorliegenden Fall dürfen die Kurzschlüsse als generatorfern angenommen werden, wodurch die Dauerkurzschluss-

ströme mit den Anfangskurzschlusswechselströmen übereinstimmen. Nach VDE-Norm 0102 [15] errechnen sich die Anfangskurzschlusswechselströme des dreipoligen Kurzschlusses I''_{k3} und des zweipoligen Kurzschlusses ohne Erdberührung I''_{k2} wie folgt

$$I''_{k3} = \frac{cU_n}{\sqrt{3}|Z_k|}, \quad (5.1)$$

$$I''_{k2} = \frac{cU_n}{2|Z_k|}. \quad (5.2)$$

Zur Bestimmung der maximal zu erwartenden Ströme wird $c = 1,05$ als Spannungsbeiwert verwendet. Für die drei anschließend dargestellten DKSBE-Tests wurden die Lastkreise der Hochstromanlage auf die Werte in Tabelle 5.1 gesetzt. Ebenfalls in Tabelle 5.1 sind die damit ermittelten Stoß- und der Dauerkurzschlussströme angegeben, die sich laut VDE-Norm ohne DKSBE einstellen würden.

Tabelle 5.1: Resistanz- und Reaktanzwerte der Versuchsanlage (KS = Kurzschluss)

	R_1 [mΩ]	X_1 [mΩ]	R_2 [mΩ]	X_2 [mΩ]	$I''_{k2,3}$ [kA]	i_p [kA]
3-pol. KS mit Unterbrechung	190	48	1000	76	0,77	1,09
2-pol. KS mit Abwärtsregelung	15	28	1000	76	4,13	7,09
3-pol. KS mit Aufwärtsregelung	15	28	1000	76	4,77	8,19

I) UNTERBRECHUNG EINES DREIPOLIGEN KURZSCHLUSSSTROMES

In den Abbildungen 5.8, 5.10, 5.12, 5.14 und 5.15, die die Ergebnisse eines Testschusses der Anlage zeigen, befindet sich das Gesamtsystem zu Beginn im nachgebildeten, fehlerfreien Betrieb. Dann tritt bei ca. $t = 7,003$ s ein dreipoliger Kurzschluss auf, der innerhalb von weniger als einer halben Netzperiode durch die DKSBE unterbrochen wird. Zum Vergleich mit den real gemessenen Werten sind in den Abbildungen 5.9, 5.11 und 5.13 die entsprechenden Größen dargestellt, die sich mit Hilfe einer Simulation nach Abschnitt 5.2 ergeben. Darin tritt der dreipolige Kurzschluss jeweils bei $t = 0,16$ s aus dem fehlerfreien, stationären Betrieb heraus auf. Der praktische Versuch und die Simulation zeigen insgesamt eine gute Übereinstimmung. Nach der Fehlerunterbrechung stellen sich an den Stromrichterklammern die Leerlaufspannungen ein. Am Raumzeiger in Abbildung 5.15 erkennt man, dass diese nicht ganz sinusförmig symmetrisch, sondern verzerrt sind.

In Bezug auf die Stromwerte ohne DKSBE in Tabelle 5.1 steigt der Kurzschlussstrom, wie auch bei den nächsten beiden Fällen, nicht über 80% des Dauerkurzschlussstromes an.

II) ABWÄRTSREGELUNG EINES ZWEIPOLIGEN KURZSCHLUSSSTROMES

Zur Nachbildung des zweipoligen Fehlers ohne Erdberührung werden nur zwei Schaltstrecken des Leistungsschalters in Abbildung 5.1 geschlossen. Die Resultate der DKSBE-Testanlage und der Simulation sind dabei nur für die gleichstromseitigen Größen durch die Abbildungen 5.16 und 5.17 gegenübergestellt. Auch wenn sich zu Beginn des Kurzschlusses die Zeitverläufe der Größen ein wenig unterscheiden, zeigen beide Abbildungen prinzipiell das gleiche DKSBE-Verhalten. Am Raumzeiger der Leiterströme in Abbildung 5.19 ist zum einen das zweipulsige Verhalten und zum anderen der abnehmende Strom während des Kurzschlusses zu erkennen. Auch der Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen nach Abbildung 5.21 weist in der Zeit, in der der zweipolige Kurzschluss auftritt, zweipulsiges Verhalten auf.

III) AUFWÄRTSREGELUNG EINES DREIPOLIGEN KURZSCHLUSSSTROMES

In den Abbildungen 5.22 bis 5.27 wird mit der Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes die DKSBE-Begrenzungsstrategie technisch verifiziert, die für die Anwendung in der Praxis am sinnvollsten erscheint. Dabei wird der Kurzschlussstrom unmittelbar nach seinem Auftreten unterbrochen und dann kontrolliert erhöht. Der Vergleich von realem Testschuss und Simulation, der in diesem Fall für die Leiterströme den Abbildungen 5.22 und 5.23 zu entnehmen ist, zeigt prinzipiell keine großen Unterschiede. Am Raumzeiger der Leiterströme in Abbildung 5.24 ist das sechspulsige Verhalten und das Ansteigen des Kurzschlussstromes deutlich zu erkennen. Abbildung 5.25 zeigt ferner, dass auch während des Abbaus der magnetischen Energie der Begrenzungs-drossel über den Freilaufzweig die DKSBE im Regelbetrieb arbeiten kann.

Insgesamt konnten mit dem praktischen Versuchsaufbau der DKSBE sowohl die mathematische Beschreibung als auch das Simulationsmodell bestätigt werden. Umgekehrt ist es in Bezug auf weitere Versuche deshalb auch möglich, vor realen Testschüssen die zu erwartenden Strom- und Spannungsverläufe ziemlich genau mit dem Simulationsmodell in Abschnitt 5.2 abzuschätzen.

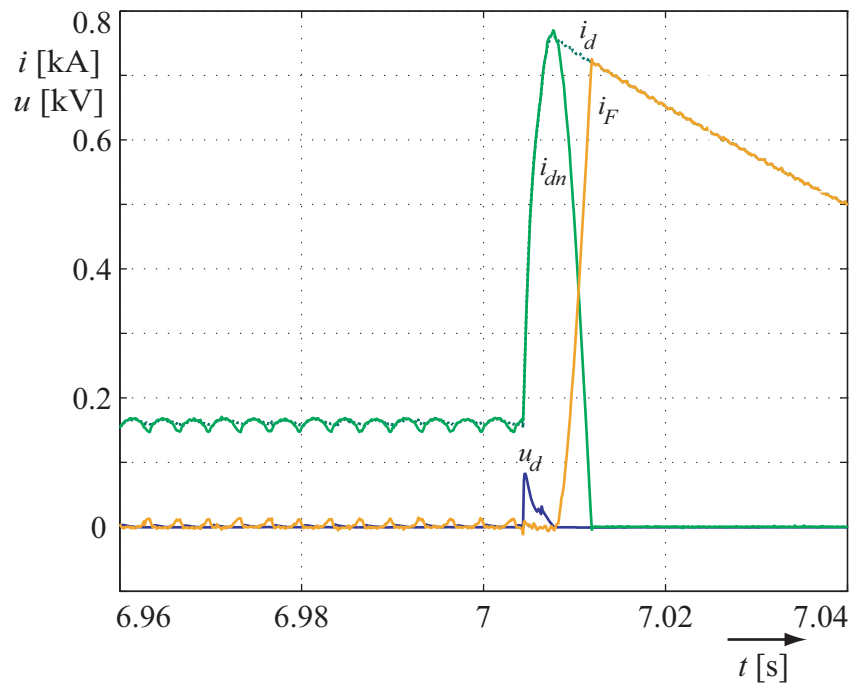


Abbildung 5.8: Gleichstromseitige Größen der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung

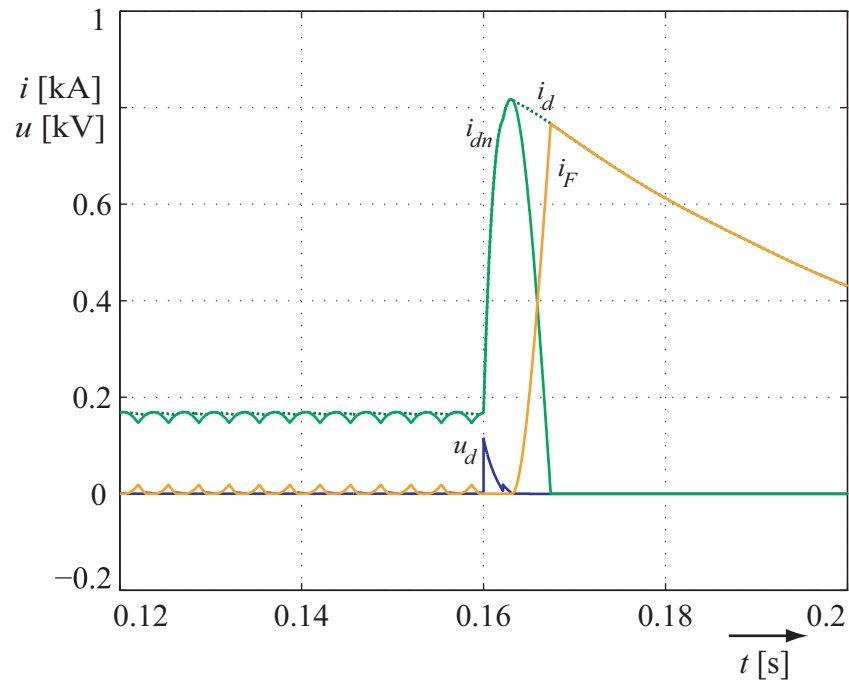


Abbildung 5.9: Gleichstromseitige Größen mittels Simulation bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung

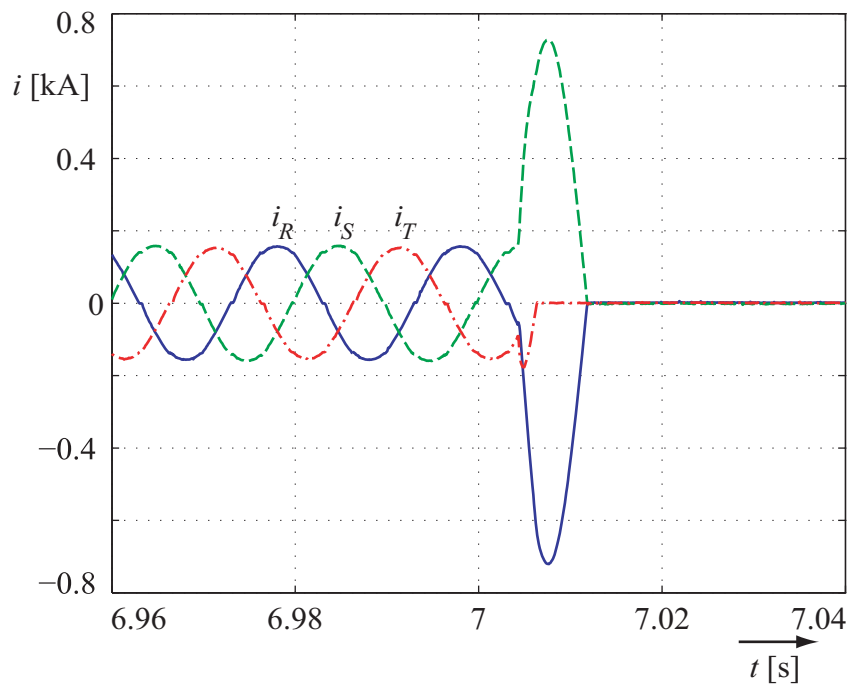


Abbildung 5.10: Leiterströme der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung

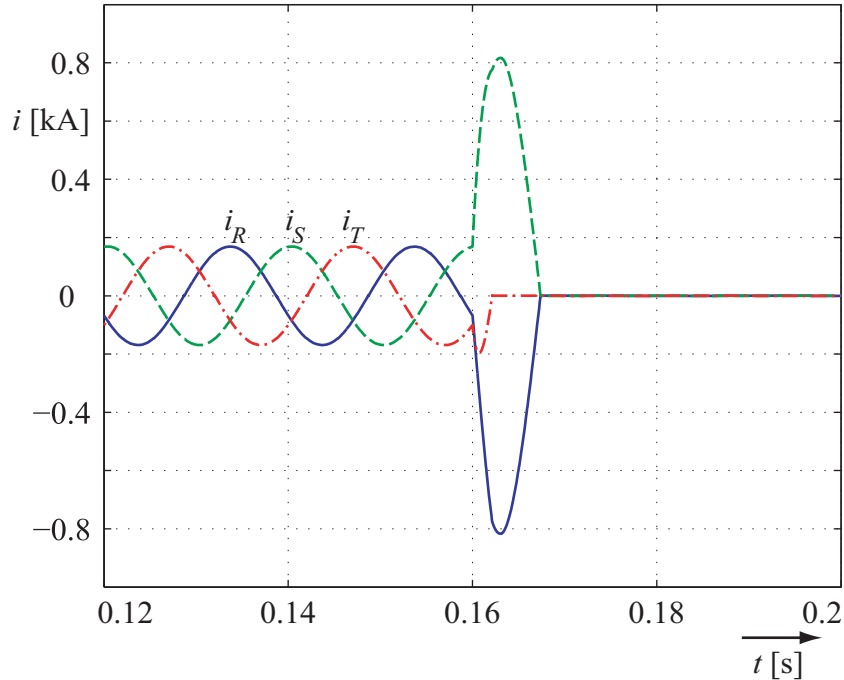


Abbildung 5.11: Leiterströme mittels Simulation bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung

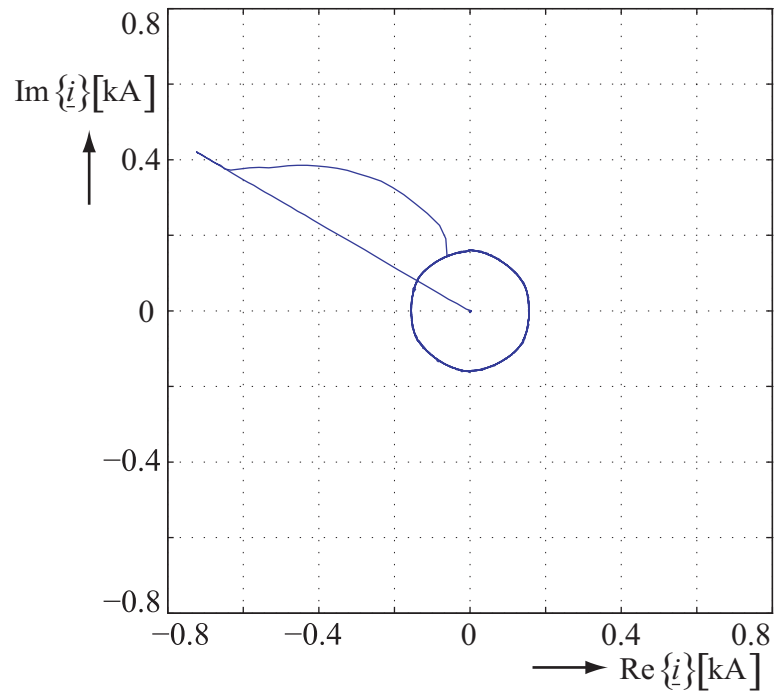


Abbildung 5.12: Raumzeiger der Leiterströme der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung

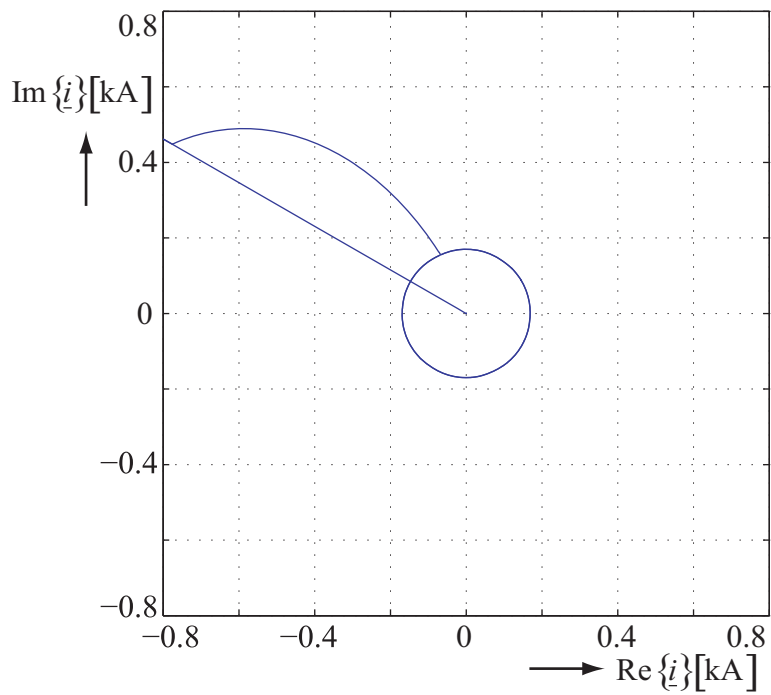


Abbildung 5.13: Raumzeiger der Leiterströme mittels Simulation bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung

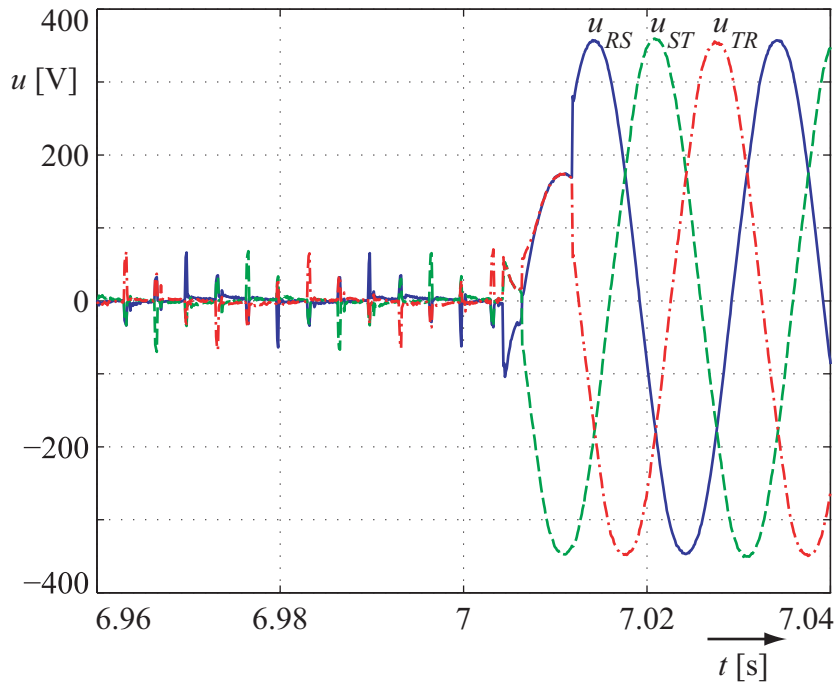


Abbildung 5.14: Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Unterbrechung des Kurzschlussstromes

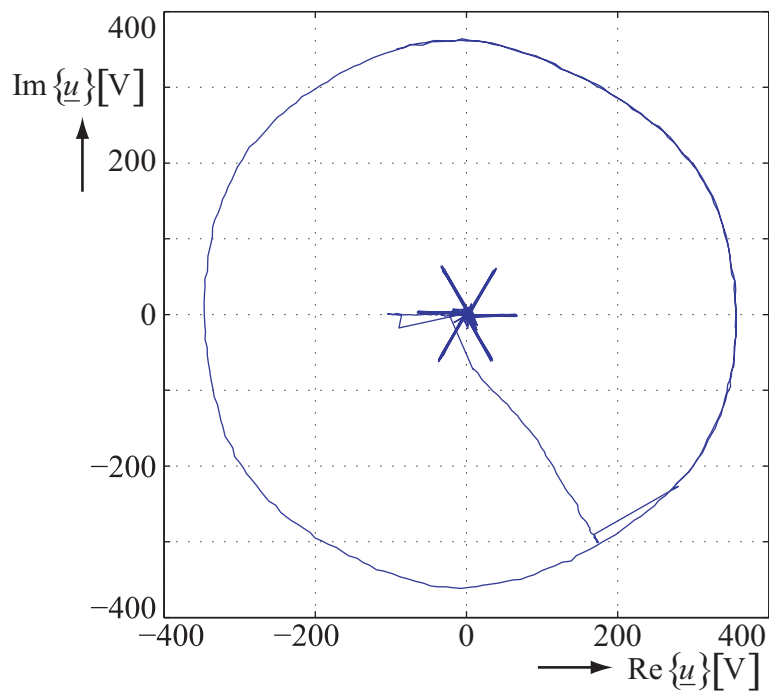


Abbildung 5.15: Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Unterbrechung des Kurzschlussstromes

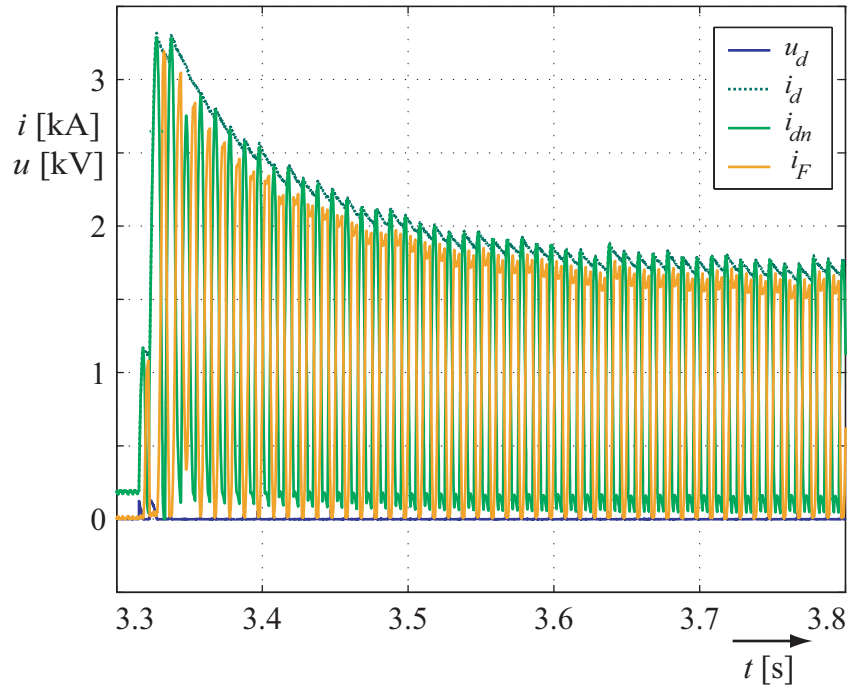


Abbildung 5.16: Gleichstromseitige Größen der Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes

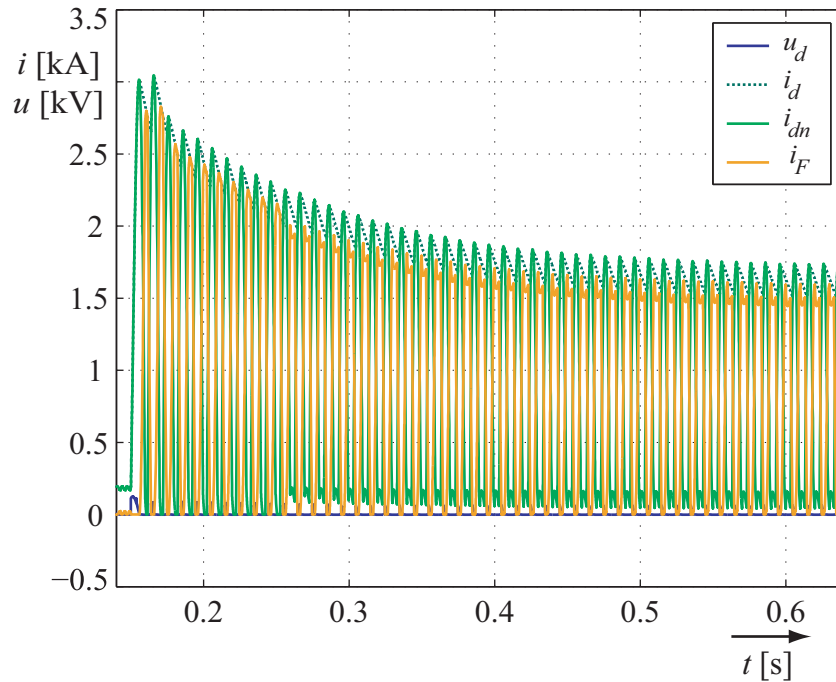


Abbildung 5.17: Gleichstromseitige Größen mittels Simulation bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes

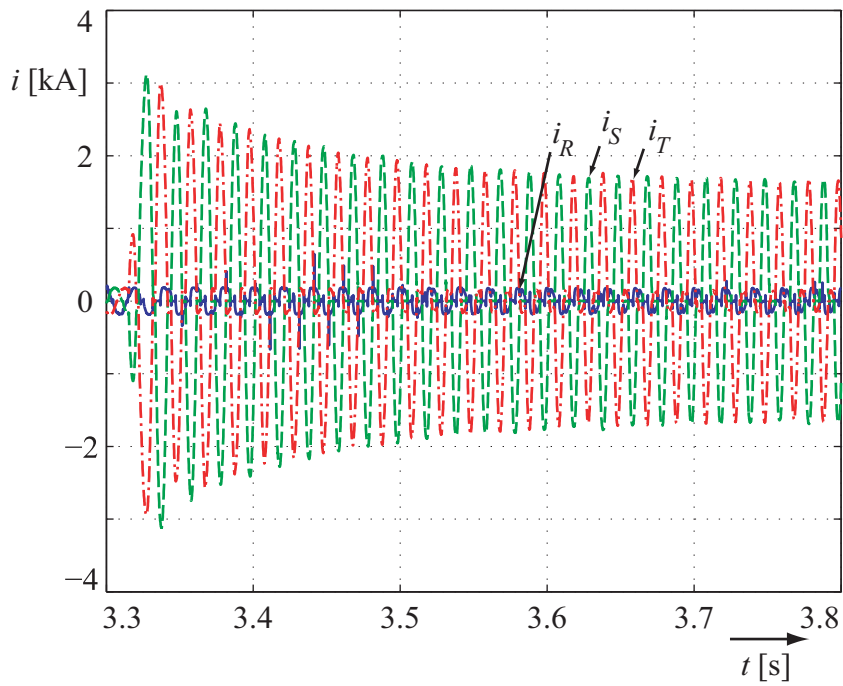


Abbildung 5.18: Leiterströme der Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes

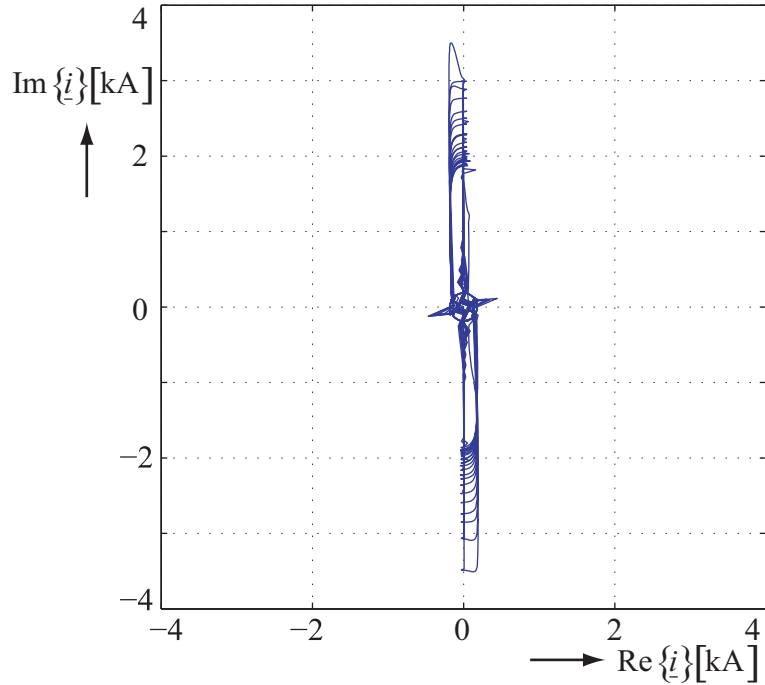


Abbildung 5.19: Raumzeiger der Leiterströme der Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes

