Selbstgeführte Stromrichter und deren Stabilität an einem dc-Netz

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

der Technischen Universität Ilmenau

von Dipl.-Ing. Wolfgang Schaade

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt, TU Ilmenau

Prof. Dr.-Ing. habil. O. Sawodny, TU Ilmenau

Dr.-Ing. A. Brickwedde, ABB Process Industries GmbH Mannheim

vorgelegt am 20. März 2003

verteidigt am 10. Dezember 2003

Sapere aude

-

Wage es, weise zu sein.

(Horaz)

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Mitarbeit an einem Projekt am ABB Forschungszentrum in Heidelberg als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik der TU Ilmenau.

Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Petzoldt danke ich herzlich für die Unterstützung meiner Person und dieser Arbeit. Insbesondere für das großzügige Entgegenkommen und die unbürokratische Handhabung nach der Umstrukturierung bei ABB.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Sawodny gilt mein Dank, für die Erstellung des Gutachtens zur Arbeit.

Herrn Dr.-Ing. A. Brickwedde möchte ich ganz herzlich danken für die Betreuung meiner Arbeit im Rahmen des ABB Projektes, als auch für die zahlreichen Hinweise und Anregungen im Zusammenhang mit den Stabilitätsbetrachtungen, die mir stets eine große Hilfe und Bereicherung waren.

Den Mitarbeitern des Forschungszentrums, danke ich für die mir entgegengebrachte Unterstützung. Insbesondere Herrn Dipl.-Ing. A. Kreitz für seine Unterstützung beim Auf- und Umbau der Versuchsanlage.

Herrn Dr. H.-J. Krokoszinski möchte ich besonders danken für die Sicherstellung meiner Finanzierung über die Auflösung der Abteilung E hinaus.

Nicht zuletzt danke ich meinem Freund Matthias Wild für sein Verständnis und seine Unterstützung beim Erstellen der Arbeit in LaTeX.

Sandhausen, den 30.9.2002

Wolfgang Schaade

Zusammenfassung

Die Dissertation gibt einen Einblick in die Stabilitätsanalyse von Gleichspannungssystemen. Dabei werden Gleichspannungssysteme mit leistungselektronischen Baugruppen, d.h. selbstgeführte Umrichter als auch eine B6-Brücke betrachtet. Der betrachtete Frequenzbereich ist dabei nach oben begrenzt durch die Schaltfrequenz der Baugruppen. EMV-Probleme werden nicht betrachtet. Nach unten ist der Frequenzbereich der Betrachtung begrenzt, so dass Probleme bei der Leistungsbereitstellung/ Aufteilung z.B. bei Inselnetzen entfallen können. Es werden verschiedene Methoden vorgestellt, die eine Stabilitätsanalyse ermöglichen und deren Vor- und Nachteile dargelegt (analytische Berechnung, Nyquist, Bode, dreidimensionale Darstellung). Anhand eines DC-DC Tiefsetzstellers wird die Eingangsimpedanz eines selbstgeführen Umrichters berechnet. Ein USV-Modell in Kombination mit einem selbstgeführten Umrichter (VIENNA) dient zur Untersuchung der verschiedenen Einflußfaktoren. Es wird aufgezeigt, welchen Einfluss Bauelementeparameter aber auch Modifikationen in den Regelungsstrukturen auf die Stabilität des Gesamtsystems haben können. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Zwischenkreiskapazität und möglichen Induktivitäten zwischen Quelle und Last. Zur Dämpfung des Zwischenkreises werden verschiedene Methoden betrachtet:

- Dämpfung durch passive Elemente
- Dämpfung durch zusätzliche Baugruppen (Bus-Conditioner)
- Modifikation der Regelungsstrukturen in der Quellen bzw. Last.

Bei der Betrachtung der zusätzlichen Baugruppen zur Verbesserung der Dämpfung wird sowohl der Nutzen derartiger Zusatzbaugruppen als auch der notwendige Aufwand betrachtet. Bei der Modifikation der Regelungsstrukturen werden für die Quelle die Auswirkungen eines virtuellen Innenwiderstandes betrachtet. Bei der Last eine Aufschaltung die ein ohmsches Verhalten in einem begrenzen Frequenzbereich bewirkt. Die als Lastbeispiel dienende USV-ähnliche Topologie wird vorgestellt mit einem Einblick in Auslegung der Bauelemente, Steuerung (PWM-Verfahren), Regelungsstruktur und einer Optimierung der Regelungsparameter.

Abstract

The dissertation provides an insight in the stability analysis for dc-systems. Thereby dc-sytems with power electronic devices are considered, i.e. self-controlled converters and also a B6-Brigde topology is investigated. The considered frequency range is bounded above through the switching frequency of the devices. EMI-problems are not considered. The frequency range is bounded below, hence problems concerning the power supply / power spreading e.g. for isle networks are neglectable. Different methods are presented to allow a stability analysis (analytical calculation, Nyquist, Bode, three-dimensional analysis). The prospects and drawbacks are presented. A dc-dc buck converter is used as an example to derive the input impedance of a self controlled converter. An UPS-model in combination with a self-controlled rectifier (VIENNA) is used to investigate the various influenceing coefficients. The impact of device components and modifications of device control structures on the stability of the hole system is described. Main focus is on the dc-link capacity and on possible inductivities between source and load. For the damping of the dc-link different methods are investigated:

- Damping through passive elements
- Damping through additional devices (Bus-Conditioner)
- Modification of control structures at the source or load.

For the investigation of the additional devices to improve the damping the benefit of such additional devices as well as the required effort are observed. For the modification of the control structures effects of a virtual internal resistance are shown. For the load a modification is presented providing an ohmic behaviour in a limited frequency range. A topology similar to a UPS serving as an example for the load is presented with design of the elements, control (PWM-technique), control structure and optimisation of the control parameters.

Thesen

1. Bei Erzeugung eines Drehspannungsnetzes durch einen Stromrichter ist die Regelung einzelner Harmonischer durch separate Regelkreise nicht ratsam.
2. Vereinfachte Stabilitätskriterien für den Verlauf der Nyquist-Kurve erweisen sich bei ungeeigneter Aufteilung des Systems in Quelle & Last als unbrauchbar.
3. Die dreidimensionale Stabilitätsbetrachtung ist die einzige Möglichkeit bei bekannten Quellen / Lasten ein Gebiet zu beschreiben, in dem die Nyquistkurve der Last/Quelle verlaufen muss, um Stabilität zu gewährleisten.
4. Aufgrund der nichtlinearen Zusammenhänge ist die Berechnung der Stabilität nur um einen Linearisierungspunkt möglich.
5. Ist das System in allen Linearisierungspunkten stabil, so gilt dies auch für das nichtlineare System.
6. Steht die Auslegung der Komponenten & Regelungsparameter einer CPL nicht im Widerspruch, so lässt sich das System im gesamten Frequenzspektrum als Kombination einer CPL mit Eingangskapazität (vergl. Abb. 3.12) beschreiben.
7. Bei allen Quelle-Last-Kombinationen kann sich ein instabiles System nicht durch ein Kabel ergeben, es ist stets eine konzentrierte Induktivität notwendig.
8. Die Implementierung eines virtuellen Innenwiderstandes (siehe Abb. 3.36) verbessert die Dämpfung wesentlich.
9. Stabilitätsprobleme treten bei mit Elektrolytkondensatoren ausgestatteten Umrichtern/Schaltnetzteilen nicht auf. Die Kapazität ist erheblich höher als zur Schaltrippelglättung notwendig.
10. Ein Einsatz separater Baugruppen zur Gewährleistung der Stabilität ist nicht sinnvoll, wenn eine Einflussnahme auf Design der Quelle oder Last möglich ist.
11. Durch den Übergang in einen quasi-instabilen Bereich ist der Stabilitätsbereich bei Einsatz von B6-Brücken größer als beim linearen System.
12. Komplizierte Aufschaltungen zur Verbesserung der Stabilität wirken sich nicht besser aus, als der simple Verzicht auf Kompensation der Zwischenkreisspannung.

Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir die nachstehend aufgeführten Personen in der jeweils beschriebenen Weise ~~entgeltlich~~ / unentgeltlich geholfen:

1. Dr.-Ing. Brickwedde bei der Auswahl und Bewertung verschiedener Veröffentlichungen.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalte der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch angesehen wird und den erfolglosen Abbruch des Promotionsverfahrens zu Folge hat.

Sandhausen, 30.9.2002

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung **1**
1.1. Gleichspannungsnetze . . . 1
1.2. Unterbrechungsfreie Stromversorgungen . . . 2
1.3. Ziele und Inhalte der Arbeit . . . 3

2. Stabilität verteilter dc-Netze **4**
2.1. Regelung verteilter Gleichspannungsnetze . . . 4
2.1.1. Regelung nach dem „Master-Slave“-Prinzip . . . 5
2.1.2. Regelung über den Spannungsabfall . . . 6
2.2. Betrachtungsvarianten zur Stabilitätsuntersuchung . . . 8
2.2.1. Idee der Impedanzanalyse . . . 9
2.2.2. Analytische Stabiltiätsberechnung . . . 10
2.2.3. Verfahren nach Nyquist . . . 12
2.2.4. Vereinfachte Stabiltiätskriterien . . . 13
2.2.5. Verfahren nach Bode . . . 16
2.2.6. Dreidimensionale Stabilitätsanalyse . . . 17
2.2.7. Betrachtung des größten Realteils aller Pole . . . 20
2.2.8. Verfahren mit nichtlinearen Ansätzen . . . 21
2.3. Bestimmung der Last-Admittanz am Beispiel eines DC-DC-Stellers . . . 25
2.4. Bestimmung der Last-Admittanz einer USV . . . 27
2.4.1. Parallelschaltung von USV und Zwischenkreiskondensator . . . 28
2.4.2. Einfluss des ESR vom Zwischenkreiskondensator . . . 30
2.5. Impedanzbestimmung einer Quelle . . . 30
2.5.1. Impedanz der Quelle bei großer Leitungslänge . . . 32
2.5.2. Einfluss durch veränderte Regelung: Regelung durch Spannungsabfall 33
2.6. Kombination USV mit Quelle über ein Kabel . . . 34
2.6.1. Lastimpedanz allgemein . . . 37
2.7. Verifikation des Simulationsmodells . . . 39

3. Methoden zur Dämpfung des Zwischenkreises **42**
3.1. Bestimmung der Zwischenkreiskapazität . . . 42
3.2. Dämpfung des Zwischenkreises durch Zusatzkomponenten . . . 46
3.2.1. Dämpfung durch passive Elemente . . . 47
3.2.2. Bus-Conditioner Regelung mit verallgemeinertem Integrator . . . 50
3.3. Schnellst mögliche Bedämpfung eines LC-Schwingkreises . . . 52
3.3.1. Ansatz über proportionale Dämpfung . . . 54
3.4. Auswirkungen der Zwischenkreisspannung auf die Netzeingangsströme . . . 57
3.4.1. Betrachtung der B6-Brücke ohne Netzinduktivität . . . 57
3.4.2. Betrachtung der B6-Brücke mit Netzinduktivität . . . 61
3.5. Beeinflussung der Eingangsadmittanz Y_L zur Verbesserung der Stabilität . 65

3.5.1. Vereinfachte Betrachtungsweise 66
3.5.2. Aufschaltung mit Umrichter und Motor 67
3.5.3. Veränderte Regelungsstruktur und Einfluss der Regelungsparameter 68

4. 4-Leiter Topologie als transformatorlose USV 72
4.1. Konventionelle Topologie im Vergleich 72
4.2. Systemdarstellung 72
4.3. Auslegungskriterien für den Ausgangsfilter 78
4.4. Steuerung / PWM-Verfahren 79
4.5. Regelung 82
4.6. Parameteroptimierung 87
4.6.1. Optimierungskriterium und Parametervariation 87
4.6.2. Parameterfeld 88
4.7. Regelung einzelner Harmonischer 92
4.8. Messergebnisse 94

5. Zusammenfassung 96
5.1. 4-Leiter Topologie 96
5.2. Stabilitätsbetrachtungen 96
5.3. Zielsetzungen 97

Anhang A: „Opposing Argument“-Kriterium 99

Anhang B: Parameter der Stabilitätskriterien 100

Anhang C: Zeitsimulationen 101

Anhang D: dq-Koordinatendarstellung 104

Anhang E: Reglereinstellung 107

Anhang F: Spannungsvektoren 4-Leiter Topologie 108

Anhang G: Spannungsamplitude bei Schaltfrequenz 109

1. Einleitung

Die vorliegende Arbeit richtet sich an Elektrotechnik-Ingenieure mit regelungstechnischem und leistungselektronischem Grundlagenwissen. Begriffe wie „Nyquist-Kriterium“ werden nur knapp erläutert bzw. entsprechendes Grundverständnis vorausgesetzt. Der Leser sollte außerdem eine grobe Vorstellung von selbstgeführten Stromrichtern und Schaltnetzteilen besitzen. Detailwissen ist nicht notwendig zum grundlegenden Verständnis.

1.1. Gleichspannungsnetze

1882 eröffnete Thomas Edison sein erstes zentrales Kraftwerk zur Stromproduktion in New York. 1884 wurde das erste zentrale Elektrizitätswerk in Berlin eröffnet. Beide Kraftwerke dienten der zentralen Bereitstellung elektrischer Energie und beruhten auf Gleichstrom. Der Einsatz von Gleichstromnetzen beruhte auf den damals enormen Leistungsunterschieden von Gleichstrom- gegenüber Drehstrommotoren. Die Notwendigkeit elektrische Energie über größere Stecken zu übertragen verhalf schließlich dem heute gebräuchlichen Drehstromnetz zum Durchbruch. Übriggeblieben aus jener Zeit sind die immer noch mit Gleichstrom betriebenen Straßenbahnen. Mit der rasanten Entwicklung auf dem Halbleitersektor verblasst das Argument des einfachen Wechsels zwischen verschiedenen Spannungsebenen zusehens. Gleichspannung setzt sich immer mehr als „Zwischenstation“ auf dem Weg zum Endverbraucher durch. Moderne Schaltnetzteile ersetzen immer mehr 50Hz Transformatoren. Drehstrommotoren werden mit Hilfe eigener Umrichter an Gleichspannung betrieben. Damit fällt die Entscheidung immer häufiger zu Gunsten eines Gleichspannungsnetzes. Vorteile einer Gleichspannungsversorgung liegen dabei auf der Hand:

- Einfacher Einsatz von Leistungselektronik.
- Einfache Definition der Spannungsqualität.
- Einfache Sicherstellung der Versorgung bei Generatorausfall (Kondensatoren, Batterien, etc.).
- Blindleistungsübertragung nicht möglich.
- Einfacher Anschluss diverser Einspeiseeinheiten (Solarzellen, Windkraftanlagen, Batterien, etc.)

Diese Vorteile führen sowohl zu einer lokalen Ausdehnung von Gleichspannugsnetzen (z.B. in der Telekommunikationsindustrie) und zur Verbreitung als Spannungsversorgung in Satelliten, auf Schiffen und in Flugzeugen (270V-Bus in [20]). Auch sogenannte „off-shore“ Windparks werden z.T. an Gleichspannungsnetzen betrieben und erst an Land mit dem Drehstromsystem verbunden. Der intensive Einsatz von Leistungselektronik führt dabei auch zu bisher nicht bekannten Problemen. Leistungselektronische Bauteile sind empfindlich gegen Überspannungen, Baugruppen können durch ihre eigenständige Regelung zur Destabilisierung der Versorgung beitragen. Stehen bei kleinen Verteilnetzen (z.B.

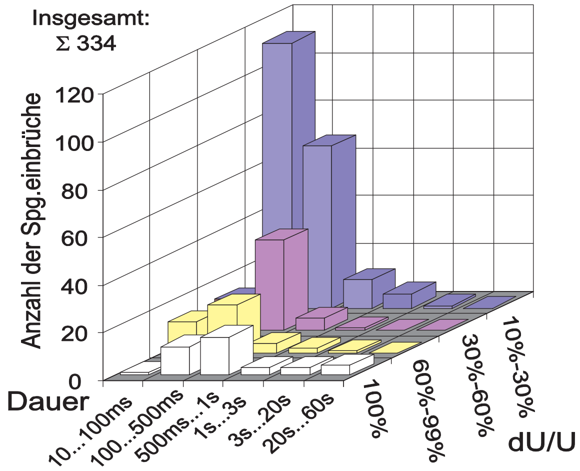

Abbildung 1.1.: Übersicht über Dauer, Tiefe und Häufigkeit von Spannungseinbrüchen (Dtl.)

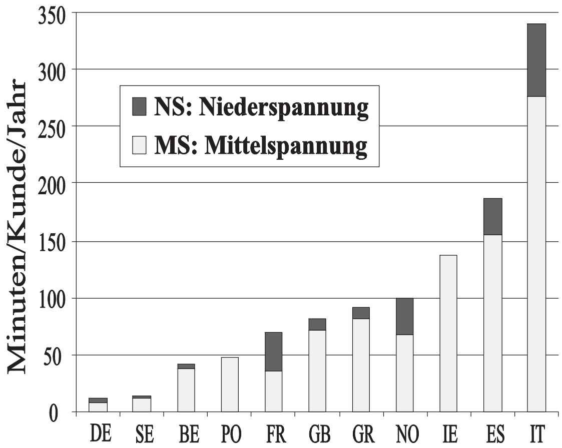

Abbildung 1.2.: Zuverlässigkeit der Stromversorgung in 9 europäischen Ländern auf der Basis von MV- und LV-Netzen

42V-System im Auto) vor allen Dingen Fragen der gegenseitigen Störsicherheit im Vordergrund, sowie die Begrenzung von Überspannungsspitzen [5], ist bei ausgedehnteren Gleichspannungsnetzen auch auf die Stabilität zu achten. Dies gilt besonders, wenn unterschiedliche Hersteller Komponenten liefern, die an einem gemeinsamen Bus betrieben werden. Hier sind Anforderungen an die einzelnen Baugruppen zu stellen, die einen stabilen Betrieb unter allen Belastungszuständen des Gesamtnetzes zu gewährleisten vermögen.

1.2. Unterbrechungsfreie Stromversorgungen

Unterbrechungsfreie Stromversorgungen (USV) dienen der störungsfreien Versorgung wichtiger Verbraucher. Hier sei der Begriff allerdings eingeschränkt auf diejenigen USV-Anlagen, die ein Dreiphasensystem für den Verbraucher erzeugen und zwar aus einer Gleichspannungsquelle. Damit wird der recht allgemeine Begriff der USV eingeschränkt auf jene Varianten, die es ermöglichen konventionelle ein- oder dreiphasige Verbraucher an einem Ort zu betreiben, an dem lediglich eine Gleichspannungsquelle zur Verfügung steht (z.B. ein Photovoltaikgenerator, siehe [37]).
Betrachtet man die USV als derartige Versorgungseinheit, so wird sie zum notwendigen Bestandteil in jedem Gleichspannungsnetz an dem auch konventionelle ein- und dreiphasige Verbraucher betrieben werden sollen. Abb. 1.1 & Abb. 1.2 geben einen Überblick über die Dauer und Häufigkeit von Netzspannungseinbrüchen in Europa. Durch die zunehmende Liberalisierung und den gesteigerten Wettbewerb, wird allgemein erwartet, dass die Zuverlässigkeit der Versorgung in Zukunft sinkt. Es wird erwartet, dass der Markt für USV-Systeme und dezentrale Energieversorgung weiter zunimmt (siehe dazu auch [47, 48, 49, 50]). Das Interesse an zuverlässigen, kostengünstigen Alternativen zu den am Markt bereits verfügbaren Systemen ist damit weiterhin hoch.
Eine spezielle USV-Topologie dient im Rahmen dieser Arbeit zur Untersuchung von Rückwirkungen auf den Zwischenkreis. Kapitel 4 gewährt dazu einen Einblick in den Aufbau und die Steuerung von USV-Systemen in der oben eingeschränkten Variante. Ein besonderes Augenmerk wird dabei einer transformatorlosen Topologie zur Erzeugung eines 4-Phasen Netzes geschenkt. Diese Topologie lässt sich in allen Anwendungsfällen, in denen die Gleichspannungsversorgung nicht potentialgebunden ist, einsetzen und hat den

Vorteil, dass sie ohne Transformator auskommt. Damit halbieren sich in etwa die Komponentenkosten - ein erheblicher Wettbewerbsvorteil. Derartige Schaltungen finden bisher nur als aktive Filter Verwendung. Einen ersten Ansatz in diese Richtung findet sich in [37], der auf den Einsatz eines Transformators zur Nullpunktgenerierung verzichtet. Allerdings wird hier der Nullleiter aus einer in der Potentialmitte geerdeten Photovoltaikanlage gewonnen und nicht separat geregelt (Das zum Einsatz kommende Verfahren entspricht dem dreier unabhängiger einphasiger Regelungen). Die konventionelle Methode zum Aufbau einer USV wird lediglich zum Vergleich betrachtet. Im Kapitel 4 werden alle wesentlichen Schritte zu Entwurf, Dimensionierung, Regelung und Simulation dargestellt:

- Die Systemdarstellung in dq0-Koordinaten
- Dimensionierung des Ausgangs-/Schaltfilters
- Unterschiedliche Auswirkungen der PWM-Implementierung
- Optimierung der Reglerparameter

Messergebnisse von einer 50kW/62,5kVA - Anlage runden das Kapitel ab.

1.3. Ziele und Inhalte der Arbeit

Ziel der Arbeit ist es ein grundlegendes Verständnis zur Stabilität von Gleichspannungsnetzen zu vermitteln. Dazu sind eine Reihe von Fragestellungen interessant:

- Wann droht ein Gleichspannungssystem oder ein Spannungszwischenkreis instabil zu werden ?
- Welche Regelungsmöglichkeiten bestehen für Gleichspannungssysteme und welchen Einfluss hat die Wahl der Regelung auf die Stabilität des Systems ?
- Existieren praktikable Möglichkeiten, die Anforderungen nach einzelnen Baugruppen z.B. nach Quellen und Lasten getrennt anzugeben ? Dies wäre ein entscheidender Schritt zu modularen Lösungen in komplexen Spannungsversorgungen.
- Wie lassen sich Baugruppen zur Stabilitätsanalyse vereinfachen und welche Voraussetzungen bestehen für diese Vorgehensweise ?
- Lassen sich nichtlineare Verfahren anwenden um Probleme bei der Linearisierung zu umgehen ? Ist es evtl. möglich, auf diese Weise die Stabilität für ganze Betriebsbereiche (Belastung, Einspeiseleistung, Spannungsniveau) zu betrachten ?
- Welche Komponenten bestimmen die Stabilität maßgeblich und sind folglich mit Sorgfalt zu dimensionieren ?
- Welchen Einfluss haben und können gezielte Modifikationen der Regler haben, um dämpfend auf das System einzuwirken ?
- Ist es möglich bzw. sinnvoll durch zusätzliche Baugruppen Einfluss auf die Stabilität des Systems zu nehmen ? Welche Möglichkeiten eröffnen sich hier und wie sind derartige Baugruppen auszulegen bzw. zu regeln um optimale Ergebnisse zu erzielen ?
- Wie lässt sich die Stabilität in nichtlinearen Systemen erfassen. Insbesondere B6-Brücken, häufigste Quelle für Spannungszwischenkreise sind dabei von Interesse. Welche Faktoren beeinflussen hier die Stabilität vorteilhaft ?

2. Stabilität verteilter dc-Netze

Das Kapitel beschäftigt sich mit den verschiedenen Möglichkeiten, die Stabilität in verteilten dc-Netzen zu untersuchen. Es werden ausgewählte Methoden vorgestellt und Vor- bzw. Nachteile herausgearbeitet. Zunächst wird jedoch auf die verschiedenen Möglichkeiten zur Regelung eines dc-Netzes eingegangen. Die verschiedenen Regelmechanismen, die dazu notwendig sind, werden wie folgt unterschieden:

1. Gerätespezifische Regelung:
   Darunter wird der Teil der Regelung zusammengefasst, der ein am dc-Netz angeschlossenes Gerät regelt. Sei es die Regelung einer USV, welche von einem stabilen dc-Netz versorgt wird, die Regelung einer „micro turbine“ oder die Regelung eines Umrichters zum Betrieb einer Asynchronmaschine.

2. Systembezogene Stabilität:
   Durch die Verbindung verschiedener Systeme, z.B. einer USV mit einer „mirco turbine“ kann es zu Problemen bezüglich Systemstabilität kommen, aber auch bzgl. des dynamischen Verhaltens, z.B. durch Überspannungen während Lastwechseln. Alle gerätespezifischen Regelungen müssen derart ausgelegt sein, dass diese Probleme nicht auftreten - unter Umständen ergeben sich dadurch Einschränkungen bezüglich Ihrer eigentlichen Regelungskriterien. So kann z.B. die USV gezwungen sein, die Qualität ihrer Ausgangsspannung kurzfristig zu vermindern, um einen zusätzlichen regelungstechnischen Freiheitsgrad zu gewinnen, um den Zwischenkreis zu dämpfen (z.B. während transienter Vorgänge).

3. Systembezogene Regelung mit geringer Dynamik:
   Betrachtet man ein abgeschlossenes Verteilnetz, so ist eine übergeordnete Regelung zum Betrieb notwendig. Sie muss (wie auch im elektrischen Verbundnetz) für eine Aufteilung der Einspeiseleistung sorgen und niederfrequente Schwingungen in der Leistungsbilanz der einzelnen Einspeiseeinheiten verhindern.

Der erste Punkt (Gerätespezifische Regelung) ist eng verknüpft mit der jeweiligen Applikation und soll im folgenden nicht weiter betrachtet werden. Der letzte Punkt (Systembezogene Regelung mit geringer Dynamik) wird im folgenden nur bei der Regelung durch Spannungsabsenkung mit einbezogen. Weiterführende Betrachtungen setzten eine genauere Kenntnis eines derartigen dc-Netzes mit den daran angeschlossenen Einheiten voraus. Der zweite Teil (systembezogene Stabilität) wird im Abschnitt 2.2 (Betrachtungsvarianten zur Stabilitätsuntersuchung) ausführlich erläutert.

2.1. Regelung verteilter Gleichspannungsnetze

Betrachtet man ganz allgemein ein Gleichspannungsnetz, so ergeben sich im wesentlichen zwei Möglichkeiten zur Regelung:

- Regelung nach dem „Master-Slave“-Prinzip

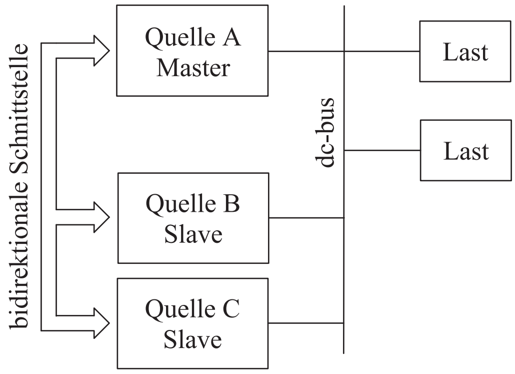

Abbildung 2.1.: Versorgung eines dc-bus durch mehrere Quellen

- Regelung über den Spannungsabfall

Beide Verfahren sollen kurz mit ihren Vor- und Nachteilen angerissen werden.

2.1.1. Regelung nach dem „Master-Slave“-Prinzip

Ein einfacher Weg mehrere Quellen parallel zu schalten stellt das „Master-Slave“-Prinzip dar. Wenn mehr als eine Quelle einspeist, fungiert eine als „Master“ welche die Regelung der Ausgangsspannung und die Lastaufteilung zwischen den Quellen bestimmt und die restlichen Quellen arbeiten als „Slave“, d.h. sie fungieren nur als gesteuerte Stromquellen deren Sollwert vom „Master“ vorgegeben wird (siehe z.B. [19]). Die Variante hat Vorzüge was die Lastaufteilung zwischen den Quellen anbelangt. Abb. 2.1 verdeutlicht das Prinzip. Über die Kommunikationsschnittstelle ist die Master-Quelle in der Lage die Spannung am Ausgang zu regeln und eine adäquate Aufteilung der Einspeiseleistung sicher zu stellen. Das Prinzip wird angewandt, wenn erhöhte Leistung oder erhöhte Redundanz gefordert wird.

Vorteile:

- Der „Master“ kann entscheiden welche Quelle den Lastanforderungen gerecht wird. Das ist besonders wichtig, wenn Quellen unterschiedlicher Art (bzgl. Leistung, Kosten, etc.) zur Auswahl stehen.
- Energiespeicher lassen sich optimal regeln, um Spannungseinbrüche zu überbrücken.
- Wenn Lasten ebenfalls mit einer Kommunikationsschnittstelle ausgestattet sind (z.B. bei elektronischen Lasten), so ist es möglich fehlerhafte Geräte zu detektieren, indem sämtliche Meßsignale beim „Master“ verglichen werden.
- Wenn Quellen nicht stabil bzw. zuverlässig arbeiten, ist es möglich diese zu identifizieren und abzuschalten.
- Da der gesamte Gleichspannungsbus von einem Gerät kontrolliert wird, eröffnet sich ein breites Spektrum an Fehlererkennungs- und Reaktionsmöglichkeiten.

Nachteile:

- Kommunikation zwischen den Quellen ist notwendig.

- Die Datenübertragungsgeschwindigkeit der Kommunikation bestimmt wesentlich die Regelungsmöglichkeiten. Wird eine langsame Kommunikation eingesetzt, lassen sich nur stationäre Lastaufteilungen umsetzten. Für transiente Vorgänge muss dann auf andere Verfahren zurückgegriffen werden (siehe nächster Abschnitt). Geräte die hohe Dynamik erfordern sind unabhängig zu betreiben (z.B. Flywheel).
- Ist die Kommunikation gestört, muss u.U. das gesamte Netz abgeschaltet werden.
- Da die gesamte Regelung über den „Master“ stattfindet, muss in jeder Konfiguration ein „Master“ vorhanden sein.
- Der „Master“ muss eine leistungsfähige Regelung besitzen, um alle Anforderungen zu erfüllen.

2.1.2. Regelung über den Spannungsabfall

Eine allgemein übliche Methode mehrere Spannungsquellen an einen gemeinsamen Bus anzuschließen ist die Regelung über den Spannungsabfall. In [12, 13, 14, 15, 16, 17, 18] werden einige Variationen beschrieben. Die Methode gewährleistet keine präzise Lastregelung, besitzt dafür Vorteile während transienter Vorgänge. In [12] wird die Regelung eingehend beschrieben und ein neuartiges Verfahren mit variablem Spannungsabfall vorgestellt. Die folgenden Erläuterungen beziehen sich auf diese Veröffentlichung. Abb. 2.2 zeigt die Grundschaltung, um diese Regelung einzusetzen. Zwei Spannungsquellen werden mit einer Last verbunden. Da es nicht möglich ist ideale Spannungsquellen miteinander zu verbinden, sind Maßnahmen zu ergreifen, um eine adäquate Lastaufteilung zwischen beiden Quellen zu gewährleisten. Eine einfache Möglichkeit ist es eine serielle Impedanz vor jede Quelle zu legen (Z_1, Z_2). Als Konsequenz ist die Ausgangsleistung jeder Quelle abhängig vom Spannungslevel an der Last. Wie in Abb. 2.3 dargestellt, versorgt jede Spannungsquelle die Last mit einer Leistung P_{op}, welche sich aus der aktuellen Spannung an der Last (U_{bus}) und der gewählten Impedanz ergibt. Im allgemeinen wird dabei die Impedanz entsprechend der Quellenleistung gewählt. Wenn die Impedanz (Z_1, Z_2) umgekehrt proportional zur Ausgangsleistung der jeweiligen Quelle gewählt wird, ist die Leistungsaufteilung zwischen den Quellen ihrer Ausgangsleistung proportional. Im Fall selbstgeführter Stromrichter als Quellen, lässt sich dieser Effekt durch eine einfache Modifikation in der Regelung erreichen. Der Referenzwert für die Ausgangsspannung wird über den Ausgangsstrom bestimmt. Die Lastaufteilung erfolgt damit verlustlos und nicht wie z.B. bei parallel geschalteten Batterien über den Innenwiderstand. Die Regelung der Quellen über einen Spannungsabfall hat zwei wesentliche Vorteile: Keine Kommunikation zwischen den Quellen wird benötigt und die Realisierung ist einfach. Es ergeben sich aber auch zwei wesentliche Nachteile:

- Ist das Verhältnis Ausgangsleistung/Spannungsabweichung groß, ist die Spannungsregelung gut. Kleine Unterschiede zwischen den parallelen Quellen führen in diesem Fall zu einer ungleichmäßigen Lastaufteilung. Abb. 2.4 verdeutlicht diesen Umstand für zwei unterschiedliche Quellen A und B. Wenn das Verhältnis von Ausgangsspannung und Ausgangsleistung klein ist, lässt sich eine gleichmäßige Lastverteilung erreichen. Dafür sind die Spannungsabweichungen groß.
- Die Lösung ist nicht unabhängig vom Aufbau des Netzes und des Lastanschlusses. In Abb. 2.5 wird eine Last von zwei entfernt liegenden Quellen versorgt. Wenn die Leitungsimpedanz R_{L1} und R_{L2} in der gleichen Größenordnung liegen wie die internen

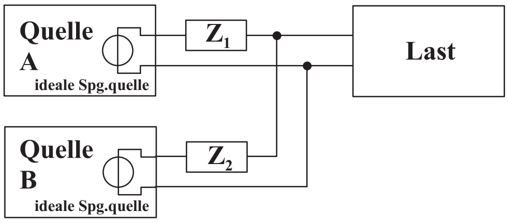

Abbildung 2.2.: Lastaufteilung durch Spannungsabfall

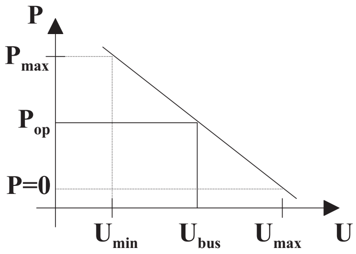

Abbildung 2.3.: Zusammenhang dc-bus Spannung / Quellenleistung

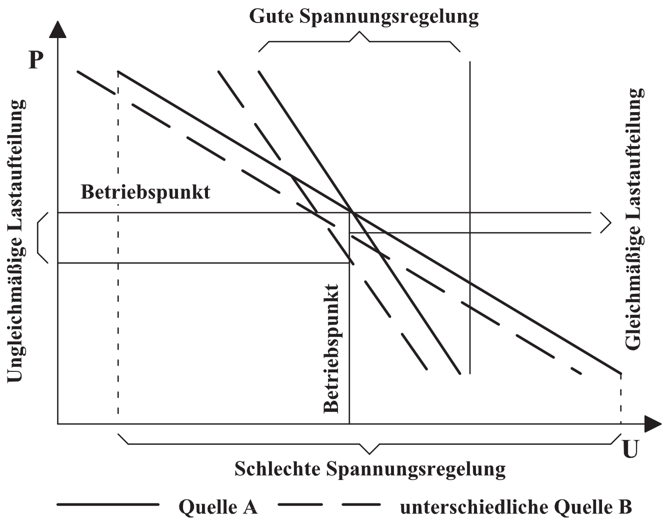

Abbildung 2.4.: Zusammenhang Lastaufteilung / Spannungsregelung

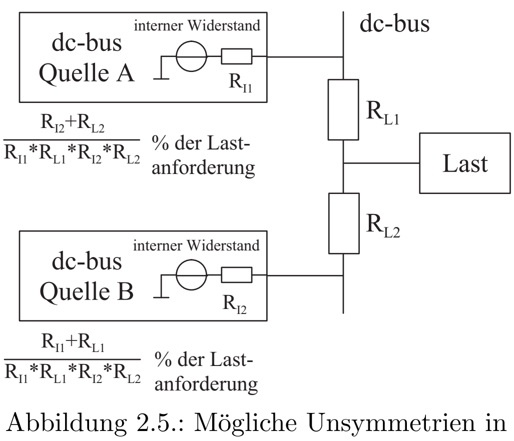

Abbildung 2.5.: Mögliche Unsymmetrien in der Lastverteilung

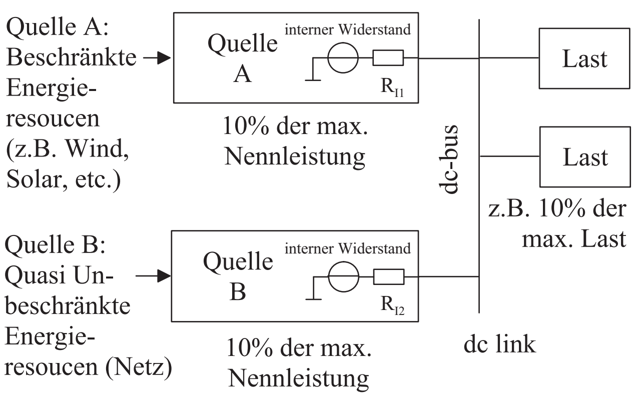

Abbildung 2.6.: Kein Energiemanagement möglich

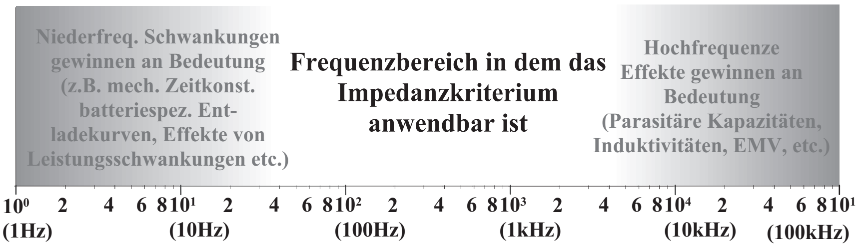

Abbildung 2.7.: Gültigkeitsbereich für die Impedanzbetrachtungen

Widerstände R_{I1} und R_{I2} unterscheidet sich die Spannungsmessung am Quellenausgang von der Spannung an der Last. Die Lastaufteilung zwischen den Quellen A und B wird vom Verhältnis zwischen R_{L1} und R_{L2} beinflußt. Abb. 2.5 gibt auch die tatsächliche prozentuale Lastverteilung an. Der einzige Weg diese Einschränkung zu umgehen ist ein supraleitender Gleichspannungsbus, wie er in [16] betrachtet wird.

- Einen weiteren Nachteil dieser einfachen Variante verdeutlicht Abb. 2.6: Werden z.B. Windenergieerzeuger als Quelle eingesetzt, so ist es wünschenswert die Einspeiseleistung direkt an der Quelle zu regeln und die jeweils günstigste Energieart auszuwählen. Wird hingegen die Leistung fest mit dem Spannungslevel verbunden, ist eine optimale Ausnutzung der Ressourcen nicht möglich.

Die Regelung über den Spannungsabfall ist am häufigsten anzutreffen (Jede Parallelschaltung von Batterien hat inhärent dieses Prinzip).

2.2. Betrachtungsvarianten zur Stabilitätsuntersuchung

In verteilten Gleichspannungsnetzen ist die Stabilität im kleinen von Bedeutung. Besonders wenn mehrere - speziell geregelte elektronische Lasten - durch dieses Gleichspannungsnetz versorgt werden. Weder die vorher beschriebene „Regelung über den Spannungsabfall“ noch das „Master-Slave“-Prinzip zur Regelung von Gleichspannungsnetzen tragen dieser speziellen Fragestellung Rechnung. Die Betrachtung der Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz im folgenden als Impedanzanalyse bezeichnet widmet sich dieser Problemstellung. Die Impedanz-Betrachtungen lassen sich prinzipiell auf alle Arten von Gleichspannungsnetze und Konfigurationen anwenden. Es gibt aber auch eine ganze Reihe von Einschränkungen und Betrachtungsgrenzen. Abb. 2.7 zeigt den Frequenzbereich in dem das Kriterium angewendet werden kann. Die genauen Grenzen lassen sich erst bestimmen, wenn die Modelle für die einzelnen Baugruppen festgelegt sind.

- Langzeitstabilität kann nicht überprüft werden. Wird eine Batterie gespeiste Quelle am Bus durch ihren Umrichter (z.B. buck-boost converter) modelliert, ist es denkbar, dass das Großsignalverhalten dazu führt, dass die Batterie zyklisch ge- und entladen wird auch wenn dies nicht notwendig wäre.

- Lastaufteilung kann nicht betrachtet werden. Niederfrequente Leistungsschwankungen zwischen parallelen Quellen können auftreten.

- Zyklische Lastwechsel wie sie z.B. bei Phasenanschnittsteuerungen (Anregungen mit 100Hz) oder Lasten mit Schwingungs-Packetsteuerung (z.B. elektrische Heizgeräte mit Anregungen $< 10Hz$) können sich ebenfalls negativ auf den Bus auswirken, werden aber von dieser Betrachtung nicht abgedeckt.

Diese Effekte werden nicht erfasst, da sich die Betrachtung auf das Kleinsignalverhalten beschränkt. Beim Betrieb eines isolierten Busses ist dies Aufgabe einer übergeordnete Leistungsregelung. Der letzte Punkt ist besonders bei Applikationen mit hoher Dynamik wichtig. Bei Werkzeugmaschinen, welche zunehmend mit verteilten Antrieben und einem gemeinsamen Bus ausgerüstet werden, kann auf diese Weise die Stabilität gewährleistet werden. Es ist jedoch ferner zu untersuchen, ob es durch schnelle Lastwechsel zu Überspannungen kommt. Die obere Frequenzgrenze ist bestimmt durch die Modelltiefe der einzelnen Baugruppen. Für Frequenzen im Bereich der Schaltfrequenz ist das Mittelwertmodell für den Umrichter nicht mehr anwendbar. Einige dieser Effekte sind:

- Totzeit Effekte: Effekte durch synchrone, zeitdiskrete Signalerfassung, Regelungstotzeit, PWM-Totzeit.
- Parasitäte Elemente, welche meist schwer abschätzbar sind, gewinnen an Bedeutung.
- EMV Effekte erscheinen.

Allerdings gibt es eine Reihe von Argumenten dafür, dass der Frequenzbereich oberhalb der Schaltfrequenz nicht weiter von Interesse ist für die Stabilität des Systems:

- Wie später (siehe 2.6.1) gezeigt wird, hat die Zwischenkreiskapazität einen wesentlichen Einfluss auf die Impedanz im höheren Frequenzbereich (>Schaltfrequenz)).
- Elemente, welche die Stabiltiät in diesem Frequenzbereich beeinflussen, sind schwer zu lokalisieren und abzuschätzen. Selbst wenn diese Parameter mit in die Betrachtungen einbezogen würden, wäre es schwierig die Einhaltung der Parameter in vorgegebenen Grenzen zu halten.

Die Vorgehensweise auf diese Art das Stabilitätsverhalten zu untersuchen findet sich in einer Reihe von Veröffentlichungen [33, 34, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32] wieder. Im folgenden sollen kurz die Möglichkeiten und Grenzen des Verfahrens dargestellt werden. Sowie einige Herangehensweisen betrachtet, verglichen und z.T. bewertet werden.

2.2.1. Idee der Impedanzanalyse

Die Stabilität bezüglich des Kleinsignalverhaltens wird bestimmt durch das Verhältnis zweier Impedanzen Z_S/Z_L zwischen Quelle und Last. Dies wird anhand eines einfachen Beispiels dargestellt [33, 34]. Die Grundidee besteht darin, die Verbindung zwischen Quelle und Last wie in Abb. 2.8 zu betrachten. Die Impedanzen Z_S bzw. Z_L sind komplexe, frequenzabhängige Impedanzen der Quelle und der Last. Es wird angenommen, dass Z_S als auch Z_L approximiert werden können durch lineare, zeitinvariante Übertragungsfunktionen. Damit lassen sie sich auch darstellen durch:

$$Z_S = \frac{N_S}{D_S} \qquad \text{und} \qquad Z_L = \frac{N_L}{D_L} \tag{2.1}$$

$$\text{mit} \quad N_S, N_L: \quad \text{Zählerpolynom} \quad \text{und} \quad D_S, D_L: \quad \text{Nennerpolynom}$$

Unter der Annahme, dass die Last sich stabil betreiben lässt an einer idealen Spannungsquelle hat N_L keine Nullstellen in der rechten Halbebene. Diese Voraussetzung besagt nicht, dass die Quelle ideal sein muss. Nach Abb. 2.8 ergibt sich mit $Z_S = 0$ für

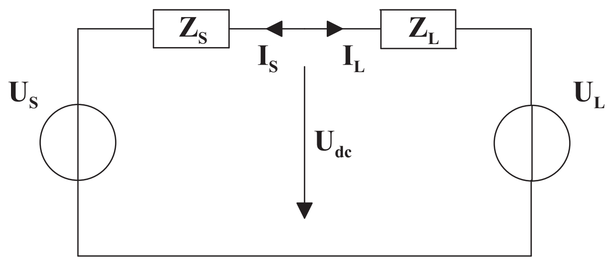

Abbildung 2.8.: Schaltung zur Stabilitätsanalyse mit Quell- und Lastimpedanz

die Übertragungsfunktion $I_L = U_S/Z_L = U_S \cdot \frac{D_L}{N_L}$ und N_L als charakteristisches Polynom. Ebenso kann angenommen werden, dass die Quelle sich stabil betreiben lässt, wenn sie eine Konstantstromquelle versorgt. Die Konstantstromquelle entfällt bei der Linearisierung, es gilt $Z_L = 0$. D_S hat dann keine Nullstellen in der rechten Halbebene. Es sei noch angemerkt, dass beide Voraussetzungen eine Quelle und eine Last festlegen, aber nicht, ob eine Komponente Leistung liefert oder bezieht, obwohl diese Definitionen oft einhergehen. Von Abb. 2.8 lässt sich ableiten:

$$U_{dc} = \frac{Z_L}{Z_S + Z_L} \cdot U_S + \frac{Z_S}{Z_S + Z_L} \cdot U_L$$

Wird Z_S und Z_L ersetzt nach Gl. 2.1 ergibt sich:

$$U_{dc} = \frac{N_L D_S \cdot U_S + N_S D_L \cdot U_L}{N_L D_S + N_S D_L}$$

Daraus folgt:

$$U_{dc} = \frac{N_L D_S \cdot U_S + N_S D_L \cdot U_L}{N_L D_S \cdot (1 + Z_S Y_L)} \qquad \text{mit} \quad Y_L = \frac{1}{Z_L} \quad \text{Lastadmittanz} \tag{2.2}$$

Solange weder N_L noch D_S Nullstellen in der rechten Halbebene besitzen, folgt direkt, dass das System aus Abb. 2.8 stabil ist, wenn $(1 + Z_S Y_L)$ keine Nullstellen in der rechten Halbebene besitzt.