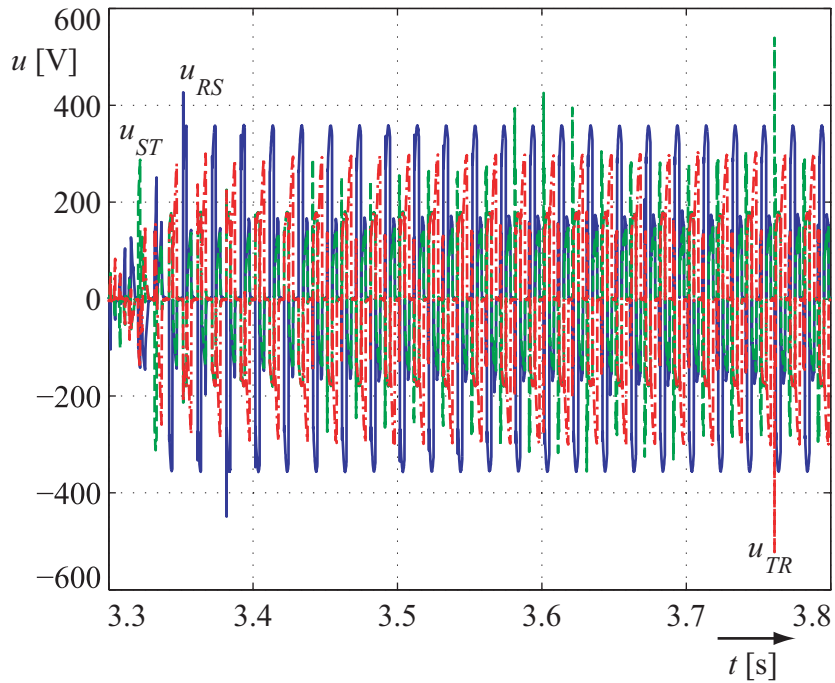


Abbildung 5.20: Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes

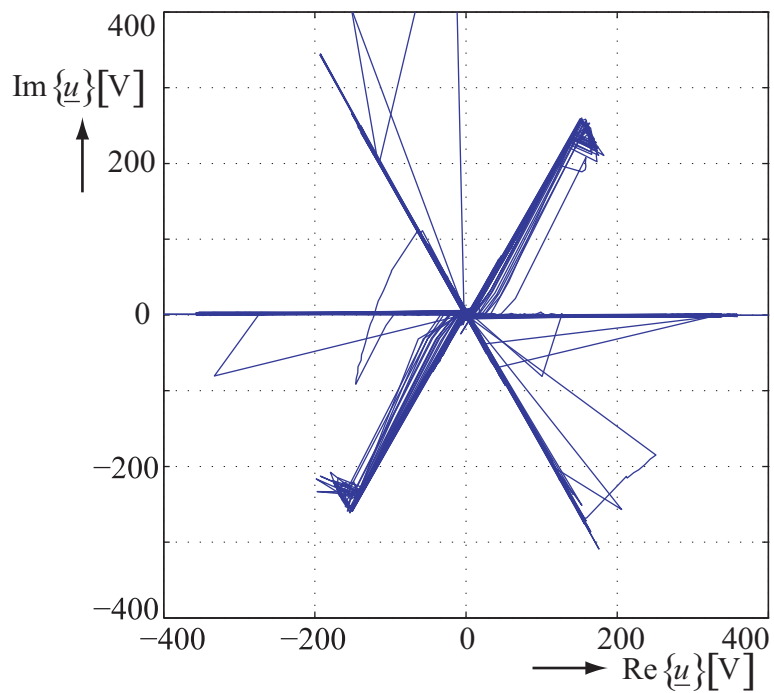


Abbildung 5.21: Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes

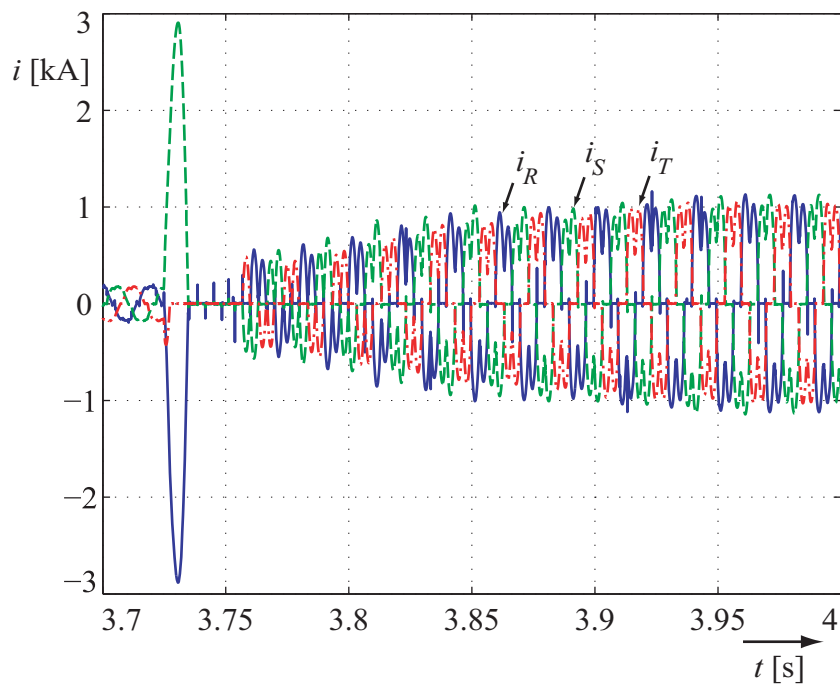


Abbildung 5.22: Leiterströme der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes

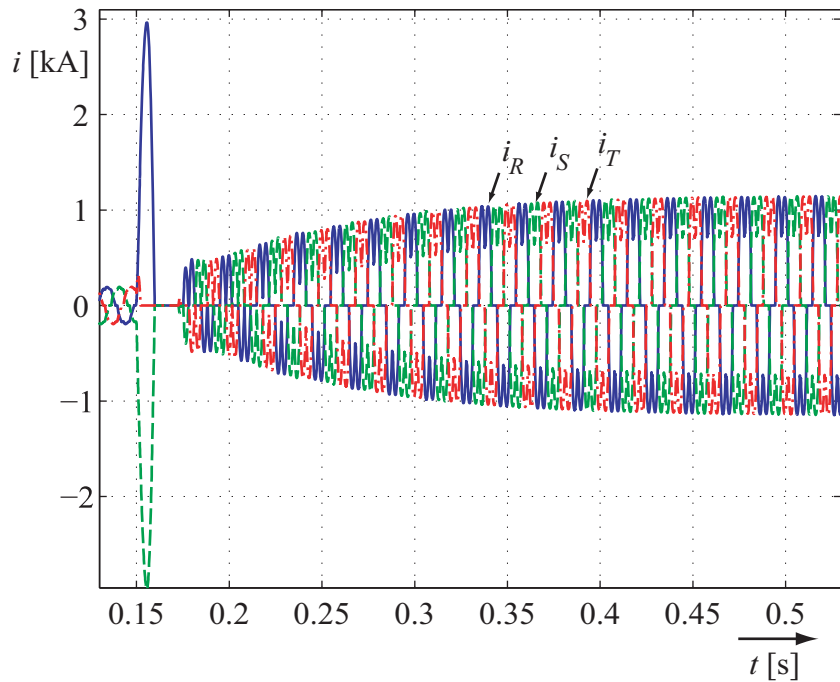


Abbildung 5.23: Leiterströme mittels Simulation bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes

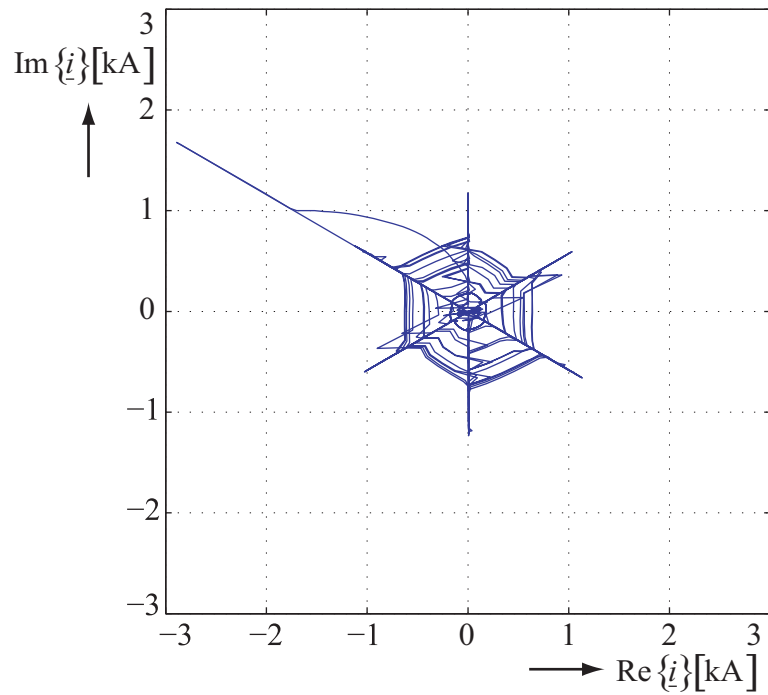


Abbildung 5.24: Raumzeiger der Leiterströme der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes

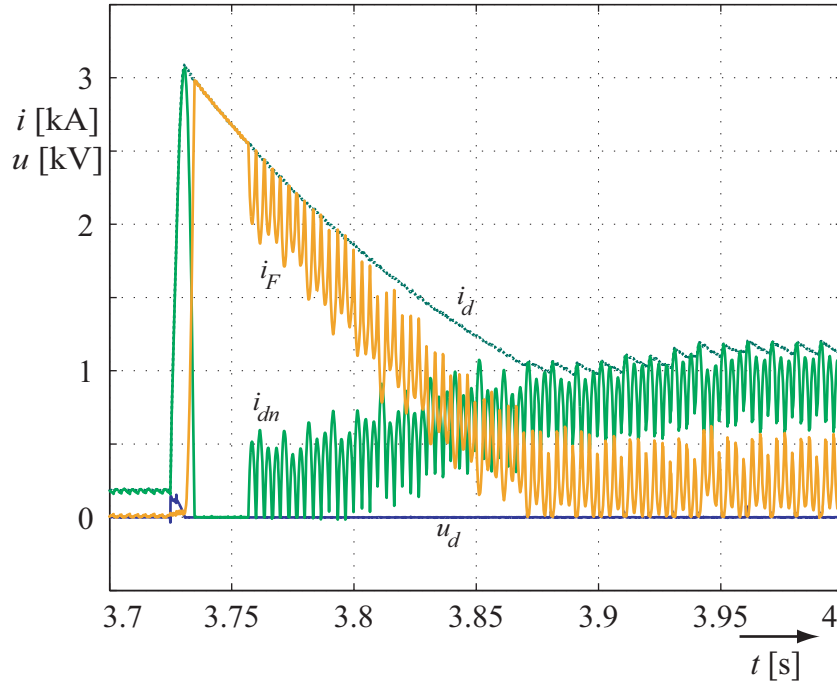


Abbildung 5.25: Gleichstromseitige Größen der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes

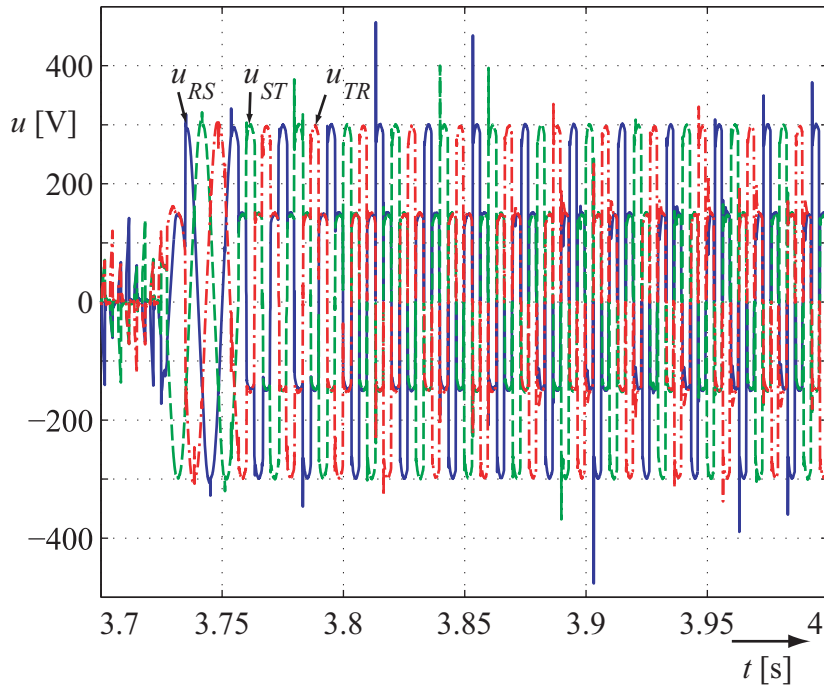


Abbildung 5.26: Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes

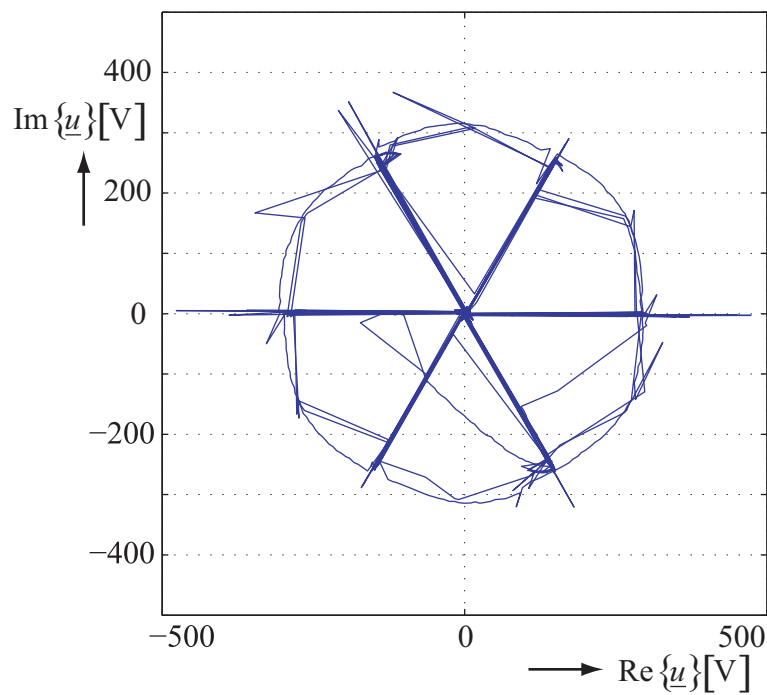


Abbildung 5.27: Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes

6 Dimensionierung der DKSBE

Beim Einsatz einer DKSBE ist es, wie in den vorangegangenen Kapitel erläutert, möglich, im fehlerfreien Netzbetrieb nur sehr geringe Rückwirkungen auf das zu schützende Netz zu verursachen, aber im Fehlerfall schnell und flexibel auf den Kurzschlussstrom zu reagieren. Um ein solches Verhalten zu erreichen, ist es notwendig, die DKSBE entsprechend zu dimensionieren. Aber auch darauf, in welchem Maße die Kurzschlussbeanspruchungen gesenkt werden können, hat die Wahl der DKSBE-Komponenten Einfluss.

6.1 Bedeutung der Freilaufdiode

Die Freilaufdiode ist ein wesentliches Element der DKSBE, ohne die die sichere Funktionsweise der Gesamtschaltung nicht sichergestellt wäre. Denn sie sorgt bei geeigneter Dimensionierung dafür, dass kein Freilauf über einen Thyristorzweig der Drehstrombrücke oder den parallelgeschalteten Diodenzweig auftreten kann. Dadurch wird sichergestellt, dass im fehlerfreien Netzbetrieb bei entsprechender Ansteuerung der Halbleiterbrücke immer drei Thyristoren leiten, wodurch keine Leiterströme unterbrochen werden und damit die Beeinträchtigung des Drehstromnetzes durch die DKSBE gering gehalten wird.

Im stationären Normalbetrieb ist die Freilaufdiode periodisch stromführend, wobei die Zeitdauer des Stromflusses durch sie je länger dauert, desto langsamer der Freilaufstrom abklingt (vgl. Abbildung 3.20). Einerseits entkoppelt eine leitende Freilaufdiode Dreh- und Gleichstromnetz voneinander, so dass die Strangströme i_R , i_S und i_T nicht durch die Begrenzungsdrossel, sondern über den sehr niederohmigen Freilaufzweig fließen, wodurch geringere Verluste entstehen. Andererseits ist während des Zeitraumes, in dem das Freilaufventil leitet, der Betrag der Gleichstromänderung kleiner als bei gesperrter Freilaufdiode, was wiederum eine niedrigere Gleichspannung über der Drossel und eine damit verbundene geringere Rückspeisung an das Drehstromnetz zur Folge hat. Auch dadurch führt ein leitender Freilaufzweig zu einer kleineren gegenseitigen Beeinflussung von Dreh- und Gleichstromseite.

Für die Zeit zwischen dem Löschen und dem erneuten Zünden der Freilaufdiode sind der Drosselstrom i_d und der drehstromseitige Gleichstrom i_{dn} identisch, so dass die DKSBE für das Drehstromnetz einen impedanzbehafteten Sternpunkt darstellt. Insgesamt lässt sich feststellen, dass die Freilaufdiode im stationären fehlerfreien Netzbetrieb die Rückwirkungen auf das Drehstromnetz verringert, wobei die Stromverzerrungen durch die DKSBE um so geringer ausfallen, je länger die Freilaufdiode innerhalb einer Gleichstromperiode stromführend ist.

Aber nicht nur im stationären Normalbetrieb, sondern auch bei der Kurzschlussunterbrechung ist der Freilaufzweig sehr wichtig. Denn die Freilaufdiode beeinflusst den Ausschaltvorgang der drei Leiterströme i_R, i_S und i_T maßgeblich, wie die Abbildungen 3.36 und 3.37 zeigen.

Besitzt die für die DKSBE verwendete Drehstrombrückenschaltung keinen Freilaufzweig, sind die betriebsfrequenten Wechselstromanteile der beiden verbleibenden Ventilströme aufgrund der in den Stromkreis geschalteten Gleichstromdrossel so klein, dass nicht sofort ein Nulldurchgang erreicht werden kann und deshalb die Leiterströme erst später unterbrochen werden. Der Ausschaltvorgang wird in diesem Fall, der in Abbildung 3.37 dargestellt wird, durch die exponentiell abklingenden Gleichanteile der Ventilströme dominiert, wobei der Vorgang umso länger dauert, je kleiner die Resistenzen des Systems sind. Würde die DKSBE keinen Freilaufzweig besitzen, so wäre sie bedingt durch den langen Ausschaltvorgang ungeeignet, um Kurzschlüsse schnell und sicher auszuschalten.

Ist aber ein Freilaufzweig vorhanden, so zündet die Freilaufdiode, wie in Abbildung 3.36 gezeigt, kurz nach Überschreiten des Maximums der beiden zuletzt verbleibenden Ventilströme. Denn der abklingende Strom hat eine derart hohe negative Drosselspannung zur Folge, dass umgekehrt die Spannung über der Freilaufdiode einen ausreichend positiven Wert erreicht, um deren Zündbedingung zu erfüllen. Der resultierende Quasi-kurzschluss der Begrenzungsdrossel über den widerstandsbehafteten Freilaufzweig führt zu einer Vergrößerung der betriebsfrequenten Wechselstromanteile der beiden verbleibenden Thyristorströme. Die Ventilströme nehmen im weiteren Verlauf sehr schnell ab und der Gleichstrom durch die Begrenzungsdrossel wird nach und nach vom Freilaufzweig übernommen. Wenn der drehstromseitige Gleichstrom i_{dn} ganz abgeklungen ist, ist der Kurzschluss unterbrochen und der Kreis aus Begrenzungsdrossel und Freilaufzweig komplett vom restlichen Netz entkoppelt. Die magnetische Energie, die noch in der Spule gespeichert ist, wird dann über den Freilaufzweig abgebaut.

6.2 Parameter der Gleichstromseite

Die Wirkungsweise bzw. die Verwendbarkeit der DKSBE wird im Wesentlichen durch die richtige Wahl der Elemente im Gleichstromkreis bestimmt. Eine falsche Parametrierung kann dazu führen, dass keine ständige Kommutierung möglich ist bzw. der Zustand mit vier leitenden Thyristoren auftritt, so dass die Drehstrombrücke über einen Thyristorweig kurzgeschlossen ist anstatt über den Freilaufzweig. Zunächst soll deshalb näher auf die zum Teil widersprüchlichen Auswirkungen der wichtigsten Parameter im Gleichstromkreis eingegangen werden.

6.2.1 Der Induktivitätswert L_d

Der Induktivitätswert der Drosselspule ist entscheidend dafür, wie stark im Kurzschlussfall der Gleichstrom i_d und damit auch die Höhe des Kurzschlussstromes in den Phasen R , S und T begrenzt wird. Ein großer Induktivitätswert L_d führt bei Annahme des Diodenbetriebes der Thyristorbrücke zu einer stärkeren Kurzschlussstrombegrenzung als ein kleinerer Wert. Dabei bewirkt ein ausreichend großes L_d zusätzlich, dass der Stoßkurzschlussstrom gänzlich unterdrückt wird und die Leiterströme i_R , i_S und i_T ohne Überschwingen bis zu ihrem stationären Kurzschlussstromwert ansteigen. Dieser Zusammenhang ist einerseits aus den Abbildungen 3.32 bis 3.34 herauszulesen, in denen die Ströme des Gleichstrom- und des Drehstromnetzes für einen dreipoligen Kurzschluss bei kleinem und bei größerem L_d dargestellt sind. Außerdem sind in den Abbildungen 6.1 und 6.2 zum einen die Leiterströme und zum anderen die Gleichströme für einen so hohen Induktivitätswert angegeben, dass durch die DKSBE der Stoßkurzschlussstrom komplett unter dem Wert des Dauerkurzschlussstromes ohne DKSBE liegt. Das Betragsverhältnis von gleich- zu drehstromseitiger Impedanz beträgt dabei sieben.

In Abschnitt 6.3 wird gezeigt, dass die Begrenzungsdrossel die Energie reduziert, die in einem Lichtbogen während dessen Erscheinens auftreten kann. Je größer dabei der Induktivitätswert L_d der Begrenzungsdrossel ist, desto mehr Energie kann sie zu Beginn des Lichtbogeneintritts aufnehmen und dadurch die Wirkung eines Störlichtbogens stärker mindern.

Ein Nachteil eines hohen Induktivitätswertes L_d der Begrenzungsspule ist, dass im Normalbetrieb auf der Gleichstromseite die Beträge des Stromanstieges und der Gleichspannung u_d klein sind, was man in Abbildung 6.2 an der geringeren Welligkeit von i_d erkennen kann. In diesem Fall ergibt sich also eine große Rückwirkung auf das Netz. In sehr groß bemessenen Drosseln wird ferner viel Energie gespeichert, so dass sich diese nach Abschaltung eines Kurzschlusses nur sehr langsam über den Freilaufzweig abbaut.

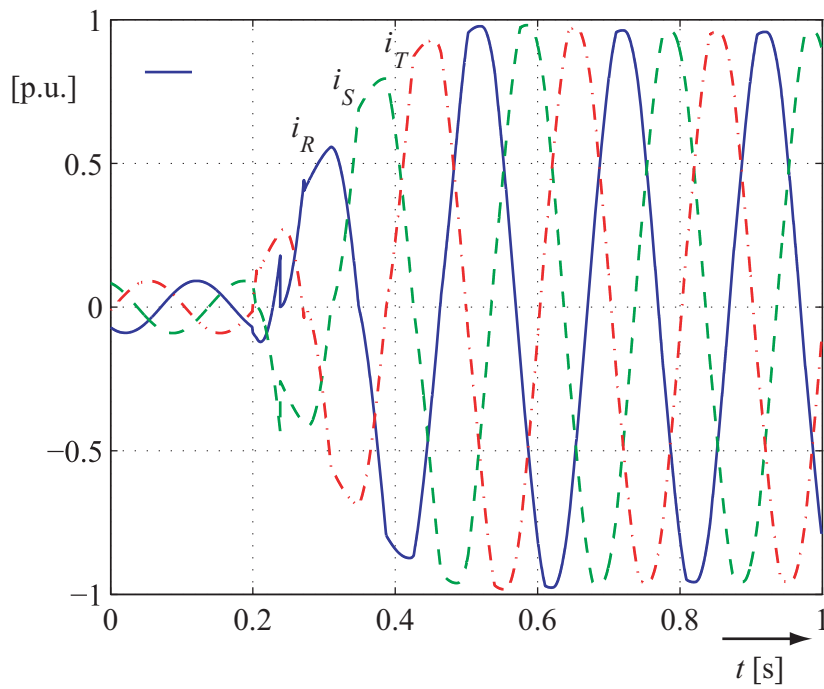


Abbildung 6.1: Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss, Diodenbetrieb und großem L_d

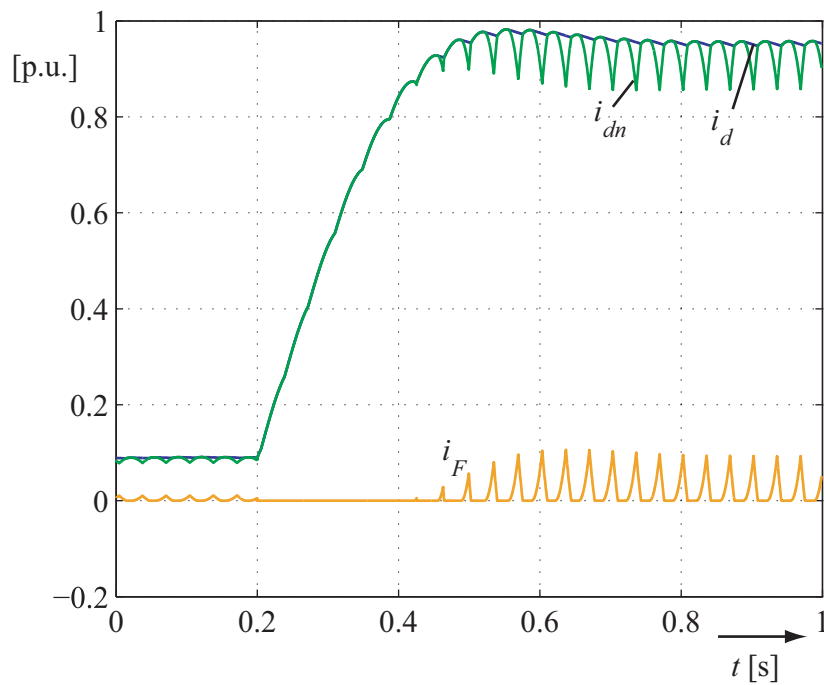


Abbildung 6.2: Gleichströme bei dreipoligem Kurzschluss, Diodenbetrieb und großem L_d

Dies ist aber beispielsweise für die Kurzschlussstromregelung weniger wichtig, da diese auch bei stark magnetisch geladener Spule funktioniert, wie zum Beispiel Abbildung 5.25 entnommen werden kann. Ein schnellerer Entladevorgang könnte durch höhere ohmsche Anteile innerhalb des Freilaufkreises erreicht werden. Dies hätte aber negative Auswirkungen auf den restlichen DKSBE-Betrieb, wie die Betrachtung der nächsten beiden Parameter des Gleichstromkreises zeigt.

6.2.2 Der Spulenwiderstand R_d

Bei einem großen Widerstandswert R_d der Begrenzungsdrossel nehmen die Netzurückwirkungen zu, weil in diesem Fall die Freilaufdiode nicht solange leitet. Denn aus einem großen Spulenwiderstand resultiert ein relativ hoher, positiver, resistiver Spannungsabfall über der Drossel. Um dagegen die Zündbedingung der Freilaufdiode zu erfüllen, muss die Spannung über der Drossel einen ausreichend großen negativen Wert annehmen. Dies ist erst dann der Fall, wenn der Gleichstrom mit einer ausreichend großen negativen Steigung abklingt und daraus ein genügend großer negativer, induktiver Spannungsabfall über der Drosselspule entsteht. Die Zündbedingung der Freilaufdiode wird demzufolge bei einem großen Widerstand in Bezug auf das Strommaximum zu einem späteren Zeitpunkt erfüllt als im Vergleich zu einem kleineren. Insgesamt sind deshalb für große R_d -Werte die Freilaufzeiten der Diode kürzer als für kleinere R_d -Werte.

Des Weiteren bringen große Drosselresistanzen große ohmsche Verluste mit sich, was vor allem aus wirtschaftlicher Sicht einen Nachteil darstellt, aber auch die Begrenzungsdrossel zusätzlich thermisch beansprucht. Da ein großer Spulenwiderstand keine Vorteile mit sich bringt, ist als Begrenzungsdrossel für die DKSBE eine Spule mit hoher Güte zu wählen.

6.2.3 Der Widerstand des Freilaufzweiges R_F

Die Größe des ohmschen Widerstandes R_F des Freilaufzweiges, wozu auch der Durchlasswiderstand R_B der Freilaufdiode (vgl. Abbildung 3.16) gezählt werden soll, bestimmt im Wesentlichen, ob der Vier-Ventil-Zustand innerhalb der sechspulsigen Thyristorbrücke auftreten kann oder nicht. Vor allem wenn ein hoher Strom durch die Freilaufdiode fließt, was üblicherweise bei Fehlern im Drehstromsystem der Fall ist, kann ein derart hoher, ohmscher Spannungsabfall über dem Freilaufzweig auftreten, dass die Zündbedingung für den vierten Thyristor erfüllt ist. Um dies zu vermeiden, ist der Freilaufzweig sehr niederohmig auszuführen. Wenn die Freilaufdiode zudem möglichst nahe an der Begren-

zungsspule positioniert wird, liegt insgesamt eine kleinere Spannung über den Ventilzweigen der Drehstrombrücke an, da der ohmsche Spannungsabfall der Verschiebung zwischen Halbleiterbrücke und Freilaufzweig der Spannung über dem Freilaufzweig entgegenwirkt.

6.3 DKSBE-Auslegung hinsichtlich der Systembeanspruchung

Für die folgenden Überlegungen bezüglich der Dimensionierung der DKSBE wird davon ausgegangen, dass die Impedanzen aller Betriebsmittel des Drehstromsystems inklusive derer des Niederspannungstransformators und der Kurzschlussstrombahnen bekannt sind. Neben der Auswahl der Thyristoren und der des Freilaufventils, die allesamt eine ausreichend große Stromtragfähigkeit und Spannungsfestigkeit besitzen müssen, hat vor allem die Wahl der Begrenzungsdrossel und die des Steuerwinkels eine entscheidende Bedeutung für das Verhalten der DKSBE im stationären Betrieb und im Kurzschlussfall. Der Einfluss des Steuerwinkels α bzw. des Verschiebungswinkels γ ist ausführlich in Kapitel 3 behandelt.

Bezüglich der Impedanzverhältnisse des Gesamtsystems ist darauf zu achten, dass ein Betrieb mit ständig drei leitenden Thyristoren innerhalb der Drehstrombrücke möglich ist. Ferner ist die Drossel der DKSBE so auszulegen, dass die negativen Auswirkungen des Kurzschlusses, wie thermische und mechanische Beanspruchungen der Systemelemente und die Gefahren eines Störlichtbogens, möglichst gut begrenzt werden. Im Folgenden wird deshalb darauf eingegangen, welche Impedanzverhältnisse im Gesamtsystem vorliegen müssen, bzw. wie die gleichstromseitige Impedanz der DKSBE zu dimensionieren ist, um einen möglichst effektiven strombegrenzenden Effekt durch die DKSBE zu erhalten.

Für die Dimensionierung der Begrenzungsdrossel wird der vierte Ventilzweig für die Sternpunkterdung vernachlässigt, womit insgesamt vom vereinfachten Schaltbild nach Abbildung 3.2 ausgegangen wird. Die DKSBE besteht darin nur noch aus einem sechspulsigen Thyristorgleichrichter, der Freilaufdiode und der Begrenzungsdrossel mit der komplexen Impedanz $\underline{Z}_d = R_d + jX_d$ und der zugehörigen Reaktanz $X_d = \omega L_d$. Wie in Kapitel 3 wird dabei das gesamte Drehstromnetz nur durch seine Leerlaufspannungen u_{pR} , u_{pS} und u_{pT} sowie seine komplexe Netz- bzw. Kurzschlussimpedanz $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$ mit $X_k = \omega L_k$ repräsentiert. Weiterhin findet eine Normierung nach Gleichung (3.3) Anwendung.

Das Betriebsverhalten der auszulegenden DKSBE hängt – insbesondere im Hinblick auf thermische und mechanische Belastungen sowie Störlichtbogenbeanspruchungen – im Wesentlichen von folgenden drei Parametern ab:

1. dem Verhältnis der Impedanz auf der Drehstromseite $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$ zu der auf der Gleichstromseite $\underline{Z}_d = R_d + jX_d$
2. dem Resistanz-Reaktanz-Verhältnis der Drehstromseite $\frac{R_k}{X_k}$
3. dem Resistanz-Reaktanz-Verhältnis der Gleichstromseite $\frac{R_d}{X_d}$.

Geht man von der Voraussetzung der ständig dreifachen Ventilbeteiligung aus, so ist es zweckmäßig, wenn das Impedanzverhältnis zwischen Drehstrom- und Gleichstromseite wie folgt definiert wird

$$I'_{dw} = \left| \frac{\underline{Z}_k}{\underline{Z}_k + \frac{2}{3}\underline{Z}_d} \right| = \left| \frac{1}{1 + \frac{2}{3}\frac{\underline{Z}_d}{\underline{Z}_k}} \right| = \left| \frac{1}{1 + \frac{2}{3}z_d} \right|. \quad (6.1)$$

Der Strom I'_{dw} stellt dabei die normierte Amplitude des betriebsfrequenten Gleichstromanteiles dar, der bei ständig dreifacher Ventilbeteiligung durch die Begrenzungs-drossel fließt. Der Strich weist auf die Normierung der Größe hin. Der Parameter I'_{dw} kann zwei Grenzwerte annehmen:

- bei $\underline{Z}_d = 0$ ist $I'_{dw} = 1$
- bei $\underline{Z}_d = \infty$ oder $\underline{Z}_k = 0$ ist $I'_{dw} = 0$.

Bei $I'_{dw} = 1$ beeinflusst die DKSBE die Vorgänge im Drehstromsystem überhaupt nicht. Die 'Welligkeit' des netzseitigen Gleichstromes i_{dn} , für das I'_{dw} ein Maß ist, ist dann maximal. Die Beeinflussung durch die DKSBE wird umso größer, je kleiner I'_{dw} wird und erreicht ihren Extremwert, wenn $I'_{dw} = 0$ wird. In diesem Fall ist der Gleichstrom ideal glatt.

Anhand des Wertes von I'_{dw} lassen sich auch Aussagen über die Netzzrückwirkungen der DKSBE treffen. Generell gilt, dass je kleiner I'_{dw} ist, desto größer sind die Netzzrückwirkungen. Während eines Kurzschlusses nimmt I'_{dw} seinen minimalen Wert an, weshalb die größten Netzzrückwirkungen im Kurzschlussfall auftreten. Im Normalbetrieb gilt, dass die normierte Amplitude des betriebsfrequenten Gleichstromanteils $I'_{dw,n}$ stets größer ist als die im Kurzschlussfall $I'_{dw,k}$. Deshalb sind die Netzzrückwirkungen umso kleiner, je kleiner die Last ist.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass mit Hilfe der drei Parameter I'_{dw} , R_d/X_d und R_k/X_k das Betriebsverhalten der DKSBE im ohmsch-induktiven Stromkreis eindeutig beschrieben werden kann. Die Wahl der Begrenzungsdrossel muss deshalb so getroffen werden, dass im Kurzschlussfall vorgegebene Grenzwerte mechanischer, thermischer und Störlichtbogenbelastungen nicht überschritten werden. Im Folgenden wird auf diese drei Arten der Kurzschlussstrombeanspruchung eingegangen.

6.3.1 Mechanische Kurzschlussstrombeanspruchung

Für die Bemessung der DKSBE und des durch sie geschützten Netzes ist die maximale mechanische Belastung im Kurzschlussfall zu bestimmen. Ein Maß für die mechanische Kurzschlussbeanspruchung ist der Stoßkurzschlussstrom. Er wird berechnet nach

$$i_p = \sqrt{2}\kappa I''_k \quad (6.2)$$

In Gleichung (6.2) bezeichnen i_p den Stoßkurzschlussstrom, κ den Stoßfaktor und I''_k den unbeeinflussten dreipoligen Anfangskurzschlusswechselstrom. Der Stoßkurzschlussstrom i_p wird in der praktisch angewandten Kurzschlussstromberechnung für einen Kurzschluss aus dem Leerlauf heraus bestimmt, da er dann im Allgemeinen maximal ist. Im unbeeinflussten Fall, d.h. ohne Verwendung der DKSBE zur Begrenzung des Stoßkurzschlussstromes, gilt für den Stoßfaktor κ nach [31]

$$\kappa = 1 + \sin \varphi_k e^{-\frac{R_k}{X_k}(\frac{\pi}{2} + \varphi_k)} \quad (6.3)$$

mit dem Impedanzwinkel $\varphi_k = \arctan(X_k/R_k)$ der Kurzschlussimpedanz $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$. Kommt eine DKSBE zur Anwendung, ist der Stoßkurzschlussstrom sowohl vom Impedanzverhältnis I'_{dw} als auch von der Anzahl der anschließenden Stromführungszyklen bis zur Fehlererkennung und -unterbrechung abhängig. Die zusätzliche Abhängigkeit vom Eintrittszeitpunkt des dreipoligen Kurzschlusses soll nicht weiter beachtet werden, da es unmöglich ist, dass ein dreipoliger Kurzschluss im Drehstromkreis zu einem Zeitpunkt beginnt, so dass keine transiente Stromkomponente in einem der drei Leiterströme auftritt.

Bei der Verwendung einer DKSBE wird demnach auch der Stoßkurzschlussstrom reduziert, was zu einem anderen Stoßfaktor führt. Mit κ_{DKSBE} wird deshalb im Weiteren der Stoßfaktor bezeichnet, der aus dem Einsatz der DKSBE resultiert. Zur Ermittlung des Stoßfaktors κ_{DKSBE} mittels Simulation wird der bei DKSBE-Begrenzung maximal erreichte dreipolige Kurzschlussstrom $i_{k3,max}$ auf die Amplitude des dreipoligen Anfangs-

kurzschlusswechselstromes \hat{I}_{k3}'' (vgl. Gleichung (3.3)) bezogen

$$\kappa_{DKSBE} = \frac{i_{k3,max}}{\hat{I}_{k3}''}. \quad (6.4)$$

Hierbei wird nur der dreipolige Kurzschluss untersucht, da der dreipolige Kurzschluss in der Mehrzahl der Fälle sowohl mit als auch ohne DKSBE-Einsatz zur größten mechanischen Kurzschlussstrombeanspruchung führt.

Um die Abhängigkeit des Stoßfaktors κ_{DKSBE} von I'_{dw} zu untersuchen, wird vorerst davon ausgegangen, dass der Fehlerstrom nicht abgeschaltet wird und so der maximale, durch die DKSBE begrenzte Stoßkurzschlussstrom in jedem Fall erreicht wird. Ferner wird $R_k/X_k = R_d/X_d = 0,1$ für die Untersuchung gewählt. Damit ist bei einer durch das zu schützende Netz vorgegebenen Kurzschlussimpedanz $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$ nur noch I'_{dw} frei wählbar. Abbildung 6.3 zeigt den Zusammenhang der beiden Größen. Es ist deutlich zu erkennen, dass ein kleiner Wert für I'_{dw} auch einen kleinen Stoßfaktor zur Folge hat. An der unteren Grenze $I'_{dw} \rightarrow 0$ wird sich der DKSBE-Stoßfaktor κ_{DKSBE} dem Wert $\frac{\sqrt{3}}{2}$ annähern, wogegen er bei seinem anderen Extrem $I'_{dw} \rightarrow 1$ dem Wert ohne Strombegrenzung zustreben wird. Um den Stoßkurzschlussstrom nahezu komplett zu unterdrücken, erkennt

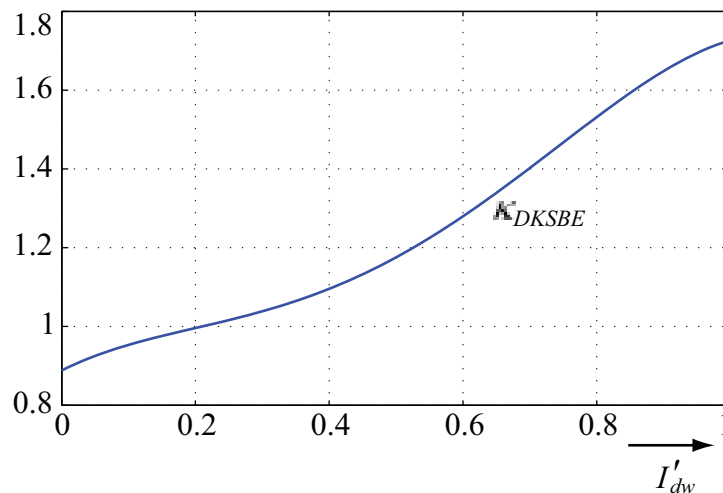


Abbildung 6.3: κ_{DKSBE} in Abhängigkeit von I'_{dw} ohne Kurzschlussunterbrechung

man anhand von Abbildung 6.3, dass in etwa $I'_{dw} \leq 0,33$ bzw. $|1 + 2\underline{Z}_d/3\underline{Z}_k| \geq 3$ gelten muss. In erster Näherung darf davon ausgegangen werden, dass der Kurzschlussstrom bei $Z_k \leq 3Z_d$ kein Überschwingen mehr zeigt.

Durch eine DKSBE-Abschaltung im ersten Anstieg des Kurzschlussstromes kann eine weitere Reduktion des Stoßkurzschlussstromes erreicht werden, wie Abbildung 6.4 verdeutlicht.

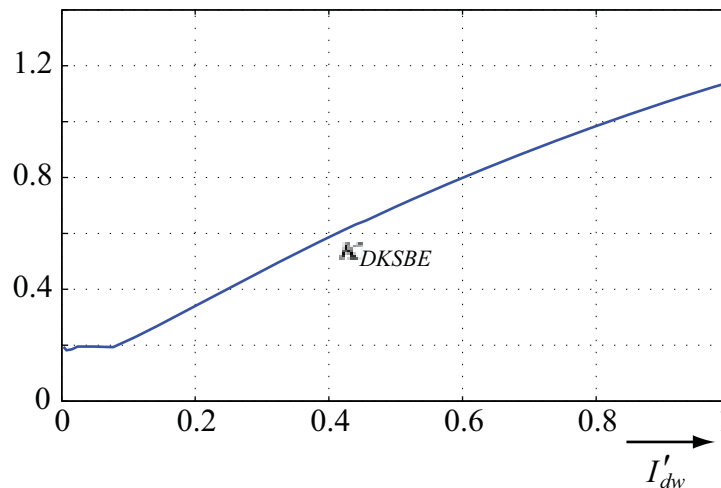


Abbildung 6.4: κ_{DKSBE} in Abhängigkeit von I'_{dw} mit Kurzschlussunterbrechung

Insgesamt kann demnach der durch DKSBE-Einsatz erreichte Stoßfaktor κ_{DKSBE} deutlich kleiner als eins werden, besonders wenn ein niedriger Wert von I'_{dw} vorliegt.

Es bleibt abschließend noch einmal darauf hinzuweisen, dass die DKSBE den Kurzschlussstrom nur in den natürlichen Nulldurchgängen der Ventilströme unterbrechen kann. Da sie aber den Stoßkurzschlussstrom aufgrund ihres physikalischen Wirkprinzips ohnehin begrenzt, steht die Forderung nach kurzen Kommandozeiten nicht so weit im Vordergrund wie bei anderen Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtungen.

6.3.2 Thermische Kurzschlussstrombeanspruchung

Das Maß für die thermische Kurzschlussstrombeanspruchung ist der thermisch gleichwertige Kurzschlussstrom I_{th} . Dieser kann zum einen über das Joule-Integral

$$I_{th}^2 \cdot t_k = \int_0^{t_k} i_k^2(t) dt \quad (6.5)$$

bestimmt werden, worin I_{th} für den thermisch gleichwertigen Kurzschlussstrom und t_k für die Kurzschlussdauer stehen, sowie $i_k(t)$ den zeitlichen Verlauf des Kurzschlussstromes beschreibt. Zum anderen kann er, wenn der Anfangskurzschlusswechselstrom I_k'' , der Dauerkurzschlussstrom I_k und die Kurzschlussdauer t_k bekannt sind, nach [31] bzw. [14] auch über die Beziehung

$$I_{th}^2 \cdot t_k = I_k''^2 (n + m) t_k \quad (6.6)$$

berechnet werden. Da alle Kurzschlüsse als generatorfern angenommen werden, gilt $n = 1$. Für den Faktor m darf in der praktischen Kurzschlussstromberechnung nach [31] angesetzt werden

$$m \approx \frac{1}{\omega t_k \ln(\kappa - 1)} \left(e^{2 \frac{\ln(\kappa - 1)}{\pi} \omega t_k} - 1 \right). \quad (6.7)$$

Der thermisch gleichwertige Kurzschlussstrom I_{th} lässt sich demnach zu

$$I_{th} = I_k'' \sqrt{n + m} \quad (6.8)$$

oder

$$I_{th} = \sqrt{\frac{\int_0^{t_k} i_k^2(t) dt}{t_k}} \quad (6.9)$$

bestimmen. Aus den gleichen Überlegungen wie für die mechanische Kurzschlussstrombeanspruchung wird auch für die thermischen Betrachtungen der thermisch gleichwertige Kurzschlussstrom I_{th} unabhängig von der Fehlerart immer auf die Amplitude des dreipoligen Anfangskurzschlusswechselstromes \hat{I}_{k3}'' bezogen

$$I_{th}' = \frac{I_{th}}{\hat{I}_{k3}''}. \quad (6.10)$$

Zur Untersuchung der Wirkung der DKSBE auf die thermische Kurzschlussstrombeanspruchung werden die drei Leiterströme i_R , i_S und i_T , die sich bei einem dreipoligen Fehler mit Hilfe des Simulationsmodelles in MATLAB[®]/Simulink[®] ergeben, anhand der Gleichungen (6.9) und (6.10) ausgewertet. Die drei resultierenden normierten thermisch gleichwertigen Kurzschlussströme $I_{th,R}'$, $I_{th,S}'$ und $I_{th,T}'$ sind in Abhängigkeit von I_{dw}' in Abbildung 6.5 graphisch dargestellt. Die Fehlerströme werden dabei immer abgeschaltet und die resultierende (Gesamt-)Kurzschlusszeit t_k wird beginnend vom Fehlereintritt gezählt. Wiederum gilt dabei $R_k/X_k = R_d/X_d = 0, 1$, wodurch I_{dw}' der einzige frei wählbare DKSBE-Parameter ist.

Es ist deutlich zu erkennen, dass die beiden Leiter, die bis zur vollständigen Kurzschlussunterbrechung Strom führen (hier Leiter R und S), stärker thermisch belastet werden als der dritte Leiter (Leiter T). Wiederum führt eine Absenkung des I_{dw}' -Wertes für alle drei Leiterströme zu einem kleineren thermisch gleichwertigen Kurzschlussstrom.

Da die Kurzschlussdauer t_k eine entscheidende Größe sowohl für die thermische Belastung als auch für die Störlichtbogenbeanspruchung ist, wurde auch diese in Abhängigkeit

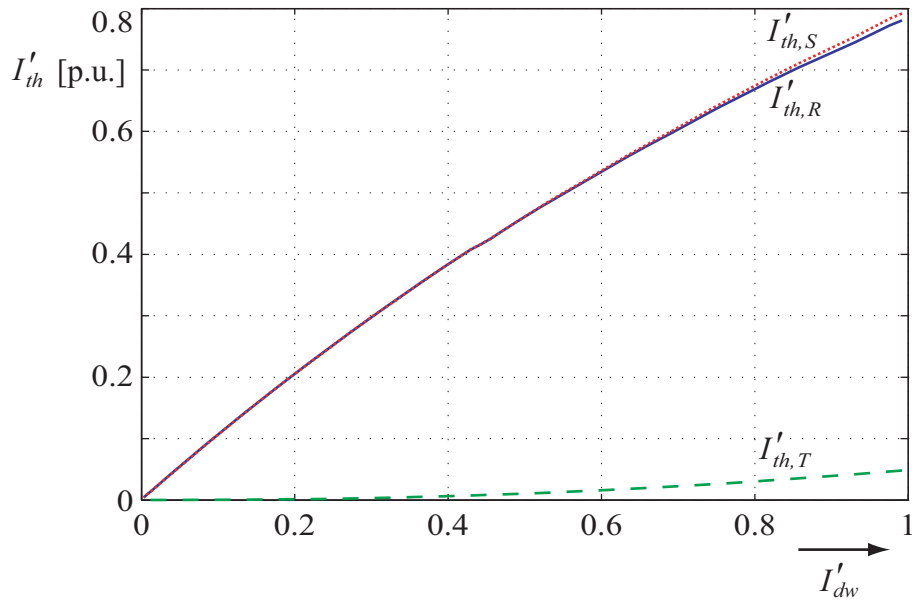


Abbildung 6.5: Thermisch gleichwertiger Kurzschlussstrom I'_{th} in Abhängigkeit von I'_{dw}

von I'_{dw} dargestellt. Das Ergebnis wird in Abbildung 6.6 präsentiert. Auch hier bewirkt ein kleiner Wert von I'_{dw} eine kürzere Kurzschlussdauer und damit eine kleinere Belastung der betroffenen Betriebsmittel.

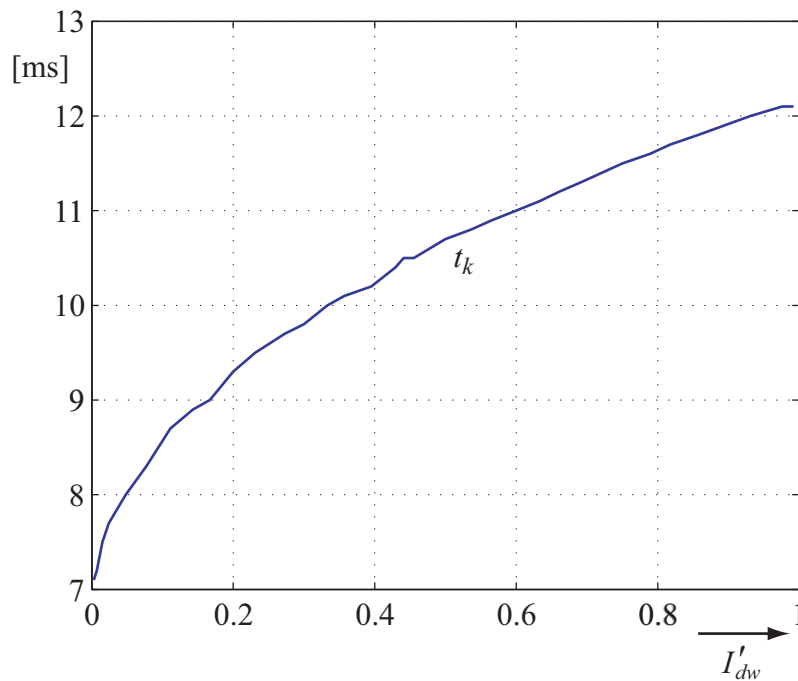


Abbildung 6.6: Kurzschlussdauer t_k in Abhängigkeit von I'_{dw}

6.3.3 Störlichtbogenbeanspruchung

Beim überwiegenden Teil der Kurzschlüsse in energietechnischen Anlagen wird die Isolation zwischen Anlagenteilen unterschiedlichen Potentials nicht nahezu widerstandslos, wie etwa bei metallischen Kurzschlüssen, überbrückt, sondern durch Lichtbögen. Sie wandeln elektrische Energie direkt in thermische Energie um, was in kürzester Zeit zu auftretenden Temperaturen von einigen Tausend Grad führt. Dies hat thermisch sehr hohe Beanspruchungen der elektrischen Betriebsmittel zur Folge und stellt auch für den Menschen ein großes Gefahrenpotential dar. Neben der großen Wärmeentwicklung können des Weiteren auch Schädigungen von Personen und Betriebsmitteln durch die Begleiterscheinungen von Lichtbögen wie die große Druckentwicklung in geschlossenen Anlagen und das auftretende, sehr grelle Leuchten entstehen. Aus dieser Sicht ist die Verhinderung von Lichtbögen oder zumindest eine Minderung ihrer Auswirkungen anzustreben. Dazu ist die DKSBE bei richtiger Dimensionierung in der Lage.