2.2.2. Analytische Stabiltiätsberechnung

Sicher die eleganteste Methode ist es, die Stabilitätsgrenze analytisch zu berechnen: Abb. 2.9 zeigt eine einfache Schaltung mit konzentrierten, idealen Bauelementen. Die Last ist eine CPL (Last mit konstanter Leistung). Eine CPL ist eine geregelte Last. Wie sich später zeigt, wirkt diese Lastart destabilisierend und wurde deshalb als Beispiel ausgewählt. Um die CPL zu beschreiben wird sie um den stationären Betriebspunkt linearisiert:

$$\begin{aligned} &P_L = U_L \cdot I_L = const \quad \rightarrow \quad I_L = \frac{P_L}{U_L} \\ &I_L = \frac{P_{L0}}{U_{L0}} + \triangle I_L = \frac{P_{L0}}{U_{L0}} - \frac{P_{L0}}{U_{L0}^2} \cdot \triangle U_L \quad \text{daraus folgt:} \quad \frac{\triangle U_L}{\triangle I_L} = -\frac{U_{L0}^2}{P_{L0}} = -R_L \end{aligned} \tag{2.3}$$

Schon für dieses einfache Beispiel wird eine Linearisierung benötigt, aufgrund der Annahme, dass die Last eine CPL ist. Dies ist auch der Grund, das alle Kriterien, die ein lineares System voraussetzen, nur im Kleinsignalbereich gültig ist. Analytisch lässt sich

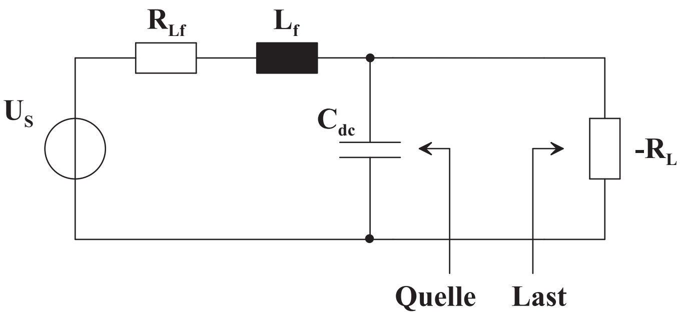

Abbildung 2.9.: Beispiel zur Erläuterung des Verfahrens

die Stabiltätsgrenze durch die Wurzeln des charakteristischen Polynoms bestimmen. Zustandsgleichungen:

$$\begin{pmatrix} U_{dc} \\ I_{Lf} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{C_{dc}} \cdot \left(I_{Lf} - \frac{P_L}{U_{dc}} \right) \\ \frac{1}{L_f} \cdot (U_S - U_{dc} - R_{Lf} I_{Lf}) \end{pmatrix} \tag{2.4}$$

Mit den Zustandsgrößen U_{dc}, I_{Lf} sowie den Systemparametern C_{dc}, L_f, R_{Lf} und einer CPL mit der Leistung P_L. Linearisiert man das System um einen stationären Arbeitspunkt bei P_{L0} und U_{dc0} führt das auf das lineare Zustandsgleichungssystem:

$$\begin{pmatrix} \triangle U_{dc} \\ \triangle I_{Lf} \end{pmatrix}' = \begin{pmatrix} \frac{P_{L0}}{C_{dc} \cdot U_{dc0^2}} & \frac{1}{C_{dc}} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_{Lf}}{L_f} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \triangle U_{dc} \\ \triangle I_{Lf} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{C_{dc} \cdot U_{dc0}} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \triangle U_S \\ \triangle P_L \end{pmatrix} \tag{2.5}$$

Dabei ist der negative Widerstand $R_L = \frac{U_{dc0}^2}{P_{L0}}$. Die Stabilität des Systems kann anhand der Eigenwerte des Systems (welche für Stabilität allesamt in der linken Halbebene liegen müssen) berechnet werden. Dies geschieht über die Systemdeterminante:

$$\det \left\{ \lambda I - \begin{pmatrix} \frac{P_{L0}}{C_{dc} \cdot U_{dc0}^2} & \frac{1}{C_{dc}} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_{Lf}}{L_f} \end{pmatrix} \right\} \stackrel{!}{=} 0 \tag{2.6}$$

Es ergibt sich folgende Bedingung:

$$\left(\lambda^2 + \left(\frac{R_{Lf}}{L_f} - \frac{P_{L0}}{C_{dc} \cdot U_{dc0}^2} \right) \cdot \lambda - \frac{R_{Lf}}{L_f} \cdot \frac{P_{L0}}{C_{dc} \cdot U_{dc0}^2} + \frac{1}{L_f \cdot C_{dc}} \right) \stackrel{!}{=} 0 \tag{2.7}$$

Sind alle Koeffizienten dieser Gleichung positiv, so liegen alle Lösungen für λ in der linken Halbebene und das System ist stabil:

$$\begin{aligned} \frac{R_{Lf}}{L_f} - \frac{P_{L0}}{C_{dc} \cdot U_{dc0}^2} > 0 \quad & \Rightarrow R_{Lf} \cdot C_{dc} \cdot R_L > L_f \quad \text{mit:} \quad R_L = \frac{U_{dc0}^2}{P_{L0}} \\ -\frac{R_{Lf}}{L_f} \cdot \frac{P_{L0}}{C_{dc} \cdot U_{dc0}^2} + \frac{1}{L_f \cdot C_{dc}} > 0 \quad & \Rightarrow R_L > R_{Lf} \end{aligned} \tag{2.8}$$

Die Bedingung $R_L > R_{Lf}$ sollte auf jeden Fall erfüllt sein. Für $R_L < R_{Lf}$ kann P_{L0} nicht zur Verfügung gestellt werden, da die Verluste in R_{Lf} zu hoch sind. Die Bedingung widerspricht also direkt der Voraussetzung einer Last definierter Leistung P_{L0}. Bis zum Erreichen dieser Grenze steigen die Verluste in R_{Lf} bis auf P_{L0} an. Die zweite Bedingung gibt an, wann der Effekt des negativen Widerstandes der CPL die Dämpfung im Schwingkreis aus L_f und C_{dc} aufhebt. Wird diese Bedingung verletzt, setzt eine Schwingung mit der Resonanzfrequenz $f_{res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_f \cdot C_{dc}}}$ ein. Die Stabilitätsgrenze für die Schaltung nach Abb. 2.9 ist damit bestimmt durch:

$$\boxed{R_{Lf} \cdot C_{dc} \cdot R_L > L_f} \quad und \quad \boxed{R_L > R_{Lf}} \qquad \text{mit:} \quad R_L = \frac{U_{dc0}^2}{P_{L0}} \tag{2.9}$$

Diese Methode erscheint anhand des Beispieles einfach. Allerdings ist die analytische Berechnung i.A. (d.h. von wenigen Spezialfällen abgesehen) nur für Systeme mit weniger als 5 Zuständen möglich. Hat das System mehr als zwei Zustände, so ist die Berechnung bereits mit erheblichem Aufwand verbunden. Deshalb werden im folgenden kurz die gängigen Verfahren zur Stabilitätsanalyse dargestellt.

2.2.3. Verfahren nach Nyquist

Beim Verfahren nach Nyquist werden die Ortskurven des offenen Kreises (Nyquist Kurve) betrachtet. Abb. 2.10 zeigt die Nyquist Kurve für das einfache Beispiel aus Abb. 2.9 für zwei unterschiedliche Parametersätze die in einer stabilen und in einer instabilen Variante münden. Die Werte für die Abb. 2.10 sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Gemäß Abb.

Bauelement	stabiler Fall	instabiler Fall
Spannungsquelle U_S	$540V$	
Leistung der CPL P_L	$10kW$	
Widerstand R_{Lf}	$300m\Omega$	
Spannung U_{dc}	$U_{dc} = U_S/2 + \sqrt{U_S^2/4 - R_{Lf}P_L} \approx 534.4V$	
Induktivität L_f	$10mH$	
Kapazität C_{dc}	$10mF$	$0.5mF$
äquivalenter Widerstand R_L	$U_{dc}^2/P_L \approx 28.56\Omega$	

Tabelle 2.1.: Parametersatz für das Beispiel nach Abb. 2.10

2.8 lassen sich die Impedanzen für das Beispiel aus Abb. 2.9 wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} Z_S &= \left(j\omega C_{dc} + \frac{1}{R_{Lf} + j\omega L_f}\right)^{-1} = \left(\frac{j\omega C_{dc} R_{Lf} - \omega^2 C_{dc} L_f + 1}{R_{Lf} + j\omega L_f}\right)^{-1} \\ &= \frac{R_{Lf} + j\omega L_f}{j\omega C_{dc} R_{Lf} - \omega^2 C_{dc} L_f + 1} \qquad (2.10) \\ Z_L &= -R \qquad (2.11) \end{aligned}$$

Aus Gl. 2.2 ergibt sich als Ortskurve des offenen Kreises das Impedanzverhältnis:

$$G(\omega) = \frac{Z_S}{Z_L} = \frac{1}{-R} \cdot \frac{R_{Lf} + j\omega L_f}{j\omega C_{dc} R_{Lf} - \omega^2 C_{dc} L_f + 1} \tag{2.12}$$

Abb. 2.10 zeigt die Funktion $G(\omega)$ sowohl für den stabilen wie auch den instabilen Parametersatz. Die Stabilitätsgrenze lässt sich nach Gleichung 2.9 bestimmen zu $C_{dc} = 1.17mF$.

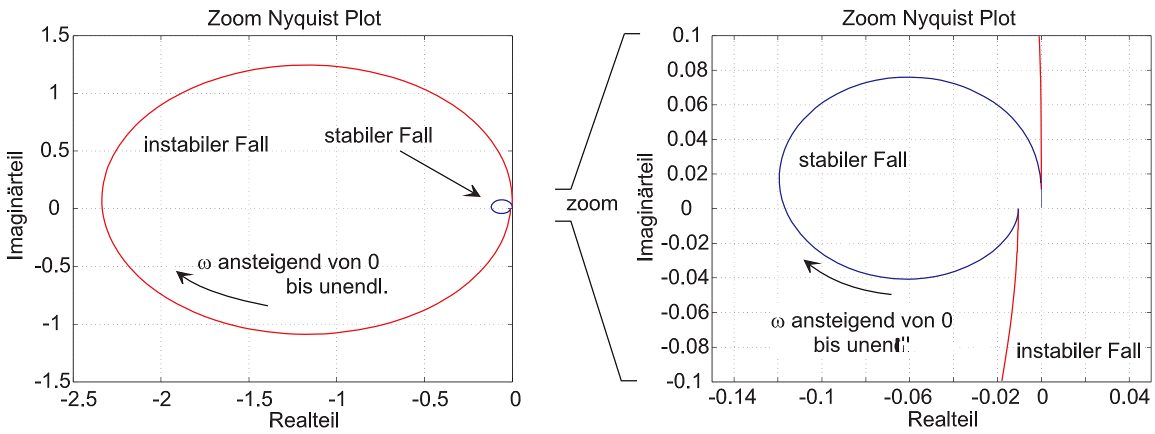

Abbildung 2.10.: Nyquistkurve für die Schaltung nach Abb. 2.9. Stabiler und instabiler Fall

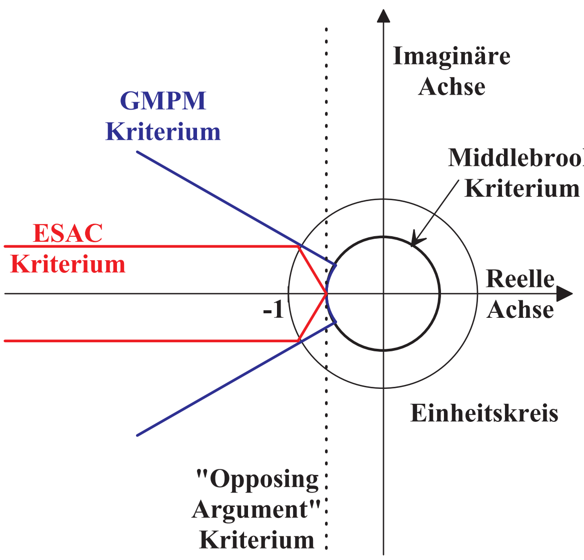

Abbildung 2.11.: Übersicht der Verschiedenen Grenzkurven der vereinfachten Stabilitätskriterien

2.2.4. Vereinfachte Stabiltiätskriterien

Will man für ein System das von mehreren Parametern abhängt die Stabilität gewährleisten, so ist es oft schwierig, das Kriterium von Nyquist sicherzustellen. Meist ist auch eine ausreichende Dämpfung zu fordern. Es gibt daher eine Reihe vereinfachter Stabilitätskriterien die auf dem Nyquistkriterium beruhen.

Middlebrook Kriterium

Das Kriterium von Middlebrook fordert, dass die Nyquistkurve in einem Kreis um Null mit Radius < 1 liegt. Es entstand in Zusammenhang mit der Betrachtung von Eingangsfiltern, wobei stets auf [4] verwiesen wird. Dabei handelt es sich um einen relativ konservatives Kriterium. Für das Beispiel in Abb. 2.9 ist es erfüllt (auch für alle $C_{dc} > 1.17mF$).

„Opposing Argument“ Kriterium

Die Nyquist Kurve liegt rechts einer Gerade, welche parallel zur imaginären Achse verläuft. Die Gerade scheidet die reelle Achse in einem Wert zwischen -1 und 0. Am Schnittpunkt der Linie mit der reellen Achse wir eine minimale Phasenreserve garantiert. Jede Nyquistkurve die rechts dieser Linie verläuft kann den Punkt -1 nicht umschließen, folglich sind alle zugehörigen Systeme mit geschlossenem Kreis stabil. Ein Vorteile des „Opposing Argument“-Kriterium liegt in der simplen praktischen Überprüfbarkeit, falls die Gerade die reelle Achse im Punkt -0.5 schneidet. Siehe dazu auch Anhang A. Auf diesem Sachverhalt bauen auch die Veröffentlichungen [23, 24, 25] auf.

GMPM Kriterium

Das GMPM-Kriterium (gain margin / phase margin) Kriterium versucht die Einschränkungen noch weiter zu verringern, indem die Fläche für zulässige d.h. stabile Nyquist-Kurven weiter vergrößert wird. Man beachte: Obwohl die gleiche Grenzkurve zur Einschränkung einer Phasenreserve und eines Amplitudenrandes eingesetzt wird, ist sie damit nicht zu verwechseln. Eine Einschränkung der Phasenreserve und des Amplitudenrandes erfolgt durch die Betrachtung der Pole des charakteristischen Polynoms des geschlossenen Kreises. Alle Pole müssen dabei links der Grenzkurve liegen. Die Geraden schränken die Phasenreserve ein und das Kreisstück mit Radius < 1 den Amplitudenrand.

ESAC Kriterium

Ein neues Kriterium, vorgeschlagen in [33], wurde mit dem Ziel entwickelt, einen noch größeren Freiheitsgrad für den Systementwurf zu gestatten, da ein kleinerer Teil der komplexen Ebene als verbotenes Gebiet deklariert wird. Dies soll ausreichende Stabilität gewährleisten und dabei gleichzeitig geringere Einschränkungen an die Systemdynamik und die Auswahl der Bauelemente festlegen. Allerdings sei hier angemerkt, dass das Kriterium einen wesentlichen Nachteil hat:

- Das ESAC Kriterium ist nicht hinreichend.

Es sei angemerkt, dass keines der vereinfachten Kriterien notwendig für die Stabilität ist.

Nyquist Kriterium

Das Nyquist Kriterium stellt kein vereinfachtes Kriterium dar. Es ist notwendiges und hinreichende Kriterium für Stabilität. Um eine hinreichende Dämpfung zu gewährleisten, kann ein Kreis um den Punkt -1 gezogen werden. Lässt die Nyquist-Kurve den Punkt -1 links (von $\omega = 0$ bis ∞) und schneidet dabei nicht den Kreis, so ist eine minimaler Amplitudenrand für alle Frequenzen sichergestellt. Das System ist stabil.

Inverse Nyquist-Darstellung

Zur Darstellung der Ortskurve wird die Übertragungsfunktion des offenen Kreises F_O gewählt. Das Nyquist Kriterium gibt Auskunft, ob der geschlossene Kreis $F_G = \frac{F_O}{1+F_O}$ stabil ist. Erweitert man F_G mit $1/F_O$, ergibt sich $F_G = \frac{1}{1+1/F_O}$. Die Stabilität des geschlossenen Kreises kann somit auch durch die Betrachtung der Ortskurve von $1/F_O$ untersucht werden. Diese Darstellung wird inverse Nyquist-Darstellung genannt. In diesem Zusammenhang soll ein besonderer Umstand erwähnt werden. Die Zuordnung der

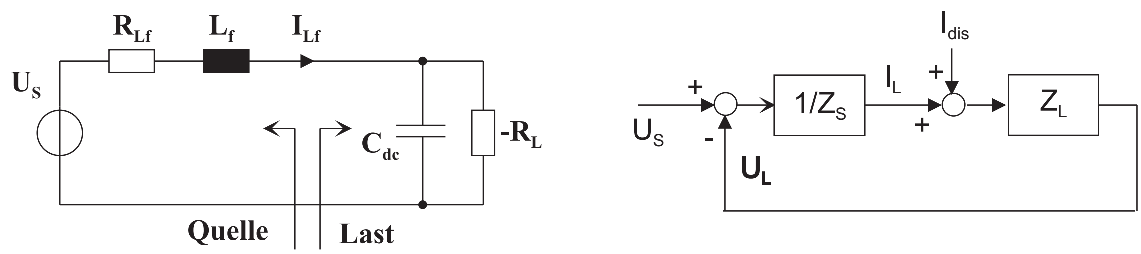

Abbildung 2.12.: Links: Identische Beispielschaltung mit unterschiedlicher Aufteilung der Komponenten in „Quelle“ und „Last“. Rechts: Regelungstechnische Darstellung der Schaltung.

Elemente zur Last oder Quelle kann zu unterschiedlichen Resultaten führen, wenn eines der vorherig aufgezählten, vereinfachten Kriterien angewandt wird (Nyquist Kriterium ausgenommen). Betrachtet man das gleiche Beispiel wie aus Abb. 2.9, zählt aber den Zwischenkreiskondensator nicht zur Quelle sondern zur Last (Abb. 2.12), so ergibt sich eine andere Funktion $G(\omega)$. Berechnet man die Nyquist-Kurve für die gleiche Schaltung mit identischen Parametern, aus Tabelle 2.1 führt dies auf die Kurven abgebildet in Abb. 2.13. Berechnung des Impedanz Kriteriums nach Abb. 2.12:

$$\begin{aligned} Z_S &= R_{Lf} + j\omega L_f && \text{Quellen Impedanz} \\ Z_L &= \left(j\omega C_{dc} + \tfrac{1}{-R_L}\right)^{-1} && \text{Last Impedanz} \end{aligned} \tag{2.13}$$

Funktion zur Darstellung der Nyquist-Kurve (analog zu Gl. 2.12):

$$\begin{aligned} G(\omega) &= \frac{Z_S}{Z_L} = \frac{1}{-R} \cdot (R_{Lf} + j\omega L_f) \cdot (1 - j\omega C_{dc} R_L) \\ &= -\frac{1}{R} \cdot (R_{Lf} + \omega^2 L_f C_{dc} R_L - j\omega C_{dc} R_L R_{Lf} + j\omega L_f) \end{aligned} \tag{2.14}$$

Der Realteil der Funktion 2.14 (siehe Abb. 2.13) steigt dabei quadratisch mit ω, der Imaginärteil von $G(\omega)$ nimmt linear mit ω zu. Es folgt daraus, das alle vereinfachten Kriterien verletzt werden und das unabhängig von der Parameterwahl ($L_f, R_{Lf}, C_{dc}, R_L > 0$):

- Middlebrook Kriterium: Der Kreis um Null wird verlassen.
- „Opposing Argument“-Kriterium: Der Realteil von $G(\omega)$ verletzt die Grenzkurve wenn gilt:

  $$Re\{G(\omega)\} = -\frac{1}{R_L} \cdot (R_{Lf} + \omega^2 L_f C_{dc} R_L) < -a \qquad \text{mit a: Realteil der Grenzkurve}$$

- GMPM-Kriterium: Wird verletzt, da $Im\{G(\omega)\}$ weniger als linear mit ω ansteigt.
- ESAC-Kriterium: Das Kriterium wird nicht notwendigerweise verletzt, aber es wird ebenso nicht notwendigerweise verletzt, wenn das System instabil ist. Die Erfüllung des Kriteriums ist damit kein hinreichendes Anzeichen für Stabilität!

Zusammenfassend lässt sich somit erkennen, dass keines der vereinfachten Stabilitätskriterien anwendbar ist, wenn die Wahl der Komponentenzuordnung ungünstig gewählt wird. Natürlich gilt das Nyquist-Kriterium unverändert. D.h. mit inverser Nyquist-Kurve

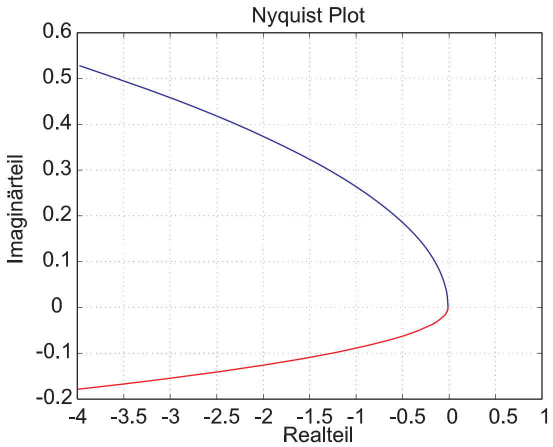

Abbildung 2.13.: Nyquist-Kurve bei unterschiedlicher Komponentenzuordnung

und unabhängig von der Komponentenzuordung lässt sich mit dem Nyquist-Kriterium Stabilität feststellen. Das dieser Umstand einen gravierenden Nachteil aller vereinfachten Kriterien darstellt, soll durch die klassische Vorgehensweise verdeutlicht werden: Abb. 2.12 (rechts) zeigt die regelungstechnische Sichtweise. Dadurch ergibt sich für den offenen Kreis die Übertragungsfunktion:

$$\tilde{G}(\omega) = \frac{Z_L}{Z_S} \tag{2.15}$$

Diese Betrachtung führt auch bei der Aufteilung der Last nach Abb. 2.9 auf die inverse Nyquist-Kurve (vergl. Gl. 2.15 mit Gl. 2.12). An dieser Stelle ist somit äußerste Vorsicht geboten bei der Bestimmung von Z_S und Z_L bzw. der Darstellung von Z_S/Z_L bzw. Z_L/Z_S als Nyquist-Kurve in Verbindung mit den vereinfachten Kriterien. Da sich das Nyquist-Kriterium auch auf die inverse Nyquist-Kurve anwenden lässt, und für die Betrachtung nach Abb. 2.12 keinerlei Voraussetzungen über Z_L und Z_S gemacht wurden, ist die vorhin erwähnte Voraussetzung bzgl. der Last bzw. Quellenimpedanz nicht notwendig. Im folgenden wird eine Aufteilung nach Abb. 2.12 (links) vorausgesetzt. Nyquist-Kurven werden berechnet nach $G(\omega) = Z_S/Z_L$. Andernfalls wird gesondert darauf hingewiesen. Fazit: Die inverse Nyquist Darstellung zeigt die Unzulänglichkeiten auf, welche allen vereinfachten Kriterien anhaften. Bereits bei dem einfachen Beispiel beeinflusst die Wahl der Auftrennung in Quelle und Last die Nyquist-Kurve. Dabei kann sich die gewohnte Darstellung (siehe Abschnitt 2.2.3) ergeben, aber auch die inverse Kurve. Wählt man die Aufteilung derart, dass sich die inverse Darstellung ergibt, scheitern alle vereinfachten Verfahren. Die Kriterien werden stets verletzt. Bei der Aufteilung der Elemente zur Last bzw. Quelle ist deshalb sorgfältig vorzugehen. Es sei noch einmal darauf hingewiesen, dass das Nyquist-Kriterium stets gilt. Für die Betrachtungen (auch bei der im folgenden beschriebenen dreidimensionalen Herangehensweise) wird Z_S/Z_L gewählt, um die „günstige“ Darstellung zu erhalten.

2.2.5. Verfahren nach Bode

Auf das Verfahren nach Bode soll hier nicht weiter eingegangen werden. Es sei auf einschlägige Literatur [3] verwiesen. Der folgende Abschnitt der dreidimensionalen Stabilitätsanalyse handelt diese Betrachtungsweise ebenfalls ab. Will man das Nyquist Kriterium mit dem Verfahren nach Bode vergleichen, so scheint es mir wie Herr Föllinger beim

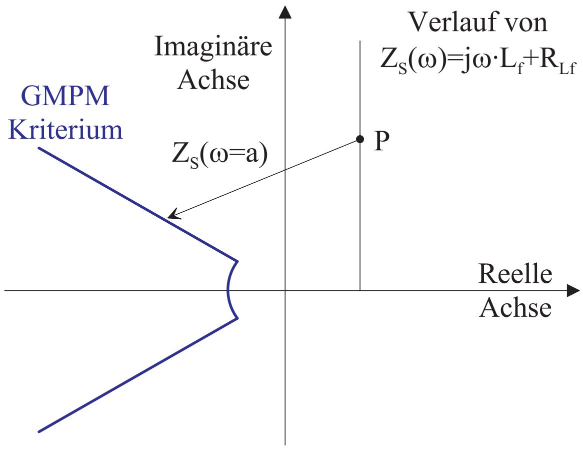

Abbildung 2.14.: Veranschaulichung zur Berechnung der Hüllkurve für Y_L

Vergleich von Polvorgabe- und Riccati-Entwurf [3] anmerkt: „Man wird meist dasjenige Verfahren vorziehen, das man genauer kennen gelernt hat, sei es beim Studium oder in den Anwendungen, und in dem man sich deshalb mehr zu Hause fühlt.“ Ein substantieller Unterschied besteht hingegen nicht.

2.2.6. Dreidimensionale Stabilitätsanalyse

Eine interessante Erweiterung der Stabiltätsanalyse nach Bode stellt eine dreidimensionale Darstellung vorgestellt in [33] dar (siehe auch [34, 35]). Ziel aller Stabilitätsbetrachtungen ist es, möglichst Kriterien für einzelne Komponenten anzugeben, um Stabilität im Gesamtsystem zu gewährleisten. Da das Gesamtsystem stets als Kombination von Quelle und Last auftritt, lassen sich keine Einschränkungen der Last vornehmen ohne Kenntnis über die Quelle und umgekehrt. Geht man davon aus, dass eine der beiden Komponenten als bekannt vorausgesetzt werden kann, so lassen sich die in 2.2.4 vorgestellten vereinfachten Stabilitätskriterien umformen in Anforderungen an die unbekannte Impedanz. Im folgenden sei Z_S als bekannt vorausgesetzt und Y_L im Rahmen der Stabilitätskriterien festzulegen. Aus der Bedingung $GK(\omega) = Z_S/Z_L = Z_S \cdot Y_L$ lässt sich ein Hüllkurve $\widetilde{GK}$ angeben, für die gilt:

$$\widetilde{GK} = \frac{GK}{Z_S} \tag{2.16}$$

Die gewählte Grenzkurve GK führt durch Gleichung 2.16 auf eine Hüllkurve $\widetilde{GK}$ welche ein Gebiet in der komplexen Ebene beschreibt. In diesem Gebiet darf die Lastadmittanz Y_L bei einer bestimmte Frequenz ω nicht liegen. Die Berechnung der Hüllkurve nach Gleichung 2.16 veranschaulicht Abb. 2.14. Vom Punkt P, welcher der Quellenimpedanz Z_S bei einer bestimmten Frequenz entspricht, wird die Grenzkurve (hier das GMPM-Kriterium) in eine Hüllkurve umgerechnet. Um einen Eindruck von dieser Hüllkurve $\widetilde{GK}$ zu vermitteln, zeigt Abb. 2.15 ein Beispiel für die Hüllkurven, wie sie sich bei Applikation der verschiedenen vereinfachten Kriterien ergeben können ($Z_S(\omega = 2\pi \cdot 50Hz) = j\omega L_f = j\omega \cdot 10mH$, Parameter der Grenzkurven siehe Tabelle B.1 im Anhang). Um noch einmal auf die Problematik der Komponentenzuordnung zu kommen, zeigt Abb. 2.16 die gleichen Grenzkurven, wie sie sich bei einer Berechnung mit $GK(\omega) = Z_L/Z_S = 1/Z_S/Y_L$ ergeben würden. Da für jede Frequenz ω ein anderes Z_S existiert, ist der Verlauf der Hüllkurve selbst von ω abhängig. In [33] wird daher der Verlauf der Hüllkurve dreidimensional über

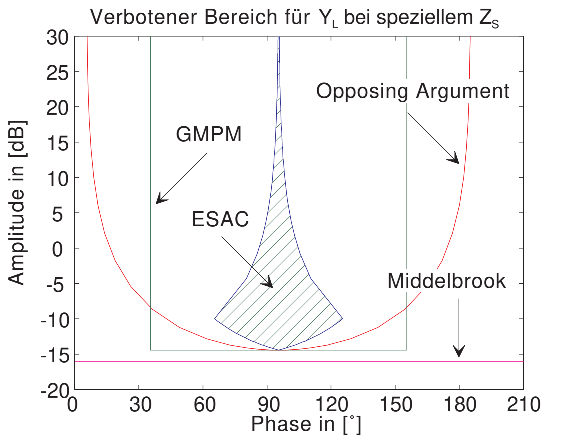

Abbildung 2.15.: Hüllkurven bei Anwendung der verschiedenen Kriterien ($\omega = const.$)

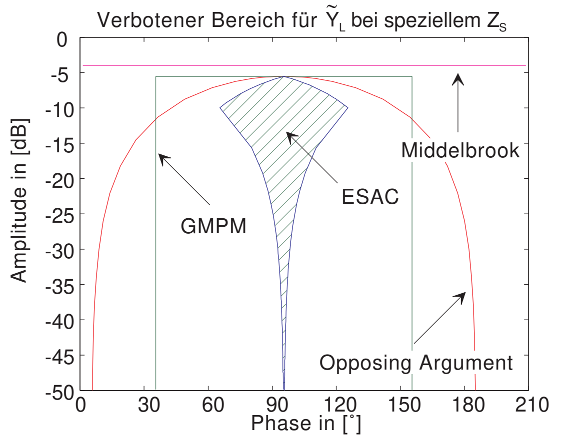

Abbildung 2.16.: Hüllkurven bei abweichender Berechnung der Nyquist-Kurve (inverse Darst.)

der Frequenz aufgetragen. Wird in die Abbildung zusätzlich der Verlauf einer beliebigen Lastadmittanz Y_L eingezeichnet, so ergibt sich umgehend folgende Aussage: Schneidet die Lastadmittanz Y_L für eine beliebige Frequenz die Hüllkurve oder verläuft gar gänzlich in ihr, so ist an dieser Stelle das entsprechende vereinfachte Kriterium verletzt und es besteht Gefahr, dass der geschlossene Kreis aus der bekannten Quellimpedanz Z_S und der betrachteten Lastadmittanz Y_L instabil ist.

Abb. 2.17 zeigt die dreidimensionale Darstellung der Hüllkurve. Als Quellimpedanz Z_S wurde eine Aufteilung nach Abb. 2.15 angenommen. Als vereinfachtes Kriterium wurde das ESAC-Kriterium gewählt. Die Hüllkurve wurde nur in einem beschränkten Frequenzbereich bestimmt, da sie sich erst im Unendlichen schließt (für $Amplitude \rightarrow \infty$). Zusätzlich ist die Lastadmittanz $|Y_L| = 1/28.56\Omega = -29dB$ eingezeichnet. Die Phase der Lastadmittanz wurde dabei auf -180° festgelegt. Abb. 2.19 zeigt drei ausgewählte Hüllkurven für verschiedene Frequenzen. Zusätzlich ist die Lastadmittanz eingezeichnet, die (in diesem Fall) für alle Frequenzen identisch ist. Hier lässt sich erkennen, dass für $\omega = 440 rad/s$ Y_L außerhalb der Hüllkurve liegt. Für $\omega = 445 rad/s$ liegt Y_L in der Hüllkurve und für $\omega = 450 rad/s$ liegt Y_L wieder außerhalb der Hüllkurve (in Abb. 2.17 hinter der Hüllkurve). Dieser kurze Frequenzabschnitt, in dem das Kriterium verletzt wird, entspricht dem Frequenzbereich in dem auch die Nyquist Kurve aus Abb. 2.10 (links) das ESAC-Kriterium verletzen würde. Abb. 2.18 zeigt den Verlauf der Hüllkurve für den stabilen Fall aus Tabelle 2.1 aus einem ähnlichen Blickwinkel wie Abb. 2.17. Man kann deutlich erkennen, dass die Lastadmittanz Y_L die Hüllkurve nicht schneidet.

Fazit:

Die dreidimensionale Betrachtung ist eine sehr ambitionierte Vorgehensweise, wenn entweder Quellen- oder Lastimpedanz bekannt sind und entsprechend für Last- oder Quellenimpedanz Einschränkungen gesucht sind, um Stabilität zu gewährleisten. Durch die Wahl des gewünschten Stabilitätskriteriums lässt sich eine Art Sicherheitsabstand zum vorgegebenen Impedanzverlauf berechnen. Variiert man die bekannten Parameter im gesamten möglichen Parameterraum (sodass alle Betriebszustände abgedeckt sind), so ergibt sich aus den in Abb. 2.17 & 2.18 gezeigten Regionen ein entsprechend größeres Gebiet. Vorteilhaft ist hierbei die Möglichkeit, alle Parameterbereiche abzudecken bzw. in die Betrachtung mit einzubeziehen. Umgekehrt ergeben sich dabei allerdings auch zwei wesentliche

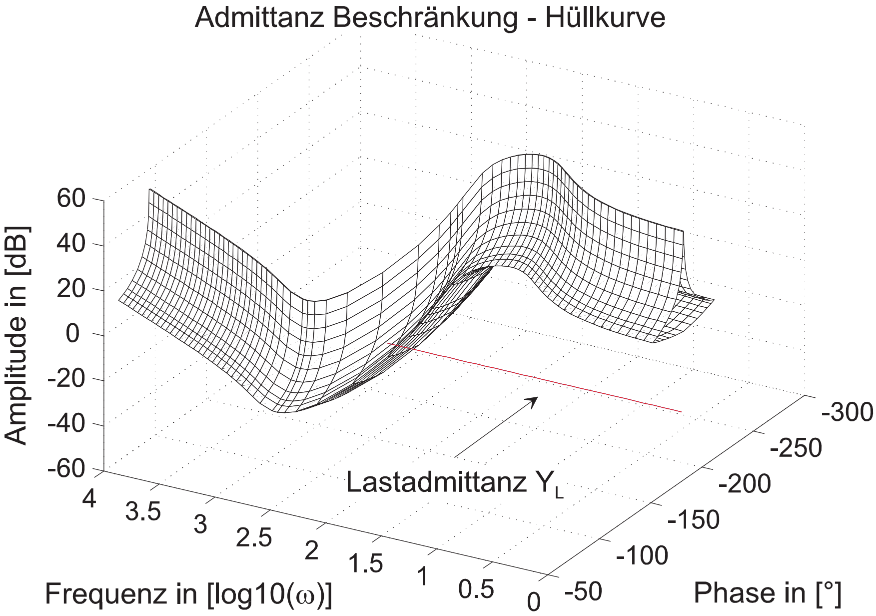

Abbildung 2.17.: Dreidimensionale Darstellung der sich aus Z_S und einem vereinfachten Kriterium (hier ESAC) ergebenden Hüllkurve und einer Lastadmittanz Y_L

Nachteile:

1. Die Hüllkurve wird mit jedem variierten Parameter größer. Damit wird umgekehrt der zulässige Bereich für den Verlauf der gesuchten Impedanz stetig verringert. Ungeachtet, ob die Kombination der Parameter in der Realität gleichzeitig möglich ist (beim Zusammenspiel von Quelle und Last). Betrachtet man z.B. unterschiedliche Spannungsniveaus an der Quelle, wird die Auswahl der Lastimpedanz restriktiver, ungeachtet, ob die Last diese Spannungsabsenkung an der Quelle bewirken kann.

2. Durch die dreidimensionale Darstellung wird einerseits die Vorgehensweise veranschaulicht, andererseits wird es bereits bei einfachen Kombinationen (siehe Abb. 2.17) schwierig zu entscheiden, ob die betrachtete Lastadmittanz die vorgegebene

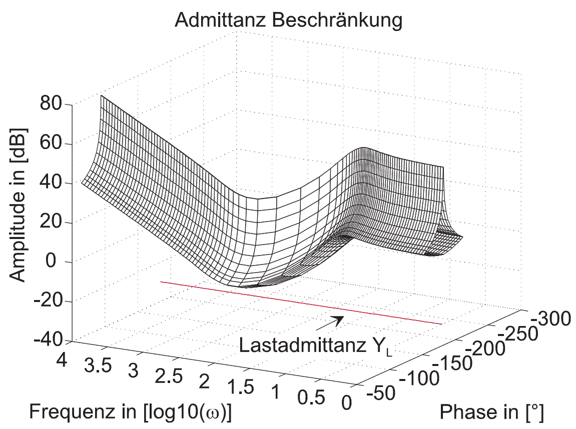

Abbildung 2.18.: Stabiler Fall betrachtet mit dreidimensionalem Verfahren

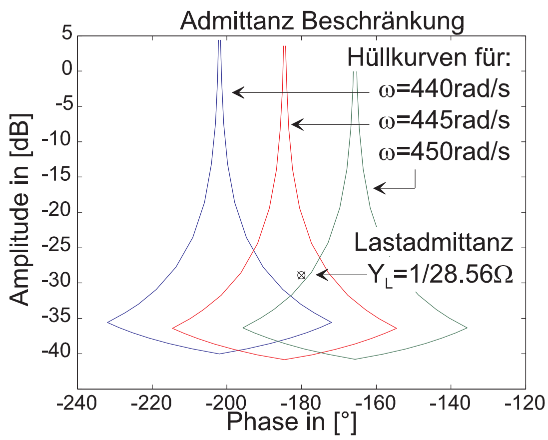

Abbildung 2.19.: Ausgewählte Hüllkurven im Schnittbereich mit Y_L

Hüllkurve schneidet oder nicht. Liegt auch die Lastadmittanz komplexer im Raum, existiert u.U. keine Perspektive aus der die räumliche Trennung klar hervorgeht. Evtl. Schnittpunkte sind dann aufwendig sichtbar zu machen.

Vorteilhaft ist die Möglichkeit, unterschiedliche Linearisierungspunkte mit in die Berechnung der Hüllkurve einfließen zu lassen.

2.2.7. Betrachtung des größten Realteils aller Pole

Die Stabilitätsverfahren nach Bode, Nyquist, mit vereinfachten Kriterien und auch die dreidimensionale Stabilitätsanalyse haben einen entscheidenden Nachteil: Es handelt sich im Kern um graphische Verfahren. Betrachtet man Systeme nach Abb. 2.8 so ergibt sich als charakteristisches Polynom stets:

$$CP = N_L D_S + N_S D_L \tag{2.17}$$

Betrachtet man die Stabilität, so sind nur jene Pole von Interesse, welche nahe der imaginären Achse liegen. D.h. Pole mit großem Realteil. Da sich jedes Polynom faktorisieren lässt in der Form

$$CP = (s - p_a 1) \cdot (s - p_a 2) ... \cdot (s - p_b 1) \cdot (s - p_b 1^*) ... \tag{2.18}$$

existieren nur zwei Arten von Polen: Reelle Pole und konjugiert komplexe Polpaare. Wird ein reeller Pol positiv, wird mindestens ein Systemzustand monoton aus der betrachteten Ruhelage nach $\pm\infty$ bzw. 0 geführt (letzteres nur, falls 0 kein zulässiger Zustand ist - wie bei der Spannung U_{dc}, da im Falle $U_{dc} \rightarrow 0$ der Strom in die CPL gegen unendlich geht). Wird der Realteil eines konjugiert komplexen Polpaares positiv, so bildet sich eine aufklingende Schwingung aus. Man kann sich auf die Betrachtung desjenigen Poles oder Polpaares beschränken, welches den größten Realteil besitzt. Dieser Realteil sei im folgenden als MRP-Wert (Maximum Real Part) bezeichnet. Wie auch bei den vereinfachten Verfahren zum Nyquist Kriterium, bei denen versucht wird, durch Einhaltung eines entsprechenden Abstandes vom Punkt -1 eine vernünftige Dämpfung sicher zu stellen, gibt auch der MRP-Wert einen Anhaltspunkt für die relative Stabilität des Systems. Handelt es sich um einen reellen Pol, so zeigt der MRP-Wert an, wie schnell das System in seine Ruhelage zurückkehrt. Je näher der MRP-Wert an der Grenze zur Instabilität ist, um so langsamer ist diese Rückkehr - was nicht wünschenswert ist. Handelt es sich dagegen um ein konjugiert komplexes Polpaar, welches zu dem MRP-Wert führt, so gibt er einen Eindruck von der Stabilität des Systems. Die Dämpfung bei einem konjugiert komplexen Polpaar lässt sich wie folgt berechnen:

$$\text{konjugiert komplexer Pol:} p = a \pm jb \quad \text{Dämpfung:} \quad d = -\frac{a}{a^2 + b^2} \tag{2.19}$$

Natürlich ergibt sich die Dämpfung des Gesamtsystems nicht durch dasjenige Polpaar mit dem größten Realteil. In den allermeisten Fällen existiert jedoch ein dominantes Polpaar, welches die Dämpfung wesentlich bestimmt. Ist die Dämpfung dieses dominanten Polpaares schwach, so gilt das auch für das Gesamtsystem. Ist die Dämpfung des dominanten Polpaares gut, so gilt dies in den meisten Fällen auch für das Gesamtsystem. Abb. 2.20 zeigt exemplarisch vier verschiedene Polkonfigurationen.

1. Das Polpaar $p_{A1/2}$ ist das dominante Polpaar. Ist der Imaginärteil bestimmt, so gibt der MRP-Wert indirekt Auskunft über die Dämpfung des Systems. In vielen Fällen ist der kritische Teil einer Schaltung bekannt (in dem Beispiel ist dies der

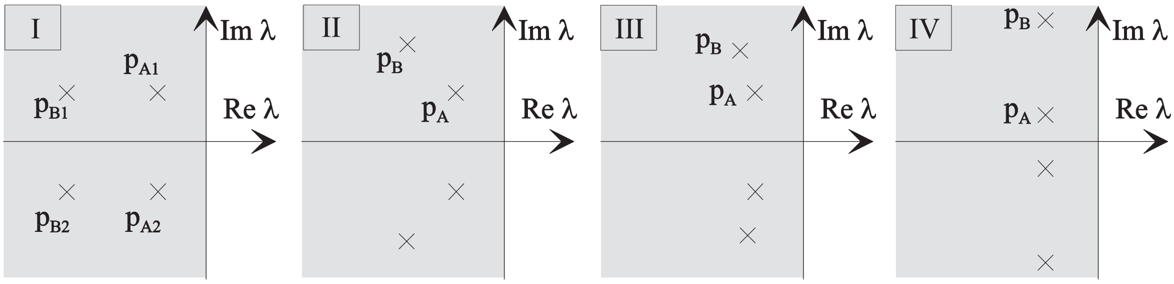

Abbildung 2.20.: Verschiedene konjugiert komplexe Polkonfigurationen

L-C-Schwingkreis), und damit auch der Imaginärteil des dominanten Polpaares (im Beispiel wäre das: $Im\{p_{A1/2}\} = sqrt1/(L_f C_{dc})$, Abb. 2.20 [I]).

2. Bei dieser Polkonstellation liefert das MRP-Kriterium gerade noch einen brauchbaren Hinweis, da die beiden Polpaaren zuordenbare Dämpfung gleich ist (Abb. 2.20 [II]).

3. Wird nur das Polpaar mit größtem Realteil zur Betrachtung herangezogen, würde die hier dargestellte Konstellation zu einer falschen Einschätzung führen. Zwar ist $Re\{p_{A1/2}\} > Re\{p_{B1/2}\}$, jedoch ist mit $d(p_{B1/2}) < d(p_{A1/2})$ das Polpaar $p_{B1/2}$ das dominante Polpaar (Abb. 2.20 [III]).

4. Diese Abbildung verdeutlicht noch einmal, das der MRP-Wert keine Aussage über die Dämpfung zulässt. In den meisten Fällen wird allerdings der Einfluss einzelner Parameter auf das Gesamtsystem von Interesse sein. Dabei wird der Parameter i.A. lediglich auf ein Polpaar maßgeblichen Einfluss haben (Abb. 2.20 [IV]).

In jedem Fall führt bei Parametervariation ein kleinerer MRP-Wert immer zu einem stabileren System. Um den Einfluss einzelner Parameter auf das Stabilitätsverhalten zu untersuchen ist diese Betrachtungsweise somit gut geeignet.

2.2.8. Verfahren mit nichtlinearen Ansätzen

Alle bisher genannten Verfahren haben eines gemeinsam: Alle betrachten sie ein um eine Ruhelage linearisiertes System. In dem Beispiel handelt es ich dabei immer um das System nach Gleichung 2.5. In diesem Abschnitt sollen zwei zentrale Fragen geklärt werden:

1. Gibt es nichtlineare Ansätze durch die die Stabilitätsgrenze bestimmt werden kann ?

2. Lässt sich mit nichtlinearen Ansätzen eine präzisere Aussage über die Stabilität erreichen ?

Direkte Methode von Ljapunow

Ein weiterer möglicher Weg die Stabilität nichtlinearer Systeme zu zeigen stellt die direkte Methode von Ljapunow dar. Dabei lässt sich die Stabilität eines nichtlinearen Systems nachweisen, falls eine beliebige Funktion $V(x)$ existiert, für die gilt (siehe auch [8]):

1. $V(\underline{x}) > 0$ für alle $\underline{x} \neq \underline{0}$,

2. $V(\underline{x}) = 0$ für $\underline{x} = \underline{0}$,

3. $\dot{V}(\underline{x}) \leq 0$

Die dabei zugrunde liegende Idee ist, dass die zeitliche Änderung der Gesamtenergie des Systems in der Umgebung der Ruhelage nie positiv wird. Existiert eine Funktion $V(\underline{x})$ welche die obigen Bedingungen in einem Gebiet um die Ruhelage erfüllt, so muss der Zustandsvektor $\underline{x}$ auf diese Ruhelage zulaufen bzw. entfernt sich nicht davon. Für das nichtlineare System ergibt sich nach Anregung eine Trajektorie im Zustandsraum nach Abb. 2.22. Dabei wurde der Wert für den Kondensator C_{dc} auf die Stabilitätsgrenze gelegt ($C_{dc} = 1.17mF$). Es zeigt sich, dass die Trajektorie keine Ellipse beschreibt, deren Hauptachsen parallel zum Koordinatensystem der Energiezustände ($\triangle I_{Lf}$, $\triangle U_{dc}$) liegen. Das zeigt, dass das System angeregt wird (durch die CPL) und gleichzeitig Dämpfung erfährt (durch R_{Lf}), allerdings nicht gleichzeitig. Um dies besser zu verdeutlichen, ist in Abb. 2.21 die Zustandstrajektorie eines idealen Schwingkreises (gleiche Parameter, keine Last, keine Dämpfung, d.h. $R_{Lf} = 0$) dargestellt. Damit sich auch quantitativ ein Kreis ergibt, wurde der Strom mit dem Faktor $\sqrt{L_f/C_{dc}}$ skaliert. Wäre der Schwingkreis gedämpft, so würde die Trajektorie den Kreis verlassen und spiralförmig den Nullpunkt erreichen. Eine Funktion $V(\underline{x})$, die obige Bedingungen erfüllt, ist damit gefunden:

$$V(\underline{x}) = \triangle U_{dc}^2 \cdot \triangle I_{Lf}^2 = (U_{dc} - U_{dc0})^2 + \left(\sqrt{L_f/C_{dc}} \cdot (I_{Lf} - I_{Lf0})\right)^2 \tag{2.20}$$

Dies erklärt auch die notwendige Skalierung des Stromes mit $\sqrt{L_f/C_{dc}}$. Da $V(\underline{x})$ die Länge des Vektors vom Ursprung zur Trajektorie beschreibt, ist $\dot{V}(\underline{x}) < 0$ falls das System gedämpft ist. Für das einfache nichtlineare Beispiel mit CPL ergibt sich allerdings an der Stabilitätsgrenze ein anderes Bild. Abb. 2.21 verdeutlicht, dass das System Anregung erfährt in den beiden Abschnitten (Bereich B), in denen die Trajektorie außerhalb der Trajektorie des linearen Referenzsystems verläuft. Andererseits wird es gedämpft im den beiden Abschnitten in denen die Trajektorie innerhalb des Kreises verläuft (Bereich A). Das System verhält sich somit ähnlich wie eine gedämpftes Pendel, dass regelmäßig angeregt wird. Das System wird instabil, sobald die Dämpfung die das System erfährt geringer ist als die Anregung. Es existiert folglich keine Funktion $V(\underline{x})$ für welche die dritte Forderung $\dot{V}(\underline{x}) \leq 0$ auch nur in einer noch so kleinen Umgebung von $\underline{x} = \underline{0}$ erfüllt werden kann. Das zeigt, dass auch die Direkte Methode nach Ljapunow bereits bei einem derart einfachen System nicht anwendbar ist. Weder, um zu zeigen, dass ein Bereich um die Ruhelage $\underline{x} = \underline{0}$ existiert, in dem das System asymptotisch stabil ist, noch, um über die Betrachtung der totalen Instabilität auf die Stabilitätsgrenze zu schließen.