Charakteristische Kenngrößen für die Störlichtbogenbeanspruchung sind wegen des stochastischen Lichtbogenverhaltens nicht in der Form wie für die mechanische und thermische Kurzschlussstrombeanspruchung bekannt. Dennoch ist die vom Störlichtbogen an die Umgebung abgegebene Energie als die entscheidende Kenngröße zur Charakterisierung der Beanspruchung anzusehen. Sie wird durch die Lichtbogenleistung und die Kurzschlussdauer bestimmt. Die Lichtbogenenergie W_B wird aus der Bogenleistung $p_B(t)$, dem Strom $i_{kB}(t)$ bzw. der Lichtbogenwirkleistung $p_B(t) = u_B(t) \cdot i_{kB}(t)$ sowie der Kurzschlussdauer t_k bestimmt zu

$$W_B = \int_0^{t_k} u_B(t) \cdot i_{kB}(t) dt = \int_0^{t_k} p_B(t) dt. \quad (6.11)$$

Laborversuche haben laut [31] ergeben, dass Lichtbogenenergien von weniger als 500 kWs als harmlos und von weniger als 200 kWs als ungefährlich eingestuft werden können. Diese Versuche haben außerdem gezeigt, dass Anlagen durch einen Lichtbogen nur in einem vernachlässigbaren Umfang in Mitleidenschaft gezogen werden, wenn dessen Energie kleiner als 100 kWs ist. Deshalb soll die maximal mögliche Lichtbogen(wirk)leistung abgeschätzt werden, indem man untersucht, welche Leistung das Netz maximal in einen Lichtbogenkurzschluss einspeisen kann. Die an einem Punkt des Drehstromsystems abnehmbare Leistung ist dann maximal, wenn der Belastungswiderstand gleich dem Betrag der Kurzschlussimpedanz ist. Für sie gilt bezogen auf die Kurzschlussleistung S_k'' am

Netzpunkt

$$p_{\max} = \frac{P_{\max}}{S_k''} = \frac{1}{2 + 2 \cos \varphi_k} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{X}{R}\right)_k^2}}{2 \left(\sqrt{1 + \left(\frac{X}{R}\right)_k^2} + 1 \right)}. \quad (6.12)$$

In Gleichung (6.12) bezeichnet p_{\max} demnach die bezogene maximale Leistung am betrachteten Punkt des Drehstromnetzes. Sie ist abhängig von der subtransienten Kurzschlussleistung S_k'' am untersuchten Netzpunkt und dem Impedanzwinkel φ_k der Kurzschlussstrombahn bzw. dem entsprechenden Resistanz-Reaktanz-Verhältnis R_k/X_k . Die maximale Leistung ist nach Gleichung (6.12) der Kurzschlussleistung proportional. Je nach R_k/X_k -Verhältnis der Kurzschlussstrombahn liegt der bezogene Wert zwischen $p_{\max} = \frac{1}{4}$ für $\varphi_k = 0$ und $p_{\max} = \frac{1}{2}$ für $\varphi_k = \frac{\pi}{2}$.

Für den Strom und die Spannung am betrachteten Punkt des Drehstromsystems gilt bei maximaler Leistungsabnahme

$$\frac{I}{I_k''} = \frac{\Delta U}{U_p} = \frac{1}{\sqrt{2 + 2 \cos \varphi_k}} \quad (6.13)$$

mit

- I Strom durch die Last am betrachteten Netzpunkt
- I_k'' Anfangskurzschlusswechselstrom
- ΔU Spannungsabfall über der Last / dem Lichtbogen am betrachteten Netzpunkt
- U_p Effektivwert der Leerlaufspannung
- φ_k Impedanzwinkel der Kurzschlussstrombahn.

Auch die in einem Störlichtbogen umgesetzte Leistung kann nicht größer sein als die mit Gleichung (6.12) bestimmte. Bei Vernachlässigung der Resistanz in der Kurzschlussbahn kann somit nach Gleichung (6.12) theoretisch die halbe Kurzschlussleistung im Störlichtbogen umgesetzt werden, bei rein ohmscher Kurzschlussimpedanz dagegen nur ein Viertel von ihr. In der Praxis dürften die Lichtbögen jedoch die Bedingungen des Extremums nicht erfüllen, da die Lichtbogenströme und -spannungen verzerrt sind und stochastisch schwanken.

Die Verminderung der Störlichtbogenauswirkungen ist eine wesentliche Eigenschaft der DKSBE. Durch die Wirkung der gleichstromseitigen Induktivität steht dem Lichtbogen beim Entstehen aufgrund des gleichstromseitigen Spannungsabfalls eine geringere Spannung zur Verfügung. Infolgedessen werden sowohl die Existenzbedingungen für den Licht-

bogen erschwert als auch der Lichtbogenstrom in seiner Größe begrenzt. Diese Strombegrenzung führt im Zusammenwirken mit den sehr niedrigen Kurzschlusszeiten der DKSBE zu einer Verringerung der im Störlichtbogen umsetzbaren Energien. Somit ist der Lichtbogenschutz für das von der DKSBE geschützte Netz durch eine Lichtbogenzeitbegrenzung und durch erschwerte Existenzbedingungen für den Lichtbogen realisiert.

Durch den Einsatz einer DKSBE wird zudem die Energie, die vom Lichtbogen in der Zeit seines Auftretens umgesetzt werden kann, durch den Energiefluss in die Gleichstromdrossel herabgesetzt. Von der Lichtbogenenergie ohne DKSBE ist damit die Energie zu subtrahieren, die von der Begrenzungsdrossel vom Kurzschlusseintritt bis zu dessen Unterbrechung aufgenommen wird. Die Energie, die in den ohmsch-induktiven Gleichstromkreis seit dem Kurzschlusseintritt geflossen ist, berechnet sich zu

$$\begin{aligned} W_{Spule}(t) &= \int_{t=0}^t u(t)i(t)dt = \int_{t=0}^t R_d i^2(t)dt + \int_{i(t=0)}^{i(t)} L_d i(t)di \\ &= \int_{t=0}^t R_d i^2(t)dt + \frac{1}{2}L_d [i^2(t) - i^2(t=0)]. \end{aligned} \quad (6.14)$$

Der erste Term ist die im Gleichstromkreis in Wärme umgewandelte Energie, und der zweite die gespeicherte magnetische Energie des Stromkreises.

Der Lichtbogen setzt demnach in der Zeit von seinem Beginn bei $t = 0$ bis zu seinem Erlöschen bei $t = t_k$ maximal folgende, durch die DKSBE reduzierte Energie um

$$\begin{aligned} W_{B,DKSBE}(t_k) &= W_B(t_k) - W_{Spule}(t_k) \\ &= \int_{t=0}^{t_k} p_{\max} dt - \int_{t=0}^{t_k} R_d i^2(t)dt - \int_{i(t=0)}^{i(t_k)} L_d i(t)di \\ &= \int_{t=0}^{t_k} \frac{1}{2 + 2 \cos \varphi_k} dt - \int_{t=0}^{t_k} R_d i^2(t)dt - \int_{i(t=0)}^{i(t_k)} L_d i(t)di. \end{aligned} \quad (6.15)$$

Je größer also die Induktivität der Begrenzungsdrossel gewählt wird, desto weniger Energie kann der Lichtbogen maximal umsetzen. Die Gleichung (6.15) wird im Folgenden genutzt, um die Wirkung der DKSBE auf die Lichtbogenbeanspruchung abzuschätzen. Es hat sich gezeigt, dass aufgrund der sehr kurzen Kurzschlussdauer die Wärmeentwicklung der Spule in Gleichung (6.15) vernachlässigt werden darf. Deshalb wird für die nachfolgende Betrachtung nur die magnetische Energie, die von der Spule aufgenommen wird, zur Berechnung der geminderten Lichtbogenenergie genutzt.

Davon und von Gleichung (6.15) ausgehend wird die resultierende DKSBE-Lichtbogenenergie auf die maximale Lichtbogenenergie bezogen und der Lichtbogenbewertungsfaktor $lb(t_k)$ eingeführt

$$lb(t_k) = \frac{W_{B,DKSBE}(t_k)}{W_B(t_k)} = \frac{W_B(t_k) - W_{Spule}(t_k)}{W_B(t_k)} = 1 - \frac{W_{Spule}(t_k)}{W_B(t_k)}. \quad (6.16)$$

Als Kurzschlusszeit t_k wird wieder der Zeitraum vom Kurzschlusseintritt bis zur Unterbrechung aller drei Leiterströme verwendet. In Abbildung 6.7 ist der Lichtbogenbewertungsfaktor lb in Abhängigkeit von I'_{dw} dargestellt.

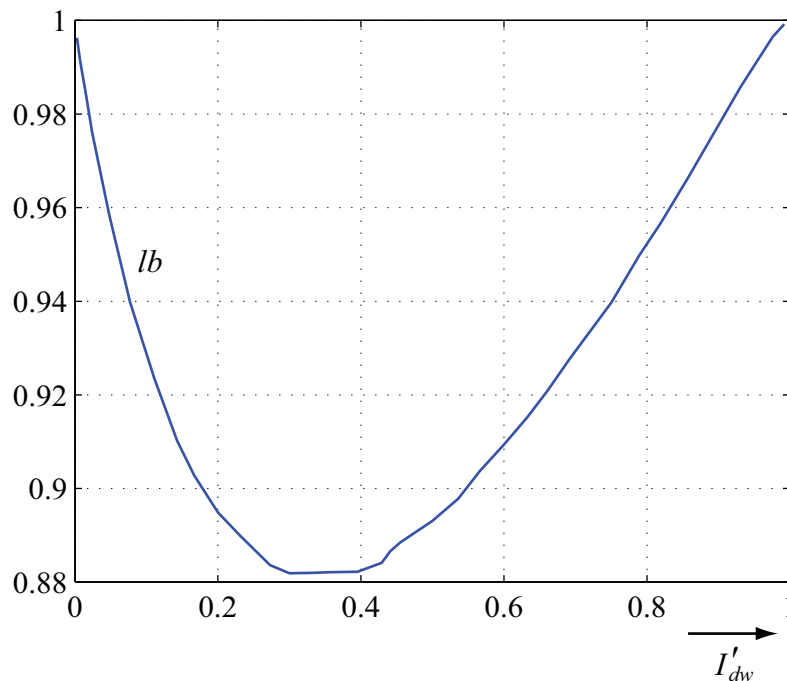


Abbildung 6.7: Lichtbogenbewertungsfaktor lb in Abhängigkeit von I'_{dw}

Es zeigt sich, dass bei geeigneter Dimensionierung der DKSBE-Parameter eine bis zu 12%-ige Herabsetzung der maximalen Lichtbogenenergie bei gleicher Kurzschlussdauer möglich ist. Man darf aber annehmen, dass die Minderung der Störlichtbogenenergie bezogen auf real auftretende Lichtbogenenergien prozentual viel höher sein wird, da die maximale bezogene Lichtbogenleistung nach Gleichung (6.12), von der bei den Berechnungen ausgegangen wurde, praktisch nicht erreicht wird.

Über die schnelle Kurzschlussunterbrechung und eine Lichtbogenenergieabsenkung mittels der Begrenzungs-drossel kann die Lichtbogenbeanspruchung demnach durch die Verwendung einer DKSBE stark reduziert werden. Dadurch wird das Gefahrenpotential, das von Lichtbögen für Mensch und Betriebsmittel ausgeht, deutlich geringer und ist je nach Anforderung unter Umständen sogar vernachlässigbar.

Weiterhin wird in dieser Arbeit nicht untersucht, wie die DKSBE die Existenzbedingungen von Lichtbögen und die Lichtbogenleistung an sich beeinflusst. Aber auch diesbezüglich sind bei DKSBE-Einsatz verschlechterte Bedingungen für das Auftreten bzw. Brennen von Lichtbögen zu erwarten.

6.3.4 Dimensionierung der DKSBE-Thyristoren

Thyristoren, die im Hinblick auf die Anwendung mit Stromrichtern zur Kurzschlussstrombegrenzung optimal sind, müssen vor allem eine hohe Stoßstrombelastbarkeit bei anschließender Blockier- und Sperrspannungsbeanspruchung sowie einen geringen Durchlassspannungsabfall aufweisen. Dabei werden an die Höhe der Sperrspannungen U_{Sperr} keine allzu großen Forderungen gestellt ($U_{Sperr} < 2000 \text{ V}$), solange die DKSBE für den Einsatz in Niederspannungsanlagen vorgesehen ist. Dies gestattet eine Verringerung der Basisstärke der Siliziumscheibe, wodurch der Durchlassspannungsabfall und damit die Verlustleistung der Halbleiter gesenkt werden können. Geringere Sperrspannungen der Thyristoren gehen üblicherweise auch mit einer größeren Stoßstrombelastbarkeit einher, was dem Einsatz auf der Niederspannungsebene entgegenkommt. Die Verwendung einer DKSBE ist aber nicht auf die Niederspannungsebene beschränkt, sondern auch auf Mittel- und Hochspannungsebene denkbar. Den höheren Spannungen ist dann bei der Thyristorauslegung entsprechend Rechnung zu tragen.

Für die Beurteilung der Strombeanspruchung der Thyristoren ist die Strombelastbarkeit von Leistungshalbleitern durch ihren Dauergrenzstrom bei vorgegebenen Kühlbedingungen zu beachten. Die Dimensionierung der Thyristoren muss nach der Strombeanspruchung im Kurzschlussfall erfolgen, was immer zu einer Überdimensionierung im Normalbetrieb führt. Um die Stromtragfähigkeit des gesamten Thyristormoduls zu erhöhen, ist unter Umständen auch eine Parallelschaltung von Thyristoren in Betracht zu ziehen.

Ein sehr wichtiger Punkt bezüglich der Leistungshalbleiterauswahl ist neben der Höhe des Stoß- und Dauerkurzschlussstromes auch die Kurzschlussdauer, da diese entscheidend für die thermische Belastung des Bauteiles ist. Sollten die Thyristoren weder für den Kurzschlussdauerbetrieb mit ständig dreifacher Ventilbeteiligung noch für den Betrieb der Kurzschlussstromregelung ausgelegt sein, so müssen sie zumindest dem Fall einer sofortigen Kurzschlussstromabschaltung durch die DKSBE sicher standhalten können. Bei einer Wiedereinschaltung der DKSBE ist dann erneut darauf zu achten, dass die Thyristoren nicht thermisch überlastet werden.

Große Vorteile bei der richtigen Thyristorwahl und -auslegung würde sicherlich eine sehr enge Zusammenarbeit des Halbleiterherstellers mit dem DKSBE-Anlagenbauer mit sich

bringen, da dies zu hochintegrierten Thyristormodulen führen könnte, in denen Ansteuerung, Schutz und Kühlung enthalten sind.

Neben der Wahl passender Thyristoren ist auch ein besonderes Augenmerk auf die Dimensionierung der Diode im Freilaufzweig zu legen. Diese wird vor allem in der Zeit, in der über sie die magnetische Energie der Begrenzungsspule abgebaut wird, bei unsymmetrischen Fehlern und bei Kurzschlussstromregelung relativ lange mit einem sehr hohen Strom belastet.

7 Verhalten der DKSBE in einem Beispielnetz

In den vorangegangenen Kapiteln erfolgte eine Beschreibung und Bestätigung der Funktionsweise der DKSBE sowie eine Darstellung der wichtigsten Aspekte bei der DKSBE-Dimensionierung. Im Folgenden wird das Verhalten der DKSBE in einem einfachen Beispielnetz untersucht. Dabei wird die Wirkung der DKSBE im fehlerfreien Betrieb im Bezug auf die Netzurückwirkungen und einen Motoranlauf überprüft. Überdies wird auf die strombegrenzende Wirkung bei Kurzschlüssen eingegangen.

7.1 Beispielnetz ohne DKSBE

Die Untersuchung des Verhaltens der DKSBE erfolgt innerhalb der vereinfachten Versorgungsstruktur einer 690-V-Eigenbedarfsanlage nach Abbildung 7.1. Weitere Angaben zum Netz, zum Motor und zur Belastung an der Unterverteilung UV sind den Abschnitten A.3.1 bis A.3.3 des Anhangs zu entnehmen.

Um zur Analyse des Netzverhaltens der DKSBE das Simulationsmodell nach Abschnitt 4.1 verwenden zu können, wird mit Hilfe von MATLAB[®]/Simulink[®] das gesamte Beispielnetz nachgebildet. Bevor in das Netzmodell der Simulation das DKSBE-Modell integriert wird, wird einerseits zu Vergleichszwecken, andererseits, um die Netzmodellierung in MATLAB[®]/Simulink[®] zu verifizieren, das Eigenbedarfsnetz ohne DKSBE untersucht. Dazu wird die DKSBE aus dem Netz nach Abbildung 7.1 entfernt und die entstehenden offenen Wicklungsenden am Transformator werden kurzgeschlossen, so dass sich ein Dy5-Transformator ergibt.

7.1.1 Verifikation des Simulationsmodelles

Zur Verifikation des für die Simulationen verwendeten Netzmodelles werden in der Folge die Kurzschlussströme an den Fehlerorten *K1* bis *K3* des Beispielnetzes in Abbildung 7.1 nach der Norm VDE 0102 [15] berechnet und anschließend mit den Simulationsergebnissen verglichen.

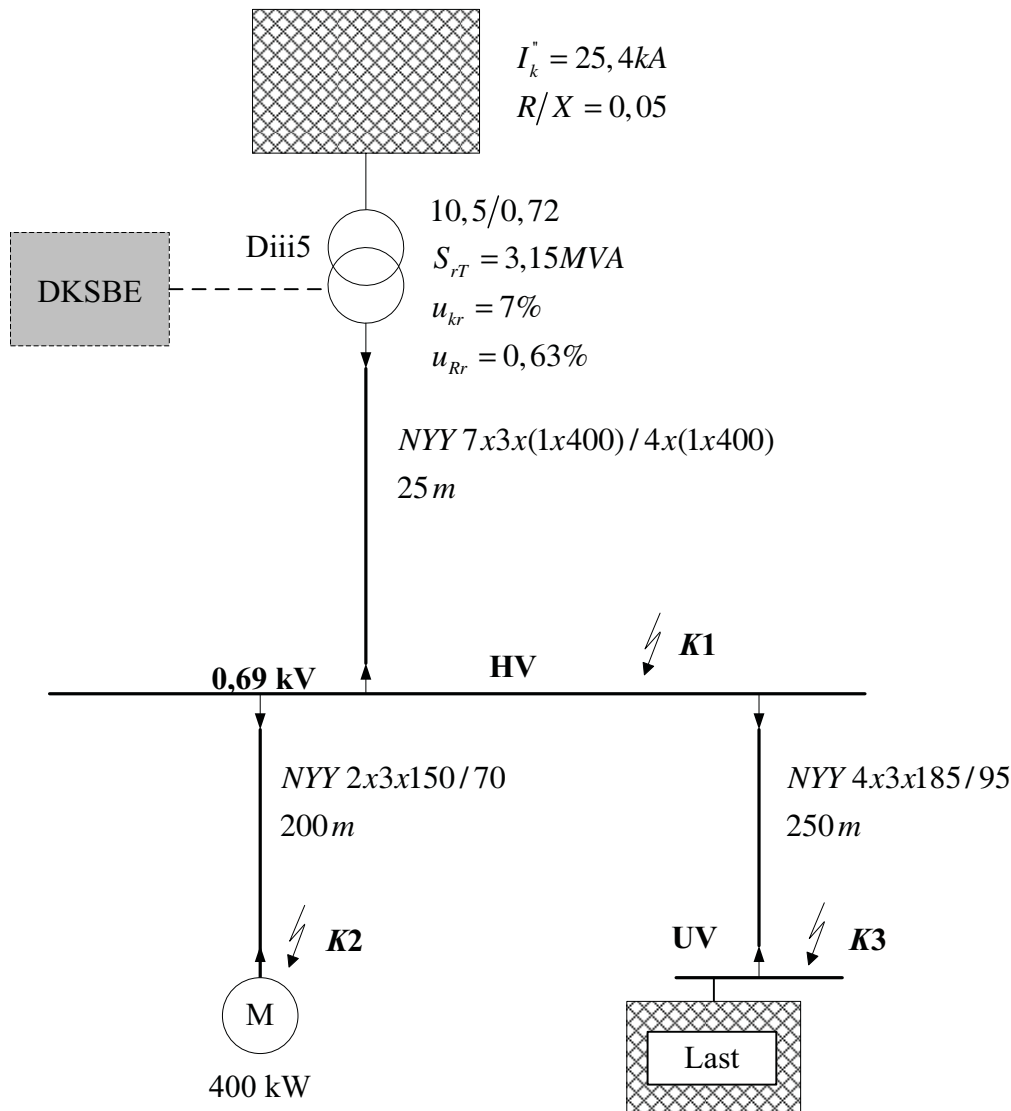


Abbildung 7.1: Beispielnetz zur Untersuchung des DKSBE-Verhaltens

Die Kurzschlussstromberechnung für die drei Fehlerstellen $K1$ bis $K3$ führt bei Beachtung des Einflusses des Motors bei drei- bzw. einpoligen Kurzschlüssen zu den maximalen bzw. minimalen Kurzschlussströmen nach Tabelle 7.1 bzw. Tabelle 7.2. Für die dreipoligen Kurzschlüsse sind darin der Stoßkurzschlussstrom i_{p3} und der maximale Anfangskurzschlusswechselstrom $I''_{k3 \max}$ und für den einpoligen Kurzschluss der minimale Dauerkurzschlussstrom $I_{k1 \min}$ angegeben. Die Spannungsbeiwerte zur Berechnung sind dabei abhängig von der Spannungsebene gemäß Tabelle 7.3 gewählt.

Zur Berücksichtigung der unterschiedlichen ohmschen Leiterwiderstände bei den verschiedenen Leitertemperaturen zu Beginn und am Ende des Kurzschlusses wird der Faktor

Tabelle 7.1: Maximale dreipolige Kurzschlussströme nach VDE 0102

Maximale dreipolige Kurzschlussströme			
		i_{p3} [kA]	$I''_{k3\max}$
Hauptverteilung HV	Netzanteil	82,5	33,4
	Motoranteil	5,0	2,4
	Gesamt	87,5	35,8
Unterverteilung UV	Netzanteil	40,0	22,0
	Motoranteil	4,7	2,3
	Gesamt	44,7	24,3
Motorklemmen	Netzanteil	27,6	17,0
	Motoranteil	5,7	2,6
	Gesamt	33,3	19,5

Tabelle 7.2: Minimale einpolige Kurzschlussströme nach VDE 0102

Minimale einpolige Dauerkurzschlussströme		
		$I_{k1\min}$ [kA]
Hauptverteilung HV	Netzanteil	28,1
Unterverteilung UV	Netzanteil	11,1
Motorklemmen	Netzanteil	6,5

r_T verwendet. Dieser berechnet sich zu

$$r_T = 1 + \alpha \cdot (\theta_e - 20^\circ\text{C}). \quad (7.1)$$

Für die Leitertemperatur θ_e in Grad Celsius am Ende der Kurzschlussdauer und dem Faktor $\alpha = 0,004/\text{K}$ ergibt sich als Leiterresistenz

$$R_L = r_T \cdot R_{L20}, \quad (7.2)$$

wenn R_{L20} die Leiterresistenz bei einer Temperatur von 20°C angibt. Für die Berechnung des maximalen Kurzschlussstromes wird $r_T = 1$ gesetzt, um die kleinste Leiterresistenz zu verwenden. Dagegen wird für den kleinsten Kurzschlussstrom eine Leitertemperatur von 80°C angenommen und $r_T = 1,24$ gesetzt, was den größten Widerstand des Leiters berücksichtigt.

Tabelle 7.3: Minimale und maximale Spannungsbeiwerte

U_n [kV]	c_{\max}	c_{\min}
<1	1,05	0,95
>1	1,10	1,00

Um das Netzmodell zu verifizieren, werden mit Hilfe der Ströme, die sich aus den Simulationen bei entsprechend gewählten Netzparametern minimal und maximal ergeben, die charakteristischen Kurzschlussstromwerte des Netzes ermittelt. Die Netzdaten werden dabei mit Hilfe des Spannungsbeiwertes und des Leitertemperaturfaktors r_T für den maximalen bzw. minimalen Kurzschlussstrom angepasst und die daraus resultierenden Netzparameter in das MATLAB[®]/Simulink[®]-Modell übertragen.

Um den Stoßkurzschlussstrom mit den nach VDE-Norm berechneten Werten vergleichen zu können, wird das Betragsmaximum des Raumzeigers mit dem entsprechenden Spannungsbeiwert multipliziert

$$i_p = c_{\min/\max} \cdot |\underline{i}(t)|_{\max} \quad (7.3)$$

Den netzanteiligen Anfangskurzschlusswechselstrom erhält man bei Annahme eines generatorfernen Kurzschlusses durch Effektivwertbildung des Dauerkurzschlussstromes. Für die Bestimmung des Motoranteils des Anfangskurzschlusswechselstromes nutzt man den Stoßkurzschlussstrom nach Gleichung (7.3)

$$I''_{k3\max} = \frac{i_p}{\sqrt{2} \cdot \kappa} \quad (7.4)$$

Der Stoßfaktor κ wird dabei nach VDE 0102 (vgl.[15]) mit Hilfe der vereinfachten Formel

$$\kappa = 1,02 + 0,98 \cdot e^{-3 \cdot \frac{R}{X}} \quad (7.5)$$

bestimmt. Das R/X -Verhältnis wird entsprechend der Anlaufimpedanz des Motors gewählt (siehe Anhang A.3.2). Die Ergebnisse für die maximalen dreipoligen und minimalen einpoligen Kurzschlussströme sind in Tabelle 7.4 und Tabelle 7.5 zusammengestellt.

Man erkennt, dass die Simulationsergebnisse fast immer gut mit den Werten nach Tabelle 7.1 und Tabelle 7.2 übereinstimmen, da die Superposition der Kurzschlussströme,

Tabelle 7.4: Maximale dreipolige Kurzschlussströme aus den Simulationsergebnissen

Maximale dreipolige Kurzschlussströme			
		i_{p3} [kA]	$I''_{k3\max}$
Hauptverteilung HV	Netzanteil	80,9	33,3
	Motoranteil	4,7	2,3
	Gesamt	85,6	35,6
Unterverteilung UV	Netzanteil	38,9	21,3
	Motoranteil	1,8	0,9
	Gesamt	40,7	22,2
Motorklemmen	Netzanteil	27,5	16,9
	Motoranteil	5,5	2,5
	Gesamt	33,0	19,4

Tabelle 7.5: Minimale einpolige Kurzschlussströme aus den Simulationsergebnissen

Minimale einpolige Dauerkurzschlussströme		
		$I_{k1\min}$ [kA]
Hauptverteilung HV	Netzanteil	28,2
Unterverteilung UV	Netzanteil	11,1
Motorklemmen	Netzanteil	6,4

wie sie nach VDE 0102 praktiziert wird, für fast alle betrachteten Fehlerfälle zutreffend ist. An den Werten für den dreipoligen Kurzschluss an der Unterverteilung UV erkennt man aber den Unterschied zur VDE-Norm. Für diesen Fehlerfall ergeben sich durch den Kurzschluss Impedanzverhältnisse, denen die VDE-Norm nicht Rechnung trägt.

Die Nachbildung des 690-V-Eigenbedarfsnetzes mit MATLAB[®]/Simulink[®] führt insgesamt zu plausiblen Ergebnissen, die weitestgehend durch die VDE-Norm abgesichert sind. In Abschnitt 7.2 wird deshalb die DKSBE in dieses Netzmodell integriert.

Für die Simulationen, die dieser Beispielstudie zugrunde liegen, wurde immer eine Simulationsdauer von 17s gewählt. Das Netz ist ab dem Zeitpunkt $t = 0s$ mit einer motorischen Last zu 85% belastet (vgl. Anhang A.3.3). Zum Zeitpunkt $t = 1s$ wird immer der 400-kW-Motor zugeschaltet, um beim DKSBE-Einsatz die Wechselwirkung zwischen beiden untersuchen zu können. Nach dem Anlaufvorgang des Motors bleibt das Netz im fehlerfreien Zustand bis zum Zeitpunkt $t = 11s$ an der Hauptverteilung HV ein ein- oder dreipoliger Kurzschluss auftritt.

Für den Fall eines dreipoligen Fehlers an der Hauptverteilung HV bei 85%-iger Vorbelastung und ohne DKSBE-Einsatz sind in Abbildung 7.2 die drei Leiterströme angegeben, die vom Netz in die Hauptverteilung speisen. Man erkennt den Motoranlauf zu Beginn und den folgenden stationären Betrieb. Nach Fehlereintritt sind der Stoßkurzschlussstrom und der anschließend fließende hohe Dauerkurzschlussstrom zu sehen.

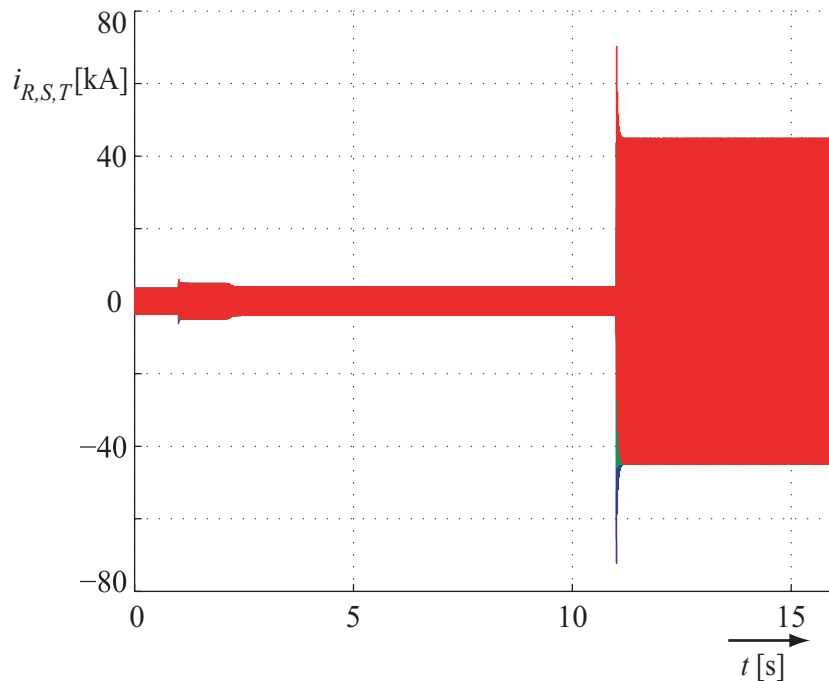
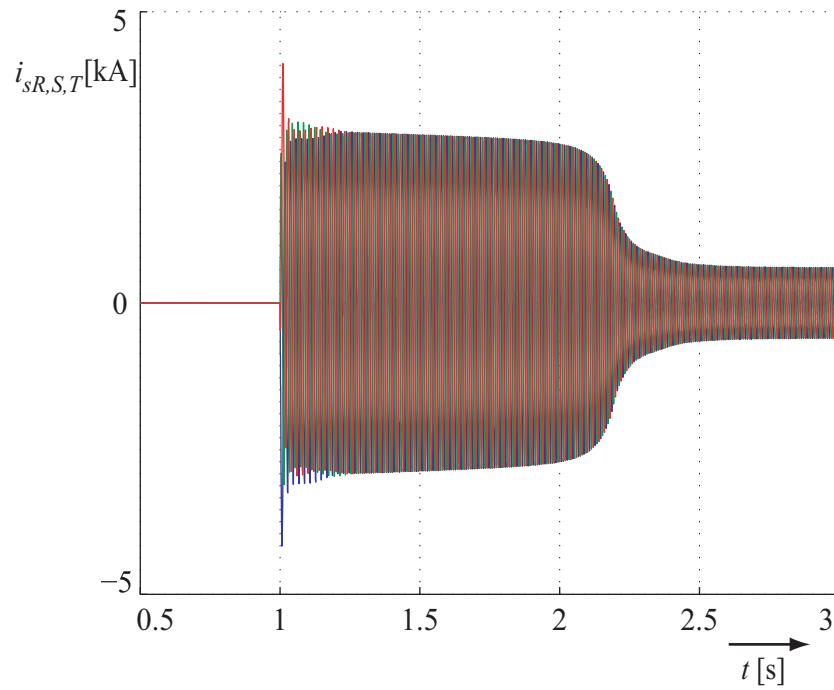
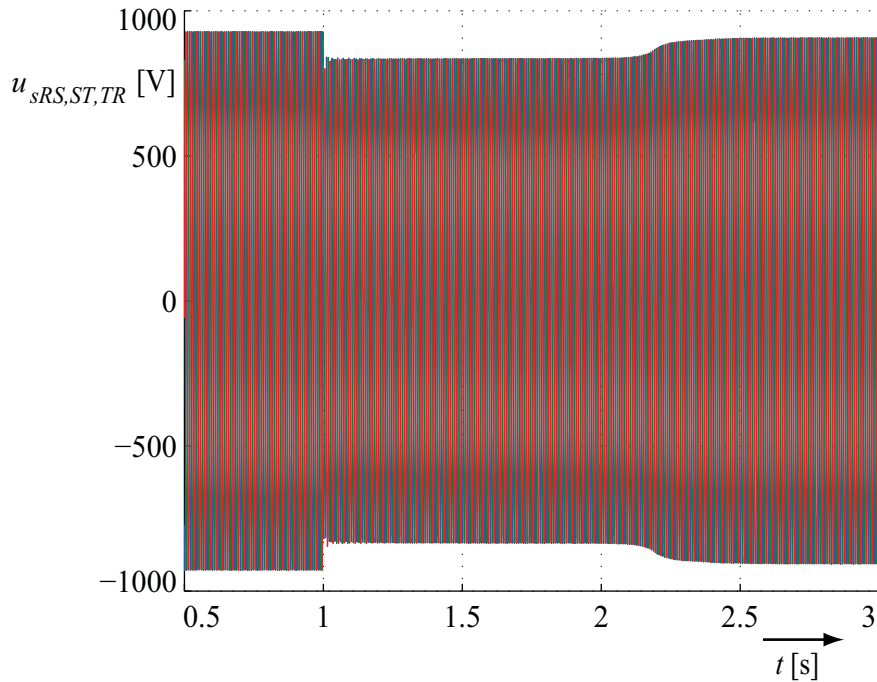


Abbildung 7.2: Netzseitige Ströme bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung ohne DKSBE-Einsatz

7.1.2 Der Motoranlauf ohne DKSBE-Einsatz

Zur Untersuchung des DKSBE-Systemverhaltens im Hinblick auf den Anlauf größerer Asynchronmotoren werden in diesem Abschnitt die zeitlichen Verläufe wichtiger Größen des untersuchten 400-kW-Motors gezeigt. Die zugehörigen Motordaten befinden sich im Anhang A.3.2. Alle Abbildungen dieses Abschnittes sind Simulationsergebnisse, die mit dem Netzmodell nach Abbildung 7.1 ohne den Einsatz der DKSBE – also mit starr geerdetem Transformatorsternpunkt – erzielt wurden.

Die folgenden Graphen von Abbildung 7.3 bis Abbildung 7.5 stellen jeweils den fehlerfreien Betrieb dar. Schön sind in Abbildung 7.3 die erhöhten Statoranlaufströme und in Abbildung 7.4 die zugehörigen Spannungseinbrüche der verketteten Statorspannungen u_{sRS} , u_{sST} und u_{sTR} zu erkennen. Auch das elektrische Drehmoment nach Abbildung 7.5 stellt sich nach ca. 1,3s auf seinen Nennwert ein.

Abbildung 7.3: Statorströme i_{sR} , i_{sS} und i_{sT} beim Anlauf des 400-kW-MotorsAbbildung 7.4: Statorspannungen u_{sRS} , u_{sST} und u_{sTR} beim Anlauf des 400-kW-Motors

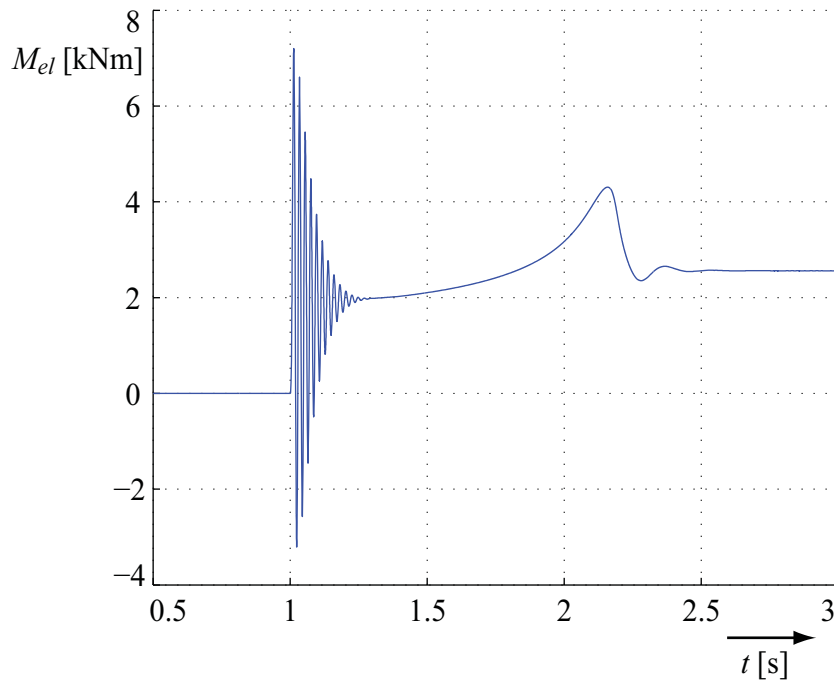


Abbildung 7.5: Elektrisches Drehmoment M_{el} beim Anlauf des 400-kW-Motors

7.2 Beispielnetz mit DKSBE

Das Netz wird nun wie in Abbildung 7.1 zu sehen mit der DKSBE betrieben. Als Referenzspannungen für die Zündimpulse der sechspulsigen Thyristorbrücke werden die verketteten Spannungen an der Oberspannungsseite des Transformators verwendet.

7.2.1 Fehlerfreier Betrieb

Im fehlerfreien Netzbetrieb soll die DKSBE möglichst wenig Einfluss auf den Normalbetrieb des Netzes haben. Dies wird – wie in Kapitel 3 ausführlich erläutert wurde – im symmetrischen Betrieb durch ständig drei leitende Thyristorventile erreicht. Dafür wird durch eine entsprechende Ansteuerung gesorgt.

Zur Bewertung der Netzurückwirkungen, die die DKSBE für die gewählten Parameter im vorliegenden 690-V-Eigenbedarfsnetz mit sich bringt, werden der Gesamtoberschwingungsgehalt (*THD*-Wert) sowie die 3., 5. und 7. Harmonische der Leiterströme und Leiter-Leiter-Spannungen berechnet. Die Ergebnisse sind zusammen mit der Verlustleistung $P_{V,DKSBE}$ der DKSBE in Tabelle 7.6 zusammengestellt. Den Berechnungen liegen die zeitlichen Strom- und Spannungsverläufe an der Hauptverteilung über die fünf Netzperioden in der Zeit von $t = 8,8\text{s}$ bis $t = 8,9\text{s}$ zugrunde. Bei der Angabe der Verlustleistung ist zu beachten, dass im Simulationsmodell die Thyristoren als ideale Schalter nachgebildet wurden.

Tabelle 7.6: DKSBE-Netzurückwirkungen und -Verlustleistung im fehlerfreien Betrieb

Verlustleistung der DKSBE	$P_{V,DKSBE} = 13,726 \text{ kW}$
Oberschwingungsgehalt der Ströme	$THD_I = 0,66\%$
3. Harmonische	$I_3/I_1 \approx 0$
5. Harmonische	$I_5/I_1 = 0,52\%$
7. Harmonische	$I_7/I_1 = 0,36\%$
Oberschwingungsgehalt der Spannungen	$THD_U = 0,62\%$
3. Harmonische	$I_3/I_1 \approx 0$
5. Harmonische	$I_5/I_1 = 0,34\%$
7. Harmonische	$I_7/I_1 = 0,32\%$

Die Werte in Tabelle 7.6 zeigen, dass die DKSBE die Anforderungen hinsichtlich einer geringen Netzurückwirkung im fehlerfreien Betrieb erfüllt. Auch die Verluste der DKSBE sind im Vergleich zur Transformatorscheinleistung von $S_{rT} = 3,15 \text{ MVA}$ sehr gering.

Der Anlauf eines Asynchronmotors beim Betrieb eines Netzes mit einer DKSBE muss gewährleistet sein. Um diese Forderung zu verschärfen, müssen parallele Abnehmer während des Hochlaufvorganges selbst bei einer Vorbelastung des Transformators sicher weiter betrieben werden können.

Eine diesbezügliche Untersuchung mit dem MATLAB[®]/Simulink[®]-Netzmodell nach Abbildung 7.1 ergab, dass die DKSBE keine gravierenden Auswirkungen auf den Motoranlauf hat. Abbildungen 7.6 und 7.7 zeigen zum Vergleich mit dem Fall ohne DKSBE (Abbildungen 7.3 und 7.5) die Statorströme und den Drehmomentverlauf des Motors. Selbst die Anlaufzeiten bleiben in etwa gleich.

Insgesamt zeigt sich, dass die DKSBE keine großen Änderungen im Anlauf und stationären Betrieb des Motors hervorruft.

7.2.2 Fehler an der Hauptverteilung HV

Im Folgenden wird der dreipolige Kurzschluss an der Hauptverteilung HV untersucht, wobei alle drei Begrenzungsstrategien der DKSBE behandelt werden. Bei der Untersuchung des dreipoligen Kurzschlusses sind die Netzimpedanzen minimal gewählt, so dass der maximale Kurzschlussstrom zu erwarten ist. Als relevante Kurzschlussimpedanz ergibt sich für dreipolige Fehler an der Hauptverteilung $\underline{Z}_k = 1,23 \text{ m}\Omega + j \cdot 12,48 \text{ m}\Omega$. In Anlehnung an die in Kapitel 6 behandelte Dimensionierung und dabei vor allem an den Lichtbogenbewertungsfaktor lb in Abbildung 6.7 wird die Impedanz der Gleichstromseite so

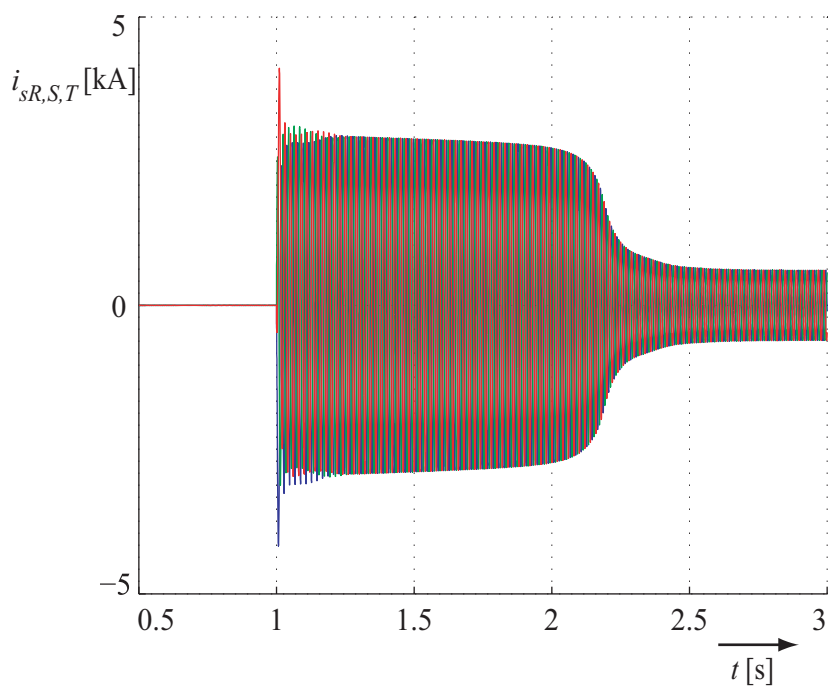


Abbildung 7.6: Statorströme i_{sR} , i_{sS} und i_{sT} bei Anlauf des 400-kW-Motors und DKSBE-Einsatz

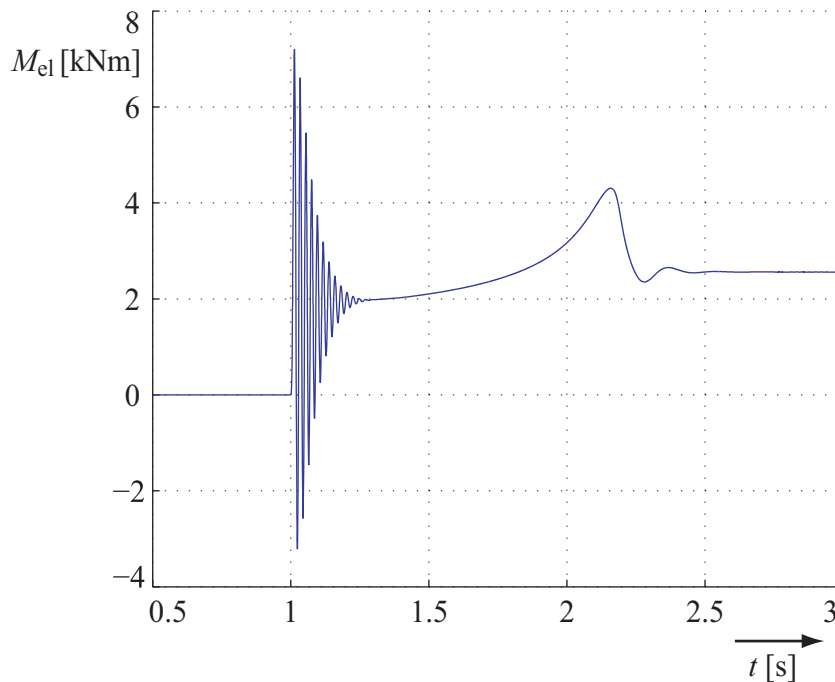


Abbildung 7.7: Elektrisches Drehmoment M_{el} bei Anlauf des 400-kW-Motors und DKSBE-Einsatz

gewählt, dass sich ein Betragsverhältnis von gleichstromseitiger Impedanz $\underline{Z}_d = R_d + jX_d$ zu drehstromseitiger Impedanz $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$ von ungefähr drei ergibt. Als Parameter der Gleichstromseite werden in der Folge deshalb

$$R_d = 1,27 \text{ m}\Omega \quad X_d = 47,12 \text{ m}\Omega \quad R_F = 1,27 \text{ m}\Omega$$

verwendet. Die in den weiteren Abschnitten dargestellten Leiterströme der verschiedenen Fehleruntersuchungen ergeben sich aus der Überlagerung der Ströme, die vom Mittelspannungsnetz her in die Hauptverteilung eingespeist werden, und derer, die vom Motor kommen bzw. dorthin abfließen. Damit ist in den Abbildungen für den Fehlerfall auch der gesamte Kurzschlussstrom dargestellt.

Als Gleichgrößen werden der Gleichstrom i_d durch die Begrenzungsdrossel, der netzseitige Gleichstrom i_{dn} der DKSBE, der Freilaufstrom i_F sowie die Gleichspannung u_d über der Drosselspule angegeben.

7.2.2.1 Diodenbetrieb der DKSBE

In diesem Fall werden nach Kurzschlusseintritt die Zündimpulse der Thyristoren nicht unterbrochen, sondern so weiter an die Thyristoren abgegeben, dass nach Möglichkeit auch im Kurzschlussfall immer drei Ventile der sechspulsigen Thyristorbrücke Strom führen. Im stationären Betrieb stellt sich wieder ein Zustand ein, in dem die DKSBE nur gering auf das Netz zurückwirkt, wodurch der Fehlerstrom nahezu ungehindert fließt. Abbildung 7.8 zeigt die Leiterströme bei einem dreipoligen Fehler an der Hauptverteilung, wenn die Thyristorbrücke der DKSBE wie eine Diodenbrücke betrieben wird.

Den Kurvenverläufen ist zu entnehmen, dass durch die DKSBE vor allem der Stoßkurzschlussstrom begrenzt wird und sich im stationären Fall annähernd die Werte des Dauerkurzschlussstromes einstellen. Der Diodenbetrieb der DKSBE dürfte in der Praxis bei den derzeit verfügbaren Halbleitern und Kühlanlagen nicht realisierbar sein, da die entstehende Wärmemenge nur sehr aufwendig aus dem Halbleiterbaustein abgeführt werden kann.

7.2.2.2 Kurzschlussunterbrechung

Bei dieser Möglichkeit der DKSBE-Ansteuerung werden die Zündimpulse der Thyristoren gesperrt, sobald über die Auswertung des Momentanwertes des Gleichstromes $i_d(t)$ und/oder der Spannung $u_d(t)$ der Kurzschluss detektiert wird. Dann erlöschen die Ströme in ihren nächsten Nulldurchgängen. Zunächst wird ein Strom null werden und im weiteren Verlauf der Kurzschlussunterbrechung die beiden verbleibenden gemeinsam ausgehen. Durch dieses Prinzip ist eine sehr schnelle Kurzschlussausschaltung möglich. Durch

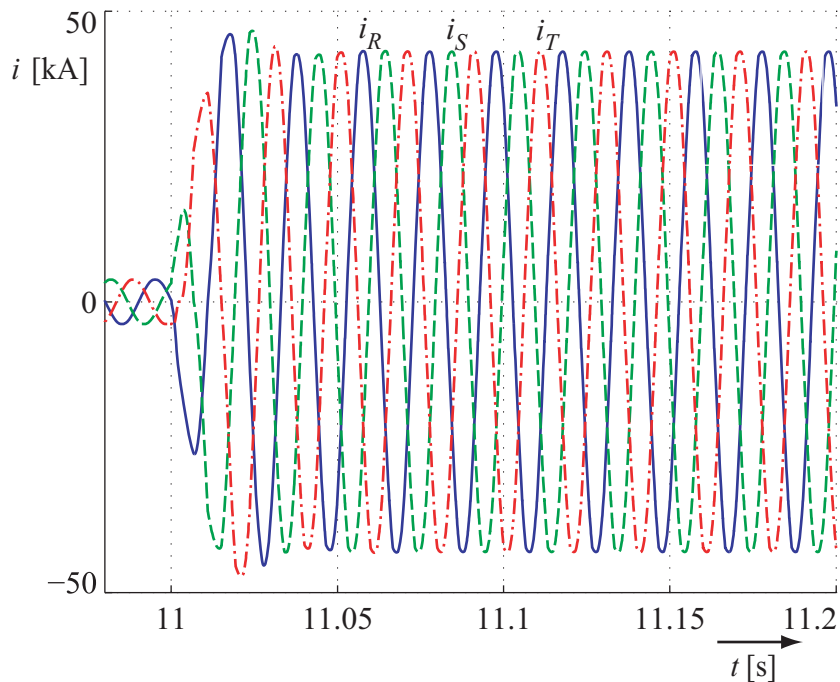


Abbildung 7.8: Leiterströme bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und Diodenbetrieb der DKSBE

die kurzen Kurzschlussdauern werden die thermischen und mechanischen Beanspruchungen gesenkt und die Lichtbogenenergie gemindert, wie in Abschnitt 7.2.2.4 gezeigt wird. Anhand der Abbildungen 7.9 und 7.10 ist zu erkennen, dass der netzseitige Anteil des Kurzschlussstromes durch die DKSBE sehr schnell unterbrochen werden kann. Dagegen wird der Motoranteil des Kurzschlussstromes nicht begrenzt, was an dessen langsamen Abklingen in Abbildung 7.9 ersichtlich ist.

Zusätzlich sind in Abbildung 7.11 auch die Leiterströme bei einem einpoligen Kurzschluss an der Hauptverteilung HV angegeben, um die schnelle Unterbrechung des Fehlers durch die DKSBE auch bei einem unsymmetrischen Fehler zu zeigen.

7.2.2.3 Regelung des Kurzschlussstromes

Bei Verwendung der DKSBE kann man nach dem Abklingen des Stoßkurzschlussstromes durch gezielte Thyristoransteuerung den Maximalwert des Kurzschlussstromes stufenlos einstellen. Diese Möglichkeit muss aber durch große Netzurückwirkungen erkaufte werden. Die Kurzschlussströme fließen nicht mehr dauernd, sondern werden periodisch unterbrochen und wieder gezündet. Tabelle 7.7 bestätigt die stark gestiegenen Netzurückwirkungen der DKSBE. Dies ist jedoch als weniger kritisch anzusehen, da ein Kurzschluss keinen normalen Betriebszustand darstellt. In Abbildung 7.12 ist zudem wieder der abklingende Motoranteil des Kurzschlussstromes an der Hauptverteilung zu erkennen.