Bifurkationsmethode

In verschiedenen Veröffentlichungen (z.B. [20]) wird die Bifurkationsmethode erwähnt bzw. angewendet, wenn es um die Untersuchung der Stabilität von nichtlinearen Schaltungen geht. Es soll hier ein kurzer Einblick in diese Methode gewährt werden, um zu zeigen, dass diese Methode bei den hier angedachten Problemstellungen wenig hilfreich sein kann. Bei der Bifurkationsmethode betrachtet man die nichtlineare Differentialgleichung, welche die Schaltung beschreibt. „Die Änderung einer Lösung durch Variieren der Parameter kann quantitativer oder qualitativer Art sein. Während im ersten Fall die Struktur erhalten bleibt, kann bei der qualitativen Änderung die Lösung sprunghaft andere Eigenschaften annehmen, zum Beispiel Stabilität gewinnen oder verlieren.“ [6] Dieses Verhalten der nichtlinearen Differentialgleichung wird in einem Bifurkationsdiagramm dargestellt. Dabei werden nicht nur stabile Ruhelagen, sondern auch Grenzzyklen

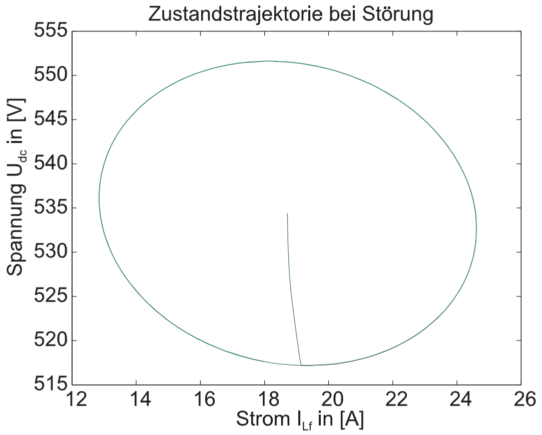

Abbildung 2.21.: Zustandstrajektorie nach Störung des Systems nach Gl. 2.4

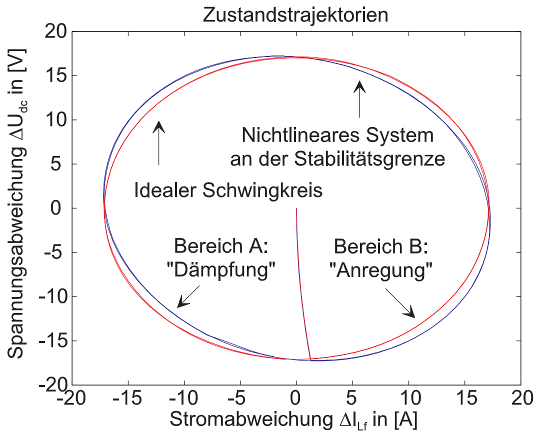

Abbildung 2.22.: Zustandstrajektorien des Systems nach Gl. 2.4

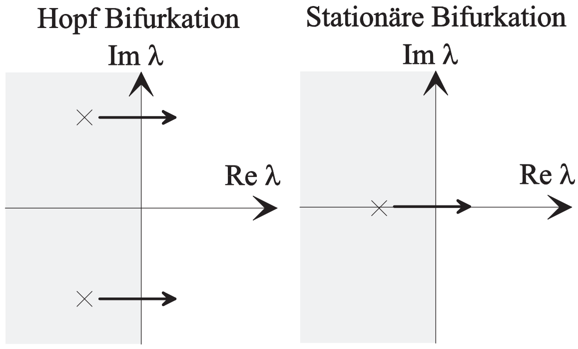

Abbildung 2.23.: Mögliche Bifurkationspunkte bei Verlust der Stabilität des linearisierten Systems

betrachtet. Ausgegangen wird dabei zunächst von der Frage ob asymptotische Stabilität vorliegt. Dazu wird das nichtlineare System um eine Ruhelage linearisiert. Ist das lineare System stabil (was über die erwähnten Methoden gezeigt werden kann), so ist auch das nichtlineare System asymptotisch stabil. Die asymptotische Stabilität ist dabei auf den Bereich um die gewählte Ruhelage begrenzt, in der das linearisierte System das nichtlineare Ausgangssystem hinreichend genau repräsentiert. Liegen Eigenwerte des linearisierten Systems an der Stabilitätsgrenze (bei zeitkontinuierlichen Systemen auf der imaginären Achse), so lässt sich auf diese Weise nicht entscheiden, ob das System im Linearisierungspunkt instabil, asymptotisch stabil oder grenzstabil ist. Es handelt sich an dieser Stelle um einen Bifurkationspunkt, d.h. einen Parametersatz für den sich die Lösungsvielfalt des Systems ändert. Dabei wird unterschieden, ob ein einzelner Pol zur Instabilität führt (stationäre Bifurkation) oder ein konjugiert Komplexes Polpaar dafür verantwortlich ist (Hopf Bifurkation). Siehe dazu auch Abb. 2.23. Ein Schwerpunkt der Forschung (in der Leistungselektronik) liegt dabei auf DC-DC-Stellern. Diese lassen sich durch geeignete Wahl der Schaltungsparameter in einem Bereich betreiben, in dem mehrere stabile Lösungen existieren. Dieser quasi-chaotische Betrieb bringt Vorteile vor allen Dingen in Bezug auf das Frequenzspektrum mit sich, da die Schaltfrequenz dabei nicht mehr fest ist (siehe diverse Veröffentlichungen von Oliver Woywode). Warum ist diese Methode bei den hier angedachten Problemstellungen wenig hilfreich? Dazu soll hier eine heuristische Betrachtung - auch die direkte Methode von Ljapunow zur Stabilitätsbetrachtung einbeziehend

- angestellt werden: Wie aus dem Eingangs gebrachten Beispiel und auch später noch deutlich wird, sind die betrachteten Differenzialgleichungen nichtlinear durch die Annahme der CPL (vergl. Gleichungen 2.3, 2.4, 2.5). Die Annahme führt auf den Kehrwert der Zwischenkreisspannung $1/U_{dc}$ in den Systemgleichungen (Gleichung 2.4). Bildet man die Taylorreihe dieser Funktion, ergibt sich:

$$\frac{1}{U_{dc}} = \frac{1}{U_{dc0}} - \frac{1}{U_{dc0}^2} \cdot (U_{dc} - U_{dc0}) + \frac{1}{U_{dc0}^3} \cdot (U_{dc} - U_{dc0})^2 - \frac{1}{U_{dc0}^4} \cdot (U_{dc} - U_{dc0})^3 ... \quad (2.21)$$

Dabei stellt der lineare Anteil mit $-\frac{1}{U_{dc}^2} \cdot (U_{dc} - U_{dc0})$ für alle $0 < U_{dc} < 2U_{dc0}$ den größten Summanden in der Tailorreihe dar. Die Umgebung in welcher der lineare Anteil maßgeblich ist, ist verhältnismäßig groß. Dies legt die Vermutung nahe, dass die durch das lineare System beschriebene Stabilitätsgrenze auch für das nichtlineare System gilt. Betrachtet man die Dämpfung des linearen Systems:

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_{Lf} C_{dc} U_{dc0}^2 - P_{L0} L_f}{L_f C_{dc} U_{dc0}^2 \sqrt{-(-U_{dc0}^2 + R_{Lf} P_{L0})/(L_f C_{dc} U_{dc0}^2)}} \quad (2.22)$$

und bildet davon die zweite Ableitung nach U_{dc0}:

$$\ddot{d} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{(2R_{Lf}^2 P_{L0}^2 L_f - 3R_{Lf}^2 C_{dc} U_{dc0}^4 - 5L_f U_{dc0}^2 R_{Lf} P_{L0} + 6L_f U_{dc0}^4) P_{L0}}{L_f C_{dc} U_{dc0}^4 \cdot (-U_{dc0}^2 + R_{Lf} P_{L0})^2 \cdot \sqrt{-(-U_{dc0}^2 + R_{Lf} P_{L0})/(L_f C_{dc} U_{dc0}^2)}} \quad (2.23)$$

So zeigt sich, dass $\ddot{d} < 0$ für alle $U_{dc0} > \sqrt{R_{Lf} P_{L0}}$. Geht man von einer kleinen Schwingung um U_{dc0} aus, so ist die Dämpfung für $U_{dc} > U_{dc0}$ kleiner als die Anregung (negative Dämpfung) im Bereich $U_{dc} < U_{dc0}$. Das nichtlineare System wird daher in dem Punkt, in dem das lineare System bei Anregung stationär schwingt, aufklingen. Die Stabiltätsgrenze, gegeben durch Gleichung 2.9, welche durch Betrachtung des linearen Systems berechnet wurde, gilt damit exakt auch für das nichtlineare System. In [20] wird in Kapitel 9 ein Vergleich zwischen der Bifurkationsmethode und der Analyse mit dem linearen System dargestellt. Als Beispiel wurde ein DC-DC Buck-Konverter mit Eingangsfilter betrachtet. Das dort gezogene Fazit, dass die Bifurkationsmethode eine genauere Berechnung der Stabilitätsgrenze zulassen würde ist jedoch falsch. Der Autor hat als Vergleich das Middlebrook-Kriterium herangezogen. Da es sich dabei um ein vereinfachtes Verfahren handelt, führt es nicht auf die tatsächliche Stabilitätsgrenze des linearen Systems. Vielmehr wird ein Vergleich zwischen dem Middlebrook-Kriterium und der Stabilitätsgrenze des linearen Systems angestellt. An dieser Stelle (Kapitel 9.3) ist auch ein Beispiel für die Bifurkationsmethode in Zusammenhang mit einem DC-Bus gegeben. Das gewählte Beispiel scheint mir jedoch wenig aussagekräftig, da die Quelle selbst instabil ist und erst in Verbindung mit der Last Stabilität gewinnt - ein wenig wünschenswerter Fall. Fazit: Die Bifurkationsmethode stellt eine Methode zur Verfügung, die bei nichtlinearen Systemen Informationen über das Systemverhalten bietet, wenn die Betrachtung des entsprechenden linearisierten Systems die Stabilitätsgrenze bereits überschritten hat. Es ist möglich - wenn auch mit erheblichem Aufwand verbunden - alle Lösungen des nichtlinearen Systems zu überprüfen, ob sie zu grenzstabilen Schwingungen führen, bzw. tatsächlich instabil sind. Wer mehr über diese Betrachtungsweise erfahren möchte sei auf [7] verwiesen.

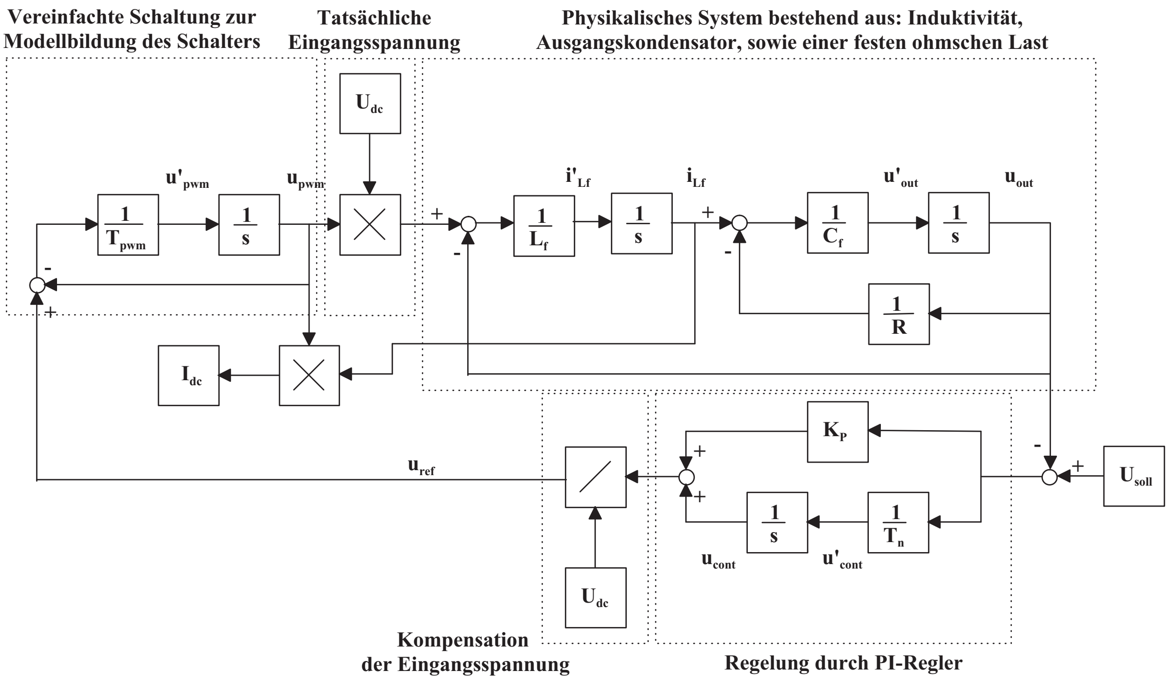

Abbildung 2.24.: Blockschaltbild eines nichtlinearen ($1/U_{dc}$), zeitkontinuierlichen Tiefsetzstellers zur Berechnung der Eingangsadmittanz $Y_L(s) = i_{dc}/u_{dc}$.

2.3. Bestimmung der Last-Admittanz am Beispiel eines DC-DC-Stellers

Ein DC-DC-Steller dient als Beispiel für die Bestimmung der Last-Admittanz. Abb. 2.24 zeigt das nichtlineare Modell des DC-DC Tiefsetzstellers. Die gemachten Vereinfachungen betreffen folgende Teile:

- Die PWM wird durch die Übertragungsfunktion eines PT1-Gliedes angenähert. Dabei wird die Zeitkonstante identisch zur Schaltfrequenz gewählt.
- Die gesamte Regelung wird zeitkontinuierlich repräsentiert.
- Die Eingangsspannung wird gemessen und mit der Verzögerungszeit der PWM (Zeitkonstante des PT1-Gliedes) kompensiert.
- Die Last ist rein ohmsch.

Es handelt sich folglich um das Mittelwertmodell für einen DC-DC Tiefsetzsteller. Für die Schaltung aus Abb. 2.24 ergeben sich folgende Differentialgleichungen:

$$\begin{array}{ll} \overset{\bullet}{u}_{out} = \frac{-u_{out}+i_{Lf}\cdot R}{C_f R} & \overset{\bullet}{i}_{Lf} = \frac{u_{dc}u_{pwm}-u_{out}}{L_f} \\ \overset{\bullet}{u}_{pwm} = \frac{K_P u_{soll}-K_P u_{out}+u_{cont}-u_{pwm}u_{dc}}{u_{dc}T_{pwm}} & \overset{\bullet}{u}_{cont} = \frac{u_{soll}-u_{out}}{T_n} \\ \text{Für den Strom } i_{dc} \text{ gilt:} \quad i_{dc} = i_{Lf}u_{pwm} & \end{array} \tag{2.24}$$

Mit dem stationären Zustand:

$$\begin{array}{ll} u_{out} = i_{Lf}\cdot R & i_{Lf} = \frac{u_{dc}u_{pwm}}{R} \\ u_{pwm} = \frac{K_P u_{soll}+u_{cont}}{u_{dc}\cdot(K_P+1)} & u_{cont} = u_{soll} \end{array} \tag{2.25}$$

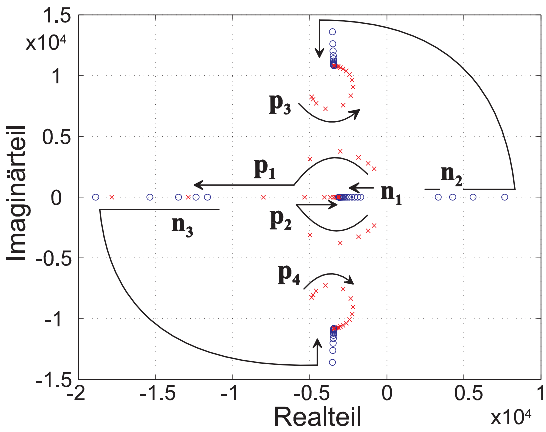

Abbildung 2.25.: Verlauf der Pole und Nullstellen von $Y_L(s)$ bei Variation der Zeitkonstante T_{pwm}

Damit ergibt sich das linearisierte System zu:

$$\begin{array}{ll} \dot{\tilde{u}}_{out} = -\frac{\tilde{u}_{out}}{C_f R} + \frac{\tilde{i}_{Lf}}{C_f} & \dot{\tilde{i}}_{Lf} = \frac{1}{L_f} \cdot (-\tilde{u}_{out} + u_{dc}\tilde{u}_{pwm} + u_{pwm}\tilde{u}_{dc}) \\ \dot{\tilde{u}}_{pwm} = -\frac{K_P\tilde{u}_{out} - \tilde{u}_{cont}}{u_{dc}T_{pwm}} - \frac{\tilde{u}_{pwm}}{T_{pwm}} + \frac{(-K_P u_{soll} + K_P u_{out} - u_{cont}) \cdot \tilde{u}_{dc}}{u_{dc}^2 T_{pwm}} & \\ \dot{\tilde{u}}_{cont} = -\frac{\tilde{u}_{out}}{T_n} & \tilde{i}_{dc} = u_{pwm}\tilde{i}_{Lf} + i_{Lf}\tilde{u}_{pwm} \end{array} \quad (2.26)$$

Aus dem linearisierten Modell lässt sich die Übertragungsfunktion für die Last-Admittanz Y_S bestimmen:

$$Y_S = \frac{i_{dc}}{u_{dc}} = \frac{-u_{soll}^2}{R \cdot u_{dc}^2} \cdot \frac{(T_n L_f C_f R - T_n T_{pwm} C_f R^2) \cdot s^3 + (T_n L_f - T_n T_{pwm} R) \cdot s^2 + (T_n K_P R + T_n R) \cdot s + R}{(T_n T_{pwm} L_f C_f R)s^4 + (T_n L_f C_f R + T_n T_{pwm} L_f)s^3 + (T_n T_{pwm} R + T_n L_f)s^2 + (T_n K_P R + T_n R)s + R} \quad (2.27)$$

Parameter für die Verteilung der Pole von Z_S nach Abb. 2.25 ergeben sich wie folgt:

$$\begin{array}{llll} C_f = 10\mu F & L_f = 1mH & R = 10\Omega & K_P = 0.5 \\ T_n = 250\mu s & T_{pwm} = 62.5\mu s & u_{soll} = 300V & u_{dc} = 700V \end{array} \quad (2.28)$$

Mit dem stationären Zustand:

$$\begin{array}{lll} u_{out} = i_{Lf} \cdot R = 300V & i_{Lf} = \frac{u_{dc}u_{pwm}}{R} = 30A & u_{pwm} = \frac{K_P u_{soll} + u_{cont}}{u_{dc} \cdot (K_P + 1)} = 0.4286 \\ u_{cont} = u_{soll} = 300V & i_{dc} = i_{Lf} \cdot u_{pwm} = 12.86A & \end{array} \quad (2.29)$$

Abb. 2.25 zeigt die Wurzelortskurve (sowie den Verlauf der Nullstellen) von Y_S bei Variation der Zeitkonstanten T_{pwm} (PT1-Glied als Repräsentant für die PWM). Die Variation von T_{pwm} korreliert mit einer Variation der Schaltfrequenz beim physikalischen System. Allerdings werden alle Regelungsparameter festgehalten. Die Variation einzelner Parameter kann also nur einen sehr begrenzte Aussage über den Einfluß des entsprechenden Parameters auf die Übertragungsfunktion der Impedanz (hier der Quelladmittanz) liefern. Will man eine generelle Aussage erreichen, so ist der komplette Schaltungsentwurf derart durchzuführen, dass alle abhängigen Parameter wie z.B. Regelungsparameter, in Abhängigkeit von den unabhängigen, fest vorgegebenen Parametern dargestellt werden.

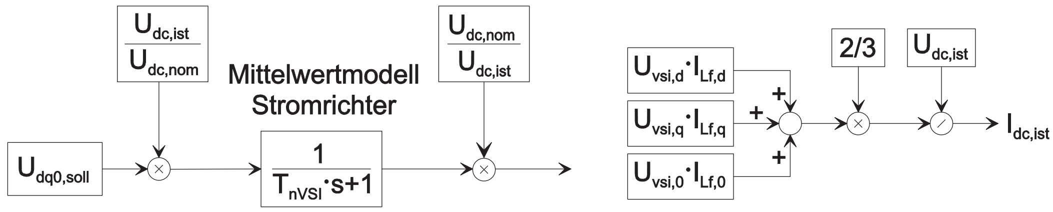

Abbildung 2.26.: Einfluss der Zwischenkreisspannung auf den Umrichter und dessen Eingangsstrom

Zu beachten ist, dass die notwendige Linearisierung sich lediglich in einem Faktor in der Übertragungsfunktion wiederspiegelt:

$$\text{Linearisierungsabhängiger Faktor:} \qquad f_{lin} = \frac{-u_{soll}^2}{u_{dc}^2} \tag{2.30}$$

Damit wird es einfach, den Konverter durch Anpassung der Verstärkung für verschiedene Ausgangsspannungen zu betrachten. Die Last R hingegen geht in die Übertragungsfunktion von Y_S komplexer ein.

2.4. Bestimmung der Last-Admittanz einer USV

Das Modell zur Ableitung der komplexen Eingangsadmittanz des USV-Umrichters bei stationärem Betrieb (50kW) setzt sich zusammen, aus der in Kapitel 4 vorgestellten Regelung einer 4-Leiter Variante (siehe Abb. 4.15), dem LC-Ausgangsfilter in dq0-Darstellung (siehe Abb. 4.3) und als Last einem dreiphasigen Widerstand mit 3.174Ω was auf die Ausgangsleistung von $\sim 50kW$ führt. Regelungsparameter sind identisch mit den durch die Optimierung bestimmten. Um eine Eingangsimpedanz zu bestimmen, ist die Ausgangsspannung (der USV) abhängig von der Zwischenkreisspannung (wohingegen das Modell zur Optimierung eine feste Versorgungsspannung voraussetzt). Der Eingangsstrom wird berechnet aus den Mittelwerten der Ströme in der Filterinduktivität des Umrichters und dem aktuellen Mittelwert des Spannungsvektors am Ausgang des Umrichters (siehe auch Abb. 2.26).

$$I_{dc,ist} = \frac{1}{U_{dc,ist}} \cdot \underbrace{\frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} U_{vsi,d} & U_{vsi,q} & U_{vsi,0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lf,d} \\ I_{Lf,q} \\ I_{Lf,0} \end{bmatrix}}_{P_{vsi}} \tag{2.31}$$

Beide Werte führen auf eine Eingangsleistung am Filtereingang, welche durch die bekannte Eingangsspannung auf einen Eingangsstrom führt, da der Leistungsteil des Umrichters keine Energie speichern kann. Das Modell hat 15 Zustände:

- 3 Ausgangskondensatoren auf der Drehstromseite (Abb. 4.3).
- 3 Filterinduktivitäten (Abb. 4.3).
- 3 Zustände welche den Umrichter selbst repräsentieren (bzw. die PT1-Übertragungsfunktionen) (Abb. 2.26).
- 3 Zustände für die Spannungsregler (Abb. 4.15).
- 3 Zustände für den unterlagerten Stromregler (Abb. 4.15).

Der übliche Zwischenkreiskondensator zur Filterung des Schaltripples ist nicht implementiert. Dieser Kondensator wird später zur berechneten Admittanz des Umrichters hinzugerechnet, damit kann eine Variation separat betrachtet werden. Da das Modell umfangreicher ist, wird auf eine analytische Berechnung (wie im Abschnitt 2.3) verzichtet. Die Linearisierung wurde direkt in der Simulation vorgenommen. Die Linearisierung (notwendig aufgrund des $1/U_{dc}$-Blockes) führt zu der Tatsache, dass die Amplitude der Übertragungsfunktion vom Niveau der Eingangsspannung mitbestimmt wird. Diesen Effekt zeigt Abb. 2.30. Für niedrige Frequenzen ist die Amplitude gegeben durch:

$$Y_L(s)|_{s=0} = \frac{\triangle i}{\triangle u} = -\frac{P_{L0}}{U_{dc0}^2} \tag{2.32}$$

Für die verschiedenen Eingangsspannungslevel ergibt sich damit:

$$-\frac{P_{L0}}{U_{dc0}^2} = \frac{51.5kW}{(650V)^2} = 0.12 \qquad -\frac{P_{L0}}{U_{dc0}^2} = \frac{51.5kW}{(700V)^2} = 0.11 \qquad -\frac{P_{L0}}{U_{dc0}^2} = \frac{51.5kW}{(750V)^2} = 0.092 \tag{2.33}$$

Da sich der übrige Teil der Übertragungsfunktion von $Y_L(s)$ nicht ändert mit der Frequenz, ist es möglich, die einmal bestimmte linearisierte Übertragungsfunktion durch Amplitudenveränderung an die benötigte Eingangsspannung anzupassen. Abb. 2.27 zeigt die Pole und Nullstellen des linearisierten Systems. Tabelle 2.4 gibt die Zeitkonstanten, sowie die Dämpfungsfaktoren aller PT2-Anteile der Form $1/(s^2 + 2dTs + T^2)$ der Übertragungsfunktion an:

Zeitkonstante des PT2-Faktors		Zugehöriger Dämpfungswert	
T_1	$0.1176ms$	d_1	0.7017
T_2	$0.1168ms$	d_2	0.8505
T_3	$0.1207ms$	d_3	0.7783
T_4	$0.2582ms$	d_4	0.7471
T_5	$0.2627ms$	d_5	0.8366
T_6	$0.2834ms$	d_6	0.8850
T_7	$4.6744ms$	d_7	1.0000

Tabelle 2.2.: Faktorisierung von $Y_L(s)$ in PT2- und PT1- Anteile (nur PT2-Anteile aufgelistet)

Da alle Dämpfungswerte $d > 0.7$ sind ist das System gut gedämpft in Verbindung mit einer idealen Spannungsquelle. Bei Eingangsspannungswechseln geht der Eingangsstrom ohne merkliche Schwingungen in den neuen Zustand über. Abb. 2.27 zeigt, dass einige Pole und Nullstellen von $Y_L(s)$ nahe beieinander liegen und somit nicht wesentlich zum Systemverhalten beitragen. Um die Übertragungsfunktion zu vereinfachen, können alle Pole und Nullstellen entfernt werden, deren Abstand hinreichend klein ist (In Abb. 2.27 entfallen damit 7 Pol-/Nullstellenpaare).

2.4.1. Parallelschaltung von USV und Zwischenkreiskondensator

Um den Einfluss des Zwischenkreiskondensators darzustellen war dieser nicht mit in die Berechnung von $Y_L(s)$ eingeflossen. Die Kombination aus $Y_L(s)$ der USV und $Y_{Cdc}(s)$ des Kondensators lässt sich wie folgt berechnen:

$$Y_{ges}(s) = Y_L(s) + Y_{Cdc}(s) \tag{2.34}$$

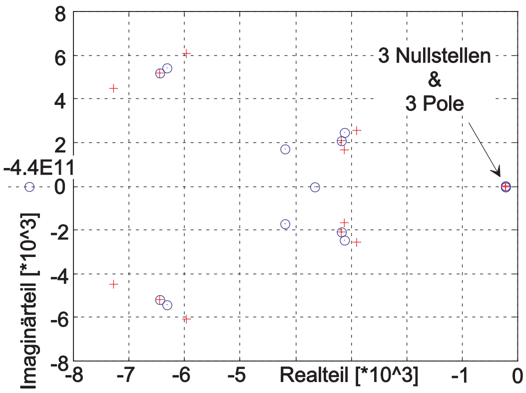

Abbildung 2.27.: Pol-/Nullstellenverteilung der Impedanz des Umrichters

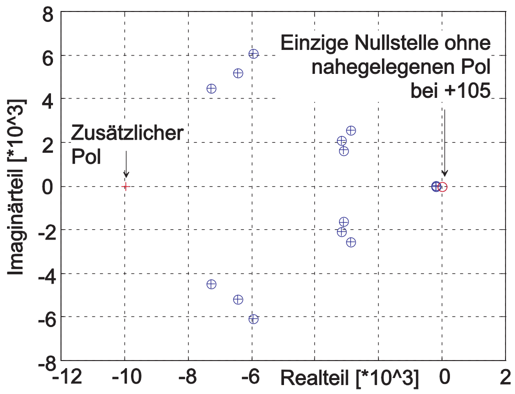

Abbildung 2.28.: Pol-/Nullstellenverteilung der Impedanz des Umrichters mit Zwischenkreiskondensator

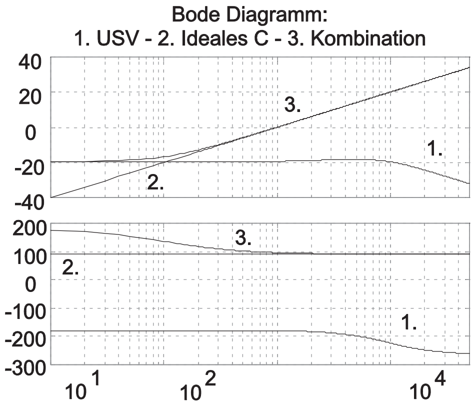

Abbildung 2.29.: Bodediagramm der Impedanzen

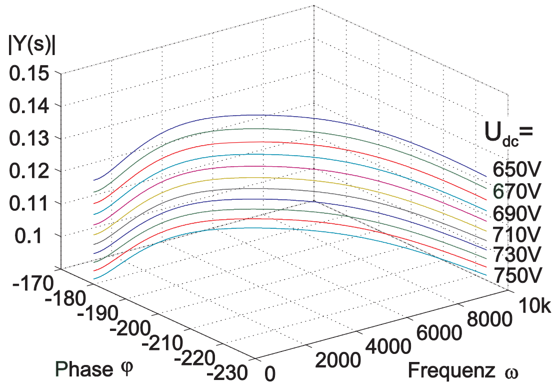

Abbildung 2.30.: Dreidimensionales Bodediagramm mit Impedanz für verschiedene Linearisierungspunkte

Wird eine idealer Zwischenkreiskondensator verwendet ($ESR = 0\Omega$), lässt sich die Berechnung weiter vereinfachen:

$$Y_{ges}(s) = \frac{D_L(s)}{N_L(s)} + s \cdot C_{dc} = \frac{D_L(s) + s \cdot C_{dc} \cdot N_L(s)}{N_L(s)} \tag{2.35}$$

Abb. 2.29 zeigt das Bodediagramm für die Übertragungsfunktionen der USV ($Y_L(s)$), der Übertragungsfunktion des idealen Kondensators ($Y_{Cdc} = sC_{dc}$) und die Kombination beider Elemente (Y_{ges}) (Da sich Y_{ges} als Summe der Einzelelemente darstellt, entspricht dies nicht einer Addition im Bodediagramm). Abb. 2.28 zeigt die Pole und Nullstellen der neuen Übertragungsfunktion Y_{ges} (ohne den „zusätzlichen Pol“ - siehe 2.4.2). Abb. 2.29 zeigt, das lediglich eine Nullstelle nicht kompensiert wird durch einen entsprechenden Pol. Wie bereits zuvor, wird auch für Y_{ges} eine Vereinfachung vorgenommen. Die Darstellung mit nur einer Nullstelle ist hinreichend genau. Die verbleibende Nullstelle lässt sich berechnen unter Verwendung des stark vereinfachten Modells einer CPL für den gesamten Umrichter. Bei der Linearisierung des Umrichters im stationären Betriebspunkt ergibt sich:

$$P_L = U_L \cdot I_L = konst. \qquad \text{bzw.} \qquad I_L = \tfrac{P_L}{U_L}$$

$$I_L = \tfrac{P_{L0}}{U_{L0}} + \triangle I_L = \tfrac{P_{L0}}{U_{L0}} - \tfrac{P_{L0}}{U_{L0}^2} \cdot \triangle U_L \quad \text{dies führt auf:} \quad \tfrac{\triangle U_L}{\triangle I_L} = -\tfrac{U_{L0}^2}{P_{L0}} = -R_L \qquad (2.36)$$

Wird diese linearisierte Darstellung, die nur in einer begrenzten Umgebung des stationären Zustandes gültig ist verwendet, so ergibt sich:

$$Y_{ges}(s) = Y_{Cdc}(s) + Y_L(s) = s \cdot C_{dc} - \frac{1}{R_L} = \frac{s \cdot C_{dc} \cdot R_L - 1}{R_L} = C_{dc} \cdot \left(s - \frac{1}{R_L \cdot C_{dc}}\right) \qquad (2.37)$$

$Y_{ges}(s)$ hat dabei nur eine Nullstelle in der rechten Halbebene bei $rn = \frac{1}{R_L \cdot C_{dc}}$. Für die gewählten Werte ergibt sich damit:

$$R_L = \frac{U_{L0}^2}{P_{L0}} = \frac{(700V)^2}{51.5kW} \approx 9.51\Omega \qquad \text{und} \qquad C_{dc} = 1mF \qquad (2.38)$$

Die Nullstelle rn ergibt sich zu:

$$rn = \frac{1}{R_L \cdot C_{dc}} = \frac{1}{9.51\Omega \cdot 1mF} = 105.1 \qquad (2.39)$$

Diese Nullstelle ist identisch mit der Nullstelle aus Abb. 2.28. Die USV verhält sich folglich exakt wie eine CPL mit parallelem Kondensator.

2.4.2. Einfluss des ESR vom Zwischenkreiskondensator

Wird der ESR bei der Berechnung nicht vernachlässigt, so ergibt sich folgender Leitwert:

$$Y_{Cdc}(s) = \left(R_{ESR} + \frac{1}{s \cdot C_{dc}}\right)^{-1} = \frac{C_{dc}s}{C_{dc}R_{ESR}s + 1} \qquad (2.40)$$

Der ESR R_{ESR} wurde mit [2] abgeschätzt zu:

$$R_{ESR} = 39.772 \cdot (C_{dc} \cdot 10^6)^{-0.89954} \qquad (2.41)$$

Abb. 2.28 zeigt das Resultat der Pol-/Nullstellenverteilung (mit dem „zusätzlichen Pol“) Der zusätzliche Pol liegt bei der Zeitkonstante der Zwischenkreiskapazität C_{dc}:

$$p_{ESR} = -(C_{dc} \cdot R_{ESR})^{-1} = -(10mF \cdot 10m\Omega)^{-1} = -10000\frac{1}{sec} \qquad (2.42)$$

Der folgende Abschnitt beschreibt einen ähnlichen Weg, die Quellimpedanz einer aktiv geregelten Gleichspannungsquelle zu bestimmen.

2.5. Impedanzbestimmung einer Quelle

Das Kapitel beschreibt die Impedanzbestimmung bei einer Quelle die aus einem selbstgeführten Stromrichter besteht. Dem Beispiel liegt eine VIENNA Toplogie zugrunde. Die Betrachtungen sind allerdings identisch mit selbstgeführten dreiphasigen Umrichtern. Abb. 2.31 zeigt die Schaltung der aktiven Quelle die durch eine Dreiphasennetz versorgt wird. Den Betrachtungen liegen folgende Voraussetzungen zugrunde:

- Das dreiphasige Netz ist starr.

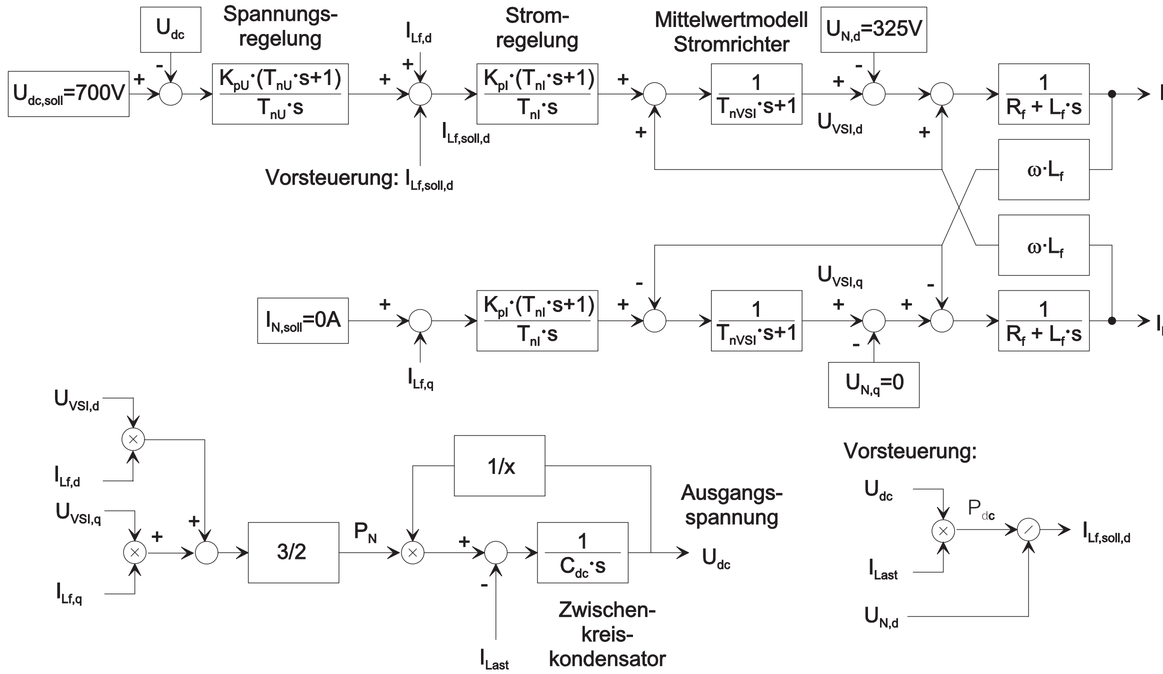

Abbildung 2.31.: VIENNA Topologie als Gleichspannungsquelle (Darstellung mit Regelung)

- Die Leistung des Umrichters beträgt ca. 50kW.
- Die Eingangsinduktiviäten haben 1mH. Weitere Filterelemente werden vernachlässigt.
- Die Ausgangskapazität des Umrichters wird zu 1mF gewählt. Unabhängig davon, das der Stromripple eine minimale Ausgangskapazität festlegt. Der Stromripple beträgt ungefähr $dI = dt \cdot \frac{U_L}{L} = 50\mu s \cdot \frac{\sim 350V}{1mH} = 17.5A$. Dabei ist eine Schaltfrequenz von 10kHz, sowie 700V Eingangsspannung vorausgesetzt). Diese Strombelastung führt auf eine minimale Zwischenkreiskapazität von 2.2mF (siehe [2]).
- Bei dem Modell handelt es sich um ein Mittelwertmodell. Schalteffekte werden vernachlässigt.
- Es wird angenommen, dass die Ausgansspannung des Umrichters hinreichende dynamische Reserven besitzt, d.h. eine Schwankung der Zwischenkreisspannung kompensiert und vernachlässigt werden kann.
- Die Regelung besteht aus einer Kaskadenregelung. Der innere Stromregler hat eine Laststromaufschaltung.
- Die Modellierung des Umrichters erfolgt mit einem PT1-Glied mit einer Zeitkonstanten von $100\mu s$. Präzisere Modelle der Totzeit des Umrichters ließen sich durch eine Pade-Approximation, oder verbesserte Approximationen von Totzeiten wie in [3] dargestellt, erreichen. In diesem Frequenzbereich kommen allerdings eine Reihe nichtlinearer Effekte zum Tragen. So entspricht ein zeitdiskret geregeltes System mit „regular sampled PWM“ nicht der Darstellung durch ein Totzeit-Element. Eine präzisiere Darstellung führt unweigerlich zu mehr Zuständen.

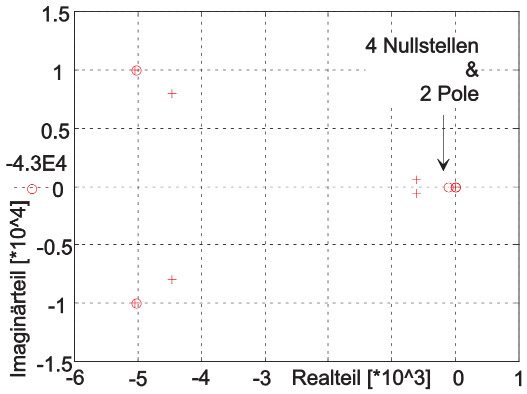

Abbildung 2.32.: Pol-/Nullstellenverteilung der Quellimpedanz $Z_S(s)$

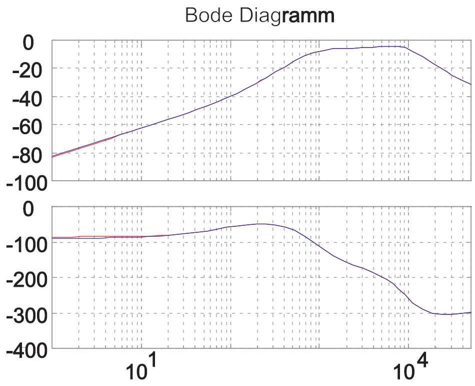

Abbildung 2.33.: Bodediagramm der Quellimpedanz $Z_S(s)$

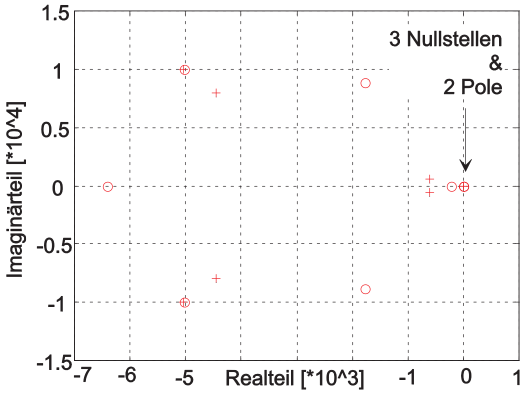

Abbildung 2.34.: Pol-/Nullstellenverteilung der Quellimpedanz $Z_S(s)$

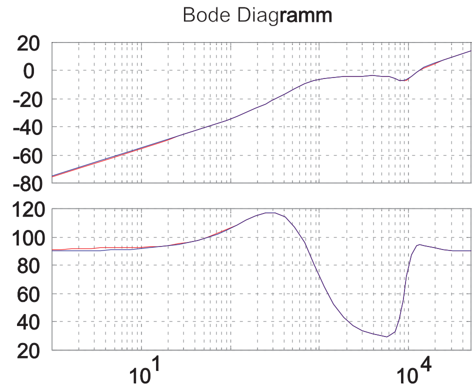

Abbildung 2.35.: Bodediagramm der Quellimpedanz $Z_S(s)$

- Das Modell wurde so ausgelegt, dass es einem Umrichter mit einer Schaltfrequenz von 10kHz entspricht. Damit ist das Modell auf diesen Frequenzbereich beschränkt.

Wie bereits beschrieben, lässt sich eine Linearisierung um den stationären Zustand vornehmen. Dies führt auf die Quellenimpedanz $Z_S(s)$. Abb. 2.32 zeigt die Pole und Nullstellen von $Z_S(s)$ (Dabei lassen sich 4 Pol-/Nullstellenpaare vernachlässigen). Abb. 2.33 zeigt das Bodediagramm von $Z_S(s)$.

2.5.1. Impedanz der Quelle bei großer Leitungslänge

In Abschnitt 2.4.1 hat sich gezeigt, dass sich eine Last zusammen mit dem Zwischenkreiskondensator stark vereinfachen lässt. In diesem Abschnitt wird versucht eine vergleichbare Vereinfachung zu erreichen, durch die Kombination aus Quellenimpedanz und in Serie liegender Impedanz. Zur Wahl vernünftiger Parameter werden typische Kabelsowie Freileitungswerte aus [9] herangezogen. Tabelle 2.3 führt typische Impedanzwerte auf. Tabelle 2.4 zeigt die Norm für Kabelquerschnitte mit zulässiger Strombelastung und Widerstandswert pro km.

Eine Kombination aus einer 50kW Last und entsprechender Quelle führt auf einen Gleichstrom von ungefähr 70A (bei 700V). Dafür sind nach Tabelle 2.4 Kabelquerschnit-

Kabeltyp	$R'[\Omega/km]$	$X'[\Omega/km]$	$X'[mH/km]^{(*)}$
Freileitung	ρ/d	0.3...0.4	$\sim$ 1...1.3
Kabel	ρ/d	0.08...0.12	$\sim$ 0.25...0.4
ρ = spez. Widerstand des Kabels/Leitung, d=Effektiver Querschnitt des Kabels/Leitung $\rho \approx 19\Omega/mm^2/km$ für Kupfer, $\rho \approx 29\Omega/mm^2/km$ für Aldrey $^{(*)}$ bei 50Hz			

Tabelle 2.3.: Kabel & Freileitungsimpedanzen nach [9]

Kabelquerschnitt	Zulässiger Strom	Widerstand	Kabelquerschnitt	Zulässiger Strom	Widerstand
$1.5mm^2$	23A	$12.7\Omega/km$	$16mm^2$	99A	$1.2\ \Omega/km$
$2.5mm^2$	30A	$7.6\ \Omega/km$	$25mm^2$	131A	$0.76\Omega/km$
$4\ mm^2$	41A	$4.75\Omega/km$	$35mm^2$	162A	$0.54\Omega/km$
$6\ mm^2$	53A	$3.2\ \Omega/km$	$50mm^2$	202A	$0.38\Omega/km$
$10\ mm^2$	74A	$1.9\ \Omega/km$			
gemäß DIN VDE 0100-523: 1981-06, Gruppe 2 $\rho \approx 19\Omega/mm^2/km$ für Kupfer					

Tabelle 2.4.: Typische Kabelwiderstände bei bestimmter Maximalstrombelastung

te von $10mm^2$ bzw. $16mm^2$ vorgesehen, was auf einen Widerstand von $1.9\Omega/km$ bzw. $1.2\Omega/km$.