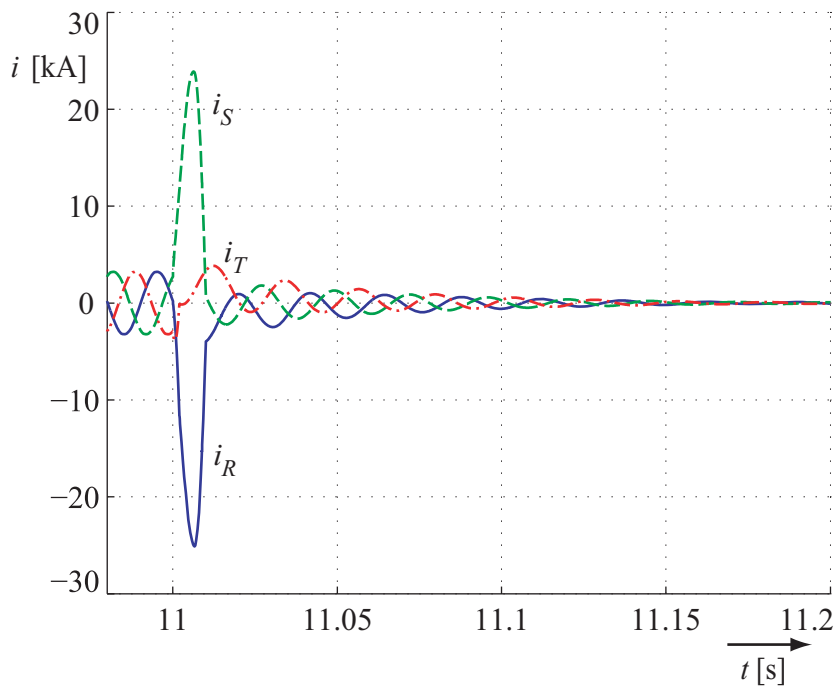


Abbildung 7.9: Leiterströme bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und Kurzschlussunterbrechung

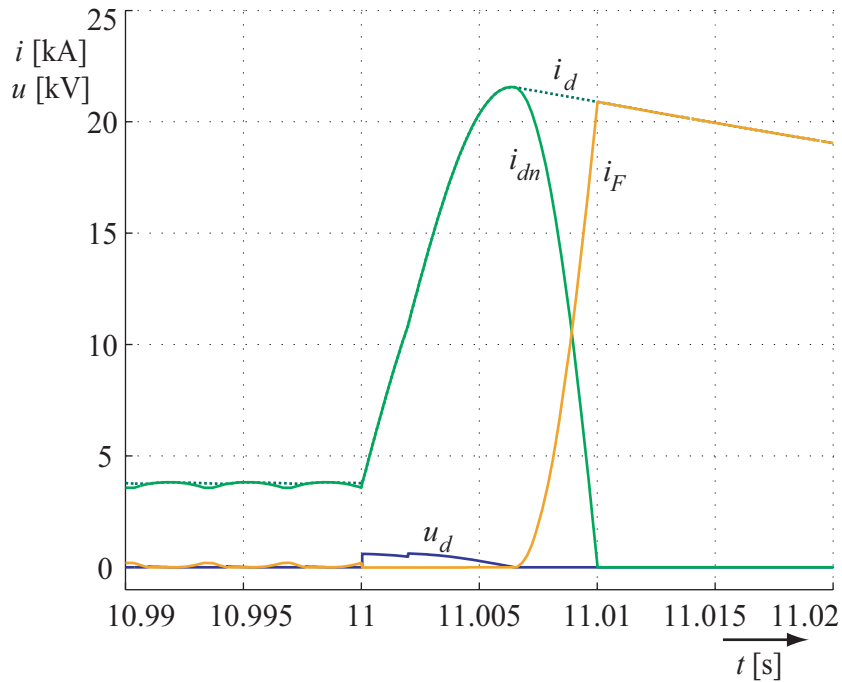


Abbildung 7.10: Gleichstromseitige Größen bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und Kurzschlussunterbrechung

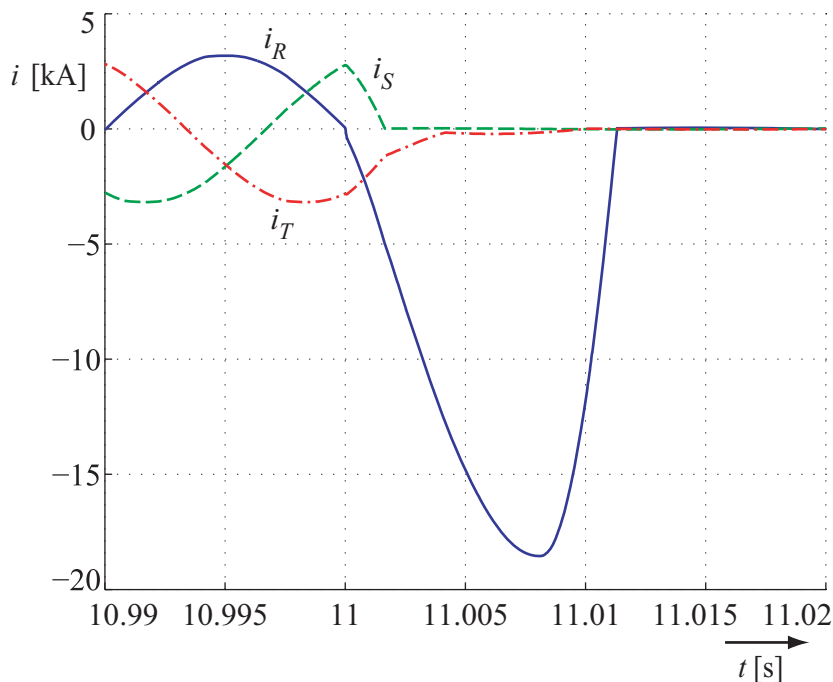


Abbildung 7.11: Leiterströme bei einpoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und Kurzschlussunterbrechung

Durch eine passende Wahl der Begrenzungsdrossel, die die Höhe des auftretenden Stoßstromes bestimmt, und durch den richtig gewählten Steuerwinkel können verschiedenste Begrenzungsziele erreicht werden. Im vorliegenden Fall ist das Begrenzungsziel realisiert, dass bei einem dreipoligen Kurzschluss an der Hauptverteilung ein maximaler Stoßkurzschlussstrom von $i_{pDKSBE} = 26 \text{ kA}$ auftritt und sich dann ein Dauerkurzschlussstrom von höchstens $I_{kDKSBE} = 8 \text{ kA}$ einstellt. Im Vergleich zu den unbegrenzten Kurzschlussströmen nach Tabelle 7.4 wurde damit eine deutliche Minderung der auftretenden Kurzschlussströme erreicht. Bei der praktischen Umsetzung ist jedoch auch hier – ähnlich

Tabelle 7.7: DKSBE-Netzurückwirkungen bei dreipoligem, begrenztem Kurzschluss

Oberschwingungsgehalt der Kurzschlussströme	$THD_I = 33,86\%$
3. Harmonische	$I_3/I_1 \approx 0$
5. Harmonische	$I_5/I_1 = 33,8\%$
7. Harmonische	$I_7/I_1 = 2,03\%$

wie im Diodenbetrieb der DKSBE – darauf zu achten, dass es durch die doch noch sehr hohen Kurzschlussströme nicht zu einer thermischen Überlastung der Halbleiterelemente kommt. Eine ausreichende Kühlung ist dabei notwendig.

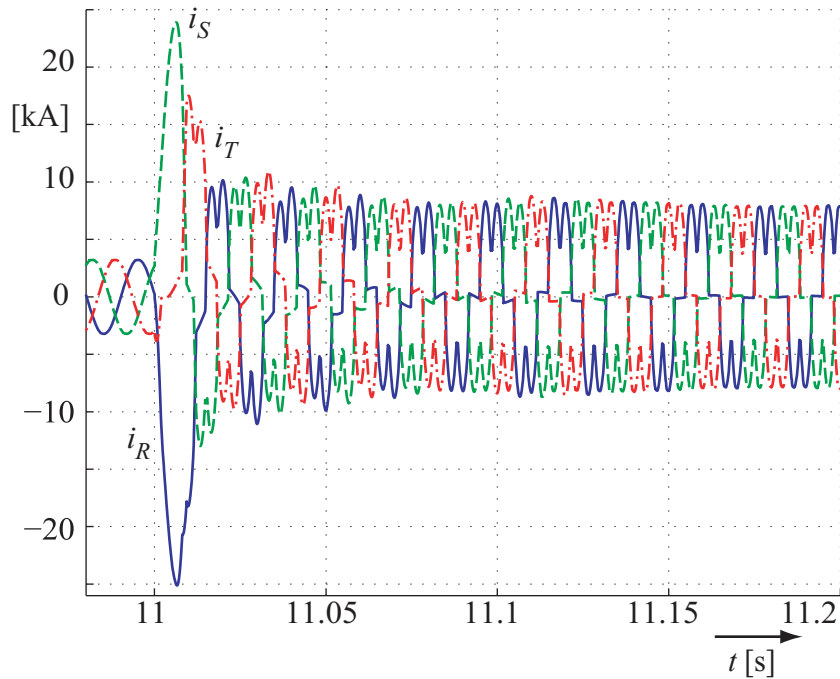


Abbildung 7.12: Leiterströme bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und einer Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes durch die DKSBE

7.2.2.4 Störlichtbogenbeanspruchung mit DKSBE

Abschließend wird in diesem Abschnitt der Netzuntersuchungen darauf eingegangen, wie die Störlichtbogenbeanspruchung durch den DKSBE-Einsatz gesenkt werden kann. Dazu werden die Überlegungen in Abschnitt 6.3.3 verwendet. Mit der Kurzschlussimpedanz $\underline{Z}_k = 1,23 \text{ m}\Omega + j \cdot 12,48 \text{ m}\Omega$ ergibt sich an der Hauptverteilung HV nach Gleichung (6.12) eine auf die Kurzschlussleistung S_k'' bezogene, maximal vom Netz abnehmbare Leistung von

$$p_{\max} = 0,4552. \quad (7.6)$$

Mit der Kurzschlussleistung

$$S_k'' = \frac{c U_n^2}{Z_k} = \frac{1,05 \cdot (690 \text{ V})^2}{|0,00123 + j \cdot 0,01248| \Omega} = \frac{119,59 \text{ MVA}}{3} \quad (7.7)$$

ergibt sich die entnormierte, maximal an der Hauptverteilung abnehmbare Leistung

$$P_{\max} = 0,4552 \cdot \frac{119,59 \text{ MVA}}{3} = 18,14 \text{ MVA}. \quad (7.8)$$

Daraus kann man mit Gleichung (6.16) die durch die Begrenzungs-drossel reduzierte Energie bestimmen, die von einem Lichtbogen in der Zeit t_k seines Auftretens maximal umgesetzt werden kann. Wenn für den Lichtbogenbewertungsfaktor $lb = 0,88$ gilt, ergibt sich

$$W_{B,\max} = 0,88 \cdot P_{\max} \cdot t_k. \quad (7.9)$$

Geht man von den in Kapitel 6 genannten, empirisch ermittelten Beanspruchungsgrenzen der Lichtbogenenergien aus

$$\begin{aligned} W_B < 500 \text{ kWs} &\Rightarrow \text{harmlos} \\ W_B < 200 \text{ kWs} &\Rightarrow \text{ungefährlich} \\ W_B < 100 \text{ kWs} &\Rightarrow \text{Anlagenschädigung vernachlässigbar,} \end{aligned} \quad (7.10)$$

können mit Gleichung (7.9) die maximal erlaubten Lichtbogendauern angegeben werden, mit denen die einzelnen Beanspruchungsgrenzen eingehalten werden können

$$\begin{aligned} t_{k,1} &= \frac{500 \text{ kWs}}{0,88 \cdot 18,14 \text{ MVA}} = 31,2 \text{ ms} \Rightarrow \text{harmlos} \\ t_{k,2} &= \frac{200 \text{ kWs}}{0,88 \cdot 18,14 \text{ MVA}} = 12,6 \text{ ms} \Rightarrow \text{ungefährlich} \\ t_{k,3} &= \frac{100 \text{ kWs}}{0,88 \cdot 18,14 \text{ MVA}} = 6,3 \text{ ms} \Rightarrow \text{Anlagenschädigung vernachlässigbar.} \end{aligned} \quad (7.11)$$

Anhand der Abbildungen 7.9 und 7.11 für einen drei- und einen einpoligen Fehler an der Hauptverteilung ist ersichtlich, dass bei Verwendung der DKSBE-Begrenzungsstrategie 'Kurzschlussunterbrechung' die an diesem Fehlerort auftretenden Lichtbögen als ungefährlich eingestuft werden können.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Mit der vorliegenden Arbeit wurde mit der DKSBE eine Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung vorgestellt, mit der es durch die Kombination von Drosselspule und steuerbarer Halbleiterbrücke möglich ist, sehr flexibel auf Fehler in Drehstromsystemen zu reagieren.

Zum einen wirkt die Begrenzungsdrossel dem starken Anstieg des Stromes vom Auftreten des Kurzschlusses an entgegen. Dadurch wird der Stoßkurzschlussstrom in Abhängigkeit vom Induktivitätswert der Spule mehr oder weniger stark unterdrückt. Über die Ansteuerung der sechspulsigen Thyristorbrücke kann zum anderen der stationäre Fehlerbetrieb eingestellt werden. Der Netzbetreiber kann je nach Anforderung mit Hilfe der DKSBE den Kurzschlussstrom sehr schnell unterbrechen oder in einer einstellbaren Höhe weiterfließen lassen. Im letzten Fall müssen unter Umständen starke Stromverzerrungen in Kauf genommen werden.

Das Verhalten der DKSBE wurde innerhalb dieser Arbeit analytisch begründet und durch praktische Tests bestätigt. Zudem ist ein verifiziertes Simulationsmodell der DKSBE entstanden, mit dem umfassende Netzuntersuchungen möglich sind. Mit diesem DKSBE-Modell können außerdem sehr gute Aussagen über die zu erwartenden Ströme und Spannungen bei Tests mit der DKSBE-Versuchsanlage des Lehrstuhls für Elektrische Energieversorgung getroffen werden.

Die Untersuchungen am Beispielnetz haben gezeigt, dass die DKSBE den Anforderungen, die an einen Kurzschlussstrombegrenzer gestellt werden, genügt. Durch ständig drei leitende Thyristoren innerhalb der Drehstrombrücke und die periodisch stromführende Freilaufdiode, werden die geringen Netzurückwirkungen der DKSBE im fehlerfreien Normalbetrieb erreicht. Im Fehlerfall können dagegen die thermischen und mechanischen Kurzschlussstrombeanspruchungen deutlich gemindert und Gefahren, die mit auftretenden Störlichtbögen einhergehen, verringert werden.

Im Hinblick auf den praktischen Netzeinsatz bleiben noch einige Sachverhalte zu klären. So ist einerseits zu untersuchen, wie sich die starke Wärmeentwicklung, die im Dioden- oder Regelbetrieb der DKSBE während eines Fehlers in den Hochleistungsstromrichter-

bausteinen auftritt, auf den Betrieb und die Lebensdauer der Halbleiterventile auswirkt. Bei ausreichend guter Kühlung der Ventile sind diesbezüglich jedoch keine Komplikationen zu erwarten.

Andererseits muss überprüft werden, wie sich die DKSBE bei mehrfachem Lastspiel, d.h. bei wiederholt ein- und wieder aussetzendem Kurzschlussstrom verhält. Um überdies die räumlichen DKSBE-Dimensionen, die stark von der Begrenzungs-drossel bestimmt werden, zu verkleinern, ist eine Optimierung der Gleichstromspule notwendig.

Mit dem Begrenzungsprinzip der DKSBE können Kurzschlussströme sehr schnell erkannt, sehr gut begrenzt und bei Bedarf auch schnell unterbrochen werden. Die Anforderungen an den Selektivschutz steigen mit dieser Einrichtung jedoch. Nicht nur auf Grund des kleiner werdenden begrenzten Stromes, sondern auch deshalb, weil die DKSBE unter Umständen so schnell den Fehler behebt, dass über Zeitstaffelung keine Selektivität mehr erzielt werden kann. Deshalb sind bezüglich einer geeigneten Einbindung der DKSBE in ein schon bestehendes Schutzkonzept weitere Überlegungen anzustellen. Es bleibt zu prüfen, inwieweit konventionelle Schutzgeräte auch weiterhin eingesetzt und als Auslöse- und Steuereinheit fungieren können. Unter Umständen werden zur Erreichung der Selektivität in Netzen, in denen die DKSBE als strombegrenzendes Betriebsmittel Verwendung findet, neue Prinzipien des Netzschutzes benötigt. Diesbezüglich ergeben sich neue Möglichkeiten durch den regelbaren Kurzschlussstrom. Aber auch ein Ansatz über die Auswertung der charakteristischen Harmonischen der DKSBE könnte vielversprechend sein und sollte deshalb untersucht werden.

A Anhang

A.1 Schaltzustand mit vier leitenden Thyristoren

Der Zustand mit vier am Stromfluss beteiligten Thyristoren stellt keinen normalen Betriebszustand der DKSBE dar. Denn die Freilaufdiode wird üblicherweise schon während des Abklingens des Wechselanteiles des Gleichstromes zünden. Dadurch schließt sie die Thyristorbrücke quasi kurz, bevor der Zündimpuls für den vierten leitenden Thyristor von der Steuerung bereitgestellt wird. Im Falle einer stromführenden Freilaufdiode kann aber dennoch der Zustand der Mehrfachkommutierung eintreten, und zwar dann, wenn über dem Freilaufzweig eine derart hohe Spannung abfällt, dass die Spannungsbedingung für das Zünden des vierten Ventils über einem Thyristorzweig erfüllt ist. Im resultierenden Betriebszustand der Mehrfachkommutierung mit Freilaufventil wird der Gesamtkurzschlusszweig dann über eine Parallelschaltung beider Zweige gebildet, oder der Thyristorzweig löst im Extremfall den Freilaufzweig als Kurzschlussbrücke ab. Ein derartiger Betriebsfall kann demnach durch eine verhältnismäßig kleine Impedanz im Freilaufzweig verhindert werden.

Ohnehin ist eine bemerkenswerte Mehrfachkommutierung nur bei einem kleinen R_k/X_k -Verhältnis der drehstromseitigen Impedanz möglich. Denn allein durch eine dem Strom voreilende Spannung kann es vorkommen, dass beim Zündimpuls über dem vierten Thyristor eine positive Spannung anliegt, während der Strom durch den am längsten leitenden Thyristor noch nicht abgeklungen ist. Bei einem hypothetisch als rein ohmsch angenommenen Stromrichtersystem wäre dagegen in Folge der 180° -Phasenverschiebung zwischen beiden Zündungen die Spannung über einem der beiden Thyristoren sicher negativ und dadurch ein Strom sicherlich null.

Insgesamt sind die Impedanzverhältnisse der DKSBE-Gleichstromseite so zu wählen, dass die bezüglich geringer Netzrückwirkungen angestrebte Entkoppelung von Drehstromnetz und Gleichstromkreis sicher über den Freilauf der Diode und nicht über einen Thyristorzweig bewirkt wird. Außerdem ist der Steuerwinkel so zu wählen, dass der Zustand der Vier-Ventil-Zustand, falls er doch auftreten sollte, möglichst kurz andauert. Auch wenn die Mehrfachkommutierung demzufolge kein Betriebszustand der DKSBE

ist bzw. sein sollte, so wird in diesem Abschnitt dennoch auf sie eingegangen, weil sie vor allem bei der Überlappung mit der 'einfachen Kommutierung', dem Drei-Ventil-Zustand, interessante Ergebnisse bezüglich des Verschiebungswinkels γ liefert.

Obwohl sich die Ventilzweigimpedanzen in diesem Betriebszustand gegenseitig beeinflussen, wird im Weiteren davon ausgegangen, dass sie sehr klein sind und deshalb vernachlässigt werden dürfen.

VIER THYRISTOREN LEITEN (INDEX '4')

Zündet während der Kommutierung ein weiterer Thyristor, ergibt sich der Schaltzustand der Mehrfachkommutierung, in dem vier Halbleiterventile Strom führen. Für die folgenden Betrachtungen wird stellvertretend für alle sechs möglichen Schaltzustände der gewählt, bei dem die Thyristoren T6, T1, T2 und T3 leitend sind. In Abbildung 3.5 kommt dieser Betriebszustand durch die entsprechend geschlossenen Schalter zum Ausdruck. Umgezeichnet ergibt sich daraus das Schaltbild nach Abbildung A.1. Offensichtlich wird

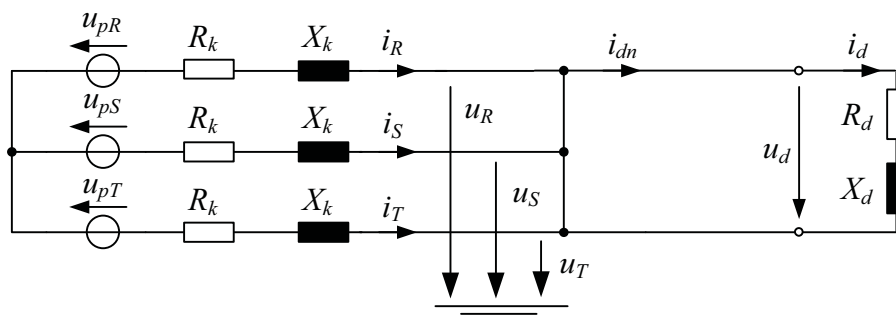


Abbildung A.1: Stromrichtersystem bei Mehrfachkommutierung (T6, T1, T2, T3)

bei vierfacher Ventilbeteiligung der Thyristorgleichrichter kurzgeschlossen, was zu einer Entkopplung des Gleichstromkreises vom Drehstromnetz führt.

Über den Thyristorkurzschluss wird damit der Sternpunkt des Dreiphasensystems gebildet, wodurch an dieser Stelle die folgenden Bedingungen für Strom und Spannung gelten

$$u_R = u_S = u_T, \quad (\text{A.1})$$

$$i_R + i_S + i_T = 0. \quad (\text{A.2})$$

Da das Drehstromsystem als völlig symmetrisch aufgebaut angenommen wird, kann es über die Bildung der Real- und Imaginärteile der obigen Raumzeiger durch zwei voneinander unabhängige Vierpolnetzwerke beschrieben werden. In Abbildung A.2 ist das sowohl für Realteil (Index ' α ') als auch für Imaginärteil (Index ' β ') gültige, sehr einfache Vierpolnetzwerk dargestellt. Je nach Erregung resultiert daraus der entsprechende Strom $i_{\alpha,4}$ bzw. $i_{\beta,4}$.

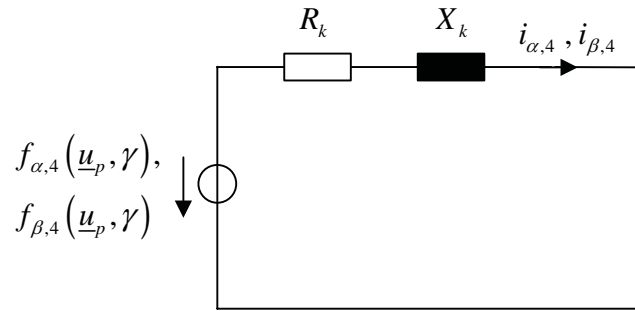


Abbildung A.2: Real- und Imaginärteilnetzwerk bei Mehrfachkommutierung

Für den Realteil gilt als erregende Spannung

$$\begin{aligned} f_{\alpha,4}(\underline{u}_p, \gamma) &= \hat{U}_p \cos(\omega t + \gamma) \\ &= \frac{\hat{U}_p}{2} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t)} & e^{-j(\omega t)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

und für den Imaginärteil entsprechend

$$\begin{aligned} f_{\beta,4}(\underline{u}_p, \gamma) &= \hat{U}_p \cos(\omega t + \gamma - \frac{\pi}{2}) \\ &= \frac{\hat{U}_p}{2} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} & e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Ganz analog zu den Fällen mit zwei und drei leitenden Ventilen ergeben sich folgende Zustandsgleichungen

$$\frac{di_{\alpha,4}}{d\omega t} = -\frac{R_k}{X_k} \cdot i_{\alpha,4} + \frac{1}{X_k} \cdot f_{\alpha,4}(\underline{u}_p, \gamma), \quad (\text{A.5})$$

$$\frac{di_{\beta,4}}{d\omega t} = -\frac{R_k}{X_k} \cdot i_{\beta,4} + \frac{1}{X_k} \cdot f_{\beta,4}(\underline{u}_p, \gamma) \quad (\text{A.6})$$

und entsprechende, allgemeine Lösungen

$$\begin{aligned} i_{\alpha,4}(\omega t) &= i_{\alpha f,4}(\omega t) + i_{\alpha s,4}(\omega t) = \\ &= \underbrace{(i_{\alpha,4}(\omega t_4) - i_{\alpha w,4}(\omega t_4))}_{=v_{\alpha,4}} e^{p_{\alpha,4} \cdot (\omega t - \omega t_4)} + i_{\alpha w,4}(\omega t), \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

$$\begin{aligned} i_{\beta,4}(\omega t) &= i_{\beta f,4}(\omega t) + i_{\beta s,4}(\omega t) = \\ &= \underbrace{(i_{\beta,4}(\omega t_4) - i_{\beta w,4}(\omega t_4))}_{=v_{\beta,4}} e^{p_{\beta,4} \cdot (\omega t - \omega t_4)} + i_{\beta w,4}(\omega t). \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Für die beiden stationären Wechselstromanteile

$$\begin{aligned} i_{\alpha w,4}(\omega t) &= \hat{I}_{w,4} \cos(\omega t + \gamma - \varphi_{\alpha,4}) \\ &= \frac{\hat{I}_{w,4}}{2} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t - \varphi_{\alpha,4})} & e^{-j(\omega t - \varphi_{\alpha,4})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

und

$$\begin{aligned} i_{\beta w,4}(\omega t) &= \hat{I}_{w,4} \cos\left(\omega t + \gamma - \frac{\pi}{2} - \varphi_{\beta,4}\right) \\ &= \frac{\hat{I}_{w,4}}{2} \begin{pmatrix} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi_{\beta,4})} & e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi_{\beta,4})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

ergibt sich die gleiche Wechselstromamplitude zu

$$\hat{I}_{w,4} = \frac{\hat{U}_p}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}}. \quad (\text{A.11})$$

Für den Phasenversatz und das Eigenverhalten des Systems erhält man dieselben Werte wie für die Kommutierung nach Gleichungen (3.59) bzw. (3.61)

$$\varphi_{\alpha,4} = \varphi_{\beta,4} = \varphi_{k,3} \quad \wedge \quad p_{\alpha,4} = p_{\beta,4} = p_{k,3}. \quad (\text{A.12})$$

Ist der Wert des Stromraumzeigers

$$\dot{i}_4 = i_{\alpha,4} + j i_{\beta,4} \quad (\text{A.13})$$

zum Zeitpunkt ωt_4 , zu dem der Stromrichter über einen Thyristorzweig kurzgeschlossen wird, bekannt, können die Anfangswerte $v_{\alpha,4}$ und $v_{\beta,4}$ der transienten Anteile in den Gleichungen (A.7) und (A.8) bestimmt werden.

Zur eindeutigen Beschreibung des Netzverhaltens ist im Zustand der Mehrfachkommutierung die separate Betrachtung des Gleichstromkreises notwendig. Durch dessen Entkoppelung vom Drehstromsystem verbleibt auf der Gleichstromseite die Schaltung in Abbildung A.3. Dadurch, dass keine Quelle in der Netzstruktur vorhanden ist, wird der Gleichstrom von seinem Anfangswert $i_{d,4}(\omega t_4)$ entsprechend dem Eigenwert

$$p_{d,4} = -\frac{R_d}{X_d} \quad (\text{A.14})$$

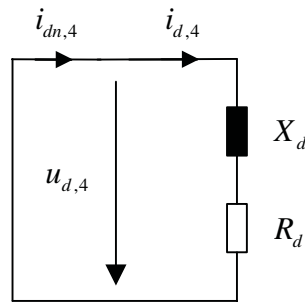


Abbildung A.3: Entkoppelter Gleichstromkreis bei Mehrfachkommutierung

exponentiell abklingen

$$i_{d,4}(\omega t) = \underbrace{i_{d,4}(\omega t_4)}_{=v_{d,4}} e^{p_{d,4} \cdot (\omega t - \omega t_4)}. \quad (\text{A.15})$$

Die entsprechende Zustandsgleichung lautet

$$\frac{di_{d,4}}{d\omega t} = -\frac{R_d}{X_d} \cdot i_{d,4}. \quad (\text{A.16})$$

Der netzseitige Gleichstrom $i_{dn,4}$ ist auch im Schaltzustand der Mehrfachkommutierung weiterhin gleich dem Gleichstrom durch die Drossel

$$i_{dn,4} = i_{d,4}. \quad (\text{A.17})$$

DER ENTKOPPELUNGSBETRIEB

Analog zur Verfahrensweise bei Lück- und Regulärbetrieb soll im folgenden der Entkoppelungsbetrieb des Stromrichtersystems nach Abbildung 3.4 untersucht werden. Anhand der drei Zustandsgleichungen für den Schaltzustand der Mehrfachkommutierung mit vier stromführenden Halbleiterelementen (A.5), (A.6) und (A.16) und der Zustandsgleichungen für den einfachen Kommutierungszustand (3.50) und (3.51) kann die Überschneidung dieser beiden Schaltzustände während einer Gleichstromperiode beschrieben werden. Innerhalb der Entkoppelungsdauer β_4 gilt der Raumzeiger nach (A.13) und der Gleichstrom nach (A.15) für das Stromrichtersystem. Für die übrige Dauer der Gleichstromperiode bestimmen der Raumzeiger und der Gleichstrom nach (3.48) und (3.49) das Systemverhalten.