Kabellänge	R	L	P_{Loss} bei 70A
$10m$	$2 \cdot 12m\Omega$	$10\mu H$	$\sim 120W$
$100m$	$2 \cdot 120m\Omega$	$100\mu H$	$1180W$
$1km$	$2 \cdot 1.2m\Omega$	$1mH$	$11.76kW$

Tabelle 2.5.: Absolute Werte für ein $16mm^2$ Kupferkabel und Verluste bei 70A

Tabelle 2.5 gibt den ohmschen und den Blindwiderstand für ein $16mm^2$ Kupferkabel an. Die letzte Spalte von Tabelle 2.5 gibt die Verluste des Kabels für den Nominalstrom bei Versorgung einer 50kW Last (bei 700V) an. Dieser Wert bestimmt auch die Grenze für die Ausdehnung der Gleichspannungsversorgung. Das Kabel von 1km Länge führt zu Verlusten von ca. 12kW, dies führt auf einen Wirkungsgrad von lediglich 80%. Diese Kabellänge stellt damit einen Grenzwert für eine Gleichspannungsversorgung mit 700V dar, die entsprechenden Impedanzwerte (2.4Ω, 1mH) stellen Maximalwerte dar. Tabelle 2.6 gibt die entsprechenden Werte für einen Querschnitt von $50mm^2$ an, die auch für die folgenden simulativen Untersuchungen verwendet wurden. Obwohl der Kabelquerschnitt hinreichend groß ist, führt der Widerstand bei einer Länge von 1km zu einem Spannungsabfall von mehr als 50V. Da dieser Spannungsabfall die Verstärkung des linearen Modells (der Last) wesentlich ändert ($\approx$ 13.7%), ist er in das Modell mit einzubeziehen. Entgegen den Erwartungen ist die Simulation erweitert worden auf $\sim 5mH$, um eine Tendenz für den Fall eines größeren Verhältnisses zwischen Blindwiderstand und ohmschen Widerstand zu erhalten (Die Werte in Tabelle 2.5 & 2.6 von 1mH pro km sind lediglich Anhaltswerte). Die Ergebnisse für höhere Impedanzen sind nur gültig für Simulationen bei denen die ohmschen Verluste vernachlässigt werden. Das Pol-/Nullstellendiagramm für die Verbindung der Quelle mit einer Impedanz zeigt Abb. 2.34, das dazugehörige Bodediagramm Abb. 2.35.

2.5.2. Einfluss durch veränderte Regelung: Regelung durch Spannungsabfall

Wie bereits erwähnt, stellt die Regelung mit Spannungsabfall eine einfache Möglichkeit dar, um die Stabilität des Gesamtsystems zu verbessern. Die Grundidee besteht darin,

Kabellänge	R	L	P_{Loss} bei 70A	Spannungsabfall
$10m$	$2 \cdot 3.8m\Omega$	$10\mu H$	$\sim 37W$	$0.532V$
$100m$	$2 \cdot 38m\Omega$	$100\mu H$	$372.4W$	$5.32V$
$1km$	$2 \cdot 0.38m\Omega$	$1mH$	$3.7kW$	$53.2V$

Tabelle 2.6.: Absolute Werte für ein $50mm^2$ Kupferkabel, Verluste bei 70A und entspr. Spannungsabfall

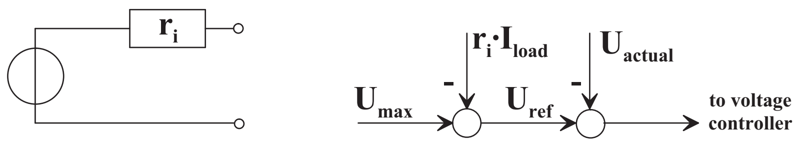

Abbildung 2.36.: Ersatzschaltbild und Modifikation in der Referenzwertbildung zur Implementierung des Spannungsabfalls

die Quelle mit einem virtuellen Quellwiderstand zu versehen. Quellen mit einer derartigen Regelung haben folgende Vorteile:

1. Der virtuelle Widerstand dämpft jegliche Art von Oszillationen (auf die Grenzen wird später noch eingegangen).
2. Der Widerstand ermöglicht es mehrere Quellen unabhängig, parallel zu betreiben.

Die Implementierung dieser Quellimpedanz verdeutlicht Abb. 2.36. Vernünftige Werte für U_{max} und r_i lassen sich ableiten von der Spezifikation des Gleichspannungsbusses. Bei einer Nominalspannung von $700V \pm 5\%$ muss die Ausgangsspannung der Quelle zwischen 665V und 735V liegen. Bei angenommener Quellenleistung von 50kW führt dies auf folgende Werte für U_{max} und r_i:

$$\begin{aligned} U_{max} &= U_{max} - r_i \cdot I_{load,min} = 735V \qquad \Rightarrow \qquad U_{max} = 735V \\ U_{min} &= U_{max} - r_i \cdot I_{load,max} = 665V \qquad \Rightarrow \qquad r_i = \frac{735V - 665V}{50kW/700V} = 0.98\Omega \end{aligned} \tag{2.43}$$

Gleichung 2.43 setzt dabei $I_{load,min} = 0A$ voraus, was bedeutet, dass die Quelle ausschließlich Leistung abgibt (bidirektionaler Betrieb ausgeschlossen). Für die Simulation wurden die Werte zu $U_{max} = 735V$ und $r_i = 0.85\Omega$ gewählt.

2.6. Kombination USV mit Quelle über ein Kabel

Für die bereits abgeleitete Darstellung der USV als Last und des aktiven Gleichrichters als Quelle für ein Gleichspannungsnetz wird in diesem Abschnitt die Stabilität des Systems betrachtet. Die betrachteten Konfigurationen bestehen dabei aus:

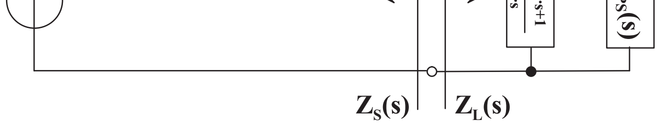

Abbildung 2.37.: Verbindung der Quelle im Leitungsimpedanz und Last mit Zwischenkreiskondensator

1. Quelle und USV für verschiedene Werte der Leitung und der Zwischenkreiskapazität ($L = var.$, $C = var.$, $R_L = 0$, $R_C = 0$, Z_S fest, Z_{USV} fest).
2. Quelle und USV für verschiedene Werte der Leitung und der Zwischenkreiskapazität mit ohmscher Dämpfung ($L = var.$, $C = var.$, $R_L = f_L(L)$, $R_C = f_C(C)$, Z_S fest, Z_{USV} fest).
3. Quelle und USV für verschiedene Werte der Leitung und der Zwischenkreiskapazität ohne ohmscher Dämpfung und Quelle mit modifizierter Spannungsregelung ($L = var.$, $C = var.$, $R_L = 0$, $R_C = 0$, $Z_{S,voltdrop}$ fest, Z_{USV} fest).
4. Quelle und USV für verschiedene Werte der Leitung und der Zwischenkreiskapazität mit ohmscher Dämpfung und Quelle mit modifizierter Spannungsregelung ($L = var.$, $C = var.$, $R_L = f_L(L)$, $R_C = f_C(C)$, $Z_{S,voltdrop}$ fest, Z_{USV} fest).

Abb. 2.37 zeigt dabei die Anordnung der einzelnen Elemente. Z_S als auch Z_{USV} sind separat berechnet (fest für alle Parametersätze). Die Leitungsimpedanz $R_L + sL$ und die Zwischenkreiskapazität mit ESR wird entsprechend berechnet. Z_S/Z_L wird berechnet, um das charakteristische Polynom $N_S D_L + D_S N_L$ zu erhalten.

Darstellung der Ergebnisse: Abb. 2.38 - 2.41 zeigt den größten Realteil aller Pole des charakteristischen Polynoms (MRP). Die Darstellung gibt einen Überblick über die Stabilität des Systems: Für MRP-Werte kleiner als Null ist das System stabil. Für MRP-Werte größer Null ist das System instabil. Der MRP-Wert kann sich sowohl durch einen einfachen Pol eines PT1-Faktors, als auch durch ein konjugiert komplexes Polpaar eines PT2-Faktors ergeben. Im ersten Fall gibt der MRP-Wert keinen Anhaltspunkt über die Zeitkonstante oder die Dämpfung des dominanten PT2-Faktors. Im Fall, dass der MRP-Wert von einem dominanten Polpaar stammt, ist das System um so besser gedämpft, je negativer der Wert ist. Somit gibt der Abstand des MRP-Wertes zur Null einen Hinweis, ob das System gut gedämpft, schwach gedämpft ist, oder oszilliert (falls der MRP-Wert Null ist). Ob eine Schwingung langsam entsteht, bzw. rasch aufklingt (positiver MRP-Wert). Im Fall, dass der Pol eines PT1-Faktors die Stabilitätsgrenze bestimmt, ist das Systemverhalten unterschiedlich: Es entstehen keine Schwingungen. Ist der MRP-Wert negativ, reagiert das System auf einen Störgrößensprung schnell. Bei MRP-Werten nahe Null reagiert das System immer langsamer. Für positive Werte driftet mindesten ein Zustand des Systems weg (In diesem Fall bricht die Zwischenkreisspannung zusammen). Abb. C.1 bis C.15 zeigen Zeitsimulationen für das Originalsystem als auch für das linearisierte Modell, welches für die Stabilitätsbetrachtungen herangezogen wurde. Die Abbildungen veranschaulichen die Bedeutung des MRP-Wertes und sind im Anhang C zu finden. Bei der Simulation wurde der ESR des Zwischenkreiskondensators nicht berücksichtigt (bis auf Abb. C.15). In den Fällen, in denen der ESR einen signifikanten Effekt hat, wird darauf hingewiesen.

1. Verbindung der Quelle mit der USV mit verlustlosen Bauelementen ($R_L = 0$, $ESR_{Cdc} = 0$)
   Abb. 2.38 zeigt den MRP-Wert für diesen Fall. Das Gesamtsystem ist lediglich für einen kleinen Bereich von L_f und C_{dc} stabil. Über einen weiten Bereich ist das Gesamtsystem zwar instabil, jedoch sind die instabilen Pole nahe Null. Abb. C.1 bis Abb. C.6 zeigen Zeitbereichssimulationen für ausgewählte Parameterwerte von L_f und C_{dc}. In jedem Fall tritt ein komplexes Polpaar auf, da an der Stabilitätsgrenze Schwingungen auftreten. Die dargestellten Parameter L_f und C_{dc} sind derart gewählt, dass sich die Stabilitätsgrenze, welche über den MRP-Wert bestimmt werden kann, überprüfen lässt. Damit zeigt sich, dass trotz aller Vereinfachungen die Berechnung der Stabilität des Gesamtsystems zuverlässig ist.

2. Verbindung der Quelle mit der USV mit ohmschen Verlusten bei der Induktivität und im ESR.
   Abb. 2.39 zeigt den MRP-Wert für diesen Fall. Das System ist - verglichen mit dem verlustlosen Fall - in einem großen Bereich stabil, aber schwach gedämpft. Abb. C.7 und Abb. C.8 zeigen Zeitsimulationen für das Gesamtsystem. Abb. C.7 zeigt einen stabilen Parametersatz ($C_{dc} = 16mF, L_f = 160\mu H$), welcher unter Voraussetzung idealer Bauelemente instabil wäre. Abb. C.8 zeigt einen Parametersatz an der Stabilitätsgrenze.

3. Quelle mit modifizierter Regelung mit USV unter Annahme verlustloser Bauelemente (entspr. Punkt 1.). Abb. 2.40 zeigt die MRP-Werte. Das System ist signifikant besser gedämpft, aber die Dämpfung ist nicht unabhängig von den Parametern (L_f, C_{dc}). Abb. C.9 bis Abb. C.12 zeigt ausgewählte Zeitbereichssimulationen für unterschiedliche Parametersätze. Abb. C.9 zeigt einen instabilen Fall für einen extremen Parametersatz. Der zugehörige MRP-Wert liegt an der Ecke der dargestellten Oberfläche und ist geringfügig positiv (In Abb. 2.40 schwer zu erkennen). Auch für diesen Fall ist die Vereinfachung gültig wie die Simulation zeigt. Abb. C.10 und Abb. C.11 verdeutlichen einen unerwarteten Effekt. Zunächst würde man erwarten, das das System von Abb. C.11 stabiler ist, als das in Abb. C.10 dargestellte. Der Verlauf des MRP-Wertes spricht gegen diese Vermutung. Die Interpretation des MRP-Wertes ist richtig, da in diesem Fall ein reeller Pol die Stabilitätsgrenze bestimmt. Je näher der Pol des PT1-Faktors der Null kommt, um so niedriger wird der „gedämpfte Frequenzbereich“. Wird das System instabil, so steigt die Systemantwort stetig und ohne Oszillationen an. Die Abb. 2.40 zeigt, dass die Regelung der Quelle mit einem Spannungsabfall zur Dämpfung des Systems einen entscheidenden Beitrag geleistet hat. Das System ist lediglich für einen kleinen Bereich mit kleinen Induktivitätswerten ($< 40\mu H$) instabil.

4. Quelle mit modifizierter Regelung mit USV unter Annahme verlustbehafteter Bauelemente (entspr. Punkt 2.).
   Abb. 2.41 zeigt den Verlauf des MRP-Wertes in diesem Fall. Alle Parameterkombinationen sind stabil mit Ausnahme eines kleinen Bereiches für kleine Induktivitäten und große Werte des Zwischenkreiskondensators. Wieder zeigen Abb. C.13 bis Abb. C.16 im Anhang ausgewählte Zeitsimulationen die das Ergebnis bestätigen. Abb. C.14 zeigt eine Simulation bei welcher der MRP-Wert vermutlich von einem PT1-Faktor herrührt. Abb. C.16 zeigt einen besonderen Effekt: Wie bereits erwähnt, wird in allen Zeitbereichssimulationen der ESR vernachlässigt. Die Simulationen in Abb. C.15 und Abb. C.16 zeigen ein schlecht gedämpftes System, was sich nicht aus der MRP-Oberfläche erkennen lässt. Für Abb. C.16 wurde deshalb das linearisierte System mit einem ESR versehen und zeigt, dass damit das linearisierte System gut gedämpft ist verglichen mit dem Originalsystem, welches ohne ESR simuliert wurde. Folglich hat der ESR einen bedeutenden Einfluss auf die Stabilität für geringe Werte der Induktivität L_f.

Wenn die Ergebnisse unter Annahme idealer Bauelemente im Zwischenkreis ($R_f = 0$, $ESR = 0$) sich auch in der Praxis nicht umsetzen lassen, so zeigen sie doch wie stark der Einfluss der verlustbehafteten Dämpfung durch physikalische Bauelemente im Vergleich zur verlustlosen Steigerung der Dämpfung durch Eingriff in die Regelung der Quelle ist. Es wird anschaulich für welche Frequenzbereiche, welche durch die Elemente L_f und C_{dc} bestimmt sind, die Dämpfung im wesentlichen durch reale Verluste sichergestellt wird und

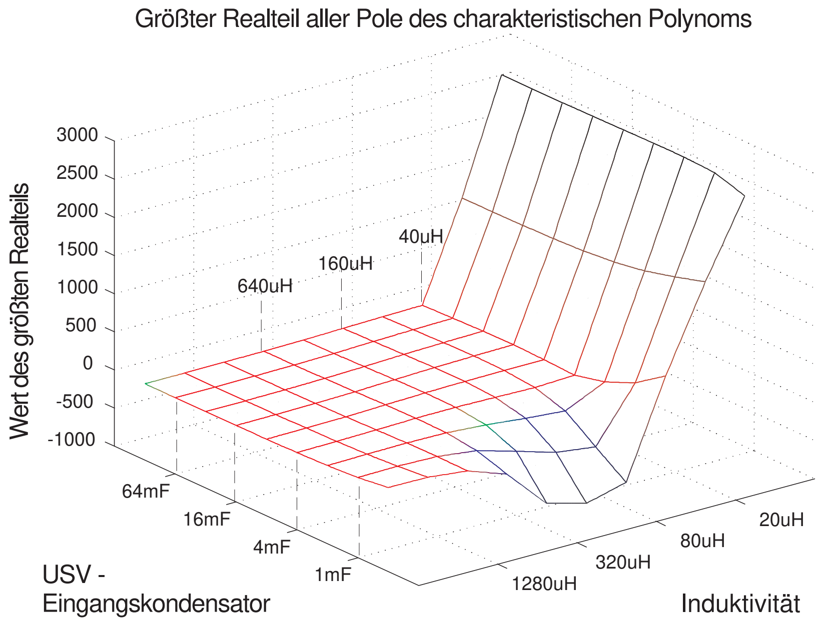

Abbildung 2.38.: Größter Realteil der Wurzeln des charakteristischen Polynoms als Indikator für Stabilität. Ideale Induktivität & Kapazität (verlustfrei) vorausgesetzt.

in welchen Frequenzbereichen dies nicht notwendig ist.

2.6.1. Lastimpedanz allgemein

Im Abschnitt 2.4.1 hat sich gezeigt, dass sich die USV in Kombination mit der Zwischenkreiskapazität wie eine CPL mit Eingangskondensator verhält. Es lässt sich zeigen, dass eine einfache Bedingung erfüllt sein muss, damit dieser Fall gewährleistet ist: Betrachtet man eine stark vereinfachte Schaltung, wobei eine Last mit Leistung P_L einen Zwischenkreiskondensator C_{dc} besitzt, der mit einem als konstant angenommenen Strom I_{Lf} gespeist wird und wählt zur Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität C_{dc} den Spannungsripple ΔU ($U_{dc}^{max} - U_{dc}^{min}$) aus, so lässt sich C_{dc} abschätzen zu:

$$C_{dc} = \frac{P_L}{2 \cdot f_s \cdot \Delta U \cdot U_{dc0}} \tag{2.44}$$

Bei dieser Auslegung tritt ΔU bei 50% Puls-/Pauseverhältnis des Eingangsstromes der Last auf. Betrachtet man nun die Frequenz f_x, bei der die Impedanz der Zwischenkreiskapazität C_{dc} und die linearisierte, ohmsche Belastung R_L gleich groß sind, so ergibt sich:

$$R_L = \frac{U_{dc0}^2}{P_L} \stackrel{!}{=} \frac{1}{\omega_x \cdot C_{dc}} \qquad \rightarrow \qquad f_x = \frac{f_s \cdot \Delta U}{\pi \cdot U_{dc0}} \tag{2.45}$$

Damit liegt die Frequenz f_x bei der die Impedanz des Zwischenkreiskondensators C_{dc} mit der Impedanz der Last R_L identisch ist, immer unter der Schaltfrequenz f_s. Wird die Regelung der Last optimal ausgelegt, so ist davon auszugehen, dass die Grenzfrequenz f_g bzgl. Zwischenkreisspannungsschwankungen ca. 1/5 unter der Schaltfrequenz f_s liegt. Soll bei dieser Frequenz der Einfluss der Lastimpedanz gegenüber der Impedanz der Zwi-

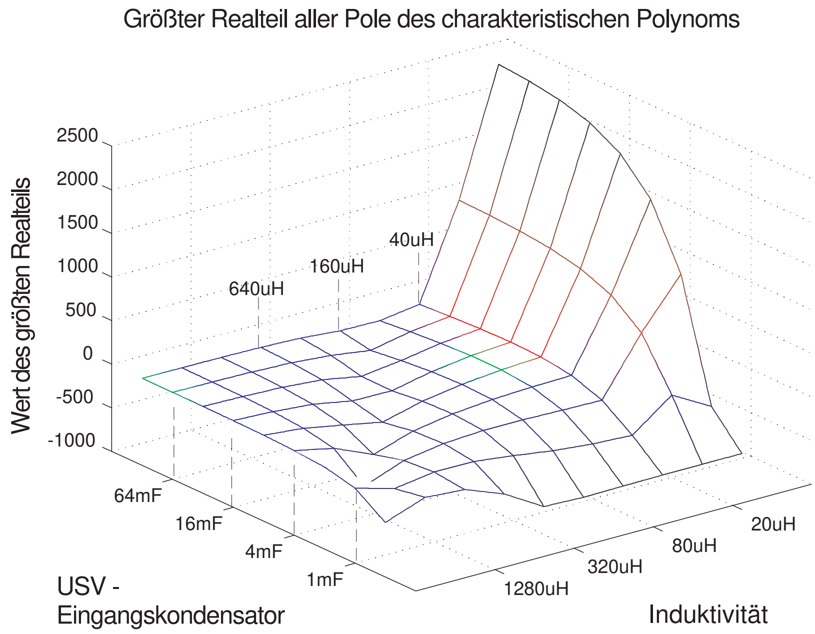

Abbildung 2.39.: Größter Realteil der Wurzeln des charakteristischen Polynoms als Indikator für Stabilität. Induktivität widerstandsbehaftet entspr. $50mm^2$ Kabel, Kapazität mit ESR.

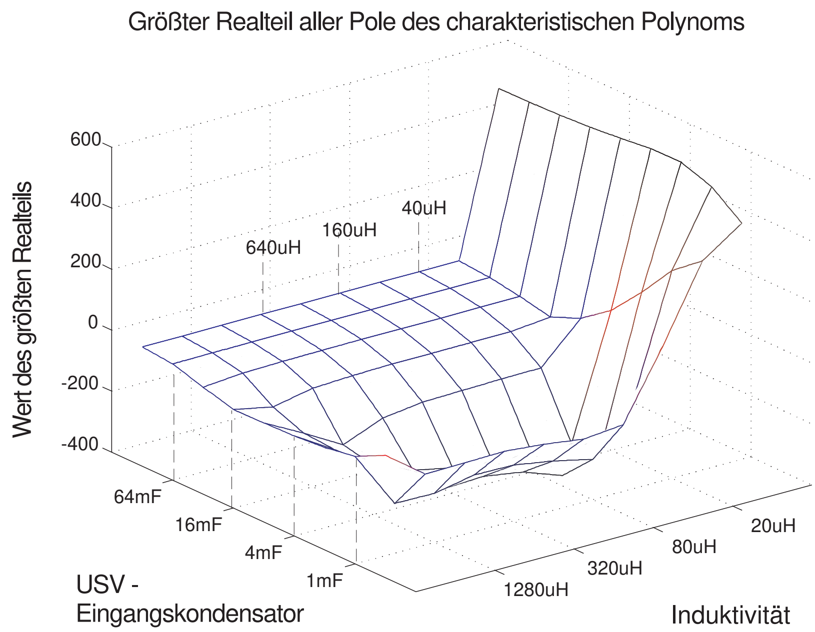

Abbildung 2.40.: Größter Realteil der Wurzeln des charakteristischen Polynoms als Indikator für Stabilität. Ideale Induktivität & Kapazität (verlustfrei) vorausgesetzt. Spannungsregelung nicht starr, sondern mit Spannungsabfall.

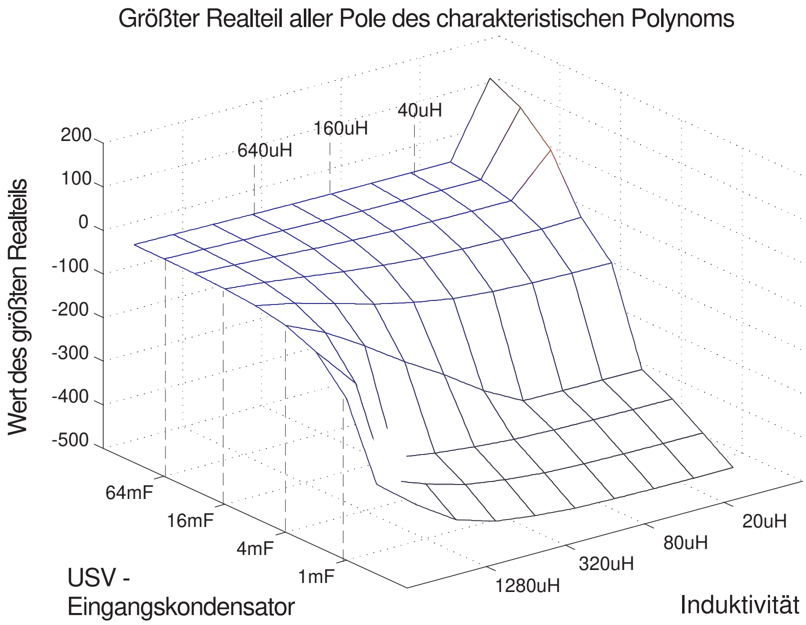

Abbildung 2.41.: Größter Realteil der Wurzeln des charakteristischen Polynoms als Indikator für Stabilität. Induktivität widerstandsbehaftet entspr. $50mm^2$ Kabel, Kapazität mit ESR. Spannungsregelung nicht starr, sondern mit Spannungsabfall.

schenkreiskapazität vernachlässigbar sein, so sollte

$$R_L(f_g) \approx 10 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C_{dc}} \tag{2.46}$$

damit ergibt sich ein Verhältnis für den Spannungsripple:

$$\frac{\Delta U}{U_{dc}} = \frac{\pi}{50} \approx 6.3\% \tag{2.47}$$

Für *alle* Schaltungen, bei denen ein Spannungsripple $< 6.3\%$ vorausgesetzt werden darf, sowie optimale Reglerauslegung, ist die Linearisierung um den Arbeitspunkt zulässig.

2.7. Verifikation des Simulationsmodells

Unter der Annahme, dass es sich bei der USV um eine ideale CPL handelt, wurden die Regelungsparameter des VIENNA-Gleichrichters anhand einer Messung bei einem Lastsprung der USV geschätzt. Abb. 2.44 zeigt dabei die wesentlichen Elemente. Dabei wurde von der Quelle lediglich der Ausgangskondensator C_{sup} dargestellt. Die Parameter fasst Tabelle 2.7 zusammen. Die Abbildungen 2.42 und 2.43 zeigen den Strom I_{Lf} zwischen Quelle und Last und die Zwischenkreisspannung an der USV (U_{dc}). In die Bilder eingefügt sind die nach Abb. 2.44 simulierten Verläufe für die tatsächlich in der VIENNA eingestellten Regelungsparameter (1), als auch für die aufgrund der Messung (4) geschätzten Parameter (2). Die VIENNA-Regelung hat aufgrund der unidirektionalen Topologie einen unteren Schwellenwert (693V) für den Start der Taktung bzw. Ausgangsspannungsregelung. Dies wurde bei der Simulation nicht berücksichtigt und begründet die unterschiedlichen Ausgangsspannungen in Abb. 2.43 bei $t = 0s$, sowie den unterschiedlichen

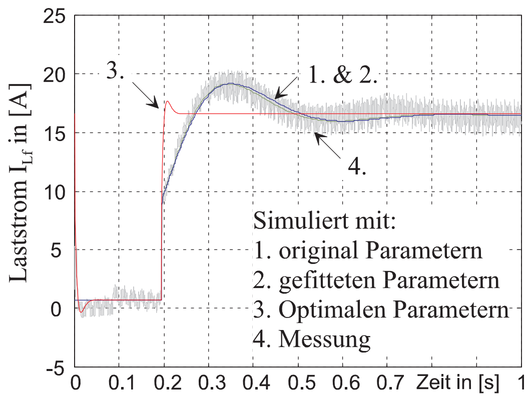

Abbildung 2.42.: Verlauf des Ausgleichsstromes zwischen Quelle und USV bei einem Lastsprung von 11,5kW.

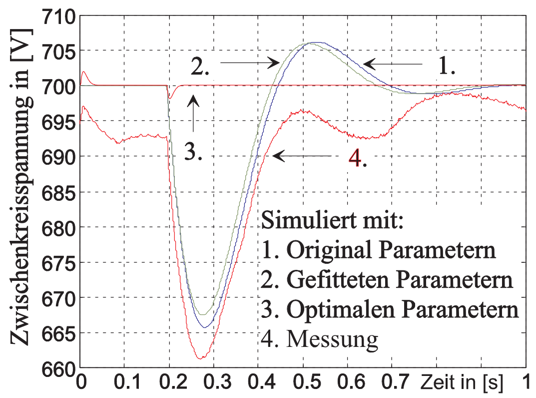

Abbildung 2.43.: Verlauf der Zwischenkreisspannung bei einem Lastsprung von 11,5kW.

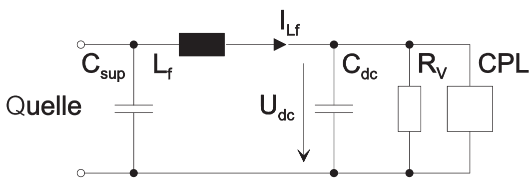

Abbildung 2.44.: Vereinfachte Darstellung zur Bestimmung der Regelungsparameter der Quelle

Verlauf der Zwischenkreisspannungen bei $t \approx 0.7s$. Wie Tabelle 2.7 zu entnehmen ist, lässt die einfache Messung des Stromes I_{Lf} eine präzise Schätzung der Regelungsparameter zu. Die Abb. 2.42 & 2.43 zeigen zudem einen optimierten Reglerparametersatz (3). Es wird deutlich, dass es sich bei den verwendeten Parametersatz um eine wesentlich langsamere Reglereinstellung handelt. Der Vergleich der Verläufe für den eingestellten (1) und den anhand der Messung geschätzten Parametersatz zeigt, dass das in Abb. 2.44 dargestellte Modell der Quelle die realen Verhältnisse gut nachbildet und von ausreichender Modelltiefe ist.

$C_{sup} = 10mF$	$L_f = 10\mu H$	$C_{dc} = 8,25mF$
$R_v = 1k\Omega$	$P_{CPL} = 11kW$	Quelle wie bisher

Tabelle 2.7.: Elemente bei der Messung der Zwischenkreisspannung bei Lastsprung zur Identifikation der VIENNA-Parameter

Reglerparameter	1. Original	2. Geschätzt	3. Optimal
K_{pU}	$0,283$	0.3	8
T_{nU}	$52,43ms$	$50ms$	$10ms$

Tabelle 2.8.: Spannungsreglerparameter des VIENNA-Gleichrichters wie in Abb. 2.42 und 2.43 verwendet.

3. Methoden zur Dämpfung des Zwischenkreises

Im folgenden Kapitel werden verschiedene Methoden zur Dämpfung des Zwischenkreises betrachtet. Es wird untersucht inwieweit die Dämpfung durch zusätzliche aktive und passive Bauelemente oder durch Modifikationen der Regelungsstruktur positiv beeinflusst werden kann. Da die Größe der Zwischenkreiskapazität einen wesentlichen Einfluss auf die Dämpfung des Systems hat, wird zunächst aufgezeigt wie die minimal notwendige Zwischenkreiskapazität bei Umrichtern bestimmt werden kann. Desweiteren wird ein möglicher positiver Einfluss von Baugruppen am Zwischenkreis einer B6-Brücke auf die Netzeingangsströme betrachtet.

3.1. Bestimmung der Zwischenkreiskapazität

Bestimmung der minimal notwendingen Kondensatorkapazität für einen VSI mit hoher Schaltfrequenz.

1. Parameter zur Bestimmung der Kapazität: Zwischenkreisspannung U_{dc}, Ausgangsleistung P, Blindleistung Q, Schaltfrequenz f_{sw}, Modulationsverfahren (sinussoidal-, overmodulation), Energiespeicheranforderungen (z.B. UPS bei Lastabwurf, Harmonische bzgl. aktiver Filter, etc.), Zulässiger Spannungsripple am Zwischenkreis.

2. Einflußfaktoren bei der Auswahl: Verluste im Kondensator (Um den geforderten Stromripple zu liefern ist bei Elektrolytkondensatoren eine Mindestkapazität erforderlich)

Eine Berechnung erfolgt mit folgendem Beispiel:

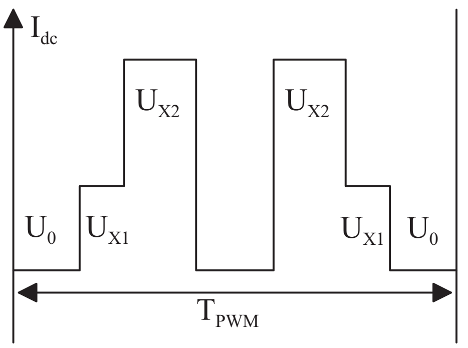

Abbildung 3.1.: Amplitude des Zwischenkreisstromes während einer Modulationsperiode (qualitativ)

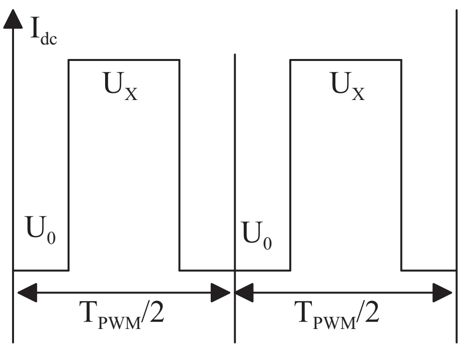

Abbildung 3.2.: Amplitude des Zwischenkreisstromes im Extremfall maximalen Spannungsripples

Ausgangsleistung:	62.5kVA (maximale Scheinleistung)
Schaltfrequenz:	8kHz
Zwischenkreisspannung:	700V
Modulationsverfahren:	sinussoidal
Energiespeicheranforderung:	keine (um minimalen Kondensatorwert zu erhalten)
Spannungsripple (ΔU_{dc}):	+/-10V
Zus. Voraussetzungen:	Stromripple vernachlässigbar klein

Um die Zwischenkreiskapazität nach dem zulässigen Spannungsripple auszulegen, ist es erforderlich, den Stromverlauf am Zwischenkreis und insbesondere den Extremfall für welchen sich größte Spannungsripple ergeben, zu identifizieren. Abbildung 3.1 zeigt qualitativ den Verlauf des Stromes am Eingang des Wechselrichters. Durch die Festlegung des Modulationsverfahrens (synchroner Sinus-Dreieck Vergleich) ergibt sich ein festes Muster für den Zwischenkreisstrom. Die am Ausgang des VSI gestellten Spannungsvektoren haben während einer Modulationsperiode stets die Abfolge $U_0 - U_{X1} - U_{X2} - U_0 - U_{X2} - U_{X1} - U_0$. Damit ergibt sich für den Zwischenkreisstrom ebenfalls ein festes Pulsmuster: $I_0 - I_{X1} - I_{X2} - I_0 - I_{X2} - I_{X1} - I_0$. Die Dauer der einzelnen Blöcke hängt dabei vom gestellten Spannungsvektor ab. Die Amplitude der Stromabschnitte $I_{X1}\&I_{X2}$ hängt sowohl von der Stromamplitude als auch von der Phasenlage ab. (Stillschweigend wurde dabei vorausgesetzt, dass der Ausgangsstrom während der Modulationsperiode konstant bleibt. D.h., dass die Schaltfrequenz hinreichend groß gegenüber der Netzfrequenz ist und der Stromripple aufgrund der Taktung gegenüber der absoluten Stromamplitude vernachlässigbar ist.) Für den Spannungsripple am Zwischenkreis stellt dabei eine Kurvenform nach Abbildung 3.2 den Extremfall dar. Bei 50% Puls-Pause Verhältnis und maximaler Stromamplitude ergeben sich die größten Spannungsschwankungen ΔU. Der maximale Zwischenkreisstrom $\hat{I}_{dc}$ entspricht dem maximalen Spulenstrom I_{Lf}. $\hat{I}_{dc}$ lässt sich aus der maximalen Ausgangsscheinleistung S_{VSI} und der nominalen Ausgangsspannung U_{ll} berechnen zu:

$$\hat{I}_{dc} = \hat{I}_{Lf} = \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{S_{VSI}}{U_{ll}} \tag{3.1}$$

Für den betrachteten Fall ergibt sich: $S_{VSI} = 62.5kW$ Annahme: $cos(phi) = 0.8$, Wirkleistung $P = 50kW$

$$\hat{I}_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{62.5kVA}{400V} = 127.6A$$

Wird vorausgesetzt, dass der Zwischenkreis von einer Konstantstromquelle (I_{dc}^{supply}) gespeist wird, welche dem Mittelwert des Wechselrichterstromes entspricht, so gilt:

$$\dot{U}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot (\hat{I}_{dc} - I_{dc}^{supply})$$

Ist der Spannungsripple gering, so lässt sich der Strom I_{dc}^{supply} abschätzen zu:

$$I_{dc}^{supply} = \frac{\hat{I}_{dc}}{2}$$

Damit ergibt sich

$$\dot{U}_{dc} = \frac{\hat{I}_{dc}}{2 \cdot C_{dc}}$$

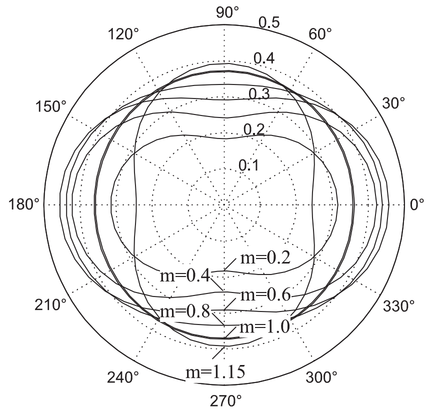

Abbildung 3.3.: Auf $\hat{I}_{dc}$ normierter RMS-Wert des Zwischenkreisstromes über eine Grundschwingungsperiode

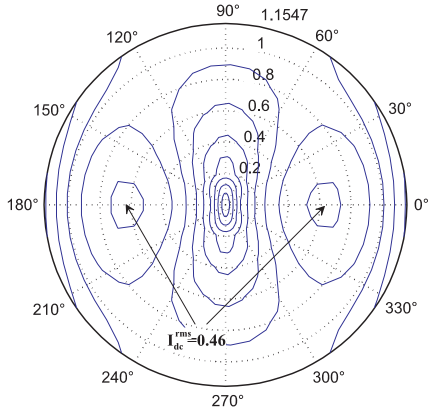

Abbildung 3.4.: Qualitative Darstellung von $\overline{I}_{dc}^{rms}$ für verschiedene m & ϕ

Liegt eine absolute Grenze für die Spannungsschwankungen vor, so lässt sich ebenfalls auf den Spannungsripple schließen:

$$\dot{U}_{dc}^{max} = \frac{2 \cdot \Delta U_{dc}}{T_{PWM}/4}$$

Daraus lässt sich ein minimaler Kondensatorwert berechnen:

$$C_{dc} = \frac{T_{PWM}/4}{2 \cdot \Delta U_{dc}} \cdot \frac{\hat{I}_{dc}}{2}$$

Für das oben gewählte Beispiel ergibt sich die minimale Zwischenkreiskapazität zu:

$$C_{dc}^{min} = \frac{1}{8 \cdot \Delta U_{dc} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{\hat{I}_{dc}}{2} = \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot \frac{S_{VSI}}{8 \cdot \Delta U_{dc} \cdot f_{sw} \cdot U_{ll}}$$

$$C_{dc}^{min} = \frac{1}{8 \cdot 10V \cdot 8kHz} \cdot 63.8A \approx 100\mu F$$

Eine wesentlich größere Einschränkung erfährt die Bestimmung der Zwischenkreiskapazität durch die thermischen Grenzen - insbesondere bei der Wahl von Elektrolytkondensatoren. Diese begrenzen den zulässigen Effektivwert des Kondensatorstromes. Wesentliche Einflußfaktoren sind die Verluste, sowie die Lebensdauer. Aufgrund der Zeitkonstante ist der Mittelwert über eine Grundschwingungsperiode anzusetzen:

$$I_{dc}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{Netz}} \cdot \int_0^{T_{Netz}} I_{dc}^2(t)dt}$$

Abb. 3.3 bzw. Abb. 3.4 zeigt den Zusammenhang zwischen dem Stromripple I_{dc}^{rms} und den zwei Einflußparametern dem Phasenwinkel ϕ zwischen Ausgangsspannung und -strom und dem Aussteuergrad m.

$$\overline{I}_{dc}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{Netz}} \cdot \int_0^{T_{Netz}} \frac{(I_{dc}(t) - I_{dc}^{avg}(t))^2}{\hat{I}_{dc}} dt} \tag{3.2}$$

Abb. 3.3 stellt den auf $\hat{I}_{dc}$ normierter RMS-Wert des Zwischenkreisstromes über eine Grundschwingungsperiode dar. Für die verschiedenen Aussteuergrade m ergeben sich unterschiedliche Werte, wobei das Maximum nicht beim größten Aussteuergrad liegt. Der während einer Modulationsperiode größt mögliche Wert von $I_{dc}^{rms} = 0.5 \cdot \hat{I}_d c$ wird dabei nicht erreicht. Der größte Wert in einer Grundschwingungsperiode beträgt $I_{dc}^{rms} \approx 0.46$ und wird bei einem Aussteuergrad $m \approx 0.62$ mit $\phi = 0°$ erreicht. Abb. 3.4 zeigt die Höhenlinien für $\overline{I}_{dc}^{rms}$, sodass die Betriebspunkte mit maximalem $\overline{I}_{dc}^{rms}$ besser zu erkennen sind. Es sei darauf hingewiesen, dass eine Modulation mit dritten Harmonischen (Raumvektormodulation) und einer Modulation mit sinussoidalen Referenzwerten zu keinen unterschiedlichen Zeitverläufen des Stromes I_{dc} führt. Die Effektivwerte des Stromes im Zwischenkreis sind somit für beide Verfahren identisch.

Referenzwerte für den Sinus-Dreieck-Vergleich:

ohne 3'te Harmonische:	mit 3'ten Harmonischen:
$U_a = m \cdot cos(\omega t)$	$U_{ax} = m \cdot cos(\omega t) - 0.5 \cdot (max(U_a, U_b, U_c) + min(U_a, U_b, U_c))$
$U_b = m \cdot cos(\omega t - 120°)$	$U_{bx} = m \cdot cos(\omega t - 120°) - 0.5 \cdot (max(U_{a,b,c}) + min(U_{a,b,c}))$
$U_c = m \cdot cos(\omega t + 120°)$	$U_{cx} = m \cdot cos(\omega t + 120°) - 0.5 \cdot (max(U_{a,b,c}) + min(U_{a,b,c}))$

Einschaltdauer des oberen Halbleiters für beide Modulationsvarianten:

ohne 3'te Harmonische:	mit 3'ten Harmonischen:
$S_{1o}^{on} = \frac{1}{2} \cdot (U_a + 1)$	$S_{1m}^{on} = \frac{1}{2} \cdot (U_{ax} + 1)$
$S_{2o}^{on} = \frac{1}{2} \cdot (U_b + 1)$	$S_{2m}^{on} = \frac{1}{2} \cdot (U_{bx} + 1)$
$S_{3o}^{on} = \frac{1}{2} \cdot (U_c + 1)$	$S_{3m}^{on} = \frac{1}{2} \cdot (U_{cx} + 1)$

O.B.d.A. sei $U_a > U_b > U_c$. Dann lassen sich die Zeitintervalle aus Abbildung 3.1 als Differenz der Einschaltdauern der einzelnen Umrichterzweige darstellen.

$$t_0 = S_{3o}^{on} \quad t_1 = S_{3o}^{on} - S_{2o}^{on} \quad t_2 = S_{2o}^{on} - S_{1o}^{on} \quad t_3 = 1 - S_{1o}^{on}$$

Die Zeitintervalle t_1 und t_2 während denen im Zwischenkreis Strom fließt ergeben sich als Differenz zweier Einschaltdauern S_{xo}^{on}. Da eine Modulation mit dritten Harmonischen zu den Referenzwerten lediglich einen Offset $(0.5 \cdot (max(U_{a,b,c}) + min(U_{a,b,c}))$ addiert, bleibt die Amplitude als auch die Länge der Strompulse im Zwischenkreis gleich. Lediglich die Zeitintervalle t_0 und t_3 verändern sich. Dies hat aber keine Auswirkung auf den Effektivwert des Zwischenkreisstromes.
Anmerkung bzgl. der 4-Leiter Variante:

Bei der vorgenommenen Abschätzung wurde der Stromripple vernachlässigt und die Schaltfrequenz hoch gewählt. Damit ergeben sich blockförmige Zwischenkreisströme. Erfolgt die Abschätzung bei der 4-Leiter Variante unter den gleichen Voraussetzungen, ergibt sich das gleiche Ergebnis, da der Stromripple im vierten Zweig vernachlässigt wird, somit keinen Beitrag zum Zwischenkreisstrom leistet.

Elektrolytkondensatoren werden als Kapazität mit seriellem Widerstand (ESR) vereinfacht. Der ESR sinkt sowohl mit steigender Frequenz als auch mit der Betriebstemperatur. Die Verluste lassen sich als Summe der Verluste bei den einzelnen Harmonischen n des Zwischenkreisstromes $I_{dc,n}$ berechnen:

$$P_{tot} = \sum (I_{dc,n}^2 \cdot ESR_n)$$

Um eine möglichst genaue Abschätzung der kleinsten Zwischenkreiskapazität zu erhalten, ist der Anteil der Harmonischen über eine Grundschwingungsperiode zu bestimmen

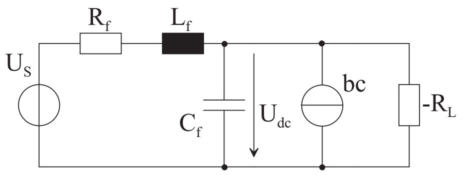

Abbildung 3.5.: Schaltung zur Dämpfung schematisch als Stromquelle dargestellt.

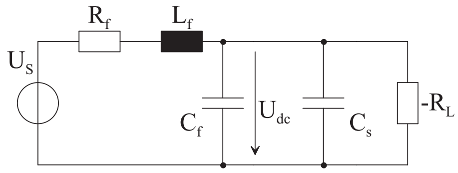

Abbildung 3.6.: Stabilisierung durch zusätzliche Kapazität

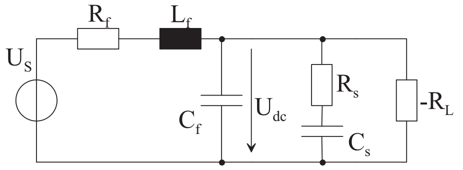

Abbildung 3.7.: Erhöhung der Dämpfung durch Widerstand in Serie.

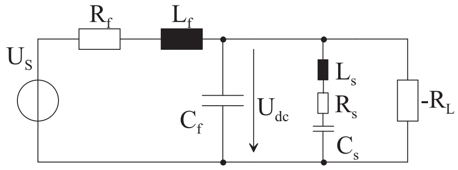

Abbildung 3.8.: Erhöhung der Dämpfung & Stabilität bei geringeren Verlusten

und mit einer entsprechenden Tabelle des frequenzabhängigen ESR die Verlustleistung zu berechnen. An dieser Stelle wird der Wert der Harmonischen $I_{dc,n}$ bei der doppelten Schaltfrequenz ($n = 2 \cdot fs$) durch die Fouriertransformierte eines rechteckförmigen Zwischenkreisstromes bestimmt zu:

$$I_{dc,n=2fs} \approx \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}_{dc}$$

Mit Hilfe entsprechender Herstellerangaben [1] [2] lässt sich eine minimale Zwischenkreiskapazität (Elektrolytkondensatoren vorausgesetzt) bestimmen:

$$C_{dc}^{min}|_{\hat{I}_{dc}=127.6A} > 13.6mF$$

3.2. Dämpfung des Zwischenkreises durch Zusatzkomponenten

Häufig treten am Zwischenkreis unerwünschte Schwingungsvorgänge auf. Diese lassen sich prinzipiell auf verschiedene Arten bedämpfen. Eine schematische Darstellung zeigt Abbildung 3.5. Zum Kondensator C_f ist eine Schaltung parallel geschlossen - hier als Stromquelle dargestellt - die für eine Bedämpfung der Spannung U_{dc} sorgen soll. Beschränkt man sich bei der Bedämpfung auf passive Komponenten, so ergeben sich im wesentlichen drei Möglichkeiten, dargestellt in Abb. 3.6 bis Abb. 3.8. Abbildung 3.6 zeigt dabei die einfachste Variante: Die Kapazität C_f wird erhöht, um den Zwischenkreis zu stabilisieren. Dadurch ergibt sich auch eine bessere Dämpfung bei transienten Vorgängen. Abbildung 3.7 zeigt eine häufig gewählte Alternative, wobei die Kapazität über einen Widerstand angeschlossen wird, so dass sich die Verluste bei Ausgleichsvorgängen zwischen C_f und C_s erhöhen und eine höhere Dämpfung erzeugt wird. In Abb. 3.8 ist ein Saugkreis angeschlossen. Sind die Resonanzelemente (C_s bzw. L_s) auf die Resonanzfrequenz des Eingangsfilters (Elemente L_f und C_f) abgestimmt ($L_f \cdot C_f = L_s \cdot C_s$), so trägt auch dieser Kreis zur Stabilisierung des Systems bei. Vorteilhaft ist dabei, dass die Verluste im Widerstand R_s geringer ausfallen als ohne L_s.

3.2.1. Dämpfung durch passive Elemente

Eine mögliche Variante zur Bedämpfung des Zwischenkreises liegt im Einsatz weiterer passiver Elemente. Hierbei lassen sich drei wesentliche Varianten unterscheiden:

1. Einfügen einer weiteren Zwischenkreiskapazität.
   Diese Maßnahme ist identisch mit dem Vergrößern der Zwischenkreiskapazität. Sie führt zu einer Verringerung der Resonanzfrequenz und einer Erhöhung der Dämpfung.

2. Einfügen einer weiteren Zwischenkreiskapazität mit seriellem Widerstand.
   Diese Maßnahme ist am häufigsten Anzutreffen, wobei im allgemeinen die gesamte Zwischenkreiskapazität über einen Widerstand angeschlossen wird. Der Widerstand sorgt für eine zusätzliche Bedämpfung von Schwingungen.

3. Einfügen eines Saugkreises.
   Wird ein Saugkreis bestehend aus Kapazität (C_s), Induktivität (L_s) und Widerstand (R_s) eingefügt, wird lediglich ein Aufklingen angeregter Schwingungen im Resonanzbereich von L_f und C_f verhindert. Da nur frequenzselektiv gedämpft wird, sollten die Verluste geringer sein als im vorherigen Fall.

Im folgenden werden alle drei Maßnahmen hinsichtlich ihrer Wirkung auf den Zwischenkreis anhand eines konkreten Beispiels untersucht und erläutert. Als Ausgangspunkt der Betrachtungen wird ein konkretes Beispiel (Abb. 3.8) betrachtet. Dabei sind die Parameter für die Versorgung des Zwischenkreises festgelegt zu:

$$C_f = 1mF \quad L_f = 10mH \quad R_f = 0.1m\Omega$$

Die Parameter sind so gewählt, dass bei einer Versorgungsspannung von $U_{sup} = 700$ und einer Last von $P^{CPL} = 10kW$ Stabilitätsprobleme auftreten. Die Betrachtungen sind für diesen Fall dargestellt, lassen sich jedoch ohne weiteres verallgemeinern. Abb. 3.9 zeigt die sich ergebende Dämpfung für einen Saugkreis in Abhängigkeit von L_s und C_s, dabei wurde der Widerstand R_s derart gewählt, dass sich jeweils die optimale Dämpfung ergibt. Für $R_s \to 0$ wird die Anordnung keinesfalls stabiler, da lediglich zwei schwingungsfähige Komponenten hinzukommen. Für $R_s \to \infty$ entfällt der Einfluss des Saugkreises, die Schaltung bleibt instabil. Zwischen diesen beiden Extremfällen liegt das in Abb. 3.9 dargestellte Optimum bzgl. der Dämpfung. Aus Abb. 3.9 lässt sich erkennen, dass die Dämpfung mit steigendem C_s zunimmt. Eine Änderung in der Wahl der Serieninduktivität L_s bewirkt keine übermäßige Veränderung in der Dämpfung, worauf später noch eingegangen wird. Die einzelne Kurve für $L_s = 0$ über C_s aufgetragen gibt zum Vergleich die Dämpfung des Systems an, wie sie sich ergibt, wenn die Kapazität direkt am Zwischenkreis angeschlossen wird (nach Abb. 3.6). Es ist zu erkennen, dass der Widerstand einen wesentlichen Einfluss auf die Verbesserung der Stabilität hat. Für große C_s und L_s ergibt sich ein Plateau. In dieser Region besitzt das charakteristische Polynom keinen Doppelpol mehr. Eine Dämpfung lässt sich somit nicht angeben und der Wert für d wurde daher auf 1 gesetzt. Eine optimale Dämpfung lässt sich erreichen, wenn für die Elemente C_s und L_s gilt:

$$L_f \cdot C_f = L_s \cdot C_s \tag{3.3}$$

Abb. 3.10 zeigt den Vergleich zwischen der in Abb. 3.7 und Abb. 3.8 dargestellten Schaltungsvariante. Durch den Einsatz der seriellen Induktivität lassen sich zwei Verbesserungen erreichen:

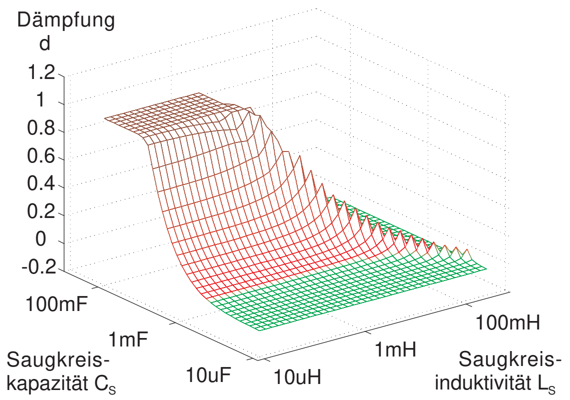

Abbildung 3.9.: Maximal erreichbare Dämpfung für verschiedene Saugkreisparameter

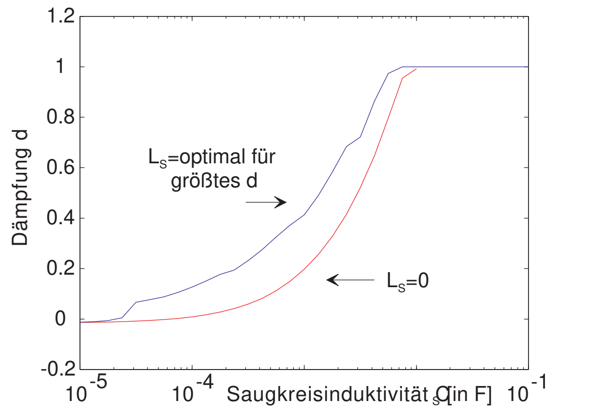

Abbildung 3.10.: Maximale erreichbare Dämpfung in Abhängigkeit von C_s

- Bei Einsatz eines L_s lässt sich der Wert der Kapazität C_s der zum Erreichen einer gewünschten Dämpfung notwendig ist verringern.
- Da unter Einsatz von L_s die Kapazität C_s geringer gewählt werden kann, sind - wie später noch gezeigt wird - geringere Verluste im Serienresonanzkreis zu erwarten.

Drei mögliche Störübertragungsfunktionen ergeben sich:

1. Störung durch Spannungsschwankungen (U_{Sup})
   Die Übertragungsfunktion $G(s) = \frac{U_{dc}}{U_{Sup}}$ lässt sich berechnen zu:

$$G_1(s) = \frac{Z_L}{(Z_S + Z_L)} = \frac{\frac{N_L}{D_L}}{\frac{N_S}{D_S} + \frac{N_L}{D_L}} = \frac{N_L \cdot D_S}{N_S \cdot D_L + N_L \cdot D_S} \tag{3.4}$$

2. Störungen am Zwischenkreis
   Störungen können auch direkt am Zwischenkreis durch dort angeschlossene zusätzliche Baugruppen hervorgerufen werden. Modelliert werden derartige Störungen vereinfacht durch eine Stromquelle (I_{dis}) die direkt am Zwischenkreis angeschlossen ist. Die Übertragungsfunktion $G(s) = \frac{U_{dc}}{I_{dis}}$ beschreibt das entsprechende Übertragungverhalten.

$$G_2(s) = (\frac{1}{Z_S} + \frac{1}{Z_L})^{-1} = \frac{Z_S \cdot Z_L}{Z_L + Z_S} = \frac{\frac{N_S}{D_S} \cdot \frac{N_L}{D_L}}{\frac{N_L}{D_L} + \frac{N_S}{D_S}} = \frac{N_S \cdot N_L}{N_L \cdot D_S + N_S \cdot D_L} \tag{3.5}$$

3. Anregung des Zwischenkreis durch Lastwechsel
   Da die betrachtete Last ein nichtlineares Verhalten zeigt, sind Anregungen die durch Lastwechsel verursacht werden nicht mit linearen Übertragungsfunktionen nachzubilden. Aus diesem Grund wird darauf verzichtet, da der Fall ähnliche Auswirkungen auf den Zwischenkreis hat wie 2.

Für beide Störübertragungsfunktionen ist das charakteristische Polynom identisch. Die Dämpfung wurde bereits für verschiedene Parameter dargestellt. Im folgenden wird die im Saugkreis in Wärmeverluste umgesetzte Energie E_{Spg}, welche sich nach (1.) aus Spannungsschwankungen der Versorgungsspannung U_{sup} ergibt, berechnet. Auf die Darstellung der Verlustenergie E_{Str}, wie sie durch einen Stromsprung am Zwischenkreis anfällt wird

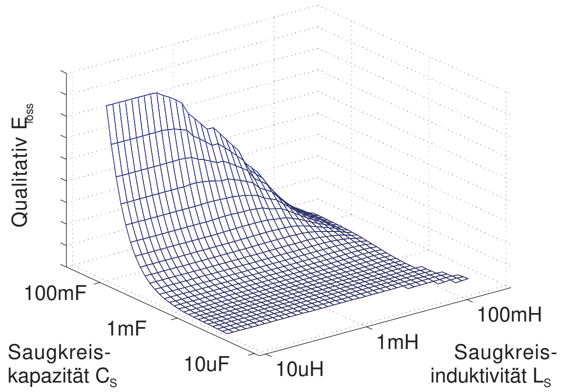

Abbildung 3.11.: Qualitative Darstellung der Verluste im Saugkreis nach Spannungssprung

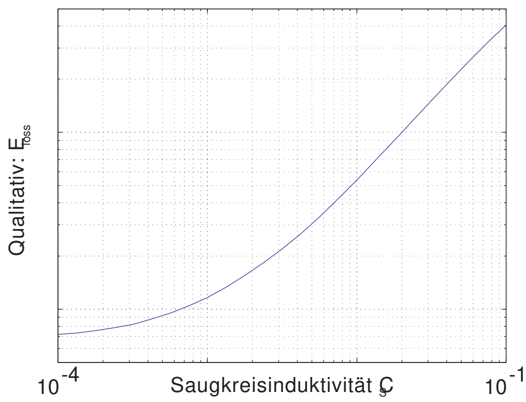

Abbildung 3.12.: Verluste qualitativ in Abhängigkeit von C_s dargestellt

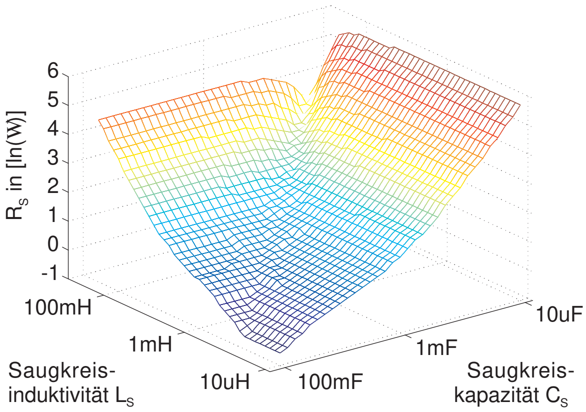

Abbildung 3.13.: Widerstand R_s um optimale Dämpfung nach Abb. 3.9 zu erreichen.

verzichtet, da die Abhängigkeiten von den Parametern C_s, L_s und R_s gering ist. E_{Spg} hängt von der Art der Anregung ab. Um die Betrachtungen so allgemein wie möglich und auch mathematisch nachvollziehbar zu halten, wird als Störung ein Spannungssprung gewählt. Die Anregung enthält somit alle Frequenzkomponenten. Abb. 3.11 gibt den Verlauf der Verlustenergie die durch den Spannungssprung in R_s anfallen wieder. Für Parameter bei denen das System instabil bleibt ist keine Verlustenergie dargestellt. Die Verluste wurden in einem Zeitfenster von 100ms nach der Anregung berechnet. Daher fallen die Verluste auch wenn das System nahe an die Stabilitätsgrenze kommt.

Abb. 3.12 zeigt die im Saugkreis (R_s) anfallenden Verluste in Abhängigkeit von C_s. Die Verluste sind qualitativ dargestellt, da die Verluste von der Amplitude des Spannungssprunges abhängig sind. Abb. 3.12 zeigt, dass bei einer Kapazität von $C_s = 20mF$ ($L_s \approx 0.5mH$) die Verluste ca. 8-mal so hoch sind wie unter Verwendung von $C_s = 2mF$ und $L_s \approx 5mH$. Abb. 3.13 zeigt den Verlauf des Widerstandes R_s in Abhängigkeit der Parameter C_s und L_s um optimale Dämpfung nach Abb. 3.9 zu erhalten (logarithmische Darstellung von R_s beachten!). Es lässt sich erkennen, dass der optimale Widerstand bei konstantem L_s in etwa linear von C_s abhängt und umgekehrt. Das charakteristische Polynom der Störgrößenübertragungsfunktion für die Variante nach Abb. 3.7 (ohne L_s) ist dritter Ordnung:

$$\begin{aligned} CP &= (R_s \cdot C_s \cdot s + 1) \cdot R_L \\ &\quad +(L_f \cdot s + R_f) \cdot (C_f \cdot R_L \cdot R_s \cdot C_s \cdot s^2 + C_f \cdot R_L \cdot s + C_s \cdot R_L \cdot s - R_s \cdot C_s \cdot s - 1) \end{aligned}$$

Trotz des noch relativ einfachen charakteristischen Polynoms lässt sich keine handliche Formel zur Berechnung des optimalen Dämpfungswiderstandes R_s angeben. Die Optimierung muss numerisch erfolgen.

3.2.2. Bus-Conditioner Regelung mit verallgemeinertem Integrator

Sucht man zur Lösung mit passiven Bauelementen vergleichbare Lösungen auf der Basis selbstgeführter Umrichter, so lassen sich den einzelnen Ansätzen mit passiven Elementen verschiedene Regelverfahren für den Umrichter zuordnen. Das bekannteste Verfahren zur Stützung des Zwischenkreises prägt einen Strom ein, welcher proportional ist zur Spannungsabweichung:

$$I_{bc} \sim (U_{dc} - U_{dcf}) \tag{3.6}$$

Dabei wird die gefilterte Zwischenkreisspannung U_{dcf} durch einen einfachen Tiefpassfilter erster Ordnung erzeugt:

$$U_{dcf} = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \cdot U_{dc} \tag{3.7}$$

Sinkt die Zwischenkreisspannung ab, so wird der Zwischenkreis gestützt, steigt die Zwischenkreisspannung über den stationären Wert, wird der Zwischenkreis belastet. Dieser Regelansatz entspricht exakt der Umsetzung mir R_s und C_s nach Abb. 3.7. Es gilt:

$$I_{bc} = \frac{1}{R_c} \cdot (U_{dc} - U_{dcf}) = \frac{1}{R_c} \cdot (U_{dc} - \frac{U_{dc}}{R_s C_s \cdot s + 1})$$

Der Bus-Conditioner (BC) nach Abb. 3.5 entspricht dann der passiven Schaltung nach Abb. 3.7, mit dem Proportionalitätsfaktor $1/R_C = 1/R_S$ in Gl. 3.6 und der Zeitkonstante $\tau = \frac{1}{R_S C_S}$ in Gl. 3.7.

Ein neuer Ansatz ist es, ein Regelverfahren über einen so genannten "Verallgemeinerten Integrator" [37] zu verwenden. Für den Umrichter mit entsprechender Regelung ergibt sich die vereinfachte Übertragungsfunktion (Totzeiten vernachlässigt) zu:

$$Y_{bc} = \frac{K_{bc}\omega \cdot s}{s^2 + \omega s + \omega^2}$$

Die Übertragungsfunktion ähnelt damit stark der Übertragungsfunktion die sich bei einem Saugkreis (Abb. 3.8) ergibt:

$$Y_s = \frac{1}{R_s + L_s s + \frac{1}{C_s s}} = \frac{C_s s}{C_s L_s s^2 + R_s C_s s + 1}$$

Ein entscheidender Nachteil dieser Methode ist, dass ein Eingriff des BC immer erfolgt, wenn der Zwischenkreis schwankt. Da das instabile Systemverhalten im wesentlichen vom $L_f C_f$-Eingangsfilter herrührt, welches durch die geregelte Last (CPL) zu Schwingungen angeregt wird, liegt es nahe, lediglich diese Schwingungen zu bedämpfen. Dies ist möglich durch ein neuartiges Regelverfahren über einen so genannten verallgemeinerten Integrator. Der in [37] vorgestellte Regelkreis wurde bisher zur Regelung sinusförmiger Einspeiseströme bei einphasigen Umrichtern eingesetzt. Durch eine zusätzliche Rückkopplung in dieser Regelung lässt sich erreichen, dass der Strom des BC phasenrichtig und proportional zu einer Frequenzkomponente der Zwischenkreisspannung ist. Man wählt die

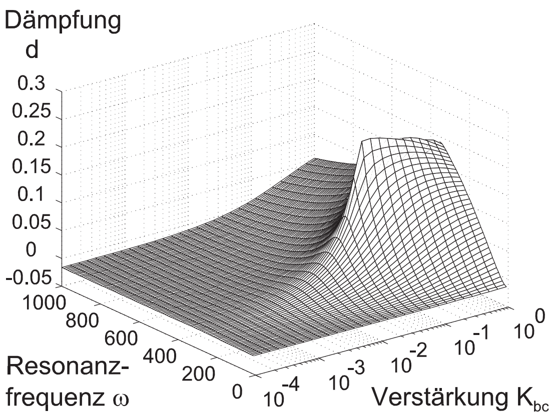

Abbildung 3.14.: Optimierung der Reglerparameter K_{bc} und ω_{bc}

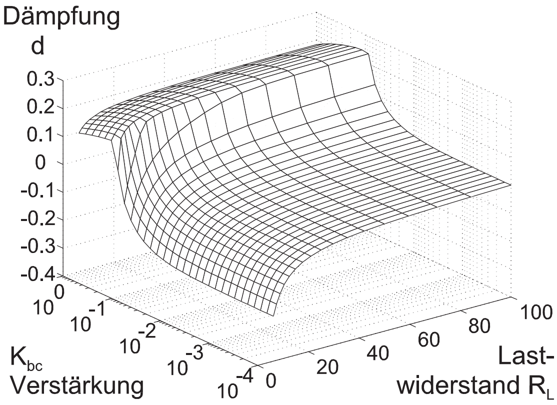

Abbildung 3.15.: Dämpfung des Systems bei festem ω_{bc}

Reglerparameter derart, dass diese Frequenz der Resonanzfrequenz des Eingangsfilters entspricht. Wird der Eingangsfilter zu Schwingungen angeregt, so dämpft der BC lediglich diese Frequenzkomponente selektiv. Ein Aufklingen wird damit verhindert. Abb. 3.14 zeigt für einen festen Parametersatz (L_f, R_f, C_f, R_L) die maximal erreichbare Dämpfung für verschiedene Reglerparameter. Im Bereich der Resonanzfrequenz des Eingangsfilters $(\omega = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}})$ ist die Dämpfung für ein bestimmtes K_{bc} maximal. Der Faktor K_{bc} übernimmt an dieser Stelle die Funktion eines virtuellen Leitwertes für diese Frequenzkomponente. Es gilt:

$$I_{bc} = Y_{bc} \cdot U_{dc} = \left. \frac{K_{bc}\omega_{bc} \cdot s}{s^2 + \omega_{bc}s + \omega_{bc}^2} \right|_{s=\omega_{bc}} \cdot U_{dc} = \frac{K_{bc}}{3} \cdot U_{dc}$$

Abb. 3.15 zeigt die maximale Dämpfung für den Fall $\omega_{bc} = \sqrt{\frac{1}{L_f C_f}}$ für verschiedene Lastwiderstände R_L bzw. verschiedene K_{bc}. Es zeigt sich, dass diese BC-Schaltung über einen großen Lastbereich das System stabil halten kann. Für $K_{bc} \approx 0.1$ ergibt sich für diesen Fall eine nahezu lastunabhängige Dämpfung von $d = 0.2..0.3$. Ein wichtiges Kriterium zur Beurteilung des BC stellt die Auslegung der BC-Kapazität dar. Da auch der BC über einen Spannungszwischenkreis mit Zwischenkreiskapazität verfügt, ist zu prüfen wie groß diese Kapazität zu wählen ist, um das System zu stabilisieren. Dabei sind grundsätzlich zwei Ansätze zu unterscheiden:

- Bedämpfung von Spannungsschwankungen, die vor dem Filter anliegen (d.h. in der Versorgungsspannung auftauchen, z.B. bei einer B6-Schaltung).

- Bedämpfung von Spannungsschwankungen die von Lastwechseln ($R_L \neq const.$) herrühren. Der Einfluß der Lastschwankung lässt sich nur anhand eines nichtlinearen Modells durch Simulation bestimmen.

Sind die Spannungsschwankungen durch die Versorgung verursacht, so lässt sich der Energieaustausch am linearen Modell abschätzen, sofern die Restspannungswelligkeit in U_{dc} nicht zu groß ist. Im folgenden wird die Größe des Energiespeichers unter der Voraussetzung einer B6-Brücke abgeschätzt. Die B6-Schaltung hat (ein starres Dreiphasennetz vorausgesetzt) Harmonische der Amplitude:

$$
\begin{aligned}
a_{k=6\cdot n} &= 2\cdot\frac{3}{\pi}\cdot\left(\frac{sin([1-k]\cdot\frac{pi}{6})}{(1-k)}+\frac{sin((1+k)\cdot\frac{\pi}{6})}{(1+k)}\right)\\
&= \frac{3}{\pi}\cdot(-1)^n\cdot\left(\frac{1}{1-6n}+\frac{1}{1+6n}\right)\\
&= \frac{3}{\pi}\cdot(-1)^n\cdot\frac{2}{1-36n^2}\\
a_0 &= \frac{3}{\pi} \qquad\qquad a_{k\neq 6\cdot n}=0; \qquad \text{für n=1,2,3,..}
\end{aligned}
\tag{3.8}
$$

$$
\hat{U}_k = a_k\cdot\hat{U}_{ll} \tag{3.9}
$$

Über die komplexen Widerstände lassen sich die Fourierkoeffizienten in U_{dc} berechnen:

$$
\hat{U}_{dc,k} = \hat{U}_{sup,k} - \frac{U_{sup,k}}{Z_{ges,k}}\cdot X_{L_f,k}
$$

$\hat{U}_{dc,k}$ gibt die unter Einsatz des BC auf dem Zwischenkreis verbleibenden Harmonischen an. Durch $\hat{I}_{bc,k} = \frac{\hat{U}_{dc,k}}{Z_{bc,k}}$ ist der zugehörige Strom definiert. Da sich die vom BC aufgenommene bzw. abgegebene Leistung P_{bc} als Produkt von $U_{dc}(t)$ und $I_{bc}(t)$ darstellt, muss die Berechnung entweder durch Rücktransformation in den Zeitbereich oder durch Faltung im Frequenzbereich vorgenommen werden. Zur Bestimmung der Kapazität sind zwei Faktoren wesentlich:

1. Die maximal zulässige Spannungsschwankung im Zwischenkreis welche den Energieeinsatz begrenzt.

2. Die Energiemenge die zum stationären Betrieb notwendig ist.

Zur Berechnung der Energiemenge ist $P_{bc}(t)$ notwendig. Eine Rücktransformation in den Zeitbereich somit unumgänglich. Mit $E_{bc} = \int P_{bc}(t)dt$ lässt sich E_{bc} bestimmen. Die von der BC-Zwischenkreiskapazität zu liefernde Energie (Minimalwert) lässt sich abschätzen zu $\Delta E_{bc} = max\{E_{bc}(t)\} - min\{E_{bc}(t)\}$. Über den zulässigen Spannungshub (siehe 1.) lässt sich ein Wert für C_{bc} festlegen. Dieser Wert stellt einen groben Anhaltspunkt für die Größe von C_{bc} dar, da bei transienten Vorgängen z.B. durch Lastwechsel höhere Energiemengen notwendig sind. Diese lassen sich durch Zeitsimulationen des nichtlinearen Systems im konkreten Einzelfall bestimmen.

3.3. Schnellst mögliche Bedämpfung eines LC-Schwingkreises

Um ein LC-Filter zu bedämpfen, muss ihm der Anteil an Energie entzogen werden, der vom stationären Zustand abweicht. Da die Eingriffsmöglichkeit mit einem Bus-Conditioner, wie er hier betrachtet wird, auf den Energiegehalt des Kondensators C_f beschränkt ist, ist dessen Energieschwankung optimal zu bedämpfen ohne den Filter weiter anzuregen. Die einfachste und wirkungsvollste Methode ist, die im Schwingkreis enthaltene Energie komplett im Bus-Conditioner aufzunehmen. Dazu muss der Bus-Conditioner die Spannung über dem Kondensator C_f konstant halten. Die Dämpfung ist in diesem Fall $d = 1$, da keine Schwingung entstehen kann. Allerdings hat diese Variante einen

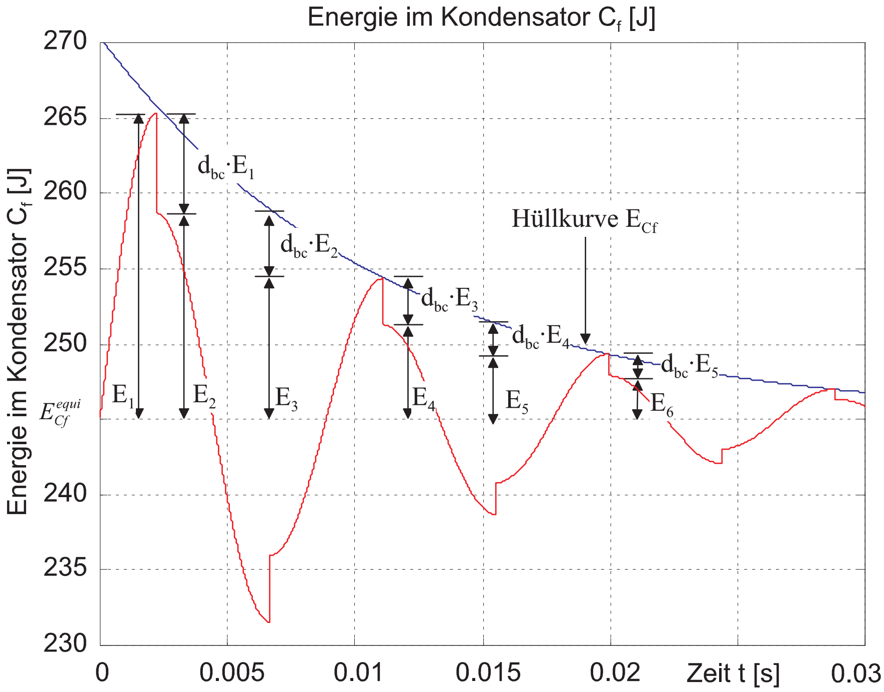

Abbildung 3.16.: Diskreter Energieentzug aus dem Schwingkreis zur Verdeutlichung des Dämpfungseffektes.

gravierenden Nachteil: Die gesamte Anregungsenergie des Schwingkreises muss vom Bus-Conditioner aufgenommen werden können. Dabei sind zwei besondere Anregungen des Filters zu beachten:

- Last zuschalten
- Lastabwurf

In beiden Fällen ändert sich der stationäre Zustand des Filters. Im Fall des Lastzuschaltens, wird die Kondenatorspannung einbrechen. Der Bus-Conditioner muss dies abfangen und den Filterstrom (die Energie in L_f) aufbauen. Dabei ist die Dimensionierung des Energiespeichers im Bus-Conditioner davon abhängig, wie stark der Spannungseinbruch am Filterkondensator sein darf. Im Fall des Lastabwurfs muss der Bus-Conditioner die gesamte, in der Spule L_f enthaltene Energie, aufnehmen können, um ein Überschwingen der Kondensatorspannung zu verhindern. Der Energiespeicher im Bus-Conditioner muss damit mindestens so groß sein, dass er die Energie der Filterinduktivität L_f bei maximaler Last aufnehmen kann. Kann der Energiespeicher im Bus-Conditioner nicht so groß gewählt werden, muss eine transiente Schwingung in Kauf genommen werden. Ist der stationäre Wert der Kondensatorspannung bekannt (z.B. wenn die Spannung über r_f vernachlässigbar ist und somit im stationären Fall gilt $U_{dc} = U_{Quelle}$), so ergibt sich eine theoretisch optimale Dämpfungsstrategie: Der Bus-Conditioner entzieht dem Filterkondensator vor dem Spannungsmaximum die gesamte Energie, die er aufnehmen kann und gibt diese vor dem Spannungsminimum ab. Damit nimmt die Anregungsenergie im Filter linear ab.

3.3.1. Ansatz über proportionale Dämpfung

Die technisch probatere Lösung ist der Einsatz einer proportionalen Dämpfung des Schwingkreises. Nimmt man zur Dämpfung der Schwingung nur einen Teil $k \cdot E_{bc}$ der im Bus-Conditioner enthaltenen Energie E_{bc} und verändert diesen Teil proportional zur im Schwingkreis abzubauenden Energiemenge E_{Sk}, ergibt sich für die Hüllkurve der in der Schwingkreiskapazität befindlichen Energie E_{Cf} eine Exponentialfunktion. Wird dem Schwingkreis zu diskreten Zeitpunkten t_n diese Energie entnommen, so gilt:

$$E_{Cf}(t_{n+1}) = E_{Cf}^{equi} + E_{Cf}^{diff} \cdot e^{-(t_{n+1}-T_P/4)/\tau} \tag{3.10}$$

Mit:

E_{Cf}	Hüllkurve für die Energie in der Kapazität C_f
t_n	Zeitpunkte an denen die Energie im Kondensator zur Berechnung der Hüllkurve herangezogen wird: $t_n = n \cdot 2\pi\sqrt{L_f C_f} + dt$ mit $n = 1, 2, 3, ...$
E_{Cf}^{equi}	Endwert (Equilibrium Punkt) der Energie in der Kapazität C_f nach abgeklungener Schwingung
E_{Cf}^{diff}	Energiedifferenz zum Endwert bei t=0s.
τ	Zeitkonstante des Abklingvorganges (abhängig von der Resonanzfrequenz)
$\frac{1}{4} \cdot T_P$	Zeitlicher Offset bedingt durch die Annahme dass immer im Spannungsmaximum eingegriffen wird: $T_P = 2 \cdot \pi\sqrt{L_f C_f}$

Die vom Bus-Conditioner maximal zu liefernde Energie ist dabei auf $E_{bc} = E_{Cf}^{diff}$ beschränkt. Dies stellt auch eine wesentliche Einschränkung dar. Schwingt die Spannung stärker, so ist auf das vorher beschriebene Verfahren zurückzugreifen. Da bei den gängigen Verfahren stets das Abklingen der Spannung und nicht der Energiegehalt im Kondensator betrachtet wird, wird der Zusammenhang kurz dargestellt. Es gilt:

$$U_{Cf} = \sqrt{2 \cdot E_{Cf}/C_f} = \sqrt{2 \cdot (E_{Cf}^{equi} + E_{Cf}^{diff} \cdot e^{-(t_{n+1}-T_P/4)/\tau})/C_f} \tag{3.11}$$

Der in Gl. 3.11 beschriebene Zusammenhang zwischen E_{Cf} und U_{Cf} ist nicht linear. Die Spannung über dem Kondensator nähert sich somit nicht exponentiell ihrem Endwert. Unter der Vorraussetzung, dass die Schwingungsamplitude von U_{Cf} um den stationären Wert U_{Cf}^{equi} klein bleibt, lässt sich die Gleichung 3.11 linearisieren zu:

$$U_{Cf} = \sqrt{2/C_f \cdot E_{Cf}^{equi}} + \sqrt{1\ (2 \cdot C_f) \cdot E_{Cf}^{equi}} \cdot E_{Cf}^{diff}/E_{Cf}^{equi} \cdot e^{-(t_{n+1}-dt/4)/\tau} \tag{3.12}$$

Gleichung 3.12 gibt eine exponentiell abfallende Hüllkurve für die Spannung an. Die Zeitkonstante ist dabei gegeben durch die Zeitkonstante τ des Abklingvorganges (abhängig von der Resonanzfrequenz). Diese Zeitkonstante τ lässt sich berechnen, wenn bekannt ist, wann die zur Dämpfung verwendete bus-conditioner Energie proportional zur Schwingungsenergie in C_f ist (was Voraussetzung für den exponentiellen Verlauf ist). Ist die Energie im Bus-Conditioner E_{bc} um den Faktor d_{bc} kleiner als der Startwert der „überschüssigen“ Energie im Schwingkreis E_{Cf}^{diff} (in Abb. 3.16 $E_1 = E_{Cf}^{diff}$) und wird zur Bedämpfung der Schwingung zunächst die gesamte Energie E_{bc} (in Abb. 3.16 $E_{bc} = d_{bc} \cdot E_1$) eingesetzt, so lässt sich die Zeitkonstante berechnen. Aus $1 - e^x = d_{bc}$ mit $x = -T_P/\tau$ und $T_P = 2\pi\sqrt{L_f C_f}$ ergibt sich:

$$\tau = -T_P \cdot ln(1 - d_{bc})^{-1} = -2\pi\sqrt{L_f C_f} \cdot ln(1 - d_{bc})^{-1} \tag{3.13}$$

Durch die Linearisierung nach Gleichung 3.12 lässt sich ein Bezug zu einem PT_2-Glied wie folgt herstellen:

$$PT_2 - Glied: \qquad G(s) = \frac{1}{1 + 2dT \cdot s + T^2 \cdot s^2} \tag{3.14}$$

mit der entsprechenden homogenen DGL:

$$1 + 2dT \cdot \dot{\lambda} + T^2 \cdot \ddot{\lambda} = 0 \tag{3.15}$$

Die Lösung der homogenen DGL:

$$s(t) = c_1 \cdot e^{-\frac{d}{T} \cdot t} \cdot cos\left(\sqrt{\frac{1-d^2}{T^2}} \cdot t\right) + c_2 \cdot e^{-\frac{d}{T} \cdot t} \cdot sin\left(\sqrt{\frac{1-d^2}{T^2}} \cdot t\right) \tag{3.16}$$

Unabhängig von den Parametern c_1 & c_2 liegen die Extremwerte von s(t) im Abstand:

$$T_P/2 = \frac{\pi}{\omega} = \pi \cdot \sqrt{\frac{1-d^2}{T^2}}^{-1} = \pi \cdot \frac{T}{\sqrt{1-d^2}} \tag{3.17}$$

Die Differenz der Extremwerte zum Endwert nimmt um einen konstanten Faktor d_{bc} ab:

$$\frac{E_{n+1}}{E_n} = (1 - d_{bc}) = e^{-\frac{d}{T} \cdot \frac{T_P}{2}} = e^{-\frac{d}{T} \cdot \pi \cdot \frac{T}{\sqrt{1-d^2}}} = e^{-\frac{\pi \cdot d}{\sqrt{1-d^2}}} \tag{3.18}$$

Beim Bus-Conditioner wird (das oben beschriebene Regelverfahren vorausgesetzt) ein bestimmtes d_{bc} erzielt. Das mit dem Bus-Conditioner erzielte d_{bc} ist dabei lediglich vom Verhältnis Energie im Bus-Conditioner E_{bc} zu maximal zu bedämpfender Energie E_{max} abhängig und nicht von der Resonanzfrequenz des LC-Filters. Die Dämpfung eines equivalenten PT2-Gliedes ergibt sich somit zu:

$$ln(1 - d_{bc}) = \frac{-\pi \cdot d}{\sqrt{1-d^2}} \quad \rightarrow \quad \sqrt{1-d^2} = \frac{-\pi \cdot d}{ln(1-d_{bc})} \quad \rightarrow$$
$$1 - d^2 = \frac{\pi^2 \cdot d^2}{ln^2(1-d_{bc})} \quad \rightarrow \quad 1 = \left(\frac{\pi^2}{ln^2(1-d_{bc})} + 1\right) \cdot d^2 \quad \rightarrow$$

$$\boxed{d = \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{ln^2(1-d_{bc})} + 1\right)^{-1}}} \tag{3.19}$$

Damit ist der Zusammenhang zwischen der dem BC verfügbaren Energie E_{bc}, der angenommenen maximalen Anregung E_{Cf}^{diff} und der erreichbaren Dämpfung d des Gesamtsystems dargestellt. Abb. 3.17 stellt den Zusammenhang aus Gleichung 3.19 graphisch dar. Abb. 3.17 zeigt, dass bei diesem Ansatz der Abnahmefaktor d_{bc} im Bereich > 0.8 liegen muss, um vernünftige Dämpfungswerte d zu erhalten. Die im BC verfügbare Energie E_{bc} ist also fast so groß wie die zu erwartende Anregungsenergie E_1 zu wählen.

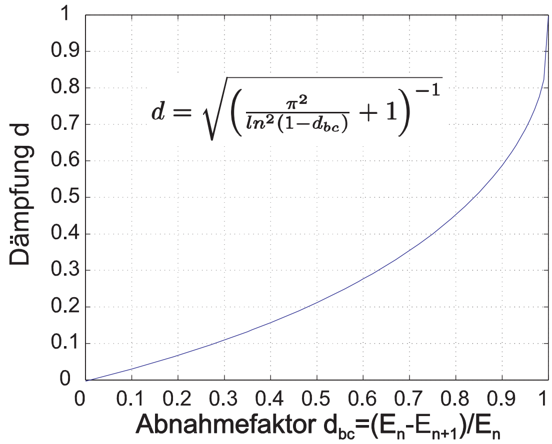

Abbildung 3.17.: Zusammenhang zwischen der Abnahme der Spannungsamplitude und der Dämpfung.

3.4. Auswirkungen der Zwischenkreisspannung auf die Netzeingangsströme

Wird ein BC in Kombination mit einer B6-Brücke mit anschließendem LC-Filter eingesetzt, so ergeben sich Rückwirkungen auf die Netzeingangsströme. Auf die Auswirkungen, die sich dabei auf den Oberschwingungsgehalt der Netzströme ergeben, wird im folgenden näher eingegangen. Es wird untersucht, ob es möglich ist, durch geeignete Regelung der Zwischenkreisspannung einen positiven Einfluss auf den Oberschwingungsgehalt der Netzströme bzw. den THD (total harmonic distortion) zu erzielen. Bei den Betrachtungen lassen sich zwei Varianten unterscheiden:

- B6-Brücke mit Netzinduktivität L_{Netz}
- B6-Brücke ohne Netzinduktivität L_{Netz} (mit starrem Netz)

Zunächst wird auf die Variante ohne netzseitige Induktivität eingegangen. Dabei lassen sich drei verschiedene Ansätze verfolgen:

1. B6 mit zunächst konstantem Filterstrom I_{Lf} der durch aufmodulieren von Harmonischen verändert wird.
2. B6 mit zunächst konstanter Zwischenkreisspannung (z.B. durch BC garantiert) die vom BC mit Oberwellen / Harmonischen moduliert wird.
3. B6 mit CPL, was den Fall abdeckt, dass die B6 z.B. ein Schaltnetzteil speist.

Alle drei Varianten müssen schließlich zu einem Ergebnis führen:

A. Dem für den netzseitigen THD optimalen Filterstrom.

B. Der zum Erreichen des optimalen Filterstromes notwendigen Zwischenkreisspannung.

C. Der zur Regelung der Zwischenkreisspannung notwendigen BC Auslegung.

3.4.1. Betrachtung der B6-Brücke ohne Netzinduktivität

Für den Fall ohne netzseitige Induktivität ist die Spannung an der Filterinduktivität netzseitig festgelegt (U_{Netz}). Ist der für den netzseitigen THD optimale Filterstrom I_{Lf} bestimmt (A.), so lässt sich über die Gleichung

$$I_{Lf} = \frac{U_{B6} - U_{dc}}{s \cdot L_f + R_f}$$

die einzustellende Zwischenkreisspannung (B.) berechnen. Werden weiterhin Annahmen über die Last getroffen, so ist eine Aussage über die Auslegung des BC möglich (C.). Bei konstantem Filterstrom und vernachlässigbarer Netzinduktivität ergeben sich die bekannten, blockförmigen Eingangsströme mit einem THD-Faktor von 29,7%. Wird diesen Blockströmen durch Eingriff eines BC ein Strom der Frequenz $n \cdot f_{Netz}$ mit einer Phasenlage ϕ überlagert, so ließe sich evtl. der THD verbessern. Um dies zu untersuchen, wurden der THD der Netzströme gebildet nach:

$$THD_{RST} = \frac{1}{3} \cdot (THD_R + THD_S + THD_T)$$

$$\text{Mit:} \qquad THD_x = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_{x,n}^2} \qquad x = 1, 2, 3$$

Damit wird ausgeschlossen, dass der Eingriff lediglich eine Verschiebung der Oberschwingungen zwischen den Phasen bewirkt. Beeinflusst werden allen Harmonischen, für die gilt: $n \neq 6 \cdot \omega_{Netz}$. Für den Filterstrom wird folgender Verlauf angenommen:

$$I_{Lf} = I_{Lf0} + I_{Lf1} \cdot cos(\omega_1 t + \phi_1) + I_{Lf2} \cdot cos(\omega_2 t + \phi_2) + ... \qquad \omega_{1,2,..} \neq 6 \cdot \omega_{Netz} \quad (3.21)$$

Als Vergleich soll der THD für drei typische Anwendungsfälle herangezogen werden:

- Ohmsche Last ($L_f = 0$)
- Konstanter Eingangstrom ($L_f \rightarrow \infty$)
- Constant power load ($L_f = 0$)

Abb. 3.18 zeigt den Zwischenkreisstrom für die drei Fälle (normiert, so dass sich gleiche Leistung ergibt). Für den THD ergibt sich:

Ohmsche Last ($L_f = 0$)	$THD_{40} = 29.61\%$	$THD_{\infty} = 30.77\%$
Konstanter Eingangsstrom ($L_f \rightarrow \infty$)	$THD_{40} = 29.68\%$	$THD_{\infty} = 31.08\%$
Constant power load ($L_f = 0$)	$THD_{40} = 30.38\%$	$THD_{\infty} = 32.04\%$

Abb. 3.19 zeigt die Auswirkung der Einprägung einzelner Harmonischer auf den THD der Eingangsströme bei einer B6-Brücke. Bei der Berechnung wurde eine Harmonische (vergl. Gl. 3.21 $I_{Lf1} \neq 0$, $I_{Lf2,3,..} = 0$) auf den Zwischenkreisstrom eingeprägt und die Amplitude I_{Lf1}, wie auch der Phasenwinkel ϕ_1 derart gewählt, dass sich der geringste Wert für THD_{∞} ergibt. Zusätzlich ist der THD_{∞} wie er sich für eine CPL-Last bzw. für eine ohmsche Last ergibt eingezeichnet. Harmonische, die nicht ein Vielfaches von $6 \cdot \omega_{netz}$ sind, tragen nicht zu einer Verbesserung des THD bei und sind nicht dargestellt. Für jede eingeprägte Harmonische ist mit $m = I_{Lf1}/I_{Lf0}$ die optimale Intensität der Aufschaltung, sowie mit ϕ der auf das Netz bezogene optimale Phasenwinkel ϕ_1 angegeben. Es lässt sich erkennen, dass lediglich die 6'te und 12'te harmonische auf dem Zwischenkreisstrom zu einer - wenngleich moderaten - Reduktion des THD_{∞} führt. Die optimale Intensität $m = I_{Lf1}/I_{Lf0}$ stimmt mit den Fourierkoeffizienten der entsprechenden Harmonischen für den Fall der ohmschen Last überein. Tatsächlich führt eine gleichzeitige Aufschaltung aller in Abb. 3.19 dargestellten Frequenzanteile zu einer Stromkurvenform, wie sie in Abb. 3.18 für den Fall der ohmschen Last dargestellt ist. Das bedeutet, dass durch die gezielte Einprägung von Harmonischen im Zwischenkreisstrom der THD_{∞} der Netzströme maximal auf den Grenzwert von $THD_{\infty} = 30.77\%$ reduziert werden kann. Für eine B6-Brücke ohne Netzinduktivität L_{Netz} (starres Netz) ist der optimale Zwischenkreisstrom (1.) somit bekannt. Die Zwischenkreisspannung U_{dc}, um ein derartiges Verhalten zu gewährleisten, ist in Abb. 3.20 dargestellt. Durch die Induktivität L_f bedingt, muss die Zwischenkreisspannung erheblich um die Netzspannung schwanken und ist nicht stetig. Da dies inakzeptabel ist, kommt lediglich eine Aufprägung einzelner Harmonischer, wie bereits in Abb. 3.19, in Betracht. Da der Effekt, der durch die Aufschaltung erreicht werden kann, gering ist und zusätzliche Zugeständnisse bzgl. der Zwischenkreisspannung einzugehen sind, wird auf die Auslegung eines BC (Punkt C.) verzichtet.

Stabilitätsbetrachtungen

Stabilitätsprobleme können erst auftreten, wenn der Zwischenkreisstrom nicht lückt. Die Leistung an der Lückgrenze kann unter Voraussetzung konstanter Zwischenkreisspannung berechnet werden zu (R_{Lf} vernachlässigt):

$$P_{CPL} = 3 \cdot \frac{U_{Netz}^2 \cdot (\sqrt{\pi^2 - 9} - 3 \cdot arccos(3/\pi))}{f_{Netz} \cdot L_f \cdot \pi^3} \quad (3.22)$$

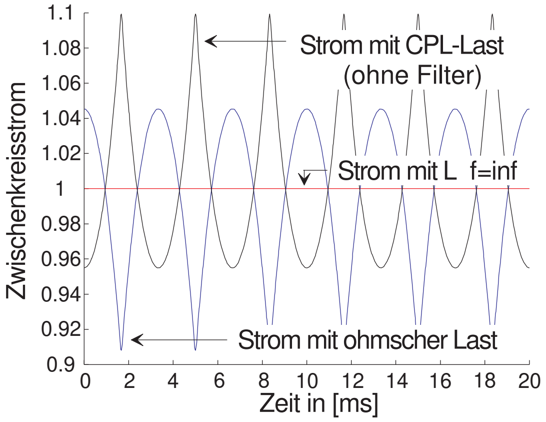

Abbildung 3.18.: Zwischenkreisströme bei B6-Brücke ohne Induktivität bei gleicher Leistung.