Eingesetzt in die Randbedingung der Raumzeigerperiodizität nach Gleichung (3.62) ergibt sich für die Raumzeiger

$$\underline{a}^2 \dot{i}_4(0) + \dot{i}_3\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0, \quad (\text{A.18})$$

$$\underline{a}^2 i_{\alpha,4}(0) + \frac{1}{\sqrt{3}}(1 - \underline{a}) i_{\beta,4}(0) + \frac{2}{3}(1 - \underline{a}) i_{k,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) - \underline{a}^2 i_{d,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0. \quad (\text{A.19})$$

Mit der Stetigkeitsrandbedingung für Raumzeigerzustandsgrößen nach (3.64) resultiert entsprechend an der Übergangsstelle β_4

$$i_4(\beta_4 - 0) - i_3(\beta_4 + 0) = 0, \quad (\text{A.20})$$

$$i_{\alpha,4}(\beta_4) + \frac{1}{\sqrt{3}}(\underline{a} - \underline{a}^2) i_{\beta,4}(\beta_4) - \frac{2}{3}(1 - \underline{a}) i_{k,3}(\beta_4) + \underline{a}^2 i_{d,3}(\beta_4) = 0. \quad (\text{A.21})$$

Außerdem erhält man mit Hilfe der Periodizitäts- und der Stetigkeitsbedingung für gleichstromseitige Zustandsgrößen nach (3.63) und (3.65) die Forderungen

$$i_{\alpha,4}(0) - i_{d,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) = 0, \quad (\text{A.22})$$

$$i_{d,4}(\beta_4) - i_{d,3}(\beta_4) = 0. \quad (\text{A.23})$$

Die Zustandsgrößen in den Gleichungen (A.19), (A.21), (A.22) und (A.23) werden entsprechend den Gleichungen (A.7), (A.8) und (A.15) sowie (3.52) und (3.53) in ihre transienten und stationären Anteile aufgeteilt. Anschließend folgt eine Separierung der beiden Gleichungen (A.19) und (A.21) in orthogonale Komponenten. Zweckmäßigerweise wird Gleichung (A.19) erst mit dem Drehoperator \underline{a} multipliziert, ehe sich durch Realteilbildung

$$i_{\alpha f,4}(0) - i_{df,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) = -i_{\alpha s,4}(0) + i_{ds,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) = y_{1,4} \quad (\text{A.24})$$

und durch Imaginärteilbildung

$$i_{\beta f,4}(0) + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{kf,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) = -i_{\beta s,4}(0) - \frac{2}{\sqrt{3}} i_{ks,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) = y_{2,4} \quad (\text{A.25})$$

ergeben. Aus dem realen und imaginären Teil der Gleichung (A.21) erhält man weiterhin

$$\begin{aligned} i_{\alpha f,4}(\beta_4) - i_{kf,3}(\beta_4) - \frac{1}{2} i_{df,3}(\beta_4) \\ = -i_{\alpha s,4}(\beta_4) + i_{ks,3}(\beta_4) + \frac{1}{2} i_{ds,3}(\beta_4) = y_{3,4}, \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

$$\begin{aligned} i_{\beta f,4}(\beta_4) + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{kf,3}(\beta_4) - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{df,3}(\beta_4) \\ = -i_{\beta s,4}(\beta_4) - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{ks,3}(\beta_4) + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{ds,3}(\beta_4) = y_{4,4}. \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

Bei Aufteilung der Zustandsgrößen in flüchtige und stationäre Anteile bekommt man aus den Gleichungen (A.22) und (A.23) unmittelbar

$$i_{df,4}(0) - i_{df,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) = i_{ds,3}\left(\frac{\pi}{3}\right) = y_{5,4}, \quad (\text{A.28})$$

$$i_{df,4}(\beta_4) - i_{df,3}(\beta_4) = i_{ds,3}(\beta_4) = y_{6,4}. \quad (\text{A.29})$$

Es wurde hierbei berücksichtigt, dass der stationäre Anteil des Gleichstromes $i_{d,4}$ null ist ($i_{ds,4}(\omega t) = 0$). Werden die Darstellungen der flüchtigen Anteile nach (3.52), (3.53), (A.7), (A.8), (A.15) und die der stationären Anteile nach (3.54), (3.55), (A.9), (A.10) in die sechs y -Gleichungen (A.24) bis (A.29) eingesetzt, so ergibt sich daraus das Gleichungssystem des stationären Entkoppelungsbetriebes. Seine Matrizenform in Gleichung (A.30) zeigt, dass es den gleichen Aufbau wie das Gleichungssystem des Regulärbetriebes nach (3.83) besitzt.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -e^{p_{d,3}(\frac{\pi}{3}-\beta_4)} & 0 \\ 0 & 1 & \frac{2}{\sqrt{3}}e^{p_{k,3}(\frac{\pi}{3}-\beta_4)} & 0 & 0 \\ e^{p_{k,3}\beta_4} & 0 & -1 & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & e^{p_{k,3}\beta_4} & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -e^{p_{d,3}(\frac{\pi}{3}-\beta_4)} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & e^{p_{d,4}\beta_4} \end{pmatrix}}_{\mathbf{K}_4} \underbrace{\begin{pmatrix} v_{\alpha,4} \\ v_{\beta,4} \\ v_{k,3} \\ v_{d,3} \\ v_{d,4} \end{pmatrix}}_{\mathbf{v}_4} = \underbrace{\begin{pmatrix} y_{1,4} \\ y_{2,4} \\ y_{3,4} \\ y_{4,4} \\ y_{5,4} \\ y_{6,4} \end{pmatrix}}_{\mathbf{Y}_4} = \frac{1}{2} \underbrace{\begin{pmatrix} \underline{y}_{1,4} & \underline{y}_{1,4}^* \\ \underline{y}_{2,4} & \underline{y}_{2,4}^* \\ \underline{y}_{3,4} & \underline{y}_{3,4}^* \\ \underline{y}_{4,4} & \underline{y}_{4,4}^* \\ \underline{y}_{5,4} & \underline{y}_{5,4}^* \\ \underline{y}_{6,4} & \underline{y}_{6,4}^* \end{pmatrix}}_{\mathbf{Y}_{w,4}} \begin{pmatrix} e^{j\gamma} \\ e^{-j\gamma} \end{pmatrix}. \quad (\text{A.30})$$

Der transiente Anteil wird auf der linken Seite entsprechend von der Koeffizientenmatrix \mathbf{K}_4 und dem Vektor \mathbf{v}_4 mit den Anfangswerten des flüchtigen Verhaltens repräsentiert. Die Matrix $\mathbf{Y}_{w,4}$ mit dem bekannten betriebsfrequenten Wechselanteil und ein Vektor mit dem noch zu bestimmenden Verschiebungswinkel γ bringen auf der rechten Seite des Gleichungssystems das stationäre Systemverhalten zum Ausdruck.

Mit den fünf unbekanntem Anfangswerten des Vektors \mathbf{v}_4 , dem Verschiebungswinkel γ und dem Überschneidungswinkel β_4 stehen den sechs Gleichungen aus (A.30) insgesamt sieben unbekanntem Größen gegenüber. Zweckmäßigerweise soll wieder der Überschneidungswinkel β_4 vorgegeben werden, da auch für den Entkoppelungsbetrieb wegen der gleichen Gründe wie beim Lückbetrieb (vgl. Gleichung (3.74)) keine geschlossene Lösung für die Entkoppelungsdauer β_4 angegeben werden kann. Über das Gleichungssystem des stationären Entkoppelungsbetriebes nach (A.30) lassen sich dann der Verschiebungswinkel γ und die Anfangswerte der flüchtigen Anteile der Zustandsgrößen des Stromrichtersystems gewinnen.

Auch für das Gleichungssystem (A.30) soll über den Gaußalgorithmus eine Beziehung zwischen β_4 und γ formuliert werden. Es ergibt sich ein zum Lückbetrieb (3.68) analoger Zusammenhang

$$\underline{A}_4(\beta_4) e^{j\gamma} + \underline{A}_4^*(\beta_4) e^{-j\gamma} = 0. \quad (\text{A.31})$$

Es ergeben sich damit wieder zwei Lösungen für den Verschiebungswinkel

$$\gamma = \pm \frac{\pi}{2} - \arg(\underline{A}_4(\beta_4)). \quad (\text{A.32})$$

Durch die Leerlaufspannungen und die Netzwerkelemente des Stromrichtersystems wird die komplexe Größe $\underline{A}_4(\beta_4)$, wie im Anhang A.2.2 dargestellt wird, vollständig bestimmt. Unter Vorgabe von β_4 führt von den beiden Lösungen der Gleichung (A.32) der Verschiebungswinkel aus dem Bereich $0 \leq \gamma \leq \pi$ zu einem positiven Stromfluss durch den Thyristor T3. Die Anfangswerte $v_{\alpha,4}$, $v_{\beta,4}$, $v_{d,4}$, $v_{d,3}$ und $v_{k,3}$ des stationären Betriebes werden wie im Anhang A.2.2 beschrieben mit der Hilfe von γ bestimmt. Der stationäre Entkoppelungsbetrieb mit abwechselndem Drei- und Vier-Ventil-Zustand ist somit eindeutig festgelegt. Der Verschiebungswinkel γ , bei dem die einfache Kommutierung in die Mehrfachkommutierung übergeht, lässt sich durch die Wahl $\beta_4 = 0$ finden. Der errechnete Verschiebungswinkel wird dabei mit dem übereinstimmen, den man durch Auswertung von Gleichung (3.85) für die ständige Kommutierung bei $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$ ermitteln kann. Die obere γ -Grenze des Entkoppelungsbetriebes, an der aufgrund der dauerhaften Mehrfachkommutierung das Drehstrom- und das Gleichstromnetz durch einen quasi impedanzlosen Kurzschluss ständig entkoppelt wären, lässt sich mit $\beta_4 = \frac{\pi}{3}$ bestimmen. Diese theoretische Grenze kann jedoch praktisch nicht erreicht werden.

A.2 Größen des stationären Betriebes

A.2.1 Die komplexe Größe des Regulärbetriebes

Mit den Größen der Gleichungen (3.33) bis (3.35) und (3.56) bis (3.61) sowie

$$\underline{y}_{1,3} = -\frac{1}{2}\hat{I}_{dw,3} e^{j(-\varphi_{d,3}-\frac{\pi}{3})} + \hat{I}_{kw,3} e^{j(-\varphi_{k,3}+\frac{\pi}{6})}, \quad (\text{A.33})$$

$$\underline{y}_{2,3} = \hat{I}_{dw,2} e^{j(\beta_3-\varphi_{d,2}-\frac{\pi}{2})} + 2\hat{I}_{kw,3} e^{j(\beta_3-\varphi_{k,3}+\frac{\pi}{6})}, \quad (\text{A.34})$$

$$\underline{y}_{3,3} = \frac{3}{2}\hat{I}_{dw,3} e^{j(-\varphi_{d,3}-\frac{\pi}{3})} - 2\hat{I}_{dw,2} e^{j(-\varphi_{d,2}-\frac{\pi}{6})} + \hat{I}_{kw,3} e^{j(-\varphi_{k,3}+\frac{\pi}{6})}, \quad (\text{A.35})$$

$$\underline{y}_{4,3} = \hat{I}_{dw,3} e^{j(\beta_3-\varphi_{d,3}-\frac{\pi}{3})} + \hat{I}_{dw,2} e^{j(\beta_3-\varphi_{d,2}-\frac{\pi}{2})} \quad (\text{A.36})$$

und

$$\underline{a}_3 = 2 + 2e^{p_{d,2}(\frac{\pi}{3}-\beta_3)} e^{p_{k,3}\beta_3}, \quad (\text{A.37})$$

$$\underline{b}_3 = \underline{y}_{1,3} \left(1 + 4e^{p_{d,2}(\frac{\pi}{3}-\beta_3)} e^{p_{k,3}\beta_3} \right) - 2\underline{y}_{2,3} e^{p_{d,2}(\frac{\pi}{3}-\beta_3)} - \underline{y}_{3,3}, \quad (\text{A.38})$$

$$\underline{c}_3 = e^{p_{d,3}\beta_3} + e^{p_{k,3}\beta_3}, \quad (\text{A.39})$$

$$\underline{d}_3 = \underline{y}_{4,3} - \underline{y}_{2,3} + 2\underline{y}_{1,3} e^{p_{k,3}\beta_3} \quad (\text{A.40})$$

folgt

$$\underline{A}_3(\beta_3) = \frac{\underline{b}_3}{\underline{a}_3} - \frac{\underline{d}_3}{\underline{c}_3}. \quad (\text{A.41})$$

Daraus ergibt sich

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \arg(\underline{A}_3(\beta_3)) \quad \text{bzw.} \quad \left(\gamma = -\frac{\pi}{2} - \arg(\underline{A}_3(\beta_3)) \right). \quad (\text{A.42})$$

Die Anfangswerte der transienten Anteile lassen sich daraus direkt berechnen zu

$$v_{d,3} = \frac{1}{2\underline{c}_3} \left(\underline{d}_3 e^{j\gamma} + \underline{d}_3^* e^{-j\gamma} \right), \quad (\text{A.43})$$

$$v_{k,3} = -\frac{1}{2} \left(\underline{y}_{1,3} e^{j\gamma} + \underline{y}_{1,3}^* e^{-j\gamma} \right) + \frac{1}{2} v_{d,3}, \quad (\text{A.44})$$

$$v_{d,2} = -\frac{1}{2} \left(\underline{y}_{4,3} e^{j\gamma} + \underline{y}_{4,3}^* e^{-j\gamma} \right) + v_{d,3} e^{p_{d,3}\beta_3}. \quad (\text{A.45})$$

A.2.2 Die komplexe Größe des Entkoppelungsbetriebes

Mit den Größen der Gleichungen (3.56) bis (3.61) und (A.11) bis (A.14) sowie

$$\underline{y}_{1,4} = -\hat{I}_{w,4} e^{j(-\varphi_{k,3})} + \hat{I}_{dw,3} e^{j(-\varphi_{d,3})}, \quad (\text{A.46})$$

$$\underline{y}_{2,4} = -\hat{I}_{w,4} e^{j(-\varphi_{k,3} - \frac{\pi}{2})} - \frac{2}{\sqrt{3}} \hat{I}_{kw,3} e^{j(-\varphi_{k,3} + \frac{\pi}{2})}, \quad (\text{A.47})$$

$$\underline{y}_{3,4} = -\hat{I}_{w,4} e^{j(\beta_4 - \varphi_{k,3})} + \hat{I}_{kw,3} e^{j(\beta_4 - \varphi_{k,3} + \frac{\pi}{6})} + \frac{1}{2} \hat{I}_{dw,3} e^{j(\beta_4 - \varphi_{d,3} - \frac{\pi}{3})}, \quad (\text{A.48})$$

$$\underline{y}_{4,4} = -\hat{I}_{w,4} e^{j(\beta_4 - \varphi_{k,3} - \frac{\pi}{2})} - \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{I}_{kw,3} e^{j(\beta_4 - \varphi_{k,3} + \frac{\pi}{6})} + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{I}_{dw,3} e^{j(\beta_4 - \varphi_{d,3} - \frac{\pi}{3})}, \quad (\text{A.49})$$

$$\underline{y}_{4,5} = \hat{I}_{dw,3} e^{j(-\varphi_{d,3})}, \quad (\text{A.50})$$

$$\underline{y}_{4,6} = \hat{I}_{dw,3} e^{j(\beta_4 - \varphi_{d,3} - \frac{\pi}{3})} \quad (\text{A.51})$$

und

$$\underline{a}_4 = 1 - e^{p_{d,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)} e^{p_{d,4}\beta_4}, \quad (\text{A.52})$$

$$\underline{b}_4 = \underline{y}_{5,4} \left(e^{p_{d,4}\beta_4} - e^{-j(\frac{\pi}{3} - \beta_4)} \right), \quad (\text{A.53})$$

$$\underline{c}_4 = -\frac{2}{\sqrt{3}} e^{p_{d,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)} e^{2p_{k,3}\beta_4} e^{p_{k,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)} + \frac{1}{\sqrt{3}} e^{p_{k,3}\beta_4} e^{p_{k,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)} + \frac{1}{\sqrt{3}} e^{p_{k,3}\beta_4} e^{p_{d,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)} - \frac{2}{\sqrt{3}}, \quad (\text{A.54})$$

$$\underline{d}_4 = \underline{y}_{4,4} + \frac{1}{\sqrt{3}} \underline{y}_{3,4} \left(1 - 2 e^{p_{k,3}\beta_4} e^{p_{k,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)} \right) - \underline{y}_{2,4} e^{p_{k,3}\beta_4} + \frac{1}{\sqrt{3}} \underline{y}_{1,4} e^{p_{k,3}\beta_4} \left(2 e^{p_{k,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)} e^{p_{k,3}\beta_4} - 1 \right) \quad (\text{A.55})$$

folgt

$$\underline{A}_4(\beta_4) = \frac{\underline{b}_4}{\underline{a}_4} - \frac{\underline{d}_4}{\underline{c}_4}. \quad (\text{A.56})$$

Daraus ergibt sich

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \arg(\underline{A}_4(\beta_4)) \quad \text{bzw.} \quad \left(\gamma = -\frac{\pi}{2} - \arg(\underline{A}_4(\beta_4)) \right). \quad (\text{A.57})$$

Die Anfangswerte der transienten Anteile lassen sich daraus direkt berechnen zu

$$v_{d,3} = \frac{1}{2\underline{c}_4} \left(\underline{d}_4 e^{j\gamma} + \underline{d}_4^* e^{-j\gamma} \right), \quad (\text{A.58})$$

$$v_{\alpha,4} = \frac{1}{2} \left(\underline{y}_{1,4} e^{j\gamma} + \underline{y}_{1,4}^* e^{-j\gamma} \right) + v_{d,3} e^{p_{d,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)}, \quad (\text{A.59})$$

$$v_{k,3} = v_{\alpha,4} e^{p_{k,3}\beta_4} - \frac{1}{2} \left(\underline{y}_{3,4} e^{j\gamma} + \underline{y}_{3,4}^* e^{-j\gamma} \right) - \frac{1}{2} v_{d,3}, \quad (\text{A.60})$$

$$v_{\beta,4} = \frac{1}{2} \left(\underline{y}_{2,4} e^{j\gamma} + \underline{y}_{2,4}^* e^{-j\gamma} \right) - \frac{2}{\sqrt{3}} v_{k,3} e^{p_{k,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)}, \quad (\text{A.61})$$

$$v_{d,4} = \frac{1}{2} \left(\underline{y}_{5,4} e^{j\gamma} + \underline{y}_{5,4}^* e^{-j\gamma} \right) + v_{d,3} e^{p_{d,3}(\frac{\pi}{3} - \beta_4)}. \quad (\text{A.62})$$

A.3 Daten des Beispielnetzes

A.3.1 Zusätzliche Netzdaten

Zur Untersuchung des Netzverhaltens der DKSBE in Kapitel 7 ist für das in Abbildung 7.1 angegebene Beispielnetz zusätzlich Folgendes bekannt:

Impedanzkorrektur zur Kurzschlussstromberechnung entsprechend VDE 0102 (vgl. [15])

$$Z_{Tk} = k_T Z_T = 0,958 \cdot Z_T \quad \text{oder} \quad u_k = 6,7\%$$

$$R_{0T}/R_{1T} = 1$$

$$X_{0T}/X_{1T} = 0,9.$$

Tabelle A.1: Zusätzliche Kabeldaten

Kabelverbindung	R'_1 [Ω/km·System]	X'_1 [Ω/km·System]	R_0/R_1	X_0/X_1
NY Y 7x3x(1x400)/4x(1x400)	0,051	0,086	4,6	18,0
NY Y 2x3x150/70	0,125	0,080	7,3	4,5
NY Y 4x3x185/95	0,101	0,080	6,6	4,4

A.3.2 Motordaten

Für die Modellierung des Asynchronmotors, der innerhalb der Netzuntersuchung zum Einsatz kommt, werden die Daten aus Tabelle A.2 verwendet, die in Anlehnung an einen in [49] gegebenen Motor gewählt sind. Die Schlupfabhängigkeit des Läuferwiderstandes und der Läuferreaktanz wird durch folgende Funktionen berücksichtigt.

$$r_l(s) = r_l(0) + s \cdot \frac{r_{l,a} - r_{l,n}}{1 - s_n} \quad \text{mit} \quad r_l(0) = r_{l,a} - \frac{r_{l,a} - r_{l,n}}{1 - s_n} \quad (\text{A.63})$$

$$x_{l\sigma}(s) = x_{l\sigma}(0) + s \cdot \frac{x_{l\sigma,a} - x_{l\sigma,n}}{1 - s_n} \quad \text{mit} \quad x_{l\sigma}(0) = x_{l\sigma,a} - \frac{x_{l\sigma,a} - x_{l\sigma,n}}{1 - s_n} \quad (\text{A.64})$$

Als weitere Kenngrößen ergeben sich aus den vorgegebenen Daten die Werte in Tabelle A.3. Für das Widerstandsmoment der Maschine wird angenommen, dass es quadratisch von der Drehzahl n bzw. vom Schlupf s abhängt. Es wird beschrieben durch

$$M_w(s) = \left(\frac{1 - 0,1}{(1 - s_n)^2} (1 - s)^2 + 0,1 \right) M_n. \quad (\text{A.65})$$

Tabelle A.2: Daten des 400-kW-Asynchronmotors

Nennleistung	P_n	400 [kW]
Nennspannung	U_n	0,69 [kV]
Nennstrom	I_n	402 [A]
Nennleistungsfaktor	$\cos \varphi_n$	0,86
Nennwirkungsgrad		96,8 [%]
Betriebsfrequenz	f	50 [Hz]
Nenndrehzahl	n_n	1490 [min^{-1}]
Nennschlupf	s_n	0,0066
Polpaarzahl	z_p	2
Motorträgheitsmoment	Θ	8,5 [kg m^2]
Ständerwiderstand	r_s	0,0067 [p.u.]
Ständerstreureaktanz	$x_{s\sigma}$	0,0969 [p.u.]
Läuferwiderstand bei Nennschlupf	$r_{l,n}$	0,0066 [p.u.]
Läuferstreureaktanz bei Nennschlupf	$x_{l\sigma,n}$	0,1320 [p.u.]
Läuferwiderstand bei Anlauf	$r_{l,a}$	0,0269 [p.u.]
Läuferstreureaktanz bei Anlauf	$x_{l\sigma,a}$	0,0646 [p.u.]
bezogener Leerlaufstrom	I_0/I_n	0,34 [p.u.]

Tabelle A.3: Weitere Kenngrößen des 400-kW-Asynchronmotors

Nennmoment	M_n	2,56 [kNm]
Nennimpedanz	Z_n	0,99 [Ω]
Widerstand des Hauptzweiges	r_h	0,13 [p.u.]
Reaktanz des Hauptzweiges	x_h	2,91 [p.u.]
bezogener Anlaufstrom	I_a/I_n	6,11 [p.u.]
Anlaufleistungsfaktor	$\cos \varphi_a$	0,20

A.3.3 Wahl der Vorbelastung

Um zu untersuchen, ob bei vorhandener DKSBE ein Motoranlauf auch bei vorbelastetem Netz möglich ist, wird die Last an der Unterverteilung UV so ausgelegt, dass der in Abbildung 7.1 dargestellte Diii5 Transformator zu 85% seiner Nennleistung S_{rT} ausgelastet ist. Da im Kraftwerkseigenbedarfsnetz Motoren den Großteil der Netzlast darstellen, wurde die Vorbelastung wie eine motorische Last modelliert. Dazu wurde die Vorbelastung des Netzes mit einer ohmsch-induktiven Innenimpedanz und einer dazu in Reihe geschalteten Ersatzspannungsquelle realisiert.

Um sinnvolle Parameter für die Lastimpedanz zu erhalten, wurden die Motorimpedanzen des 400-kW-Motors nach Anhang A.3.2 und zusätzlich die Daten eines 500-kW-Motors, die [49] entnommen sind, verwendet. Der 400-kW-Motor führt alleine zu einer gut 15%-igen Netzbelastung und der 500-kW-Motor alleine zu einer knapp 20%-igen Netzlast.

Um realitätsnahe Impedanzverhältnisse einer 85%-igen motorischen Vorbelastung zu realisieren, wurden deshalb die Impedanzen dreier 400-kW und zweier 500-kW-Motoren parallelgeschaltet. Zur Nachbildung des ungünstigsten motorisch transienten Verhaltens wurden aus den resultierenden Impedanzen die Resistanz des Ständers und die Anlaufstreureaktanz des Läufers gewählt, um daraus die ohmsch-induktive Lastinnenimpedanz zusammzusetzen. Über die Spannungsquelle konnte ein realistischer Leistungsfaktor von $\cos \varphi = 0,86$ eingestellt werden.