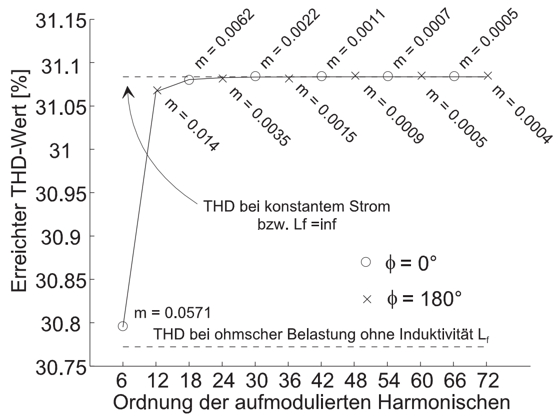

Abbildung 3.19.: Auswirkung der Einprägung einzelner Harmonischer auf den THD der Eingangsströme einer B6-Brücke.

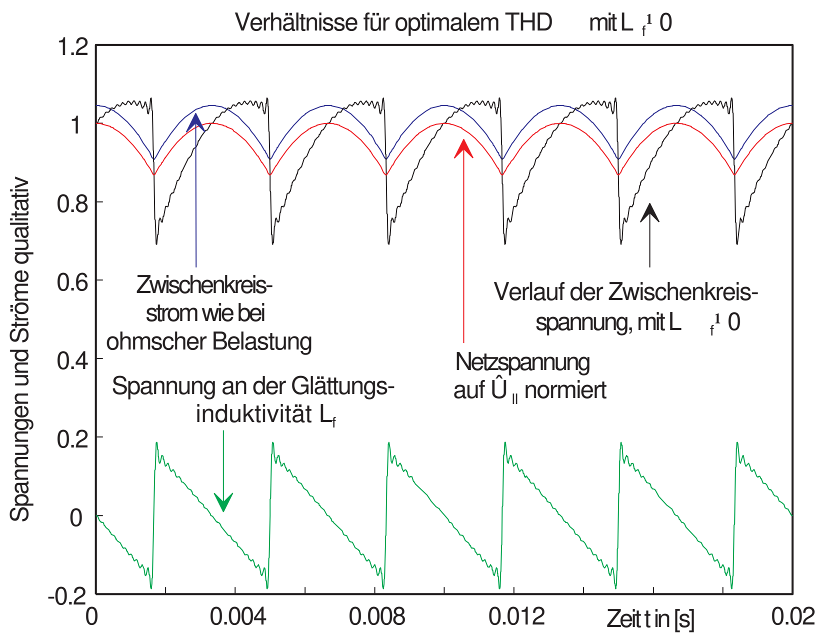

Abbildung 3.20.: Qualitative Darstellung der Spannungs- und Stromverhältnisse bei optimalem THD

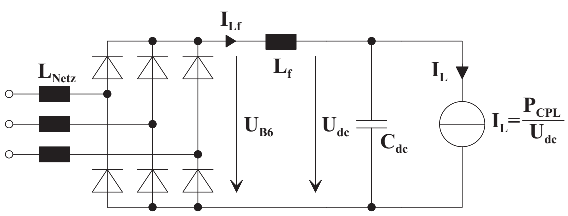

Abbildung 3.21.: B6-Brücke mit CPL

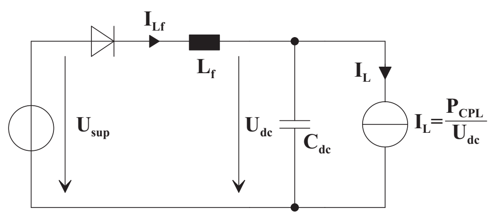

Abbildung 3.22.: Vereinfachte Schaltung zur Betrachtung der Stabilität

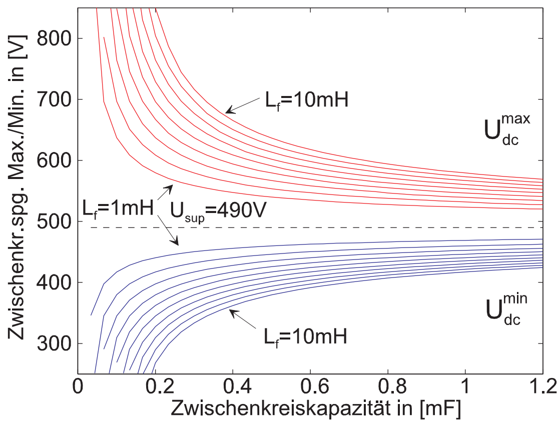

Abbildung 3.23.: Max. & Min. Zwischenkreisspg. nach vereinfachter Schaltung (Abb. 3.22)

Entnimmt die B6-Brücke weniger Leistung dem Netz, so lückt der Zwischenkreisstrom. Ein Aufklingen von Schwingungen wird dadurch unterbunden. Um die Stabiltitätsgrenzen der Schaltung zu bestimmen ist Gleichung 3.22 nicht anwendbar. An der Stabilitätsgrenze ist der Zwischenkreiskondensator sehr klein, so dass die Voraussetzung konstanter Zwischenkreisspannung nicht mehr gegeben ist. Zur Veranschaulichung der Verhältnisse wird auf eine vereinfachte Schaltung nach Abb. 3.22 zurückgegriffen. Für kleine C_{dc} lückt der Strom und die Spannung U_{dc} schwankt stark. Ein Aufklingen von Schwingungen ist nicht möglich. Die Stabilitätsgrenze ist bestimmt durch den Zusammenbruch von U_{dc}. Sobald $U_{sup} < U_{dc}$, erfolgt der Stromanstieg I_f nicht hinreichend schnell, so dass der Laststromanstieg I_L nicht kompensiert wird. Diese Stabilitätsgrenze wird erreicht für große L_f (I_f steigt langsam) bzw. kleine C_{dc} (U_{dc} fällt rasch). Bis zum Erreichen der Stabilitätsgrenze steigen jedoch die Spannungsschwankungen am Zwischenkreis. Zur Untersuchung der Stabiltiät ist die folgende nichtlineare DGL zu lösen:

$$\begin{aligned} \dot{I}_f &= \frac{1}{L_f} \cdot (U_{sup} - U_{dc} - R_{Lf} \cdot I_{Lf}) \\ \dot{U}_{dc} &= \frac{1}{C_{dc}} \cdot (I_L - I_{Lf}) \quad \text{mit:} \quad I_L = \frac{P_{CPL}}{U_{dc}} \end{aligned} \tag{3.23}$$

Eine geschlossene Lösung für die Stabilitätsgrenze dieses Systems existiert nicht. Da die Zwischenkreisspannung an der Stabilitätsgrenze stark schwankt, ist eine Linearisierung der Last um einen stationären Zustand nicht zulässig. Abb. 3.23 zeigt für die in Abb. 3.22 dargestellte vereinfachte Schaltung die maximal bzw. minimal erreichte Zwischenkreisspannung (U_{dc}^{max}, U_{dc}^{min}) im stationären Betrieb für verschiedene L_f. Der Zwischenkreiskondensator hat dabei einen größeren Einfluß als die Induktivität L_f. Zu beachten bleibt, dass Abb. 3.23 die vereinfachte Schaltung nach Abb. 3.22 zu Grunde liegt. Die Spannung U_{sup}, welche bei der vereinfachten Schaltung die Netzspannung U_{B6} repräsentiert, wurde dabei auf den niedrigsten Wert für das 400V-Netz ($U_{sup} = \frac{2 \cdot sqrt2}{\sqrt{3}} \cdot U_{Netz}$) gelegt, da dies der „worst case“ bzgl. Spannungsschwankungen und Stabilität ist. Bei der B6-Brücke nach Abb. 3.21 ergibt sich ein anderes Bild. Die Spannung U_{B6} ändert sich mit Netzfrequenz. Je nach Parameterwahl (L_f, C_{dc}, P_{CPL}) findet der Ladeimpuls bei anderen Spannungsniveaus statt. Dabei ergibt sich eine Art Schwebung bei der die Amplitude des lückenden Zwischenkreisstromes schwankt. Die Extremwerte ergeben sich dabei für die niedrigste Eingangsspannung. Abb. 3.23 stellt eine Abschätzung dieser Extremwerte dar. Ein instabiles Verhalten einer B6-Brücke mit CPL und Filterinduktivität L_f am starren Netz ist nicht zu erwarten. Bei der Dimensionierung der Schaltung ist auf den Spannungsripple am Zwischenkreis Rücksicht zu nehmen, so dass die CPL im zulässigen Bereich betrieben werden kann - damit ist die Stabilität gleichzeitig garantiert. Es sei darauf hingewiesen, dass bei einem Betriebspunkt in diesem Bereich (Zwischenkreisstrom I_f lückt) der THD der netzseitigen Eingangsströme stark ansteigt. Soll dies vermieden werden, wird also ein nicht lückender Zwischenkreisstrom vorausgesetzt, so gilt die bereits in 2.9 beschriebene Stabilitätsgrenze:

$$R_{Lf} \cdot C_{dc} \cdot \frac{U_{C0}^2}{P_{CPL}} > L_f \qquad \& \qquad R_{Lf} < \frac{U_{C0}^2}{P_{CPL}}$$

Wird diese Bedingung nicht erfüllt, so klingt der Zwischenkreis auf, bis der Zwischenkreisstrom lückt.

3.4.2. Betrachtung der B6-Brücke mit Netzinduktivität

Für eine B6-Brücke mit Netzinduktivität L_{Netz} ergibt sich hingegen ein anderes Bild. Zur Vereinfachung wurde der THD_∞ für verschiedene Zwischenkreisspannungsniveaus berechnet. Die Zwischenkreisspannung wurde als konstant vorausgesetzt und die Glättungsinduktivität zu $L_f = 0$ angenommen. Die netzseitige Induktivität wurde dabei derart verändert, dass sich stets die gleiche Eingangsleistung ($10kW$ am $400V$ Netz) ergibt. Abb. 3.24 zeigt, dass mit steigender Zwischenkreisspannung auch der netzseitige THD steigt. Ab 530V steigt der THD stark an - ab dieser Zwischenkreisspannung lückt der Zwischenkreisstrom. Abb. 3.25 zeigt den Verlauf der Grundschwingungsamplitude des Netzstromes, der mit steigender Zwischenkreisspannung sinkt. Abb. 3.26 zeigt den $cos(\phi)$ gegenüber der Zwischenkreisspannung. Da mit steigender Zwischenkreisspannung auch die Netzinduktivität verringert wurde, um gleiche Ausgangsleistung zu erreichen, verringert sich auch die Blindleistungsaufnahme der B6-Brücke und geht für $L_{Netz} \to 0$ gegen 0. Das der THD mit sinkender Zwischenkreisspannung abfällt hat zwei Gründe. Durch den steigenden Blindleistungsanteil (Abb. 3.26) steigt die Grundschwingungsamplitude (Abb. 3.25), damit verringert sich der THD. Die netzseitige Induktivität trägt aber auch zu einer Verringerung der Harmonischen bei. Abb. 3.27 zeigt exemplarisch den Anteil der 5'ten und 7'ten Harmonischen im Netzstrom als Absolutwerte für das gewählte Beispiel einer 10kW Last. Auf dieser Abb. lässt sich erkennen, dass 5'te und 7'te Harmonische erst bei erreichen der „Lückgrenze“ (der Zwischenkreisstrom lückt, wenn die Zwischenkreisspannung ca. 520V erreicht) stark ansteigen.

Um ein Verhalten einer B6-Brücke, wie in Abb. 3.24 bis Abb. 3.27 dargestellt, zu erreichen, sind zwei Voraussetzungen einzuhalten:

1. Die Zwischenkreisspannung ist abzusenken.
2. Die Zwischenkreisspannung ist konstant zu halten.

Geht man davon aus, dass eine zusätzliche Regelungseinheit (BC) am Zwischenkreis mit eigenem Energiespeicher angeschlossen wird, um beide Voraussetzungen zu erfüllen, so sind zwei Parameter für die Auslegung einer derartigen Schaltung maßgeblich:

1. Die Leistung, welche der BC liefern muss. Sie legt die Auswahl der Leistungshalbleiter fest.
2. Die Energie, die der BC benötigt. Dieser Wert legt die BC-Kapazität und das Spannungsniveau fest.

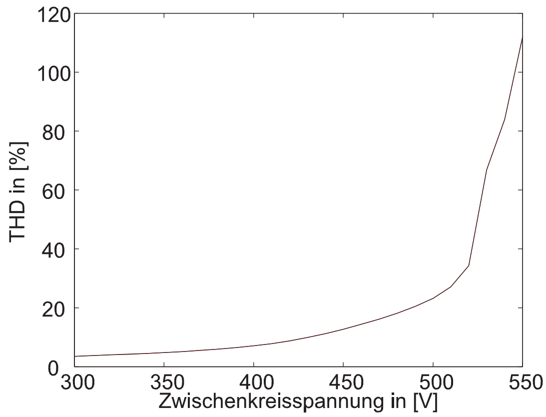

Abbildung 3.24.: THD einer B6-Brücke mit Netzinduktivität

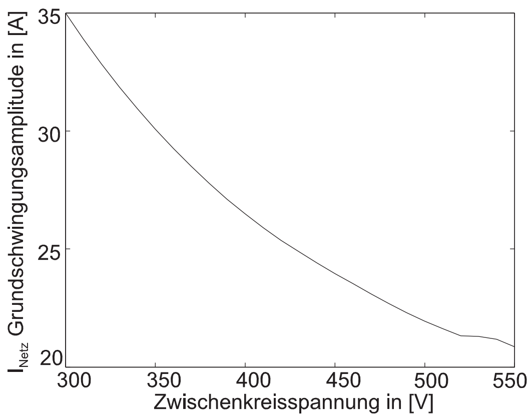

Abbildung 3.25.: Amplitude der Grundschwingung

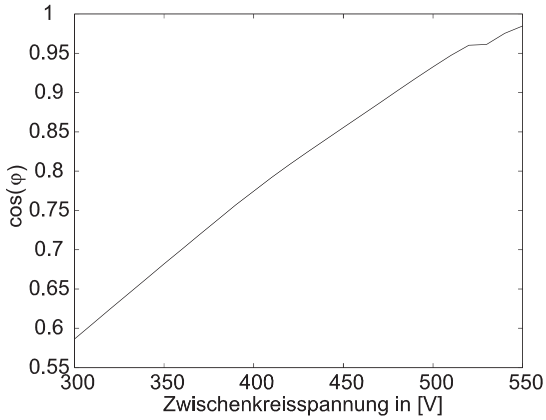

Abbildung 3.26.: Verlauf des Phasenwinkels bei B6 mit Netzinduktivität.

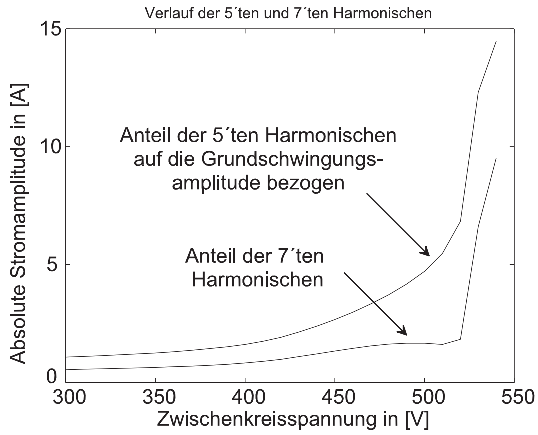

Abbildung 3.27.: Anteil der 5'ten und 7'ten Harmonischen einer B6-Brücke.

Beide Werte zeigt Abb. 3.28. Dabei sind in einem weiten Bereich von 300V bis ca.450V beide Werte nahezu konstant. Der BC benötigt eine maximale Leistung von ca. 950W und einer Energie von 0.65Ws (im stationären Zustand). Als Grenze für die Absenkung der Zwischenkreisspannung lässt sich eine maximale Netzinduktivität $L_{Netz,max}$ berechnen:

$$L_{Netz,max} \approx \frac{U_{Netz}^2}{2 \cdot \omega_{Netz} \cdot P_{CPL}} \tag{3.24}$$

Diese Netzinduktivität $L_{Netz,max}$ ist die maximal mögliche Induktivität in Serie zu einer ohmschen Last der Leistung P_{CPL}. Für größere Netzinduktivitäten lässt sich der B6-Brücke die Leistung P_{CPL} nicht mehr entnehmen. Durch das nichtlineare Verhalten der B6-Brücke liegt der tatsächliche Grenzwert $L_{Netz,max}$ etwas niedriger als mit obiger Formel abgeschätzt. Abb. 3.29 zeigt den Zusammenhang zwischen zwischen netzseitiger Induktivität L_{Netz} und sich einstellender Zwischenkreisspannung U_{dc} (für $P_{CPL} = 10kW$). Die Abb. zeigt bei $U_{dc} \approx 330V$ ein Maximum. Für Werte $U_{dc} > 330V$ befindet sich das System in einem stabilen Gleichgewicht. D.h. die Zwischenkreisspannung stellt sich bei entsprechender Belastung von selbst ein. Will man Zwischenkreisspannungsniveaus darunter erreichen, so muss die Zwischenkreisspannung aktiv geregelt werden (Andernfalls stellt sich die für gleiches L_{Netz} ergebende höhere Zwischenkreisspannung ein). Auf Grund

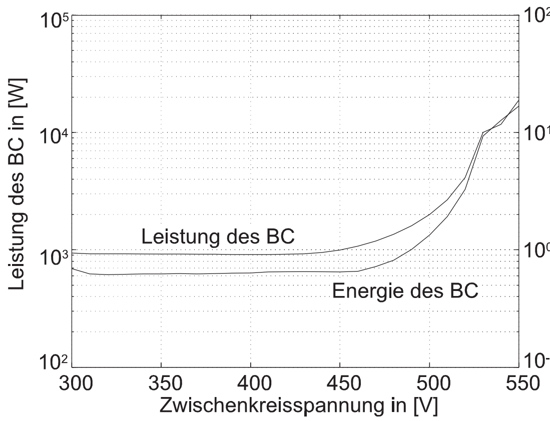

Abbildung 3.28.: Energie- und Leistungsbedarf eines BC zur Regelung der Zwischenkreisspannung

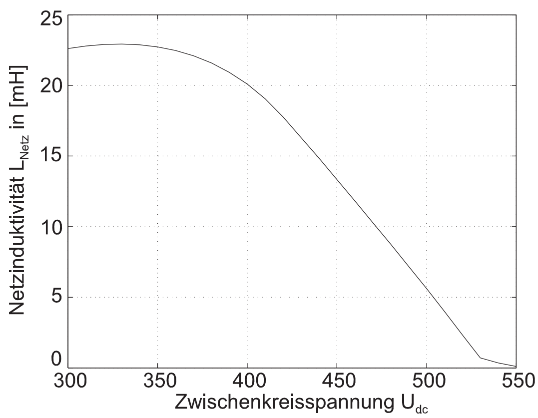

Abbildung 3.29.: Zusammenhang U_{dc} und L_{Netz}

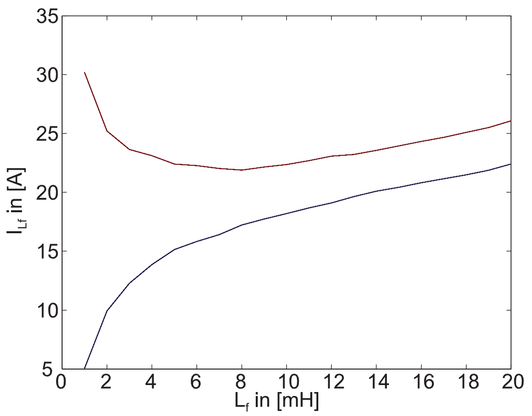

Abbildung 3.30.: Max. bzw. Minimalwerte des Zwischenkreisstromes

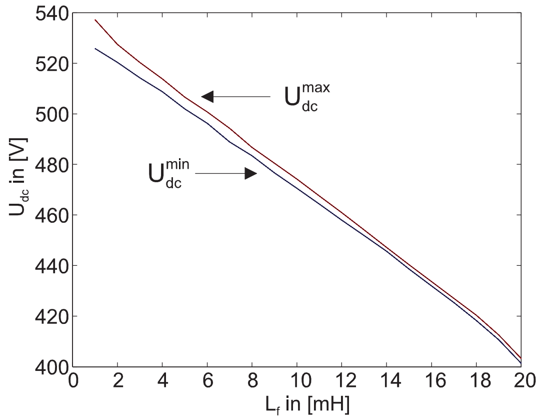

Abbildung 3.31.: Schwankungsbreite der Zwischenkreisspannung $P_{CPL} = 10kW$

der geringen Energie die zur Stabilisierung der Zwischenkreisspannung notwendig ist, lässt sich für Spannungen $U_{dc} > 330V$ ein Zwischenkreiskondensator zur Glättung einsetzen. Für niedrigere Spannungen ist ein BC unumgänglich, sofern keine Regelung der Spannung über die Last möglich ist.

Stabilitätsbetrachtungen

Betrachtet wird die Schaltung nach Abb. 3.21 mit $L_f = 0$. Abgesehen von der Stabilitätsbedingung die durch 3.24 gegeben ist, exsistiert ein $C_{dc,min}$ für das die Schaltung gerade noch stabil ist. Im Gegensatz zum vorherigen Fall ($L_{Netz} = 0$, $L_f \neq 0$) ist die Spannungsschwankung am Zwischenkreis nicht von zentraler Bedeutung. Abb. 3.31 zeigt die Schwankungsbreite am Zwischenkreis für $P_{CPL} = 10kW$ und $C_{dc} = 1.2mF$. Diese geringe Spannungsschwankung bleibt bis kurz vor der Stabilitätsgrenze erhalten. Abb. 3.30 zeit die Schwankungsbreite des Zwischenkreisstromes. Der Zwischenkreisstrom lückt nur für kleine L_{Netz} und nahe der Stabilitätsgrenze. Abb. 3.32 gibt die Stabilitätsgrenze für verschiedene Leistungen in Abhängigkeit der Netzinduktivität an.

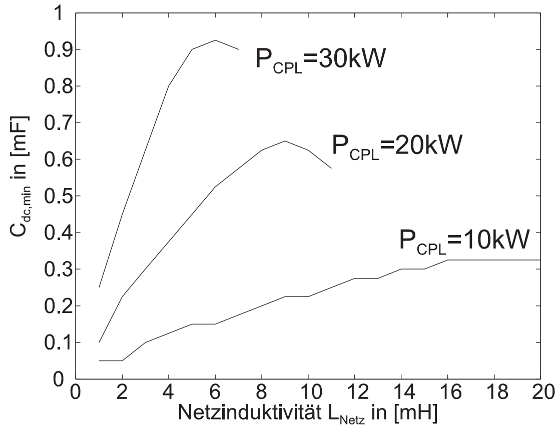

Abbildung 3.32.: Stabilitätsgrenze für B6-Brücke mit Netzinduktivität

Zusammenfassung

Die Einflussmöglichkeiten durch Modulation der Zwischenkreisspannung den THD der Netzeingangsströme einer B6-Brücke zu verbessern sind im Fall der klassischen B6-Brücke mit vernachlässigbarer Netzinduktivität äußerst gering. Der THD kann maximal um ca. 4% verringert werden (THD B6 mit CPL $\rightarrow$ THD B6 mit ohmscher Last). Die dazu notwendige Zwischenkreisspannung ist nicht stetig und somit nicht zu erreichen. Es ist lediglich eine Modulation mit 6'ter Harmonischer sinnvoll, die den THD von 32.0% auf 30.8% senkt. Eine erheblich stärkere Verbesserung lässt sich durch Netzinduktivitäten erreichen. Für den Zwischenkreis ergibt sich ebenfalls eine Filterwirkung. Diese Maßnahme bewirkt, dass der THD aufgrund der erhöhten Blindleistungsaufnahme sinkt und die Amplitude der einzelnen Harmonischen ebenfalls verringert wird. Die Netzinduktivität bewirkt gleichzeitig ein Absinken der Zwischenkreisspannung im stationären Betrieb, was auch einen Hauptnachteil dieser Methode darstellt. Bei moderater Zwischenkreisspannungsabsenkung lässt sich der THD wesentlich verbessern. Allerdings ist darauf zu achten, dass Normen spezielle Regularien für B6-Brücken besitzen und die Eingangsströme dieser Schaltung evtl. nicht mehr in diese Kategorie fallen (Aufgrund der veränderten Stromkurvenform, siehe z.B. VDE 0838, „Klasse D“). Auffallend ist, dass die Schaltung mit Netzinduktivität robuster ist als die klassische Variante. So lässt sich bei $P_{CPL} = 10kW$ die für Stabilität erforderliche Zwischenkreiskapazität erheblich reduzieren - geht man davon aus, dass auf eine Erhöhung von R_{Lf} gemäß Gl. 2.9 verzichtet wird. Angemerkt sei an dieser Stelle, dass eine konventionelle B6-Brücke mit Induktivität $L_f \neq 0$ durch eine zusätzliche netzseitige Induktivität $L_{Netz} \neq 0$ (z.B. auch durch ein schwaches Netz) nicht nachteilig in der Stabiltiät beeinflusst wird. Voraussetzung dabei ist, dass sich keine zusätzlichen (schwingungsfähigen) Elemente zwischen Spannungsquelle und B6-Brücke befinden.

3.5. Beeinflussung der Eingangsadmittanz Y_L zur Verbesserung der Stabilität

Zur Gewährleistung der Stabilität lässt sich die Dämpfung des Systems durch Veränderung der Regelung auf der Lastseite erhöhen. Ist Stabilität bereits gewährleistet, so lässt sich die Zwischenkreiskapazität weiter verringern, u.U. kann dadurch vollständig auf den Einsatz von Elektrolytkondensatoren verzichtet werden. Elektrolytkondensatoren stellen unzuverlässigste Komponente z.B. in Antriebssystemen dar. Auf diese Weise lässt sich die Lebensdauer und Zuverlässigkeit beträchtlich steigern. Bei Antriebssystemen für Drehstrommotoren begrenzen Elektrolytkondensatoren die Lebensdauer auf ca. 8 Jahre (Auslegungsabhängig). Hersteller empfehlen ca. alle 5 Jahre den Zwischenkreis prophylaktisch auszutauschen.
Um die Stabilität des Eingangskreises günstig zu beeinflussen muss die Eingangsadmittanz verändert werden. Prinzipiell lassen sich drei einfache Arten von Eingangsadmittanzen Y_L (linearisiert) unterscheiden:

1. $Y_L = -R$: Last mit konstanter Leistung
   Die Last mit konstanter Leistung wirkt, destabilisierend für den Eingangskreis. Ungünstige Rahmenbedingungen führen zur Instabilität.
2. $Y_L = 0$: Last mit konstantem Eingangsstrom (Stromsenke)
   Eine Last mit konstantem Eingangsstrom beeinflusst die Stabilität des Eingangskreises nicht. (Bei der Linearisierung entfallen alle Stromquellen).
3. $Y_L = R$: Last mit ohmschen Verhalten
   Jegliche ohmsche Last führt zu Verlusten, erhöht stets die Dämpfung und verbessert die Stabilität der Schaltung.

Betrachtet man ein Antriebssystem als mögliche Last, so lässt sich die Eingangsadmittanz durch einen einfachen Eingriff in der Regelung des Motormomentes T_M beeinflussen:

1. Ohne Modifikation gilt: $T_M^* = T_M$
   Bei unverändertem Motormoment, ergibt sich $P_{Motor} = const.$ bzw. $Y_L = -R = \frac{U_{dc0}^2}{P_{Motor}}$
2. $T_M^* = \left(\frac{U_{dc}}{U_{dcf}}\right) \cdot T_M$
   Mit $I_A \sim T_M$ folgt (I_A: zum Moment T_M führender Ankerstrom): Über der Grenzfrequenz τ des Zwischenkreisspannungsfilters gilt:
   $I_A \sim T_M^* = \left(\frac{U_{dc}}{U_{dcf}}\right) \cdot T_M \sim U_{dc}$
   Damit verhält sich der Stromrichter im Frequenzbereich oberhalb $1/\tau$ wie eine Konstantstromsenke ($Y_L = 0$).
3. $T_M^* = \left(\frac{U_{dc}}{U_{dcf}}\right)^2 \cdot T_M$
   Durch die quadratische Aufschaltung ergibt sich eine Last mit ohmschen Verhalten:
   $I_A \sim T_M^* = \left(\frac{U_{dc}}{U_{dcf}}\right)^2 \cdot T_M \sim U_{dc}^2$ ($Y_L = R$)

Die Aufschaltung auf das Moment erfolgt mit der gefilterten Zwischenkreisspannung U_{dcf} für die gilt:

$$U_{dcf} = \frac{1}{1 + \tau s} \cdot U_{dc} \tag{3.25}$$

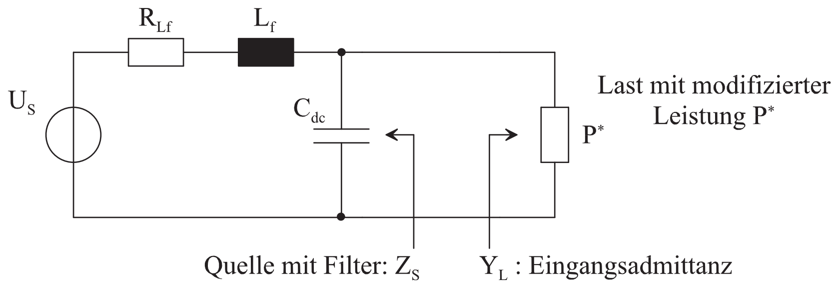

Abbildung 3.33.: Vereinfachte Schaltung: Eingangsfilter mit Last deren Leistungsaufnahme P^* zu Dämpfungszwecken modifiziert ist.

Auf die geeignete Wahl der Filterzeitkonstante τ wird später noch näher eingegangen. Eine Verallgemeinerung der Modifikationsmöglichkeiten wird in [22, 21] dargestellt. Dabei wird zur Momentenmodifikation der Faktor n verwendet:

$$T_M^* = \left(\frac{U_{dc}}{U_{dcf}}\right)^n \cdot T_M \tag{3.26}$$

Für $n = 0, 1, 2$ entspricht diese Modifikation den beschrieben drei Fällen. Für $n > 2$ ergibt sich eine Aufschaltung die zu einer Dämpfung führt, welche die rein ohmsche Dämpfung übersteigt.

3.5.1. Vereinfachte Betrachtungsweise

Zunächst wird die Methode aus [22, 22] dargestellt und einige Anmerkungen bzgl. der gewählten Parameter angestellt. Abb. 3.33 zeigt die vereinfachte Schaltung, für die Leistung P^* gilt:

$$P^* = \left(\frac{U_{dc}}{U_{dcf}}\right)^n \cdot P_{Motor} \tag{3.27}$$

Für das linearisierte System (Gleichungen siehe [22]) ergibt sich die in Abb. 3.34 dargestellte Wurzelortskurve für verschiedene Parameter n & τ. Abb. 3.35 zeigt die Dämpfung d des einzigen PT2-Gliedes im charakteristischen Polynom. Die Abbildungen wurden für Parameter nach Tabelle 3.1 berechnet. Von den Motordaten ist dabei nur die elektrische Leistung P_{Motor} relevant.

Für die Eingangsadmittanz gilt:

$$Y_L = \frac{P_{Motor}\,(n\tau s - \tau s - 1)}{U_{dc}^2\,(\tau s + 1)} \tag{3.28}$$

Aus der Eingangsadmittanz und dem Filter mit der Impedanz Z_S lässt sich das charakteristische Polynom wie folgt berechnen (siehe Gleichung 2.1 sowie 2.2):

$$cp = N_L D_S + N_S D_L \tag{3.29}$$

Wie aus Abb. 3.35 ersichtlich, lässt sich die Dämpfung in Abhängigkeit des Parameters n bis auf ca. d=0.35 steigern. Die Dämpfung ist dabei erheblich geringer, als in der Veröffentlichung [21] (Abb. 6, d variiert bis zum aperiodischen Grenzfall mit d=1). Der Grund der wesentlich stärkeren Auswirkung der Aufschaltung in der Veröffentlichung ist in der Parameterwahl zu suchen. Wird der Widerstand der Filterinduktivität

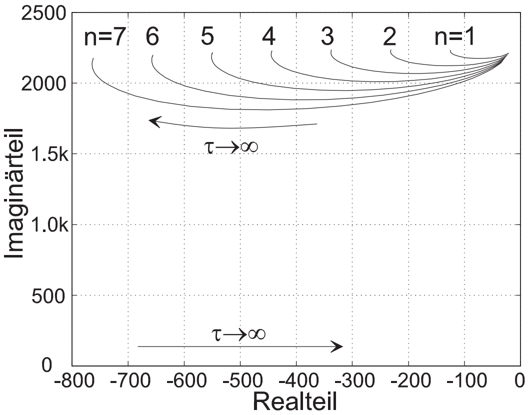

Abbildung 3.34.: Wurzelortskurve in Abhängigkeit von n und τ

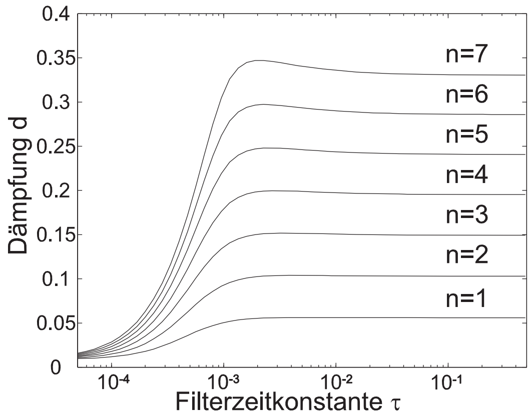

Abbildung 3.35.: Dämpfung in Abhängigkeit von n und τ

L_f verhältnismäßig hoch gewählt, so wirkt sich die Aufschaltung wesentlich stärker aus als für realistische Widerstandsverhältnisse (In der Veröffentlichung beträgt der Widerstand $R_f = 3.01\Omega$. Damit ergeben sich bei der angenommenen Last von 3.7kW und einem Spannungsbereich von $U_{dc} = 200..600V$ Verluste allein im Filter zwischen ca. 114W und ca. 1kW. - bezogen auf die Ausgangsleistung unvernünftig hohe Werte, die auf eine falsche Auslegung des Filters hindeuten.) Die vereinfachte Darstellung der Aufschaltung wie sie in Gl. 3.27 unter Vernachlässigung des Stromrichters und des Motors zur Eingangsadmittanz aus Gl. 3.28 führt, ist nur für Eingangsfilter mit niedriger Grenzfrequenz, d.h. hohen Impedanzen L_f (C_{dc} nach Vorraussetzung möglichst klein.) zulässig ($\sqrt{1/(L_f C_{dc})} \gg 1/T_{vsi}$). Im folgenden Abschnitt wird sowohl der Umrichter als vereinfachtes PT1-Glied als auch der Motor in die Betrachtung mit einbezogen.

Eingangsparameter:		Motordaten:	
Eingangsspannung:	$U_{dc} = 700V$	Ankerspannung:	$I_A = 20A$
Filterinduktivität:	$L_f = 2mH$	Ankerstrom:	$U_{Motor} = 520V$
Zwischenkreiskapazität:	$C_{dc} = 100\mu F$	Ankerinduktivität:	$L_A = 23mH$
Stromrichter:		Ankerwiderstand:	$R_A = 1.35\Omega$
Zeitkonstante der PWM:	$T_{pwm} = 100\mu s$	Elektr. Motorleistung:	$P_{Motor} = 10,4kW$

Tabelle 3.1.: Simulationsparameter zur Darstellung der Dämpfungswirkung verschiedener Schaltungsmodifikationen.

3.5.2. Aufschaltung mit Umrichter und Motor

Abb. 3.36 zeigt ein detaillierteres Modell der Aufschaltung. Es berücksichtigt sowohl den Umrichter durch eine PT1-Übertragungsstrecke, als auch die Regelung mit Motor. Die

Differentialgleichungen, wie sie sich aus Abb. 3.36 ergeben, beschreibt Gleichung 3.30:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} I_A &= \frac{U_{pwm} \cdot U_{dc} - U_{Motor} - R_A I_A}{L_A} \\
\frac{d}{dt} U_{pwm} &= \frac{U_{com} - U_{pwm}}{T_{vsi}} \\
\frac{d}{dt} S_{ni} &= \frac{K_{pI} \cdot (I_{com} - I_A)}{T_{nI}} \\
\frac{d}{dt} U_{dcf} &= \frac{U_{dc} - U_{dcf}}{\tau}
\end{aligned} \tag{3.30}$$

Im stationären Zustand gilt:

$$I_A = I_{soll} \qquad U_{pwm} = \frac{I_{soll} \cdot R_A + U_{motor}}{U_{dc0}} \qquad S_{nI} = I_{soll} \cdot R_A + U_{motor} \qquad U_{dcf} = U_{dc0} \tag{3.31}$$

Das linearisierte System ergibt sich zu:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \tilde{I}_A \\ \tilde{U}_{pwm} \\ \tilde{S}_{nI} \\ \tilde{U}_{dcf} \end{pmatrix} &= \underline{A} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{I}_A \\ \tilde{U}_{pwm} \\ \tilde{S}_{nI} \\ \tilde{U}_{dcf} \end{pmatrix} + \underline{B} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{U}_{dc} \\ \tilde{I}_{soll} \\ \tilde{U}_{Motor} \end{pmatrix} \\
\underline{A} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_A}{L_A} & \frac{U_{dc0}}{L_A} & 0 & 0 \\ -\frac{K_{pI}}{T_{vsi} U_{dc0}} & -\frac{1}{T_{vsi}} & \frac{1}{T_{vsi} U_{dc0}} & -\frac{K_{pI} n I_{soll}}{T_{vsi} U_{dc0}^2} \\ -\frac{K_{pI}}{T_{nI}} & 0 & 0 & -\frac{K_{pI} n I_{soll}}{T_{nI} U_{dc0}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau} \end{pmatrix} \\
\underline{B} &= \begin{pmatrix} \frac{I_{soll} R_A + U_{Motor}}{U_{dc0} L_A} & 0 & -\frac{1}{L_A} \\ \frac{n K_{pI} I_{soll} - I_{soll} R_A - U_{Motor}}{T_{vsi} U_{dc0}^2} & \frac{K_{pI}}{T_{vsi} U_{dc0}} & 0 \\ \frac{K_{pI} n I_{soll}}{T_{nI} U_{dc0}} & \frac{K_{pI}}{T_{nI}} & 0 \\ \frac{1}{\tau} & 0 & 0 \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Gl. 3.32 beschreibt dabei nur die Dynamik der Last. Aus Gl. 3.32 lässt sich die Übertragungsfunktion für die Eingangsadmittanz Y_L berechnen und über Gl. 3.29 das charakteristische Polynom der Strecke mit Eingangsfilter. Die Einstellung der Regelungsparameter für den Stromregler erfolgt klassisch (10% Überschwingen, $d = 1/\sqrt{2}$, siehe Anhang E). Abb. 3.37 und Abb. 3.38 zeigen wie zuvor Abb. 3.34 bzw. 3.35 die Wurzelortskurve bzw. die Dämpfung des Systems. Abb. 3.37 zeigt nur das dominante Polpaar (es existiert noch ein weiteres komplexes Polpaar), Abb. 3.38 entsprechend die kleinste Dämpfung aller PT2-Glieder. Das System wird durch die Einbeziehung von Regelstrecke und Antrieb ohne Aufschaltung instabil (Siehe Abb. 3.37 Wurzeln auch in der rechten Halbebene). Unterschiede zwischen der detaillierten Modellbildung und der vereinfachten Betrachtungsweise werden um so deutlicher, je näher die Resonanzfrequenz des Eingangsfilters an der Taktfrequenz des Umrichters liegt.

3.5.3. Veränderte Regelungsstruktur und Einfluss der Regelungsparameter

Einen dämpfenden Einfluss auf den Eingangsfilter hat auch die bewusste Verschlechterung der Regelung. Wird die inverse Aufschaltung der Zwischenkreisspannung als Störgröße in der Regelung entfernt (Siehe Abb. 2.24 „Tatsächliche Eingangsspannung“), so wirkt sich

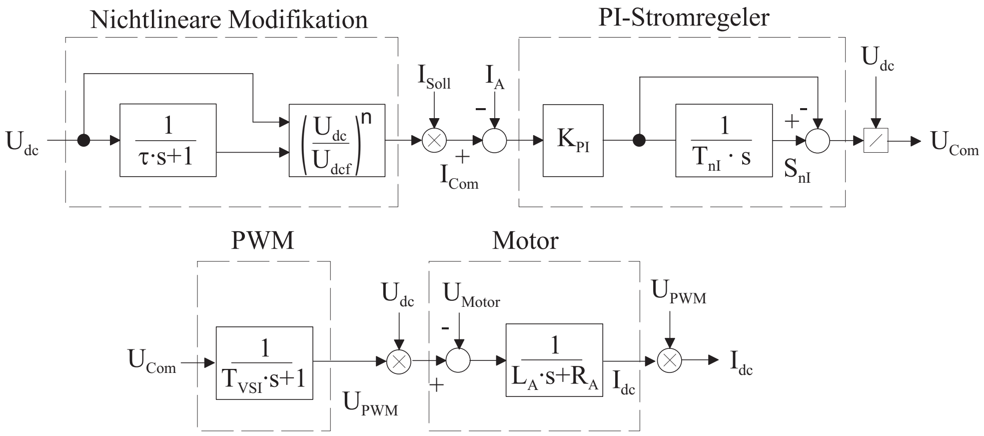

Abbildung 3.36.: Gleichstrommaschine mit PT1-Umrichtermodell, Regelung und nichtlinearer Momentenmodifikation zur Veranschaulichung des Dämpfungseffektes

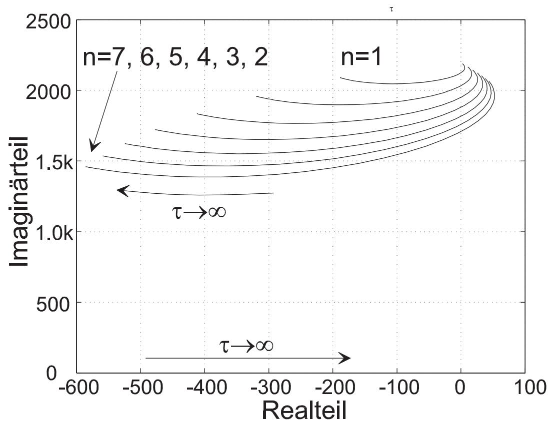

Abbildung 3.37.: Wurzelortskurve des dominanten Polpaares in Abhängigkeit von n und τ

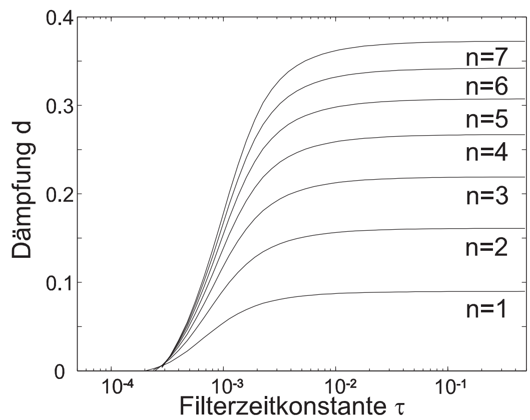

Abbildung 3.38.: Kleinste Dämpfung aller PT2-Polpaare in Abhängigkeit von n und τ

die Einstellung der Reglerparameter T_{nI} und K_{pI} des Stromreglers auf die Eingangsadmittanz Y_L aus. Das linearisierte System der Differenzialgleichungen ohne eine derartige Aufschaltung nach Abb. 3.36 ist gegeben durch:

$$
\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \tilde{I}_A \\ \tilde{U}_{pwm} \\ \tilde{S}_{nI} \end{pmatrix} &= \underline{A}\cdot\begin{pmatrix} \tilde{I}_A \\ \tilde{U}_{pwm} \\ \tilde{S}_{nI} \end{pmatrix} + \underline{B}\cdot\begin{pmatrix} \tilde{U}_{dc} \\ \tilde{I}_{soll} \\ \tilde{U}_{Motor} \end{pmatrix} \\
\underline{A} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_A}{L_A} & \frac{U_{dc0}}{L_A} & 0 \\ -\frac{K_{pI}}{T_{vsi}U_{dcfix}} & -\frac{1}{T_{vsi}} & \frac{1}{T_{vsi}U_{dcfix}} \\ -\frac{K_{pI}}{T_{nI}} & 0 & 0 \end{pmatrix} \\
\underline{B} &= \begin{pmatrix} \frac{R_A I_{soll}}{L_A U_{dc0}} + \frac{U_{Motor}}{L_A U_{dc0}} & 0 & -\frac{1}{L_A} \\ 0 & \frac{K_{pI}}{T_{vsi}U_{dcfix}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{pI}}{T_{nI}} & 0 \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{3.33}
$$

Dabei beschreibt U_{dcfix} einen festen Faktor, welcher der nominalen Zwischenkreiss-

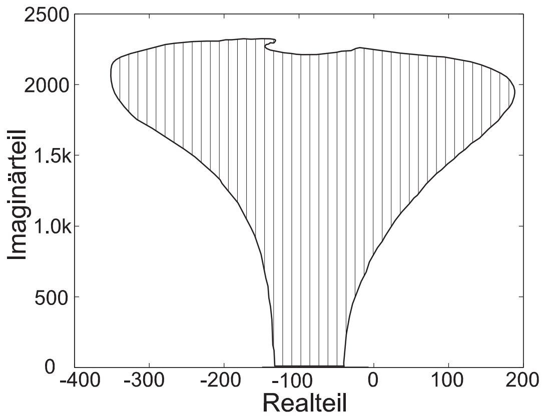

Abbildung 3.39.: Wurzelort für den Pol des char. Polynoms mit größtem Realteil für verschiedene K_{pI} und T_{nI}.

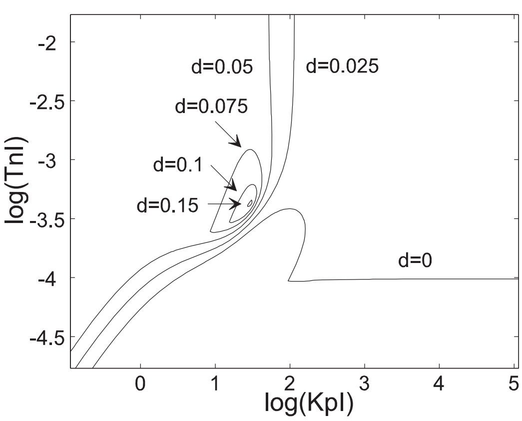

Abbildung 3.40.: Kleinste Dämpfung d in Abhängigkeit von K_{pI} und T_{nI}.

pannung entspricht, sodass die Regelungsparameter unverändert bleiben. Der Wegfall der Aufschaltung führt dazu, dass Schwankungen der Zwischenkreisspannung zuerst das System (Umrichter/Motor) passieren müssen, bevor es zu einer Kompensation kommt. Dadurch wird zum einen die Regelqualität verschlechtert, zum anderen wird die Eingangsadmittanz Y_L verändert. Die Auswirkungen hängen dabei im Wesentlichen von dem durch den Umrichter geregelten System ab. Damit lässt sich durch Variation der Regelungsparameter ebenfalls Einfluss nehmen auf die Stabilität des Eingangsfilters. Abb. 3.39 zeigt den Wurzelort für den Pol des charakteristischen Polynoms mit größtem Realteil für verschiedene Regelungsparameter K_{pI} bzw. T_{nI}. Dabei sind nur Wurzeln dargestellt für stabile Parametersätze K_{pI} und T_{nI}. Da der Wurzelort des Pols mit größtem Realteil keine Aussage über die Dämpfung zulässt, zeigt Abb. 3.40 die Dämpfung äquivalent zu Abb. 3.38 und 3.35. Abb. 3.40 zeigt im Parameterfeld der Reglerparameter die Höhenlinien der sich ergebenden Dämpfung. Die höchste erreichbare Dämpfung ergibt sich zu $d \approx 0.15$.

Abschließend sei bemerkt, dass die durch Gl. 3.27 beschriebene Modifikation der Eingangsleistung praktischen Beschränkungen unterliegt. In den kritischen Fällen ist die Filterinduktivität L_F groß, der Zwischenkreiskondensator C_{dc} klein. Dadurch ergeben sich große Spannungsschwankungen am Zwischenkreis, die zu einem Fehler in der Spannungserfassung führen. Durch die Aufschaltung der Spannung über den Faktor $\left(\frac{U_{dc}}{U_{dcf}}\right)^n$ wird auch die Störanfälligkeit mit dem Faktor n erhöht. Was seinerseits bei ungünstiger Erfassung der Zwischenkreisspannung zur Instabilität führen kann. Der Faktor n kann deshalb nicht beliebig groß gewählt werden. Eine Wahl von n=1, 2 oder 3 kann als vertretbar bezeichnet werden. Damit ist die erreichbare Dämpfung (siehe Abb. 3.35 und 3.38) beschränkt (in dem gebrachten Beispiel auf d=0.15). Vergleicht man diese Verbesserung durch die Modifikation des Motormomentes mit dem in diesem Abschnitt beschriebenen Verzicht auf Störgrößenaufschaltung der Zwischenkreisspannung, so können dadurch ähnliche Dämpfungswerte erreicht werden - bei einfacherer Regelungsstruktur durch bloße Änderung der Reglerparameter. D.h. nicht, dass die Regelungsparameter nach der optimalen Dämpfung ausgelegt werden sollten. Abb. 3.40 zeigt, dass die Regelungsparameter keinen entscheidenden Einfluss auf die Dämpfung haben. Die nach Anhang E gewählten Reglerparameter liegen (siehe Tab. 3.1) bei $T_{nI} = 17.7ms$ & $K_{pI} = 115$. Damit ergibt sich

eine Dämpfung von ca. $d = 0.025$ ($log_{10}(T_{nI}) \approx -1.75$, $log_{10}(K_{nI}) \approx 2$).
Fazit: Die übliche Aufschaltung der Zwischenkreisspannung in der Regelung verringert die Dämpfung des Zwischenkreises. Als Lösung in kritischen Fällen bieten sich zwei Wege an:

1. Die nichtlineare Modifikation wie in Abb. 3.36 dargestellt.
2. Keine Aufschaltung der Zwischenkreisspannung vornehmen.

Methode (1.) ist in der Wirkung stark limitiert, da $n < 1$ oder $n < 2$ zu wählen ist. Die Lösung schließt außerdem nicht digitale Verfahren aus. Methode (2.) ist einfach und hat einen vergleichbaren Effekt. Zudem kann die Messung der Zwischenkreisspannung entfallen.

4. 4-Leiter Topologie als transformatorlose USV

Das folgende Kapitel widmet sich ausschließlich der 4-Leiter Topologie zur Verwendung als USV (unterbrechungsfreie Stromversorgung). Das Kapitel zeigt die Systemdarstellung in dq0-Koordinaten, im Abschnitt zur Steuerung werden unterschiedliche PWM-Verfahren verglichen und bewertet. Weitere Abschnitte beschäftigen sich mit der Regelung und der Parameteroptimierung. Als Beispiel einer geregelten Last an einer Gleichspannungsquelle stellt die Topologie die Basis für die bereits dargestellten Vergleiche, wie z.B. in Kapitel 2.6 dar. Das Kapitel beschreibt somit das notwendig Hintergrundwissen zur Modellbildung und geht auf spezifische Merkmale der besonderen 4-Leiter Topologie im Vergleich zu konventionellen Umrichtern ein.

4.1. Konventionelle Topologie im Vergleich

Abb. 4.1 zeigt das Schaltbild der 4-Leiter Topologie zur Erzeugung eines dreiphasigen Netzes (mit Nullleiter) aus einer Gleichspannungsquelle. Abb. 4.2 zeigt dazu im Vergleich die Konventionelle Topologie zur Erzeugung eines dreiphasen Netzes mit Nullleiter wie es in handelsüblichen USV-Systemen zum Einsatz kommt. Hauptunterschied ist der fehlende Transformator und der vierte Umrichterzweig zur Erzeugung des Nullleiters. Die wesentlichen Unterschiede beider Topologien nach Vor- und Nachteilen aufgeschlüsselt stellt Tabelle 4.1 gegenüber.

4.2. Systemdarstellung

Im folgenden Abschnitt wird die Systemdarstellung für den Ausgangsfilter der 4-Leiter Variante hergeleitet und Auslegungskriterien für den Filter präsentiert. Zusätzlich wird

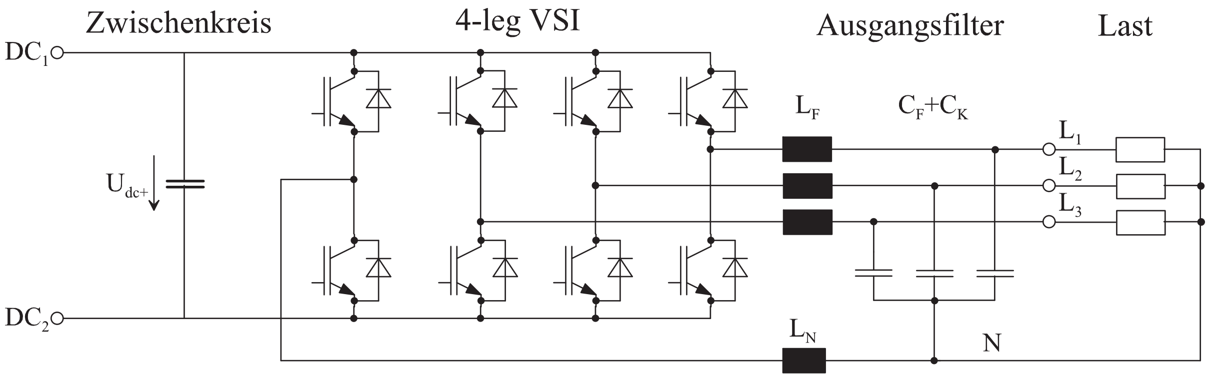

Abbildung 4.1.: Schaltbild der 4-Leiter Topologie zur Erzeugung eines dreiphasigen Netzes

Vorteile:

4-Leiter Topologie	Konventionelle USV
• Reduzierte Materialkosten. • Separater Betrieb einzelner Phasen möglich. • Erdungsschutz einfach zu implementieren. • Halbleiterfehler in einer Phase führen nicht notwendiger Weise zur Beeinträchtigung oder Ausfall anderer Phasen. • Gleichstromkomponenten im Ausgangsstrom möglich. • Unsymmetrien lassen sich ausregeln.	• Anpassung an verschiedene Eingangsspannungslevels möglich. • EMV durch Transformator verbessert. • Isolation der Gleichspannungsseite (Eingang) vom Ausgang. • Parallelbetrieb am gleichen DC-Bus möglich.

Nachteile:

4-Leiter Topologie	Konventionelle USV
• Halbleiterfehler in der 4'ten Phase (Neutralleiter) führen zum Totalausfall. Desweiteren kann ein Fehler in der 4'ten Phase zu einer Potentialanhebung des Neutralleiters führen. • Parallelbetrieb am gleichen dc-bus kann zu Kreisströmen führen. • dc-bus und Drehstromausgangsseite nicht isoliert. Dadurch ist ein festes Erdungsschema auf der Eingangsseite vorgegeben. • Ausgangsspannungsniveau bestimmt minimales Gleichspannungslevel. • Gleichspannungslevel bestimmt die Dynamikreserve des Systems.	• Einphasiger Kurzschluss führt zum Spannungsausfall aller Phasen. • Halbleiterfehler führen zur Totalausfall. • Gleichspannungskomponenten können zur Transformatorsättigung führen. • Keine vollständige Ausregelung von Unsymmetrien möglich.

Tabelle 4.1.: Vor- und Nachteile der 4-Leiter Topologie als USV im Vergleich zur konventionellen Topologie mit Transformator

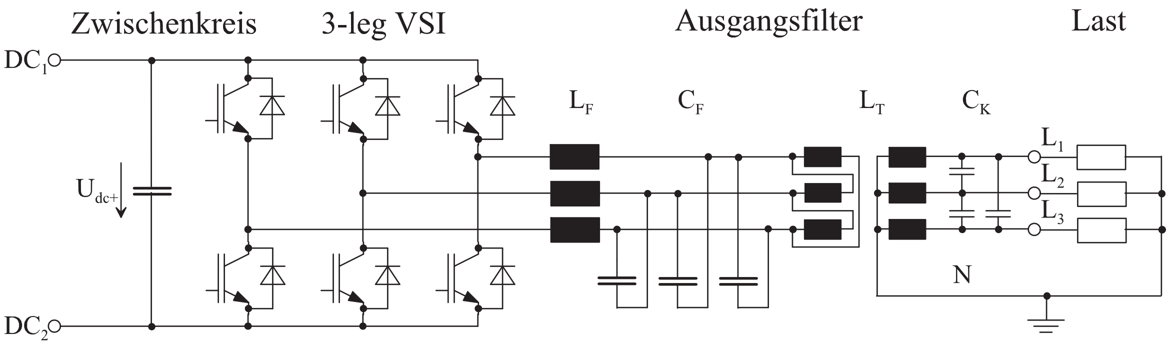

Abbildung 4.2.: Zum Vergleich: Schaltbild für einer konventionellen USV mit Transformator zur Nullpunktgenerierung

zum Vergleich der Aufbau bei einer konventionellen USV dargestellt.
Abb. 4.3 zeigt die Systemdarstellung des Ausgangsfilters in dq0-Koordinaten. Die Darstellung folgt direkt aus dem Schaltbild aus Abb. 4.1 unter Zuhilfenahme der Transformationsgleichungen in das mitrotierende dq0-System (wie sie im Anhang D dargestellt). Transformationsmatrix für Variablen aus dem uvw-System in das $\alpha\beta 0$-System (und Umgekehrt):

$$AB0UVW = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/3 \\ -1/2 & 1/2\cdot\sqrt{3} & 1/3 \\ -1/2 & -1/2\cdot\sqrt{3} & 1/3 \end{bmatrix} \qquad AB0UVW^{-1} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/3\cdot\sqrt{3} & -1/3\cdot\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Transformationsmatrix für Variablen aus dem $\alpha\beta 0$-System in das dq0-System (und Umgekehrt):

$$DQ0AB0 = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t & 0 \\ \sin\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad DQ0AB0^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t & 0 \\ -\sin\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

Für die in Abb. 4.1 dargestellte Variante mit separater Induktivität im Nullleiterzweig gilt folgende Differentialgleichung (in UVW-Koordinaten):

$$U_{vsi}^{uvw} - U_{cf}^{uvw} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot U_{LN} = L_f \dot{I}_{Lf}^{uvw} + R_f I_{Lf}^{uvw} \tag{4.3}$$

Mit Ausnahme der Spannung über der Induktivität L_N, U_{LN} lassen sich alle Spannungen in Vektorschreibweise auffassen. Die Transformation von Gl. 4.3 in dq0-Koordinaten kann durch Verwendung der Transformationsmatrizen (Gl. 4.1 und 4.2) geschehen:

$$U_{vsi}^{dq0} - U_{cf}^{dq0} + DQAB^{-1} \cdot ABUVW^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot U_{LN} = L_f \dot{I}_{Lf}^{dq0} - L_f \cdot \omega \tilde{I}_{Lf}^{dq0} + R_f I_{Lf}^{dq0} \tag{4.4}$$

Mit:

$$\tilde{I}_{Lf}^{dq0} = \begin{bmatrix} I_{Lf}^{q} \\ -I_{Lf}^{d} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

Für die Spannung U_{LN} gilt:

$$U_{LN} = L_N \cdot \dot{I}_{LN} + R_N \cdot I_{LN} \tag{4.6}$$

Dabei gilt:

$$\dot{I}_{LN} = -\dot{I}_{Lf}^{0} \qquad I_{LN} = -I_{Lf}^{0}$$

Damit lässt sich Gl. 4.3 auch darstellen durch:

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot U_{LN} = -L_N \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \dot{I}_{Lf}^{dq0} - R_N \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot I_{Lf}^{dq0} \tag{4.7}$$

Gl. 4.4 lässt sich unter Verwendung von Gl. 4.7 weiter vereinfachen:

$$U_{vsi}^{dq0} - U_{cf}^{dq0} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \cdot L_N \cdot \dot{I}_{Lf}^{dq0} - R_N \cdot I_{Lf}^{dq0} = L_f \dot{I}_{Lf}^{dq0} - L_f \cdot \omega \tilde{I}_{Lf}^{dq0} + R_f I_{Lf}^{dq0} \tag{4.8}$$

Spaltet man Gl. 4.8 in die Einzelkomponenten auf und geht dabei zur Laplace-Schreibweise über, ergibt sich:

$$\begin{aligned} sI_{Lf}^d &= 1/L_f \cdot \left(U_{vsi}^d - U_{cf}^d + L_f \omega I_{Lf}^q + R_f I_{Lf}^d \right) \\ sI_{Lf}^q &= 1/L_f \cdot \left(U_{vsi}^q - U_{cf}^q - L_f \omega I_{Lf}^d + R_f I_{Lf}^q \right) \\ sI_{Lf}^0 &= 1/(L_f + 3L_N) \cdot \left(U_{vsi}^0 - U_{cf}^0 - 3R_N I_{Lf}^0 - R_f I_{Lf}^0 \right) \end{aligned} \tag{4.9}$$

$$\tag{4.10}$$

(Die Vorgehensweise ist ausführlicher im Anhang D in Bezug auf dq-Koordinaten beschrieben.)

Abb. 4.3 zeigt die Systemdarstellung des Ausgangsfilters in dq0-Koordinaten. In der Abbildung fließen die Gl. 4.10 ein, die Widerstände R_f und R_N wurden zur besseren Übersicht vernachlässigt. Gl. 4.10 zeigt, dass die Induktivität im Nullleiter lediglich auf die 0-Komponente des Stromes eine Auswirkung hat. Zieht man in Betracht, dass die wirksame Schaltfrequenz an der Induktivität L_N dreifach höher ist, als für die Induktivitäten L_f und die Induktivität L_N somit lediglich die Dynamik der Nullkomponentenregelung verschlechtert, wäre diese Induktivität eigentlich überflüssig. Notwendig wird L_N, um kapazitive Umladevorgänge aufgrund der fehlenden Potentialtrennung zu verhindern. Fehlt L_N ergeben sich durch die Umladeströme Probleme mit der Überstromerkennung im Umrichter.

Zum Vergleich zeigt Abb. 4.4 die Systemdarstellung einer konventionellen USV nach Abb. 4.2. Die Herleitung der einzelnen Streckenteile finden sich im Anhang D. Der Transformator ist im Anhang D für die Schaltart Dyn11 dargestellt.

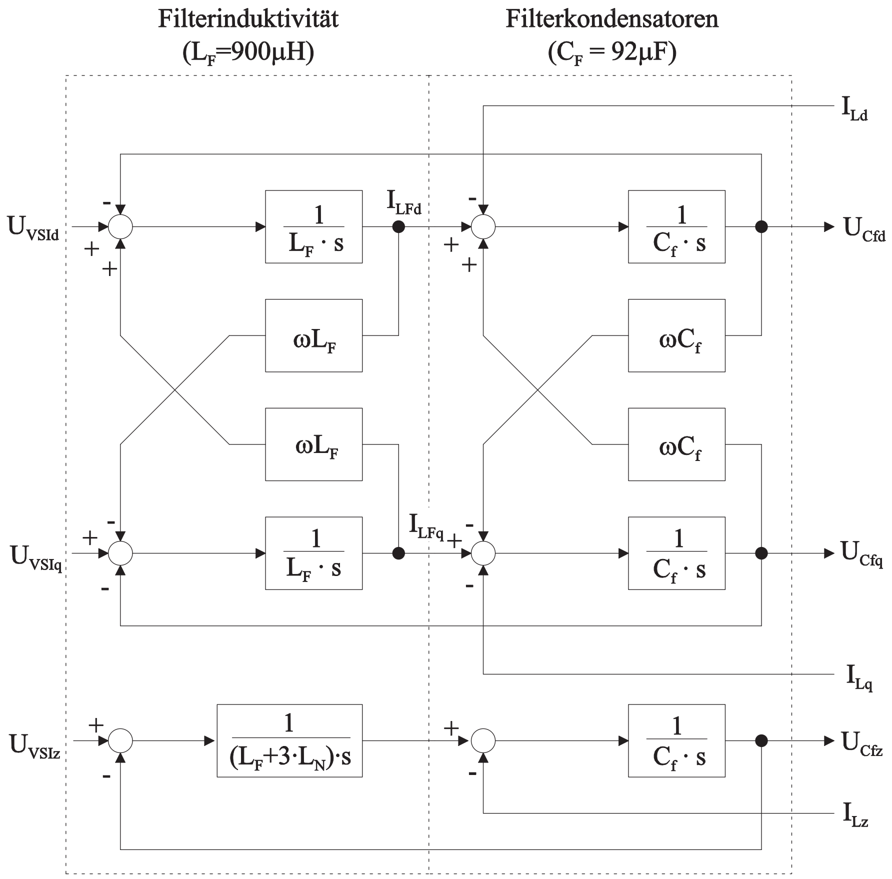

Abbildung 4.3.: Systemdarstellung des Ausgangsfilters in dq0-Koordinaten. Mit Filterinduktivität L_F, Kondensator C, sowie den Anschlüssen zum Umrichter ($U_{VSI,x}$) und zur Last ($U_{CK,x}$, $I_{L,x}$).

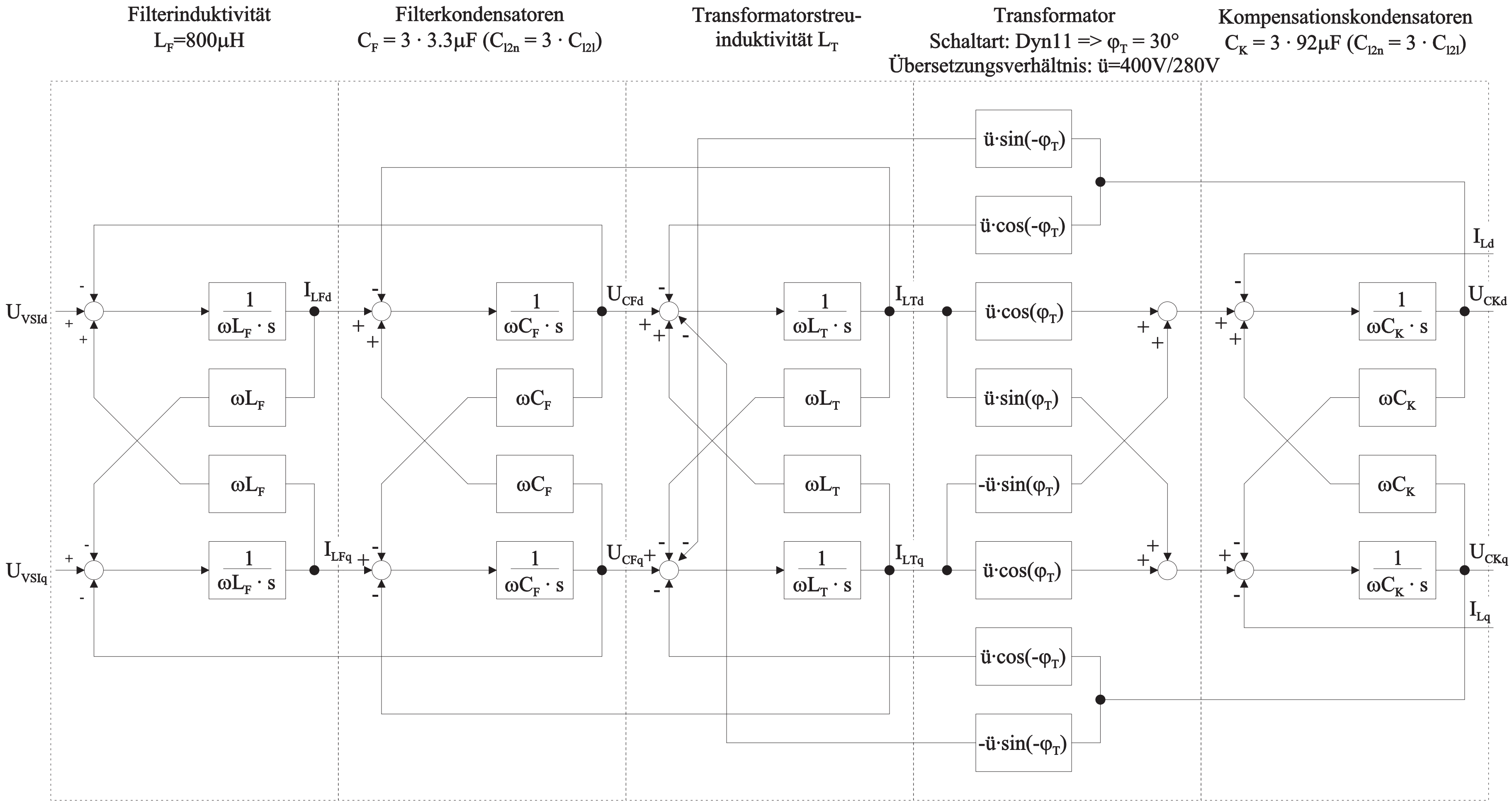

Abbildung 4.4.: Regelungstechnische Darstellung der Komponenten bei konventioneller USV in dq-Koordinaten

4.3. Auslegungskriterien für den Ausgangsfilter

Um die beiden Filterkomponenten L_F und C_F zu bestimmen, sind folgende Punkte zu beachten:

- Hinreichende Dämpfung der durch den Umrichter erzeugten Harmonischen (Schaltfrequenz).
- Design von L_F, welches ausreichende Dynamik gewährleistet.
- Auslegung von C_F, um Spannungseinbrüche bei schnellen Lastwechseln zu verhindern.
- Nicht zu hoher Blindleistungsbedarf des Filters.
- Filterresonanz im Frequenzbereich in dem eine aktive Bedämpfung durch das Umrichtersystem möglich ist.

Die Summe der Punkte ist inkonsistent, ein eindeutiger Entwurf daher nicht möglich. Gebräuchlich sind drei verschiedene Ansatzpunkte:

1. Bei Anlagen bei denen der Wirkungsgrad im Vordergrund steht (z.B. Solarwechselrichter) wird die Induktivität L_F so groß wie möglich gewählt, um die Verluste durch den Blindleistungsbedarf zu minimieren.
2. Bei Herstellern von USV-Geräten ist es üblich die Ausgangskapazität C_F so auszulegen, dass bei einer Last mit Nennleistung und $cos(\varphi) = 0.8$) die Hälfte der Blindleistung kompensiert wird, oder der $cos(\varphi)$ für den Umrichter bei 0.9 liegt. Damit werden die Anforderungen an die Leistungshalbleiter minimiert.
3. Weiterhin besteht die Möglichkeit, für den Spannungsripple bei Schaltfrequenz eine Grenze in Bezug auf die Grundschwingung zu gewährleisten.

Diesem dritten Verfahren wird hier der Vorzug gegeben. Dabei wird der Anteil Harmonischer auf 0.3% der Grundschwingung begrenzt. Damit kann eine vom Umrichter gespeiste Last den amerikanischen Standard IEEE 519 erfüllen. Die größte Frequenzkomponente ist bei Schaltfrequenz festzustellen. Die Amplitude für den Frequenzanteil der ungefilterten, also digitalen Ausgangsspannung bei Schaltfrequenz lässt sich dabei bestimmen zu:

$$a_k(m) \quad = \quad \frac{2U_{dc}}{\pi} \cdot \int_0^1 (1 - cos(\pi/2 \cdot m \cdot cos(\pi/2 \cdot x)))dx \tag{4.11}$$

Diese Amplitude hängt für hinreichend hohe Schaltfrequenzen ($f_s > 100 \cdot f_{Netz}$) nicht von der Wahl der Schaltfrequenz ab. Eine Herleitung für Gl. 4.11 findet sich im Anhang. Abb. 4.5 zeigt die Abhängigkeit des Frequenzanteils a_k bei Schaltfrequenz in Abhängigkeit vom Aussteuergrad m. Der größte Wert beträgt dabei 0.3361. Da der Anteil auf die Grundschwingung der Ausgangsspannung bezogen wird, ergibt sich die notwendige Filterdämpfung wie folgt:

$$d = -20 \cdot \log_{10}\left(\frac{0.3\% \cdot \hat{U}_{ln}}{a_k(m)}\right) \qquad \text{Mit:} \quad m = \frac{\hat{U}_{ln}}{U_{dc}} \tag{4.12}$$

Für einen Umrichter mit 700V Zwischenkreisspannung ergibt sich somit die notwendige Dämpfung zu ($\hat{U}_{ln} = 325V$):

$$d = -20 \cdot \log_{10}\left(\frac{0.3\% \cdot 325V}{104V}\right) \approx 40.6dB \tag{4.13}$$

Die Resonanzfrequenz ω_r des Filters lässt sich damit berechnen zu:

$$\omega_r \leq 10^{-\left(\frac{d}{40dB}\right)} \cdot \omega_s \tag{4.14}$$

Und ergibt sich zu $\omega_r \approx 2\pi \cdot 770Hz$ (für eine Schaltfrequenz von 8kHz). Im nächsten Schritt lässt sich eine Aussage treffen über die Dimensionierung der Filterinduktivität L_f. Abb. 4.7 zeigt die Spannungsverhältnisse am Ausgangsfilter. Gl. 4.15 beschreibt dabei die Verhältnisse:

$$U_{vsi}^2 \geq U_{Cf}^2 + U_{Lf}^2 - 2 \cdot U_{Cf} \cdot U_{Lf} \cdot cos\left(\pi/2 + \varphi\right) \tag{4.15}$$

Daraus ergibt sich eine Einschränkung für die Spannung U_{Lf} über der Filterinduktivität:

$$U_{Lf} = U_{Cf} + cos(\pi/2 + \varphi) + \sqrt{U_{Cf}^2 \cdot cos^2(\pi/2 + \varphi) - U_{Cf}^2 + U_{vsi}^2} \tag{4.16}$$

Bildet man eine bezogene Filterinduktivität:

$$x_{Lf} = \frac{\omega_N L_f \cdot I_{Nenn}}{U_{Nenn}} \tag{4.17}$$

$$\text{Mit:} \qquad U_{Nenn} = U_{Cf} \qquad U_{Lf} = \omega_N L_f \cdot I_{Nenn}$$

Führt das auf folgende Beziehung:

$$x_{Lf} \leq -sin(\varphi) + \sqrt{-cos^2(\varphi) + \left(\frac{U_{vsi}}{U_{Cf}}\right)^2} \tag{4.18}$$

Die bezogene Induktivität x_{Lf} ist in Abb. 4.6 als Funktion des $cos(\varphi)$ dargestellt für drei unterschiedliche Zwischenkreisspannungsniveaus ($U_{Cf} = 325V$). An dieser Stelle ist ein Kompromiss zu finden zwischen einer möglichst großen Filterinduktivität (siehe 1.) und der maximal möglichen Phasenverschiebung am Filterausgang. Hier lässt sich ein $cos(\varphi) > 0.95$ annehmen. Dabei handelt es sich um den $cos(\varphi)$, den die Last mit dem Ausgangskondensator C_f bildet. Am Ergebnis für C_f ist diese Voraussetzung bzw. daraus folgende Einschränkungen für die Last zurückzurechnen. Aus Abb. 4.6 ergibt sich eine bezogenen Induktivität von $x_{Lf} \leq 0.125$. Dies führt zu einer Induktivität von:

$$L_f \leq \frac{x_{Lf} \cdot U_{Nenn}}{\omega_N \cdot I_{Nenn}} = \frac{0.125 \cdot 325V}{2\pi 50Hz \cdot 102A} = 1,25mH \tag{4.19}$$

Damit lässt sich auch der Ausgangskondensator berechnen:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_f C_f}} \qquad \Rightarrow \qquad C_f \leq \frac{1}{L_f \cdot \omega_r^2} \tag{4.20}$$

Für die Anlage wurde $\omega_r = 550Hz$, $L_f = 0.9mH$ und $C_f = 94\mu F$ gewählt. Der maximale Blindleistungsanteil der Last ist gegeben durch:

$$Q_{Last} = \frac{\sqrt{9 \cdot (U_{dc}/2)^2 U_{Cf}^2 - 4P_{Last}^2 \omega_n^2 L_f^2} - 3U_{Cf}^2 + 3\omega_n^2 L_f U_{Cf}^2 C_f}{2 \cdot \omega_n \cdot L_f} \tag{4.21}$$

Der untere Grenzwert des $cos(\varphi)$, sodass die Ausgangsspannung noch unverzerrt bleibt, beträgt:

$$cos(\varphi) = \frac{P_{Last}}{\sqrt{P_{Last}^2 + Q_{Last}^2}} \tag{4.22}$$

Für die bereits genannten Parameter ergibt sich somit:

$$Q_{Last} = 45,7kVAR \qquad \text{bzw.} \qquad cos(\varphi) = 0.738 \tag{4.23}$$

4.4. Steuerung / PWM-Verfahren

Bei der Umsetzung des Steuerverfahrens mit Hilfe einer PWM ergeben sich verschiedene Möglichkeiten. Aufgrund der 4-Leiter Topologie machen sich unterschiedliche Auswirkungen auf den Stromripple der Filterinduktivitäten bemerkbar, welche bei herkömmlichen dreiphasigen Umrichtern nicht betrachtet werden müssen. Diese Auswirkungen, verursacht durch die zusätzliche vierte Phase zur Nullpunktgenerierung, führen zu unterschiedlicher Eignung bisher gleichwertiger PWM-Verfahren bei Anwendung in Verbindung mit der 4-Leiter Topologie. Im folgenden werden drei unterschiedliche Ansätze dargestellt, -verglichen und bewertet. Betrachtet man die Bildung der Zündzeitpunkte, so sind drei Varianten zu unterscheiden:

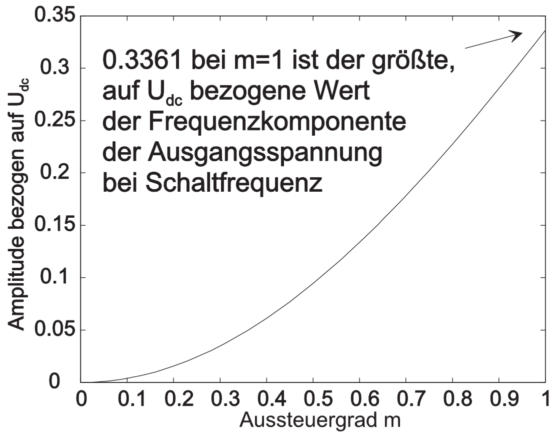

Abbildung 4.5.: Abhängigkeit der Frequenzkomponente a_k/U_{dc} bei Schaltfrequenz vom Aussteuergrad.

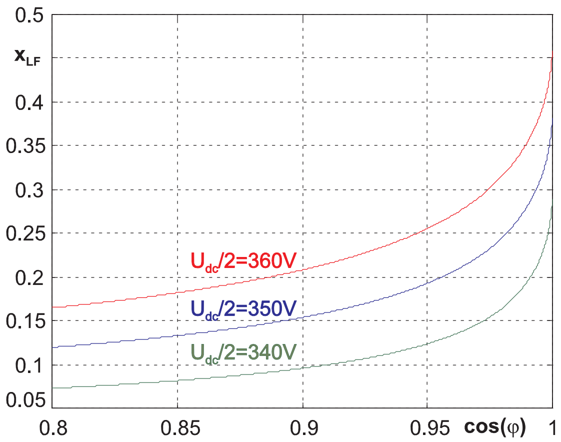

Abbildung 4.6.: Maximal mögliche Filterinduktivität L_F als Funktion des $cos(\varphi)$ für unterschiedliche Zwischenkreisspannungen

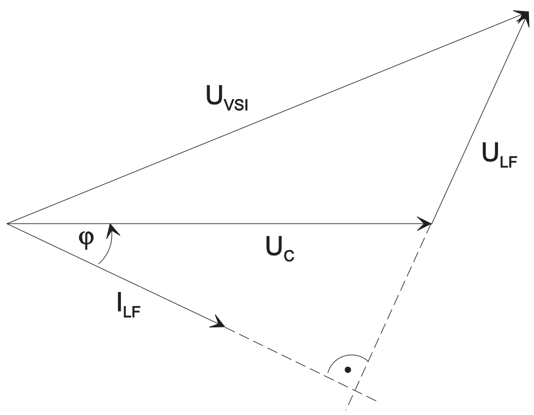

Abbildung 4.7.: Spannungsvektoren am Ausgangsfilter

1. Unabhängiger Dreiecksvergleich.
   Dieses Verfahren kommt zum Einsatz, wenn keine spezielle Hardware zur Generierung der Zündzeitpunkte vorhanden ist. (z.B. UC2637 von Unitrode vergl. S. 116 in [36])

2. Dreiecksvergleich mit phasenverschobenen Dreiecken.
   Diese Verfahren wird eingesetzt, wenn z.B. Einschränkungen bzgl. der synchronen Stromistwerterfassung bestehen. (z.B. bei Einsatz der internen A/D-Wandler des 80C167 von Infineon)

3. Ein Referenzdreieck.
   Der Einsatz dieses Verfahrens führt beim Vergleich der Sollwerte mit dem Referenzdreieck zu dem gewünschten Spannungsvektor am nächsten liegenden Spannungsvektoren (siehe dazu auch Abb. 4.11).

Abb. 4.12 und Abb. 4.13 zeigen die Bildung der Zündzeitpunkte für die Halbleiterventile der einzelnen Phasen durch Vergleich der Referenzwerte mit einer Dreiecksfunktion. Die Referenzwerte ergeben sich bei sinusförmiger Modulation ohne dritte Harmonische mit einem Aussteuergrad $m = 1.0$ und einem Phasenwinkel $\phi = 15°$. Abb. 4.12 zeigt die Bildung der Zündzeitpunkte, wenn drei phasenverschobene Dreiecke verwendet werden (Variante 2). Abb. 4.13 für ein Referenzdreieck (Variante 3). Aus den Schalterzuständen der einzelnen Phasen ergibt sich jeweils einer der 16 möglichen Ausgangsspannungsvektoren. Diese Ausgangsspannungsvektoren sind in Abb. 4.12 & 4.13 in der letzten Zeile dargestellt. Es fällt auf, dass im einen Fall (Abb. 4.12) die Zahl der Spannungsvektoren größer ist, als im Anderen (Abb. 4.13). Um zu entscheiden, ob das eine oder andere Verfahren Vorteile bietet, wird der Stromripple in den Filterspulen am Ausgang des Stromrichters als Optimierungskriterium betrachtet. Als Maß für die Stromwelligkeit lässt sich der RMS-Wert des Stromes in einer Modulationsperiode der PWM berechnen. Um sicherzustellen, dass lediglich die Stromwelligkeit zum RMS-Wert des Stromes beiträgt, wird der Mittelwert über eine Modulationsperiode berechnet:

$$I_{av}^{T1-T2} = \frac{1}{T_P} \cdot \int_{T1}^{T2} I(t)dt \tag{4.24}$$

mit: (4.25)

T_P : Dauer einer Modulationsperiode: $125\mu s$ bei 8kHz Schaltfrequenz

$I(t)$: Stromkurvenform mit Schaltripple

Die Stromkurvenform wird um den Mittelwert einer Modulationsperiode verringert und der RMS-Wert des Stromes berechnet:

$$I_{rms}^{T1-T2} = \sqrt{\frac{1}{T_P} \cdot \int_{T1}^{T2} \left(I(t) - I_{av}^{T1-T2}\right)^2 dt} \tag{4.26}$$

Abb. 4.8 und Abb. 4.9 zeigen die Ergebnisse für jede Phase und jede Modulationsperiode. Auf der Abszisse sind die 160 Modulationsperioden aufgetragen, die sich bei 50Hz Grundfrequenz und 8kHz Schaltfrequenz ergeben. Die Ordinate trägt keine Größeneinheit, da es sich lediglich um einen qualitativen Vergleich handelt. Die Größenordnung des RMS-Wertes hängt zusätzlich vom Spannungslevel am Zwischenkreis und der Induktivität zum Netz ab. Die Abbildungen zeigen, dass keine Modulationsperiode in der zweiten Variante existiert, in der der RMS-Wert in der 4'ten Phase (Nullleiter) geringer ist, als in der dritten Version. Es ist in jeder Modulationsperiode günstiger die dritte Variante mit einem Referenzdreieck einzusetzen. Außerdem wird augenscheinlich, dass der Stromripple in den drei einzelnen Phasen für die zweite Version unterschiedlich ausfällt. Zwei der drei Filterinduktivitäten werden mehr belastet. Die dritte entspricht im RMS-Wert exakt denen aus der dritten Variante. Die RMS-Werte aus Gleichung 4.26 lassen sich zu einem mittleren RMS-Wert über eine Grundschwingungsperiode zusammenfassen:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^{N} \left(I_{rms}^{T1-T2}\right)^2} \tag{4.27}$$

Tabelle 4.2 gibt die Werte qualitativ für beide Verfahren an. Der Wert I_{rms} derjenigen Phase für die das Referenzdreieck mit dem der 4'ten Phase übereinstimmt ändert sich beim Wechsel des Modulationsverfahrens nicht. Der Wert in den Phasen die nicht mit dem gleichen Referenzdreieck erzeugt werden steigt auf mehr als das Doppelte an und der Wert I_{rms} der 4'ten Phase erhöht sich um ca. 86%.

Methode	1. Phase	2. Phase	3. Phase	Nullleiter
Ein Referenzdreieck	0,0307	0,0307	0,0307	0,0764
Drei Referenzdreiecke	0,0307	0,0620	0,0620	0,1420
Abweichung:	0 %	102 %	102 %	86 %

Tabelle 4.2.: Vergleich der I_{rms}-Werte in allen Phasen für zwei unterschiedliche Modulationsverfahren

Der Wert für I_{rms}^{T1-T2} einer Phase (1-3) hängt von der Phasenverschiebung γ des Referenzdreieckes zum Referenzdreieck der 4'ten Phase ab. Abb. 4.10 zeigt den I_{rms}-Wert des Stromes in einer Phase für jede Modulationsperiode bei verschiedenen Phasenwinkeln γ der Referenzdreiecke. Bei asynchron laufenden Dreiecken, wie sie bei Verwendung unabhängiger PWM-Generatoren für die einzelnen Phasen auftreten, ist der Mittelwert über alle möglichen Phasenverschiebungen γ maßgeblich:

$$I_{rms}^{asynchron} = \overline{I}_{rms}(\gamma) \tag{4.28}$$

Vergleicht man den sich ergebenden Wert von $I_{rms}^{asynchron} \approx 0.051$ mit den Werten aus Tabelle 4.2, so ist dieser Wert ca. 64% erhöht. Es empfiehlt sich deshalb synchrone, phasengleiche, d.h. identische Referenzdreiecke für alle Phasen einzusetzen.

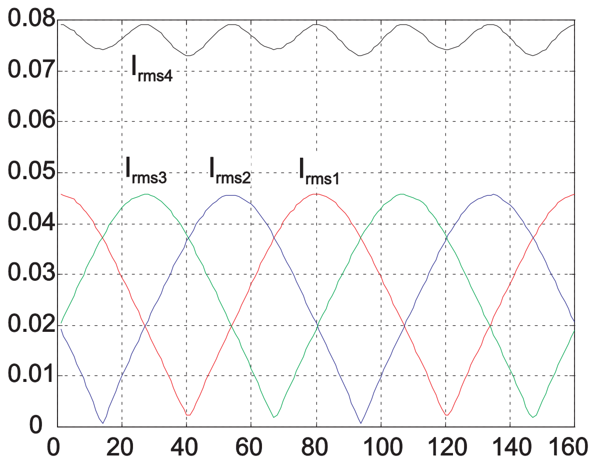

Abbildung 4.8.: I_{rms}-Wert berechnet für jede Modulationsperiode. Variante 3: Ein Referenzdreieck.

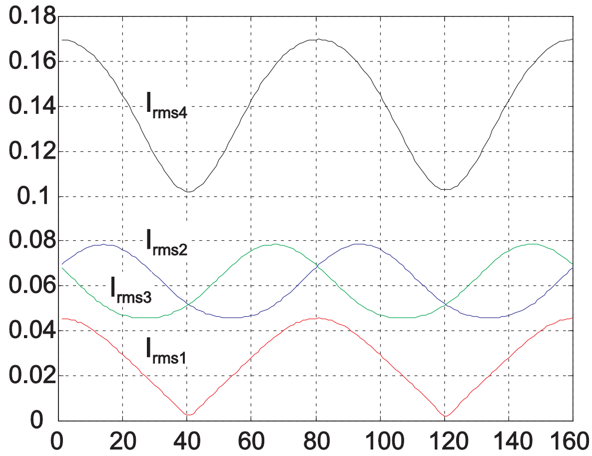

Abbildung 4.9.: I_{rms}-Wert berechnet für jede Modulationsperiode. Variante 2: Drei Referenzdreiecke.

Methode	1. Phase	2. Phase	3. Phase	Nullleiter
Ein Referenzdreieck	6,69m	6,69m	6,69m	20m
Drei Referenzdreiecke	6,69m	16,5m	16,5m	38m
Differenz:	0 %	≈ 146%	≈ 146%	≈ 89%

Tabelle 4.3.: Vergleich selektiver Frequenzanteile im Spektrum der Filterströme in allen Phasen für zwei unterschiedliche Modulationsverfahren

Eine heuristische Erklärung lässt sich aus Abb. 4.11 ableiten. Hier sind alle diskreten Spannungsvektoren der 4-Leiter-Variante dargestellt. Die Spannungstrajektorie bei symmetrischem dreiphasigen Spannungssystem besteht aus einer Kreisbahn. Geht man davon aus, dass die Ausgangspannung durch hinreichend große Ausgangskondensatoren dieser Spannungstrajektorie folgt, so ergibt sich der Spannungsvektor über den Filterinduktivitäten (L_f und L_N) direkt aus der Differenz eines Punktes auf dem Kreis und eines Spannungsvektors. Ist der Stromripple in den Induktivitäten zu minimieren, so sind die sich während einer Modulationsperiode ergebenden Spannungsvektoren klein zu halten. Um das zu gewährleisten sind zur Modulation stets die räumlich nächstgelegenen diskreten Spannungsvektoren (0..16) zu verwenden. Dies stellt der Vergleich mit einem synchronen Dreieck sicher. In [10] finden sich die Grundlagen von PWM-Verfahren, [11] beschreibt eingehend Pulsdauerverfahren für dreiphasige Umrichter. Weitere Vergleiche von Modulationsverfahren speziell für die 4-Leiter Topologie finden sich in [39]. Eine andere Herangehensweise stellt die Betrachtung des Spektrums der Ströme dar. Betrachtet man den Wert an der niedrigsten Frequenz (in der Nähe der Schaltfrequenz), so ergeben sich die in Tabelle 4.3 aufgeführten auf die Grundschwingungsamplitude bezogenen Werte.
Fazit: Sowohl die Betrachtung mittels Fourieranalyse als auch die Berechnung der RMS-Werte der Ströme zeigt übereinstimmend das der Einsatz synchroner Referenzdreiecke das optimale Verfahren im Hinblick auf die Ausgangsstromwelligkeit darstellt. Während die Fourieranalyse lediglich Aussagen über die mittlere Stromwelligkeit bei einer Frequenzkomponente zu lässt, ist es möglich durch die Betrachtung des Wertes I_{rms}, sowohl die unterschiedliche Belastung der Spulen darzustellen (siehe Abb. 4.9, als auch zu zeigen, dass keine Modulationsperiode existiert, welche zu einer geringeren Stromwelligkeit führt, als beim optimalen (synchronen) Verfahren.

4.5. Regelung

Die Regelung der 4-Leiter Variante kann prinzipiell wie die einphasiger USV-Systeme erfolgen, sofern der 4'te Zweig zur Nullpunktgenerierung separat geregelt wird. Dann lassen sich beliebig viele Phasen

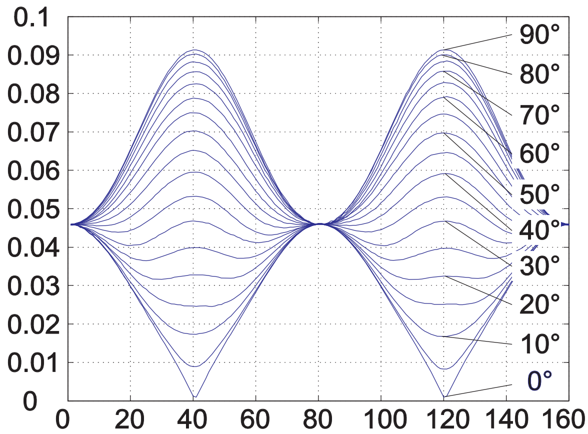

Abbildung 4.10.: I_{rms}-Wert einer Phase (1-3) über jede Modulationsperiode bei verschiedenen Phasenwinkeln der Referenzdreiecke.

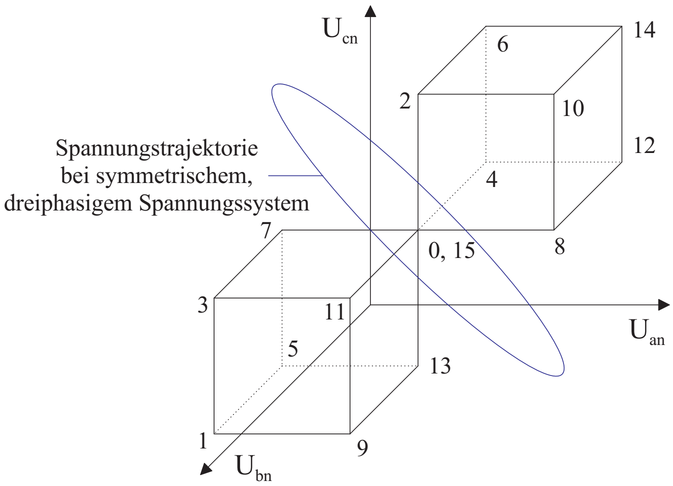

Abbildung 4.11.: Darstellung aller 16 möglichen diskreten Ausgangsspannungsvektoren der 4-Leiter Variante.

anschließen und alle Regelungen arbeiten unabhängig voneinander. Ein Drehstromsystem kann auf dies Weise nicht generiert werden, da die Phasen nicht synchron laufen. Ideen zur Regelung einzelner Phasen finden sich u.A. in [40, 41, 42, 43]. Abb. 4.15 zeigt die Regelung der 4-Leiter Variante wie sie in Abb. 4.1 dargestellt ist.