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen:

DKSBE	Dynamische <u>K</u> urzschluss <u>s</u> trom <u>b</u> egrenzung <u>e</u> inrichtung
B6	Sechspulsiger Thyristorgleichrichter
B6F	Sechspulsiger Thyristorgleichrichter mit Freilaufzweig

Skalare Größen und Operatoren:

α	Steuerwinkel, auch: Zündwinkel
$\alpha_{0,LL}$	natürlicher Zündzeitpunkt des Leerlaufes
$\alpha_{0,2V}$	natürlicher Zündzeitpunkt des Zwei-Ventil-Zustandes
$\alpha_{0,3V}$	natürlicher Zündzeitpunkt der Kommutierung
$\alpha_{0,stat}$	stationärer, natürlicher Zündzeitpunkt
β	Überschneidungswinkel innerhalb einer $\frac{\pi}{3}$ -Periode
β_2	Stromflussdauer
β_3	Kommutierungsdauer, auch: Überlappungswinkel
β_4	Entkoppelungsdauer
γ	Verschiebungswinkel
κ	Stoßfaktor
ω	Kreisfrequenz
c	Spannungsbeiwert
d	Index der gleichstromseitigen Größen
f	Index der flüchtigen, homogenen Lösung
f_p	Erregungsfunktion der einzelnen Schaltzustände
F	Index des Freilaufzweiges
i_p	Stoßkurzschlussstrom
i_{dn}	netzseitiger Gleichstrom

i_{kB}	Lichtbogenstrom
I_n	Nennstrom
I'_{dw}	normierte Amplitude des betriebsfrequenten Gleichstromanteiles
I_{th}	thermisch gleichwertiger Kurzschlussstrom
I'_{th}	normierter, thermisch gleichwertiger Kurzschlussstrom
\hat{I}''_{k3}	Amplitude des dreipoligen Anfangskurzschlusswechselstromes
\hat{I}_{k3}	Amplitude des dreipoligen Dauerkurzschlussstromes
k	Index des Kommutierungskreises <u>oder</u> der Kurzschlussimpedanz <u>oder</u> der Netzimpedanz
k_{xg}	Gewichtungsfaktor des Gleichstromkreises
k_{xw}	Gewichtungsfaktor der Drehstromseite
lb	Lichtbogenbewertungsfaktor
N	Kennzeichnung des Neutralleiters, auch: Kennziffer der Transformator-schaltgruppe
p_B	Lichtbogenwirkleistung
P_n	Nennleistung
r_T	Faktor zur Berücksichtigung der Leitertemperatur
R_B	Durchlasswiderstand
R, S, T	Kennzeichnung der Außenleiter $L1$ bis $L3$ des Drehstromsystems
s	Index des stationären Anteils
s_n	Nennschlupf
S''_k	subtransiente Kurzschlussleistung
θ_e	Leitertemperatur
t_k	Kurzschlussdauer
T1...T6	Thyristorbezeichnungen
u_B	Lichtbogenspannung
U_n	Nennspannung
\ddot{u}_w	reelles Übersetzungsverhältnis
V	Index des Verbrauchernetzwerkes
w	Index des betriebsfrequenten Anteils
W_B	Lichtbogenenergie

Matrizen und Vektoren:

A	Systemmatrix der Zustandsraumberechnung, auch: Übertragungsmatrix
K	Koeffizientenmatrix
Y_w	Matrix der betriebsfrequenten Wechselanteile
v	Vektor der transienten Anfangswerte

Komplexe Größen:

<u>a</u>	Drehoperator
<u>A₂</u>	komplexe Größe des Lückbetriebes
<u>A₃</u>	komplexe Größe des Regulärbetriebes
<u>A₄</u>	komplexe Größe des Entkoppelungsbetriebes
<u>u_p</u>	Raumzeiger der Leerlaufspannungen an der DKSBE
<u>ü</u>	komplexes Übersetzungsverhältnis

Literaturverzeichnis

- [1] ALCIDAS, Anthony F. ; SAINT PAUL, Moreau ; CALIXTE, Evenson: *Evaluation of Position of a Fault Current Limiter with Regard to the Circuit Breaker*. In : IEEE, 2006
- [2] ARAI, Kazuaki ; TANAKA, Hideki ; INABA, Masaya ; ARAI, Hirohito ; ISHIGOHKA, Takeshi ; FURUSE, Mitsuho ; UMEDA, Masaichi: *Test of Resonance-Type Superconducting Fault Current Limiter*. In : IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 16, No. 2, Juni 2006
- [3] BALZER, Gerd ; NELLES, Dieter ; TUTTAS, Christian: *Kurzschlussstromberechnung nach VDE 0102*. 4. Auflage. Berlin : VDE Verlag, 2001
- [4] BARKAN, Philip: *Reliability Implications in the Design of Fault Current Limiters*. In: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 5, Sept/Okt 1980
- [5] BARTMANN, Andreas: *Simulation einer Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung (KSBE) auf Stromrichterbasis im Drehstromsystem mit Matlab/Simulink*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Diplomarbeit D684, 2004, unveröffentlicht
- [6] BEHRENS, Petra ; GINZBURG, Michael ; STACHORRA, Elmar: *Kurzschlussstrombegrenzung eröffnet neue Möglichkeiten in der Netzplanung*. In : ew dossier, Jg. 101 (2002), Heft 21-22, S. 50-53, 2002
- [7] BEUCHER, Ottmar: *MATLAB und Simulink*. 3. Auflage. München : Pearson Studium, 2006
- [8] BOEHLE, Bernhard: *Schaltanlagen*. 8. Auflage. ABB AG, Mannheim, Düsseldorf : Cornelsen-Verlag Schwann-Giradet, 1987
- [9] BRONSTEIN, Ilja ; SEMENDJAJEW, Konstantin ; MUSIOL, Gerhard ; MÜHLIG, Heiner: *Taschenbuch der Mathematik*. 3. Auflage. Frankfurt a. M. : Harri Deutsch Verlag, 1997

- [10] BÄUML, Katrin: *Schutzkonzeption für den Einsatz einer schnellen Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Diplomarbeit D695, 2006, unveröffentlicht
- [11] BÄUML, Katrin: *Kurzschlussstrombegrenzung in der elektrischen Energieversorgung, Übersicht über neue Ansätze und deren Vorteile und Grenzen*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Hauptseminararbeit H436, 2005, unveröffentlicht
- [12] CALIXTE, Evenson ; YOKOMIZU, Yasunobu ; MATSUMURA, Toshiro: *Theoretical Evaluation of Limiting Resistance Required for Successful Interruption in Circuit Breaker with Fault Current Limiter*. In : IEEE, 2005
- [13] CIGRE WG A3.10: *Fault Current Limiters in Electrical Medium and High Voltage Systems*. CIGRE Technical Brochure, No. 239, 2003
- [14] DIN-NORM: DIN EN 60865-1 (VDE 0103 - Teil 1): *Kurzschlussströme - Berechnung der Wirkung. Teil 1: Begriffe und Berechnungsverfahren*. Berlin: VDE-Verlag
- [15] DIN-NORM: DIN EN 60909-0:2001 (VDE 0102): *Kurzschlussströme in Drehstromnetzen*. Berlin: VDE-Verlag
- [16] dSPACE GmbH: *MATLAB-dSPACE Interface and Trace Libraries*. MLIB/MTRACE 4.2. Paderborn: 2001
- [17] dSPACE GmbH: *Automation Guide*. Release 4.1. Paderborn: 2004
- [18] dSPACE GmbH: *Experiment Guide*. Release 4.1. Paderborn: 2004
- [19] dSPACE GmbH: *Implementation Guide*. Release 4.1. Paderborn: 2004
- [20] dSPACE GmbH: *Installation and Configuration*. Release 4.0. Paderborn: 2004
- [21] dSPACE GmbH: *Software Installation and Management Guide*. Release 4.1. Paderborn: 2004
- [22] EBNER, Günter: *Analytische Beschreibung eines Interphase Powerflow Controller (IPFC) im Zustandsraum*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Diplomarbeit D668, 2001, unveröffentlicht
- [23] FEI, Wanmin ; ZHANG, Yanli: *A novel IGCT-based Half-controlled Bridge Type Fault Current Limiter*. In : IPEMC, 2006

- [24] FEI, Wanmin ; ZHANG, Yanli ; MENG, Zhaojuan: *A Novel Solid-State Bridge Type FCL for Three-Phase Three-Wire Power Systems*. In : IEEE, 2007
- [25] FINKE, Jörg: *Anregekriterien für eine Kurzschlußstrombegrenzungseinrichtung auf der Basis eines gesteuerten Stromrichters in Drehstrombrückenschaltung*. Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Elektrotechnik, Diplomarbeit Nr. 43-79-18, 1979, unveröffentlicht
- [26] GEILING, Sebastian: *Technische Realisierung einer Dynamischen Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung (DKSBE) auf Stromrichterbasis*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Studienarbeit S593, 2007, unveröffentlicht
- [27] GYORE, Attila ; SEMPERGER, Sandor ; FARKAS, Laszlo ; VAJDA, Istvan: *Improvement of Functionality and Reliability by Inductive HTS Fault Current Limiter Units*. In : IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 15, No. 2, Juni 2005
- [28] HAPPOLDT, Hans ; OEDING, Dietrich: *Elektrische Kraftwerke und Netze*. 5. Auflage. Berlin [u.a.] : Springer-Verlag, 1978
- [29] HARTUNG, Karl-Heinz: *Is-Begrenzer - optimale Anbindung von BKHK an das EVU-Netz*. In : ew, Jg. 105 (2006), Heft 21
- [30] HEROLD, Gerhard: *Elektrische Energieversorgung II*. 1. Auflage. Weil der Stadt : J. Schlembach Fachverlag, 2001
- [31] HEROLD, Gerhard: *Elektrische Energieversorgung III*. 1. Auflage. Weil der Stadt : J. Schlembach Fachverlag, 2002
- [32] HEROLD, Gerhard: *Elektrische Energieversorgung IV*. 1. Auflage. Wilburgstetten : J. Schlembach Fachverlag, 2003
- [33] HEROLD, Gerhard: *Elektrische Energieversorgung I*. 2. Auflage. Wilburgstetten : J. Schlembach Fachverlag, 2005
- [34] HEROLD, Gerhard: *Hochleistungsstromrichter*. Skript zur gleichnamigen Vorlesung an der Universität Erlangen-Nürnberg, unveröffentlicht, 2006
- [35] HEUMANN, Klemens: *Handbuch Stromrichter*. Darmstadt : AEG-Telefunken Energie- und Industrietechnik, 1978
- [36] HOFFMANN, Arnulf ; STOCKER, Karl: *Thyristor-Handbuch*. 4. Auflage. Berlin : Verlag der Siemens AG, 1976

- [37] HOFFMANN, Josef: *MATLAB und SIMULINK*. 1. Auflage. Bonn [u.a.] : Addison Wesley Longman Verlag, 1998
- [38] JÄGER, Rainer ; STEIN, Edgar: *Leistungselektronik*. 5. Auflage. Berlin [u.a.] : VDE Verlag, 2000
- [39] JING, Shi ; JIYAN, Zou ; JUNJIA, He ; FUJIE, Sun: *Preliminary Research on Triggered Vacuum Switch Based Fault Current Limiter*. In : IEEE 19th IntSymp. on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, Xian, 2000
- [40] KEDERS, Theodor: *Die Ermittlung der Einstellwerte von Schutzeinrichtungen mit di/dt-Auslösung in Drehstromnetzen*. In : CALOR-EMAG-Mitteilungen, Heft I/II, Ratingen: 1963
- [41] KOLB, Otto: *Stromrichtertechnik, Band 1, Grundlagen und Messtechnik*. 1. Auflage. Aarau : AT Verlag, 1984
- [42] KOLB, Otto: *Stromrichtertechnik, Band 2, Schaltungen*. 1. Auflage. Aarau : AT Verlag, 1984
- [43] KUNZ, Michael: *Berechnung der Kurzschlußströme in Gleichstrom- und Steuerspannungsnetzen*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Dissertation, 1998
- [44] MARTINÉZ GOMÉZ, Cristina: *Behaviour of a power electronic based Fault Current Limiter in a sample network*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Diplomarbeit D694, 2006, unveröffentlicht
- [45] MEYER, Christoph ; DONCKER, Rik W. D.: *Leistungselektronische Strombegrenzer für den Einsatz in zukünftigen Mittelspannungsnetzen*. In : VDE-Kongress, Berlin, 2004
- [46] MEYER, Manfred: *Selbstgeführte Thyristor-Stromrichter*. 3. Auflage. Berlin : Verlag der Siemens AG, 1974
- [47] MÖLTGEN, Gottfried: *Netzgeführte Stromrichter mit Thyristoren*. 2. Auflage. Berlin: Verlag der Siemens AG, 1970
- [48] PATZ, Janina: *Kurzschlussstrombegrenzung in der elektrischen Energieversorgung, Übersicht über den Stand der Technik und Beschreibung der Vorteile und Probleme heutiger FCLs*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Hauptseminararbeit H435, 2005, unveröffentlicht

- [49] PFEIFFER, Klaus: *Einsatzmöglichkeiten von resistiven hochtemperatur-supraleitenden Kurzschlussstrombegrenzern im Kraftwerkseigenbedarf*. Fakultät für Maschinenbau, Elektrotechnik und Wirtschaftsingenieurwesen der Brandenburgischen Technischen Universität Cottbus, Dissertation, 2005
- [50] PÖHNER, Stefan: *VDE-Studie: Elektrische Energieversorgung 2020, Situation in Deutschland, Entwicklungsszenarien und Bewertung*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Hauptseminararbeit H433, 2006, unveröffentlicht
- [51] RUBENBAUER, Hubert ; HEROLD, Gerhard: *Simulation of a Power Electronic Based Fault Current Limiter (FCL) in Case of Different Faults*. In : 12th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2006, S. 550-554, Portoroz, 2006
- [52] RUBENBAUER, Hubert ; HEROLD, Gerhard ; BARTMANN, Andreas: *Calculation of a three phase fault in a network with a power electronic based Fault Current Limiter (FCL)*. In : 11th European Conference on Power Electronics and Applications, report 652, EPE Association, Dresden, 2005
- [53] SALAMA, M.M.A. ; TEMRAZ, H. ; CHIKHANI, Aziz ; BAYOUMI, M.A.: *Fault-Current Limiter with Thyristor-Controlled Impedance (FCLTCI)*. In : IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 3, Juli 1993
- [54] SCHERRET, Sabrina: *VDE-Studie: Elektrische Energieversorgung 2020, Moderne technologische Konzepte und zukünftige Erzeugungs- und Speichertechnologien*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Hauptseminararbeit H434, 2006, unveröffentlicht
- [55] SCHLABBACH, Jürgen: *Kurzschlussstromberechnung*. Frankfurt a. M. : VDE Verlag, 2003
- [56] SHI, Jing ; ZOU, Jiyang ; HE, Junjia: *Triggered Vacuum Switch-Based Fault Current Limiter*. In : IEEE Power Engineering Review, Januar 2001
- [57] STADLBAUER, Bastian: *Technische Realisierung einer Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung (KSBE) auf Basis eines Thyristorgleichrichters*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Diplomarbeit D689, 2006, unveröffentlicht
- [58] THE MATHWORKS, Inc.: *MATLAB*. 6.5.0.180913a, Release 13. 2002

- [59] THE MATHWORKS, Inc.: *Simulink*. 5.0, Release 13. 2002
- [60] TSCHÄTSCH, Hans-Ulrich: *Supraleitender Strombegrenzer erstmals bei RWE im Einsatz*. In : etz, Nr.4, S. 56-58, 2005
- [61] UEZONO, Hiroyuki ; TAKEMOTO, Yasuo ; MUNEO YUYA, Hiroyuki K.: *Development of a Fault Current Limiter for 22kV Distribution System*. In : IEEE, 2000
- [62] UNBEHAUEN, Rolf: *Grundlagen der Elektrotechnik 1*. 4. Auflage. Berlin [u.a.] : Springer-Verlag, 1994
- [63] UNBEHAUEN, Rolf: *Grundlagen der Elektrotechnik 2*. 4. Auflage. Berlin [u.a.] : Springer-Verlag, 1994
- [64] UNBEHAUEN, Rolf: *Systemtheorie 1*. 7. Auflage. München [u.a.] : R. Oldenbourg Verlag, 1997
- [65] VERSTRAETE, Frans: *Ultraschnelle NS-Leistungsschalter mit Kurzschlussstrombegrenzung*. In : etz, Heft11, 2006
- [66] WABNER, Alf: *Beitrag zur Kurzschlussstrombegrenzung mit leitfähigen Polymercompounds in der Niederspannungsebene*. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Chemnitz, Dissertation, 2001
- [67] WEILAND, Manuel: *Analytische Beschreibung einer Kurzschlussstrombegrenzungseinrichtung auf Stromrichterbasis im unsymmetrischen Betrieb*. Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgung der Universität Erlangen-Nürnberg, Diplomarbeit D696, 2007, unveröffentlicht
- [68] YAZAWA, Takashi ; YONEDA, Eriko ; MATSUZAKI, Jun ; SHIMADA, Mamoru ; KURIYAMA, Toru ; NOMURA, Shunji ; OHKUMA, Takeshi ; SATO, Yoshibumi ; TAKAHASHI, Yoshihisa: *Design and Test Results of 6.6 kV High-Tc Superconducting Fault Current Limiter*. In : IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 11, No. 1, März 2001

Abbildungsverzeichnis

1.1	Prinzipielle Begrenzungsstrategien für Kurzschlussströme	2
2.1	Schaltbild der DKSBE	6
2.2	Einsatzort der DKSBE	7
2.3	Leiterströme der DKSBE vor und bei Eintritt eines dreipoligen Kurzschlusses	9
2.4	Gleichströme der DKSBE vor und bei Eintritt eines dreipoligen Kurzschlusses	9
2.5	Zwei und drei leitende Thyristoren der DKSBE	10
2.6	Gleichstromseitige Spannung der DKSBE vor und bei Eintritt eines dreipoligen Kurzschlusses	12
2.7	Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss ohne DKSBE	13
2.8	Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss ohne DKSBE	13
2.9	Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss und DKSBE im Diodenbetrieb	14
2.10	Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und DKSBE im Diodenbetrieb	15
2.11	Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss und Ausschaltung	16
2.12	Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und Ausschaltung	16
2.13	Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss und 50%-Abwärtsregelung	18
2.14	Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss und 25%-Aufwärtsregelung	18
2.15	Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und 50%-Aufwärtsregelung	19
2.16	Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und 25%-Abwärtsregelung	20
3.1	Übersichtsschaltung des untersuchten Stromrichtersystems	23
3.2	Stromrichtersystem mit sechspulsigem Thyristorgleichrichter und Freilaufzweig (B6F)	24
3.3	Der Verschiebungswinkel γ	28
3.4	Stromrichtersystem mit sechspulsigem Thyristorgleichrichter (B6)	30
3.5	Stromrichtersystem bei einem leitenden Thyristor [T3]	32
3.6	Stromrichtersystem im Zwei-Ventil-Zustand [T2, T3]	33
3.7	Leerlaufender Realteilstromkreis bei zwei leitenden Ventilen	34

3.8	Gleichstromkreis bei zwei leitenden Ventilen	35
3.9	Stromrichtersystem bei Kommutierung [T1, T2, T3]	37
3.10	Gleichstromkreis bei dreifacher Ventilbeteiligung	39
3.11	Kommutierungskreis bei dreifacher Ventilbeteiligung	39
3.12	γ - β -Zusammenhang bei den Impedanzverhältnissen und der Variation der $ \underline{Z}_d / \underline{Z}_k $ -Werte nach Tabelle 3.1	50
3.13	γ - β -Zusammenhang bei den Impedanzverhältnissen und der Variation der R_k/X_k -Werte nach Tabelle 3.2	51
3.14	Stromrichtersystem bei leitendem Thyristor [T3] und Stromfluss durch den Freilaufzweig	54
3.15	Freilaufkreis bei einem leitenden Thyristor	55
3.16	Nachbildung der Freilaufdiode	55
3.17	Stromrichtersystem mit zwei leitenden Thyristoren [T3, T2] und stromführender Freilaufdiode	56
3.18	Stromrichtersystem mit drei leitenden Thyristoren [T3, T2, T1] und stromführender Freilaufdiode	56
3.19	Gleichstromkreis bei x leitenden Thyristoren und stromführender Freilaufdiode	57
3.20	Charakteristische Verläufe der gleichstromseitigen DKSBE-Ströme im fehlerfreien Normalbetrieb	64
3.21	Vergleich der β - γ -Beziehung für die Fälle mit und ohne Freilaufdiode	73
3.22	Typischer Stromverlauf der DKSBE im fehlerfreien Betrieb	74
3.23	Gleichstromseitige DKSBE-Größen im fehlerfreien Normalbetrieb	75
3.24	Vergleich der gleichstromseitigen Größen der B6- und der B6F-Schaltung	75
3.25	Vergleich der Stromraumzeiger der B6- und der B6F-Schaltung	76
3.26	Gleichstromseitige Größen ohne Freilaufventil	77
3.27	Leiter-Erde-Spannung des Leiters R an der DKSBE	77
3.28	Leiter-Leiter-Spannungen an den Anschlussklemmen der DKSBE	78
3.29	Stationäres Verhalten im Fehlerfall bei Regulärbetrieb mit $\beta_3 = \frac{\pi}{3}$	79
3.30	Stationäres Verhalten im Fehlerfall bei Regulärbetrieb mit $\beta_3 = \frac{\pi}{6}$	80
3.31	Stationäres Verhalten im Fehlerfall und Lückbetrieb mit $\beta_2 = \frac{\pi}{6}$	81
3.32	Leiterströme bei Kurzschlusseintritt	82
3.33	Gleichstromseitige Größen bei Kurzschlusseintritt	83
3.34	Kurzschluss bei Diodenbetrieb und sehr kleinem L_d	84
3.35	Kurzschluss bei Thyristorbetrieb, sehr kleinem L_d und $\beta = \frac{\pi}{3}$	84
3.36	Ausschaltvorgang der DKSBE	85
3.37	Ausschaltvorgang ohne Freilaufventil	85

3.38	Festlegung der Referenzspannungen bei Leerlauf	88
3.39	Ventilbeteiligungen direkt nach der Zündung aus dem Leerlauf heraus . .	89
3.40	Festlegung des natürlichen Zündzeitpunktes des Zwei-Ventil-Zustandes .	91
3.41	Vorverlagerung des natürlichen Zündzeitpunktes bei Zündung aus dem Zwei-Ventil-Zustand heraus	92
3.42	Abhängigkeit des Verschiebungswinkels γ vom R_k/X_k -Verhältnis bei gleich- stromseitigem Kurzschluss	93
3.43	Treibende Spannungen im annähernd ohmschen System	95
3.44	Treibende Spannungen im annähernd induktiven System bei Lückbetrieb ($\beta_2 = \frac{\pi}{6}$)	96
3.45	Treibende Spannungen im annähernd induktiven System an der Grenze zwischen Lück- und Regulärbetrieb ($\beta_3 = 0$)	97
3.46	Treibende Spannungen im annähernd induktiven System bei Regulärbe- trieb ($\beta_3 = \frac{\pi}{6}$)	98
3.47	Treibende Spannungen im annähernd induktiven System bei ständiger Kommutierung ($\beta_3 = \frac{\pi}{3}$)	99
3.48	Festlegung des natürlichen Zündzeitpunktes der Kommutierung	100
3.49	Leerlaufspannung \underline{u}_p in der Übersichtsschaltung	103
3.50	Leerlaufspannung \underline{u}_p im vereinfachten Stromrichtersystem	103
3.51	Natürliche Zündzeitpunkte bei Leerlauf direkt am Stromrichter	105
3.52	Natürliche Zündzeitpunkte bei Leerlauf direkt am Stromrichter bezogen auf die Primärseite des Transformators	106
4.1	Übersicht über das DKSBE-Simulationsmodell	110
4.2	Zündimpulsmuster zur Ansteuerung der DKSBE	111
4.3	Blockschaltbild der Kurzschlussstromregelung	112
4.4	Verifikation des Diodenbetriebes im stationären Fall	113
4.5	Verifikation des Diodenbetriebes im transienten Fall	114
4.6	Verifikation des geregelten Thyristorbetriebes im stationären Fall	115
4.7	Verifikation des geregelten Thyristorbetriebes im transienten Fall	116
4.8	Drehstromnetz zur Untersuchung unsymmetrischer Fehler	116
4.9	Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung	117
4.10	Raumzeiger der Leiterströme bei einpoligem Kurzschluss und Abwärts- regelung	117
4.11	Gleichstromseitige Größen bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsre- gelung	118

4.12	Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung	118
4.13	Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei einpoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung	119
4.14	Leiterströme bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung	119
4.15	Raumzeiger der Leiterströme bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung	120
4.16	Gleichstromseitige Größen bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung	120
4.17	Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung	121
4.18	Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss ohne Erdberührung und Aufwärtsregelung	121
4.19	Leiterströme bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb	122
4.20	Raumzeiger der Leiterströme bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb	123
4.21	Strom i_N über den Neutralleiter der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb	123
4.22	Gleichstromseitige Größen bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb	124
4.23	Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb	124
4.24	Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE bei zweipoligem Kurzschluss mit Erdberührung und DKSBE im Diodenbetrieb	125
5.1	Schematischer Überblick über den prinzipiellen Testaufbau	128
5.2	Übersicht über die lehrstuhleigene DKSBE-Versuchsanlage	129
5.3	Verschaltung der Thyristoren im Baustein	130
5.4	Wassergekühlter Thyristorbaustein mit Schutzbeschaltung	130
5.5	Steuer- und Messaufbau im Laborcontainer	131
5.6	<i>Control Desk</i> : Bedienoberfläche der DKSBE-Testanlage	132
5.7	Graphische Eingabemaske zur Simulation der DKSBE-Versuchsanlage	133
5.8	Gleichstromseitige Größen der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung	136

5.9	Gleichstromseitige Größen mittels Simulation bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung	136
5.10	Leiterströme der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung	137
5.11	Leiterströme mittels Simulation bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung	137
5.12	Raumzeiger der Leiterströme der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung	138
5.13	Raumzeiger der Leiterströme mittels Simulation bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Kurzschlussstromunterbrechung	138
5.14	Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Unterbrechung des Kurzschlussstromes . . .	139
5.15	Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und anschließender Unterbrechung des Kurzschlussstromes	139
5.16	Gleichstromseitige Größen der Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes	140
5.17	Gleichstromseitige Größen mittels Simulation bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes	140
5.18	Leiterströme der Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes	141
5.19	Raumzeiger der Leiterströme der Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes	141
5.20	Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes	142
5.21	Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei zweipoligem Kurzschluss und Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes .	142
5.22	Leiterströme der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes	143
5.23	Leiterströme mittels Simulation bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes	143
5.24	Raumzeiger der Leiterströme der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes	144
5.25	Gleichstromseitige Größen der Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes	144
5.26	Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes	145

5.27	Raumzeiger der Leiter-Leiter-Spannungen an der DKSBE-Testanlage bei dreipoligem Kurzschluss und Aufwärtsregelung des Kurzschlussstromes	145
6.1	Leiterströme bei dreipoligem Kurzschluss, Diodenbetrieb und großem L_d	150
6.2	Gleichströme bei dreipoligem Kurzschluss, Diodenbetrieb und großem L_d	150
6.3	κ_{DKSBE} in Abhängigkeit von I'_{dw} ohne Kurzschlussunterbrechung	155
6.4	κ_{DKSBE} in Abhängigkeit von I'_{dw} mit Kurzschlussunterbrechung	156
6.5	Thermisch gleichwertiger Kurzschlussstrom I'_{th} in Abhängigkeit von I'_{dw}	158
6.6	Kurzschlussdauer t_k in Abhängigkeit von I'_{dw}	158
6.7	Lichtbogenbewertungsfaktor lb in Abhängigkeit von I'_{dw}	162
7.1	Beispielnetz zur Untersuchung des DKSBE-Verhaltens	166
7.2	Netzseitige Ströme bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung ohne DKSBE-Einsatz	170
7.3	Statorströme i_{sR} , i_{sS} und i_{sT} beim Anlauf des 400-kW-Motors	171
7.4	Statorspannungen u_{sRS} , u_{sST} und u_{sTR} beim Anlauf des 400-kW-Motors	171
7.5	Elektrisches Drehmoment M_{el} beim Anlauf des 400-kW-Motors	172
7.6	Statorströme i_{sR} , i_{sS} und i_{sT} bei Anlauf des 400-kW-Motors und DKSBE-Einsatz	174
7.7	Elektrisches Drehmoment M_{el} bei Anlauf des 400-kW-Motors und DKSBE-Einsatz	174
7.8	Leiterströme bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und Diodenbetrieb der DKSBE	176
7.9	Leiterströme bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und Kurzschlussunterbrechung	177
7.10	Gleichstromseitige Größen bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und Kurzschlussunterbrechung	177
7.11	Leiterströme bei einpoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und Kurzschlussunterbrechung	178
7.12	Leiterströme bei dreipoligem Fehler an der Hauptverteilung HV und einer Abwärtsregelung des Kurzschlussstromes durch die DKSBE	179
A.1	Stromrichtersystem bei Mehrfachkommutierung (T6, T1, T2, T3)	184
A.2	Real- und Imaginärteilnetzwerk bei Mehrfachkommutierung	185
A.3	Entkoppelter Gleichstromkreis bei Mehrfachkommutierung	187

Tabellenverzeichnis

3.1	Impedanzverhältnisse des sechspulsigen Stromrichtersystems (B6) bei Variation der $ \underline{Z}_d / \underline{Z}_k $ -Werte	51
3.2	Impedanzverhältnisse des sechspulsigen Stromrichtersystems (B6) bei Variation der R_k/X_k -Werte	52
5.1	Resistanz- und Reaktanzwerte der Versuchsanlage (KS = Kurzschluss) . .	134
7.1	Maximale dreipolige Kurzschlussströme nach VDE 0102	167
7.2	Minimale einpolige Kurzschlussströme nach VDE 0102	167
7.3	Minimale und maximale Spannungsbeiwerte	168
7.4	Maximale dreipolige Kurzschlussströme aus den Simulationsergebnissen	169
7.5	Minimale einpolige Kurzschlussströme aus den Simulationsergebnissen .	169
7.6	DKSBE-Netzurückwirkungen und -Verlustleistung im fehlerfreien Betrieb	173
7.7	DKSBE-Netzurückwirkungen bei dreipoligem, begrenztem Kurzschluss . .	178
A.1	Zusätzliche Kabeldaten	193
A.2	Daten des 400-kW-Asynchronmotors	194
A.3	Weitere Kenngrößen des 400-kW-Asynchronmotors	194