Abb. 4.14 zeigt zum Vergleich den Regelungsaufbau für eine USV nach Abb. 4.2. Dargestellt sind dabei auch optionale Regler für das Gegensystem, sowie die 5'te und 7'te Harmonische. Allerdings wird in industriellen Produkten (z.B. Siemens) auf den Einsatz derartiger Regelkreise verzichtet, um die Systeme robust gegenüber Parameterschwankungen zu halten (siehe dazu auch im späteren Abschnitt „Regelung einzelner Harmonischer“). Die Phasendrehung in den Regelkreisen für die Harmonischen ist durch den Dyn11-Transformator bedingt. Variationen zu dieser Thematik sind z.B. in [44, 45, 46] zu finden. Veröffentlichungen zur Regelung in dq0-Koordinaten finden sich in [38] sowie sehr ausführlich in [36].

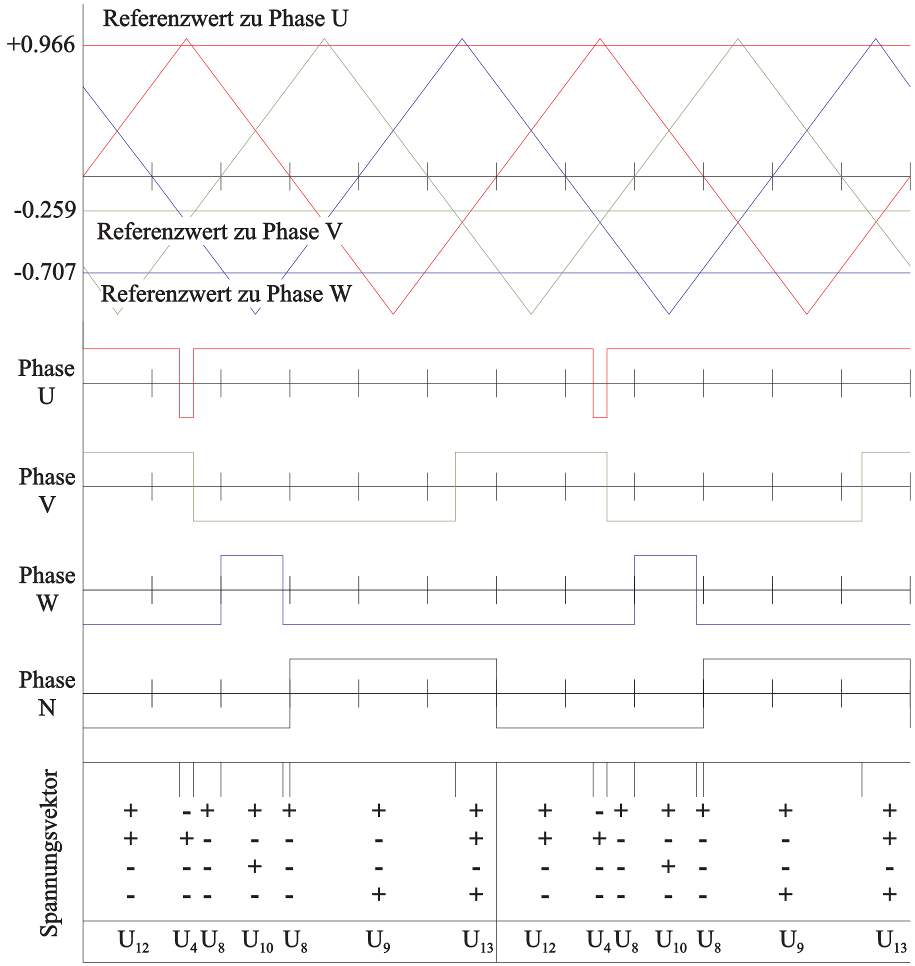

Abbildung 4.12.: Beispiel für ein PWM-Verfahren, bei dem die vierte Phase synchron zur Ersten betrieben wird. Verwendung von drei um 120° phasenverschobenen Referenzdreiecken (Variante 2).

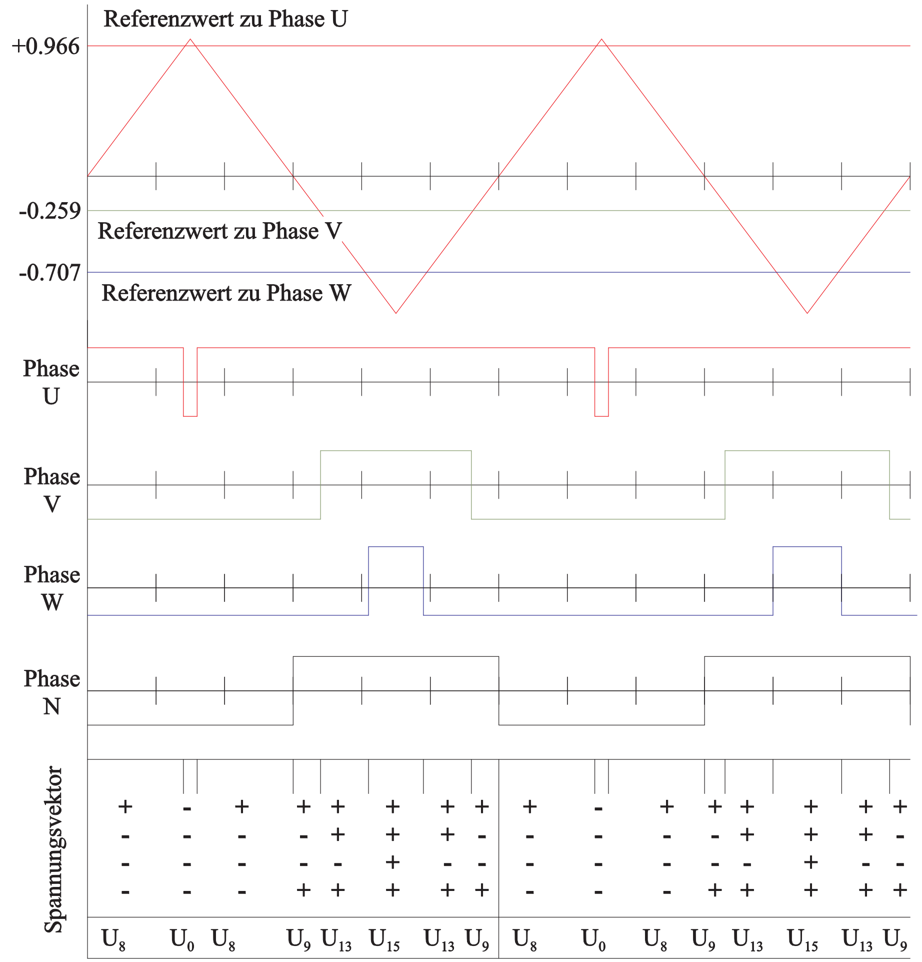

Abbildung 4.13.: Optimales PWM-Verfahren: Es wird nur ein Referenzdreieck verwendet. Alle Phasen laufen synchron (Variante 3). (Aussteuergrad $m = 1.0$, Phasenwinkel $\phi = 15°$)

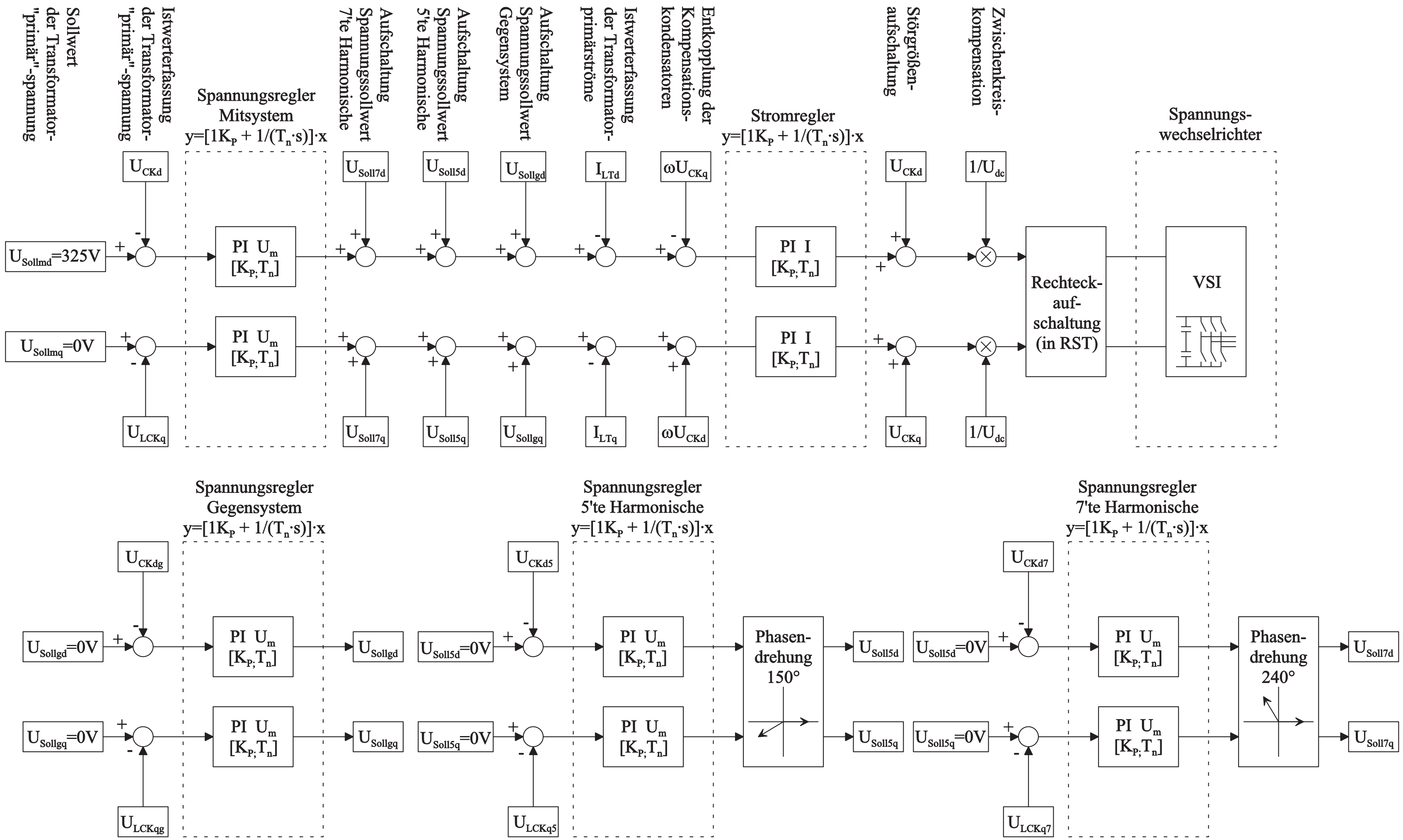

Abbildung 4.14.: Regelung für eine konventionelle USV mit Regelung des Mit- und Gegensystems, sowie separater Regelung der 5'ten und 7'ten Harmonischen in der Ausgangsspannung basierend auf der in Abb. 4.2 dargestellten Topologie, konventionell, mit Trafo.

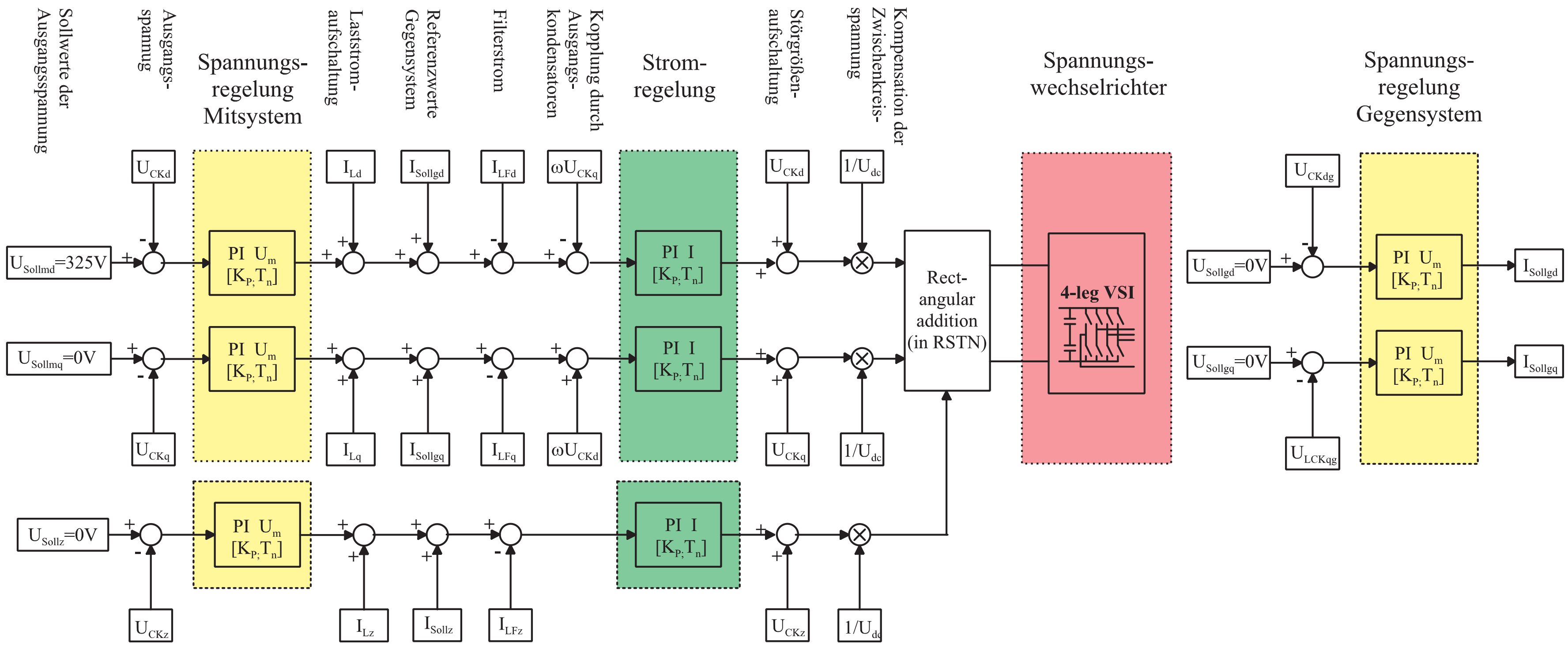

Abbildung 4.15.: Regelung für die 4-Leiter Variante. Dargestellt ist die Mit- und Nullsystemregelung zur Generierung eines Drehstromsystems mit der Topologie aus Abb. 4.1.

4.6. Parameteroptimierung

Zunächst soll die herkömmliche Vorgehensweise bei der Bestimmung und Optimierung der Regelungsparameter erläutert werden. Anschließend wird eine andere Vorgehensweise beschrieben, die gegenüber der konventionellen Lösung einige Vorteile besitzt. Die herkömmliche Methode zur Bestimmung der Regelungsparameter besteht in einer schrittweisen Anpassung der Modellgenauigkeit. Zunächst werden alle Verkopplungen im System vernachlässigt, das System wird als linear angenommen. Totzeiten werden durch Filter erster Ordnung approximiert. Begrenzungen, wie sie in jedem physikalischen System vorkommen, werden nicht beachtet (Stellgrößenbegrenzung ist u.a. gegeben durch die Zwischenkreisspannung). Ferner wird das Mehrgrößensystem auf eine Übertragungsfunktion mit einem Eingangs- und einem Ausgangswert reduziert. Das sich ergebende System lässt sich dann unter Verwendung unterschiedlicher Kriterien optimieren. Typischerweise wird das Betragsoptimum zur Optimierung des unterlagerten Stromreglers verwendet, das symmetrische Optimum wird herangezogen, um den überlagerten Spannungsregler einzustellen (siehe auch [3]). Neben dieser Abschätzung für die Regelungsparameter ist auch die Darstellung der Wurzeln des entsprechenden charakteristischen Polynoms möglich. Der Reglerentwurf nach Evens kann damit ebenfalls zur Optimierung herangezogen werden. In jedem Fall sind die ermittelten Regelungsparameter lediglich als Anhaltspunkt für die weitere Optimierung zu sehen. Anhand eines vereinfachten Modells mit Totzeiten und Begrenzungen (Mittelwertmodell) lassen sich die Parameter iterativ weiter optimieren. In einem abschließenden Optimierungsschritt sind diese Parameter im komplexen System u.U. mit diskreten Schaltzuständen, abgetasteten Messwerten, nichtlinearen oder unsymmetrischen Lasten, zusätzlicher Regelung höherer Harmonischer (dies führt i.A. auf eine notwendige Reduktion der Dynamik des Grundschwingungsreglers), sowie bei gleichzeitiger Regelung des Gegensystems zu betrachten und gegebenenfalls anzupassen. Diese Vorgehensweise ist zeitintensiv und muss bei jeder Veränderung wesentlicher Systemkomponenten (z.B. größere Filterinduktivitäten, andere Ausgangskondensatoren, veränderte Regelungstotzeit (evtl. aufgrund veränderter Schaltfrequenz) wiederholt werden. Das hier vorgestellte Verfahren vereinfacht die ersten beiden Schritte des Optimierungsverfahrens erheblich. Dazu wird ein Mittelwertmodell verwendet.

4.6.1. Optimierungskriterium und Parametervariation

Das Modell, wie es zur Untersuchung und Verifikation des Systemverhaltens verwendet wird, wird wiederholt mit unterschiedlichen Parametersätzen simuliert. Der einzige Unterschied im Mittelwertmodell des Systems besteht in der Implementierung eines geeigneten Optimierungskriteriums, um das Systemverhalten bei einem Parametersatz zu kennzeichnen. Bei der klassischen Variante können unterschiedliche Optimierungskriterien zum Einsatz kommen:

- Betragsoptimum bzw. Symmetrisches Optimum
- ITAE-Kriterium
- Wurzelorts-Kriterien (bei Ansatz nach Evens)

Für den neuen Ansatz wird ein Kriterium verwendet, welches dem System gerecht wird. Als Kriterium wird das Integral über die quadratische Abweichung der Ausgangszustände (Ausgangsspannung in dq-Koordinaten) gewählt:

$$J = \int t \cdot e^2(t) \cdot dt \tag{4.29}$$

Für den gewählten Ansatz werden die Abweichungen in der d- und q-Komponente gleich gewichtet:

$$e_d(t) = \left(U_d^{out} - 325V\right) \qquad e_q(t) = \left(U_q^{out} - 0V\right) \tag{4.30}$$

Beide Komponenten werden wie folgt zusammengefasst:

$$e^2(t) = e_d^2(t) + e_q^2(t) \tag{4.31}$$

Da die Dynamik des Systems abgeschätzt werden kann, ist bekannt, dass der stationäre Zustand in einer hinreichend kurzen Zeit erreicht werden kann. Die Zeitspanne ist (bei dem gegebenen Parametersatz) stets kleiner als eine Netzperiode (50Hz bzw. 20ms). Somit wird die Berechnung des Kriterium vom Beginn der Aufschaltung einer Störgrößen zeitlich begrenzt:

$$J = \int_{t=0}^{t=20ms} t \cdot e^2(t) \cdot dt \tag{4.32}$$

Einige Anmerkungen zum Optimierungskriterium:

- Das Optimierungskriterium wie es oben erwähnt wird, spiegelt u.U. nicht das tatsächlich gewünschte Systemverhalten wieder. Wie bei jeder Optimierung ist dem Kriterium selbst besonderes Augenmerk zu schenken. In den seltensten Fällen ist das Kriterium offensichtlich, oder entspricht den Anforderungen exakt (siehe auch [3], S. 257). Das ausgewählte Kriterium führt auf vernünftige Reglerparameter sowie gutes Störverhalten.

- Es ist sei darauf hingewiesen, dass die Gleichgewichtung der d- und q-Koordinaten nicht notwendigerweise vorgenommen werden muss. Dies sei an einem Beispiel erläutert: Wird ein kleiner Fehler in beiden Komponenten angenommen (z.B. $e_d = e_q = \xi$). Betrachtet man den Betrag des Spannungsvektors wie er sich aus den dq-Komponenten ergibt, so lässt sich dieser darstellen als:

$$\begin{aligned} \hat{U}_{out} &= \sqrt{U_{d,out}^2 + U_{q,out}^2} = \\ \hat{U}_{out} &= \sqrt{(U_{d,out} + e_d)^2 + (U_{q,out} + e_q)^2} = \sqrt{(325V + e_d)^2 + (0V + e_q)^2} \end{aligned} \tag{4.33}$$

  Die gleiche Abweichung ξ hat in der Abweichung e_d eine größere Auswirkung auf den Spannungsvektor als in der Komponente e_q. Betrachtet man z.B. Überspannungen, so ist das verwendete Kriterium nicht zu empfehlen.

- Um einen Eindruck zu erhalten, ob die Lastzuschaltung oder der Lastabwurf für die Auswahl eines Parametersatzes maßgeblich ist, wird in der Simulation das Kriterium zusätzlich aufgeteilt für beide Fälle: J_{on} für Zuschaltung der Last, J_{off} für Lastabwurf, mit $J = J_{on} + J_{off}$.

- Die Begrenzung der Stellgröße durch die begrenzte Eingangsspannung nimmt bei großen Lasten Einfluß auf den optimalen Parametersatz.

4.6.2. Parameterfeld

Durch eine grobe Abschätzung der Regelungsparameter lässt sich das Parameterfeld bereits im Vorfeld der Optimierung einschränken. So kann die Zeitkonstante des unterlagerten Stromreglers 5-8 mal so groß gewählt werden wie die Totzeit des Spannungswechselrichters, welche sich durch die anvisierte Taktfrequenz ergibt (wie auch in [36] erwähnt). Für die vorliegenden Parameter der USV ergibt sich die Abschätzung zu:

Zeitkonstante des Spannungsreglers:	$1.0ms < T_{nU} < 10ms$	(Abstand: 0.5ms)
Proportionalverstärkung Spannungsregler:	$0.01 < K_{pU} < 0.3$	(Abstand: 0.01)
Zeitkonstante des Stromreglers:	$0.1ms < T_{nI} < 0.6ms$	(Abstand: 0.05ms)
Proportionalverstärkung des Stromreglers:	$1.0 < K_{pI} < 10$	(Abstand: 1.0)

Damit ist es möglich im 4-dimensionalen Parameterraum der Regelungsparameter des Grundschwingungsreglers (T_{nU}, K_{pU}, T_{nI}, K_{pI}) das globale Minimum bezüglich des Optimierungskriteriums zu finden.

Betrachtete Störungen

Um ein vernünftiges Ergebnis aus der Parametervariation zu erhalten ist nicht nur das Optimierungskriterium sinnvoll zu wählen, auch die Wahl der betrachteten Störung hat einen wesentlichen Einfluß auf das Ergebnis der Optimierung. Hierzu einige grundsätzliche Überlegungen:

- Nichtlineare Lasten (z.B. B6-Brücke) können nicht zur Optimierung herangezogen werden. Wird unter Last kein stationärer Zustand erreicht, ist das Gütekriterium von der Simulationszeit nicht unabhängig.

- Lastsprünge sind in beide Richtungen zu betrachten. Durch die Last werden die Systemeigenschaften maßgeblich geändert (z.B. Systemdämpfung). Die Lastaufschaltung ist dabei aufgrund der zusätzlichen Dämpfung unkritischer als der Lastabwurf. Im Extremfall könnte ein für Lastaufschaltung optimaler Parametersatz ohne Last zu instabilem Verhalten führen.

- Bei Verwendung linearer Lasten bieten sich vier Möglichkeiten:

- Rein ohmsche Last
- Rein induktive Last
- Ohmsch-induktive Last in Serienschaltung
- Ohmsch-induktive Last in Parallelschaltung

Eine rein induktive Last entspricht nicht dem typischen Anwendungsfall. Eine ohmsch-induktive Last in Parallelschaltung führt zu hohen Gleichströmen in jeder Phase während der Simulation. Eine ohmsch-induktive Last in Serienschaltung hat eine Zeitkonstante die u.U. die Dynamik des Systems übersteigt. Betrachtet man z.B. den Nennbetriebspunkt der Demonstrationsanlage mit $62.5kVA$ bzw. $50kW$ ($cos(\phi) = 0.8$) führt dies zu folgenden Werten (Leiter-Erde Verbindung):

$$\begin{aligned} X_{load} &= (R + j\omega L) = \frac{3 \cdot U_{nom}^2}{S} = \frac{3 \cdot (230V)^2}{(50kW - j37.5kVar)} \approx 2.03\Omega + j1.52\Omega \\ R &= 2.03\Omega \qquad\qquad L = \frac{1.52\Omega}{2\pi \cdot 50Hz} = 4.85mH \end{aligned} \tag{4.34}$$

Damit ergibt sich die Zeitkonstante der Last zu: $\tau = \frac{L}{R} = \frac{4.85mH}{2.03\Omega} \approx 2.4ms$. Dies entspricht ungefähr 38 Regelungsdurchläufen bei diskreter Regelung mit $16kHz = 62.5\mu s$ Zykluszeit (8kHz Schaltfrequenz - Zwei Regelungstakte pro PWM-Periode). Bei dieser Konstellation steigt der Laststrom langsamer, als die Dynamik des Systems eine Kompensation gestattet. Bei dieser Last würde nur ein Lastabwurf zur Bestimmung des Parameteroptimums J beitragen. Es wird deshalb eine rein ohmsche Last zur Optimierung gewählt.

Der kritische Fall ist, wie bereits erwähnt, der Lastabwurf. Die Zuschaltung der Last führt zu zusätzlicher Dämpfung im System. Dabei ist der Spannungseinbruch von Interesse. Bei der Abschaltung der Last wird diese Dämpfung zurückgenommen. Zusätzlich wird das System angeregt. Dabei sind zwei Vorgänge von Interesse:

1. Die erste Spannungsüberhöhung, die zulässige Grenzwerte nicht überschreiten darf.
2. Die Dämpfung der angeregten Oszillation des Ausgangsfilters.

Eine grobe Abschätzung zeigt, dass die Möglichkeiten die Spannungsüberhöhung (1.) zu minimieren stark begrenzt ist. Dies verdeutlicht das folgende, einphasige Beispiel mit folgenden Annahmen:

- Einphasige Last ($62.5kVA/3$, $cos(\phi) = 0.8$), mit Laststrom:

$$|I_{Last}| = \left|\frac{S}{3 \cdot U_{rms}}\right| = \left|\frac{(50kW - j37.5kVar)}{3 \cdot 230V}\right| \approx |72.5A - j54.3A| = 90.6A$$

- Die Ausgangskapazität ist ausgelegt, um eine Last mit $cos(\phi) = 0.8$ im Nennbetrieb auf $cos(\phi) = 0.9$ zu kompensieren ($C_f = 266.4\mu F$). Der Filterstrom ergibt sich damit zu:

$$|I_{Lf}| = \left|\frac{S}{3 \cdot U_{rms}}\right| = \left|\frac{(50kW - j24.21kVar)}{3 \cdot 230V}\right| \approx |72.5A - j35.1A| = 80.5A$$

- Der Regelungszyklus beträgt $T_{ct} = 62.5\mu s$. Die Totzeit des Spannungswechselrichters wird abgeschätzt zu $T_t = 2 \cdot T_{ct} = 125\mu s$ (T_{ct} bis die Meßwerte erfaßt sind, sowie T_{ct} bis die Regelung reagiert und die PWM-Referenzwerte aktualisiert werden).
- Die Last wird im ungünstigsten Fall, d.h. im Strommaximum $\hat{I}_{Lf}$, abgeschaltet.
- Die Stromänderung ΔI_{Lf} ist vernachlässigbar für T_t (d.h. bis zur Reaktion durch die Regelung), auch bei Änderungen der Ausgangsspannung.

Unter diesen Annahmen lässt sich eine Spannungserhöhung abschätzen zu:

$$\Delta U = \Delta t \cdot \frac{\hat{I}}{C} = T_t \cdot \frac{\hat{I}_{Lf}}{C_f} = 125\mu s \cdot \frac{113.9A}{266.4\mu F} = 53.4V \tag{4.35}$$

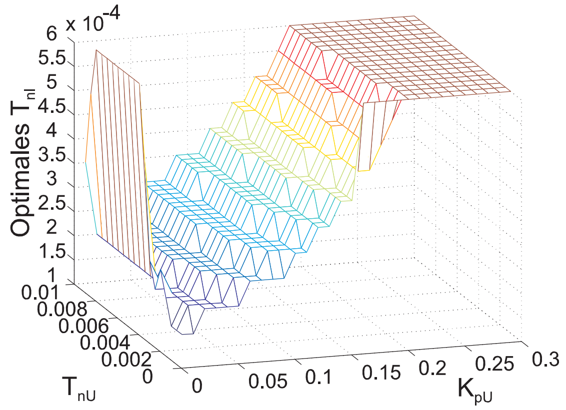

Abbildung 4.16.: Optimale Zeitkonstante T_{nI} des Stromreglers

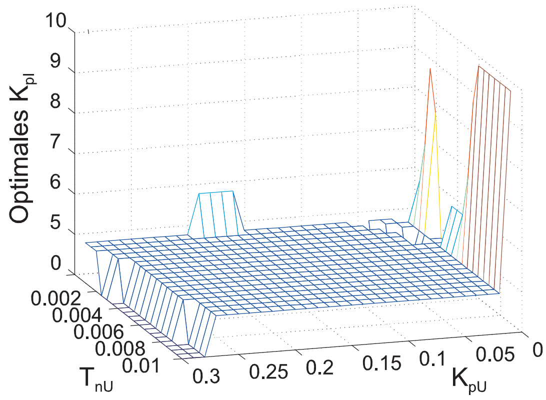

Abbildung 4.17.: Optimale Proportionalverstärkung K_{pI} des Stromreglers

Diese Spannungserhöhung stellt eine untere Abschätzung dar, da die Regelung in den ersten beiden Regelungszyklen (T_{ct}) nicht eingreift. Unter den gleichen Voraussetzungen, aber mit der tatsächlich eingesetzten Kapazität von ca. $104\mu F$ führt die Berechnung zu:

$$|I_{Lf}| = \left|\frac{S}{3 \cdot U_{rms}}\right| = \left|\frac{(50kW - j32.32kVar)}{3 \cdot 230V}\right| \approx |72.5A - j46.8A| = 86.3A$$

$$\Delta U = \Delta t \cdot \frac{\hat{I}}{C} = T_t \cdot \frac{\hat{I}_{Lf}}{C_f} = 125\mu s \cdot \frac{86.3A}{103.9\mu F} = 103.8V \tag{4.36}$$

Für die USV ergibt sich damit ein $\Delta U > 104V$.

Simulationsmodell

Die Optimierung der Regelungsparameter wird unter Verwendung eines linearen Mittelwertmodells durchgeführt. Ausnahmen sind dabei die Ausgangsspannung des Spannungswechselrichters, dessen Amplitude begrenzt ist, sowie der Spannungswechselrichter selbst, der durch eine $1/z$-Übertragungsfunktion (Totzeit: $62.5\mu s$) nachgebildet wird. Abb. 4.15 zeigt die Regelung in dq0-Koordinaten (überlagerter Spannungsregler, Spannungsverkopplung, innerer Stromregler), wobei der Gegensystemregler deaktiviert bleibt. Abb. 4.3 den Ausgangsfilter, als Last wird eine ohmsche Belastung mit Nennleistung angenommen.

Ergebnisse und Interpretation

Wie bereits erwähnt, werden alle Regelungsparameter variiert und der beste Parametersatz bezüglich des Optimierungskriteriums ausgewählt. Die optimalen Regelungsparameter ergeben sich zu:

- Zeitkonstante des Spannungsreglers: $T_{nU} = 10ms$
- Proportionalverstärkung Spannungsregler: $K_{pU} = 0.07$
- Zeitkonstante des Stromreglers: $T_{nI} = 0.3ms$
- Proportionalverstärkung des Stromreglers: $K_{pI} = 5.0$

Ferner lässt sich durch diese Methode nicht nur eine optimale Reglereinstellung finden, es lässt sich auch ein Eindruck vom Einfluß der einzelnen Regelungsparameter auf das Gütekriterium vermitteln. Um einen Eindruck zu vermitteln, welche Parameter sich über den gesamten Parameterraum kaum verändern und welche Parameter auf das Gütekriterium entscheidenden Einfluß nehmen, wird das 4-dimensionale Ergebnis reduziert. Der innere Stromregler mit Laststromaufschaltung stellt den schnellsten Regelkreis des Systems dar. Um ein gutes Störgrößenverhalten zu gewährleisten, ist zu erwarten, dass die optimalen Stromreglerparameter nahezu unabhängig von der Parameterwahl des Spannungsreglers sind. Um diese Vermutung zu bestätigen wird das minimale Gütekriterium J für alle Parameter T_{nU} und K_{pU} berechnet. Abb. 4.16 zeigt für das jeweils minimale J die zugehörigen Werte von T_{nI}. Abb. 4.17 zeigt die Werte von K_{pI}. Aus Abb. 4.16 ist ersichtlich, dass der optimale Wert für T_{nI} die Variationsgrenzen erreicht

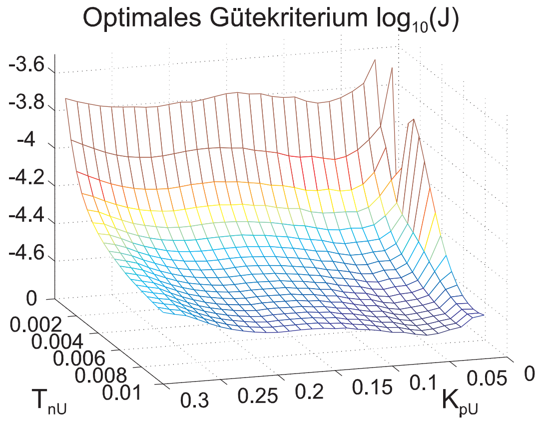

Abbildung 4.18.: Bestes Gütekriterium J bei Variation der Spannungsreglerparameter

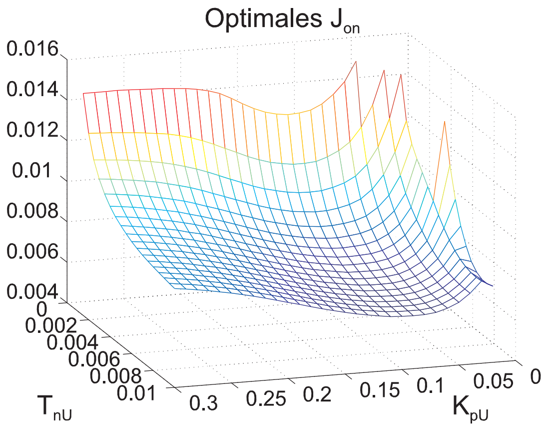

Abbildung 4.19.: Optimales Gütekriterium J_{on}

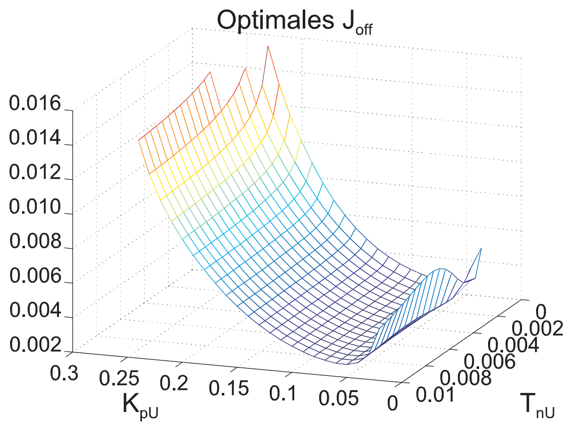

Abbildung 4.20.: Optimales Gütekriterium J_{off}

$(0.1ms < T_{nI} < 0.6ms)$. Dies ist ein Hinweis, das die Ergebnisse für $K_{pU} > 0.2$ nicht zuverlässig sind. Das Verhältnis von T_{nI} und K_{pU} ist nahezu linear. Eine Korrelation zwischen T_{nI} und T_{nU} besteht nicht. Abb. 4.17 zeigt, dass der optimale Wert der Proportionalverstärkung des Stromreglers $K_{pI} = 5.0$ beträgt, unabhängig von der Wahl der Parameter K_{pU} und T_{nU} des Spannungsreglers. Dieses Verhalten lässt sich nur bei Aufschaltung des Laststromes vor dem Stromregler beobachten. Fehlt eine derartige Vorsteuerung des Stromreglers, so besteht ein Zusammenhang zwischen den Proportionalverstärkungen K_{pU} und K_{pI} beider Regler. Abb. 4.18 zeigt den Verlauf des besten Gütekriteriums J in Abhängigkeit von K_{pU} und T_{nU}. Abb. 4.19 und Abb. 4.20 zeigt die zwei Anteile J_{on} und J_{off} für Last Zu- und Abschaltung. Für beide Abbildungen ist dabei $K_{pI} = 5.0$ und $T_{nI} = 0.3ms$ fest vorgegeben. Beide Gütekriterien ändern sich moderat in Abhängigkeit von T_{nU} und K_{pU} was in der Laststromaufschaltung begründet liegt. Den wesentlichen Regelungsteil bzgl. des Störgrößenverhaltens stellt der Stromregler dar. Der Spannungsregler sorgt für die stationär genaue Ausgangsspannung. Abb. 4.21 zeigt die Ausgangsspannungskomponenten in dq-Koordinaten für zwei Parametersätze, die sich nur in den Spannungsreglerparametern unterscheiden. Ein Parametersatz ist dabei der als optimal ermittelte. Die ersten 40ms zeigen dabei das Führungsverhalten der Regelung, welches hier von untergeordneter Bedeutung ist. Bei der Berechnung des Gütekriteriums wird dieser Einschwingvorgang nicht beachtet. Abb. 4.21 zeigt, dass sowohl der Spannungseinbruch bei Lastzuschaltung (t=40ms) als auch die sich ergebende Überspannung nach einem Abschaltvorgang (t=60ms) identisch sind. Beide Werte werden von den Systemkomponenten und der Dynamik des Stellgliedes beeinflusst. Die Auswahl der Reglerparameter hat in diesem Fall auf beide Werte keinen Einfluss.

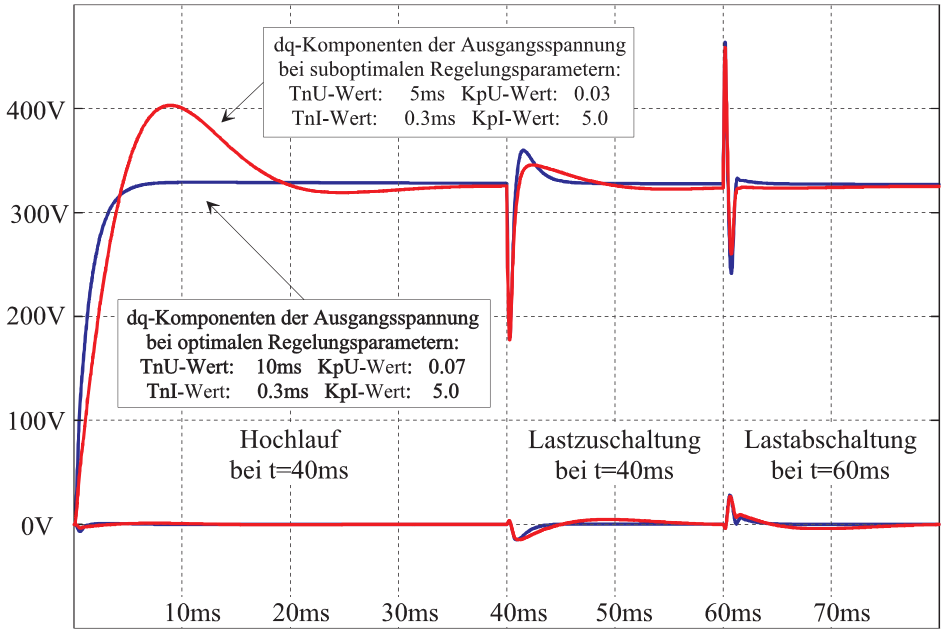

Abbildung 4.21.: Verlauf der Ausgangsspannung in dq-Koordinaten für zwei unterschiedlicher Reglerparametersätze bei Lastzuschaltung und Lastabwurf.

Fazit

Die vorgestellte Methode zur Bestimmung der Regelungsparameter bzw. Optimierung ist einfach, da in den meisten Fällen bereits ein Simulationsmodell besteht. Die Ergebnisse haben gezeigt, dass die berechneten Werte mit denen im Laborversuch ermittelten Parametern sehr gut übereinstimmen. Die in der Laboranlage verwendeten Parameter zum Vergleich:

$$\begin{aligned} T_{nI} &= 0.3ms \qquad & K_{pI} &= 7.0 \\ T_{nU} &= 2.0ms \qquad & K_{pU} &= 0.2 \end{aligned}$$

Die Vorteile dieser Vorgehensweise sind offensichtlich:

- Die Computersimulation ist rechenintensiv, aber mit geringem Aufwand verbunden, da mit einem bereits bestehenden Modell lediglich eine Multisimulation durchzuführen ist.
- Verschiedene Systemauslegungen lassen sich unter optimaler Regelungseinstellung vergleichen.
- Verschiedene Regelungsansätze, wie z.B. die Verbesserungen durch Störgrößenaufschaltung des Laststromes, lassen sich einfach ermitteln.
- Die Methode bietet einen direkten Einblick welche Regelungsparameter das Systemverhalten wesentlich beeinflussen.
- Die Methode lässt sich für alle Systeme und Regelungsverfahren anwenden. Es ist somit denkbar auch die Regelung für das Gegensystem auf diese Weise zu optimieren und den Einfluss auf die notwendige Dynamikreduktion der Regelung des Mitsystems zu betrachten.

4.7. Regelung einzelner Harmonischer

Der folgende Abschnitt beschreibt den Einfluss der Lastparameter auf die Regelung einzelner Harmonischer in der Ausgangsspannung. Für die folgenden Erläuterungen wird ein einphasiges Ersatzschaltbild, wie in Abb. 4.22 dargestellt, verwendet. Die USV wird dabei vereinfacht dargestellt mit der Filterinduktivität L_f, deren Widerstand R_L, sowie der Ausgangskapazität C_f. Die angeschlossene Last wird

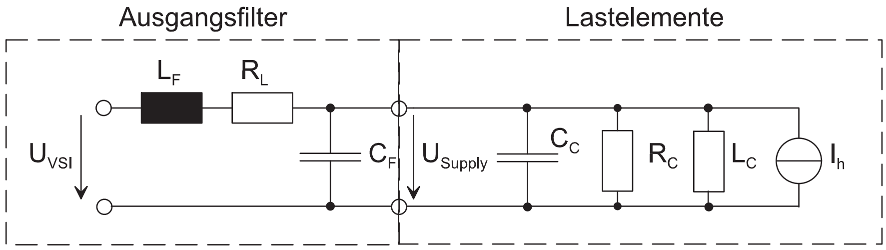

Abbildung 4.22.: Einphasiges Ersatzschaltbild: Einfluss der Lastparameter auf die Filtereigenschaften.

zusammengesetzt aus den drei möglichen linearen Elementen C_C, R_C, L_C und einer Last, welche Harmonische erzeugt, repräsentiert durch eine Stromquelle (man denke sich z.B. eine Thyristorbrücke, in R_C, L_C, sowie einer Stromquelle, die entsprechende Stromharmonische einspeist, zerlegt). Es wird der Einfluss der Lastparameter auf folgende Übertragungsfunktion betrachtet:

$$G(s) = \frac{U_{Supply}}{U_{VSI}}$$

Die Übertragungsfunktion $G(s)$ ist von Bedeutung für die Regelung einzelner Harmonischer in der Ausgangsspannung U_{Supply}. Um ausgewählte Harmonische, die am Ausgangskondensator C_f gemessen werden, auszuregeln, um eine sinusförmige Ausgangsspannung (Grundfrequenz) zu erhalten, muss der Phasenbezug zwischen der Stellgröße U_{VSI} und U_{Supply} bekannt sein. Andernfalls ist es denkbar, dass die Gegenkopplung im Regelungszweig in eine Mitkopplung führt und somit die Regelungsschleife für die Harmonischen instabil wird. Der folgende Teil untersucht den Einfluss der unterschiedlichen Lastparameter auf diese Übertragungsfunktion. Annahmen:

- Eine kapazitive Last C_C lässt sich mit der Ausgangskapazität C_F verbinden. Im folgenden wird C_F als variabel angenommen.
- Für die Berechnung der Übertragungsfunktion kann die Störquelle $I_h = 0$ angenommen werden.

Damit lässt sich die Übertragungsfunktion berechnen zu:

$$G(s) = \frac{R_C L_C s}{L_F C_F R_C L_C s^3 + (L_F L_C + R_L C_F R_C L_C) \cdot s^2 + (L_F R_C + R_L L_C + R_C L_C) \cdot s + R_L R_C} \tag{4.37}$$

Mit $s = j \cdot \omega$ ergibt sich:

$$G(\omega) = \frac{-R_C L_C \cdot \omega}{L_F C_F R_C L_C \cdot \omega^3 - (L_F R_C + R_L L_C + R_C L_C) \cdot \omega + j \cdot (-L_F L_C \cdot \omega^2 - R_L C_F R_C L_C \cdot \omega^2 + R_L R_C)}$$

mit $\angle G(\omega) = -\angle \frac{1}{G(\omega)}$ führt auf die Phasenlage von $G(\omega)$

$$\begin{aligned}
\angle G(\omega)) &= -\arctan\left(\frac{(-L_F L_C - C_F R_C L_C R_L) \cdot \omega^2 + R_L R_C}{L_F C_F R_C L_C \cdot \omega^3 - (L_F R_C + R_L L_C + R_C L_C) \cdot \omega}\right) && \text{für: } Re\{\frac{1}{G(\omega)}\} > 0 \\
\angle G(\omega)) &= -\pi - \arctan\left(\frac{(-L_F L_C - C_F R_C L_C R_L) \cdot \omega^2 + R_L R_C}{L_F C_F R_C L_C \cdot \omega^3 - (L_F R_C + R_L L_C + R_C L_C) \cdot \omega}\right) && \text{für: } Re\{\frac{1}{G(\omega)}\} < 0
\end{aligned}$$

Die folgenden Betrachtungen werden dabei eingeschränkt:

- $C_F > 10\mu F$, die zusätzliche Lastkapazität C_C ist nicht eingeschränkt. Für die Abb. gilt: $10\mu F < C_F < 1mF$.
- $L_F = 800\mu H$
- $R_L = 50m\Omega$
- Die ohmsche Last ist der Ausgangsleistung angepaßt: $3.17\Omega < R_C < \infty$ ($3.17\Omega = 3\cdot(230V)^2/50kW$).

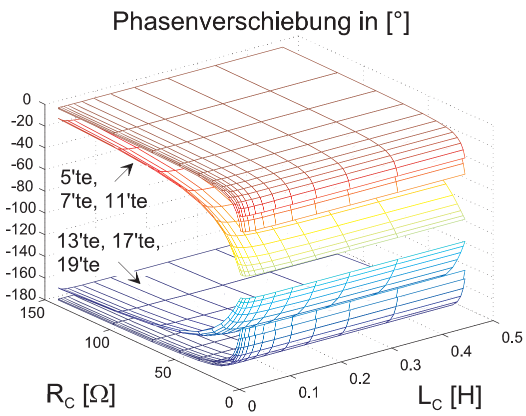

Abbildung 4.23.: Phasenverschiebung für ausgewählte Harmonische (5,7,11,13,17,19)

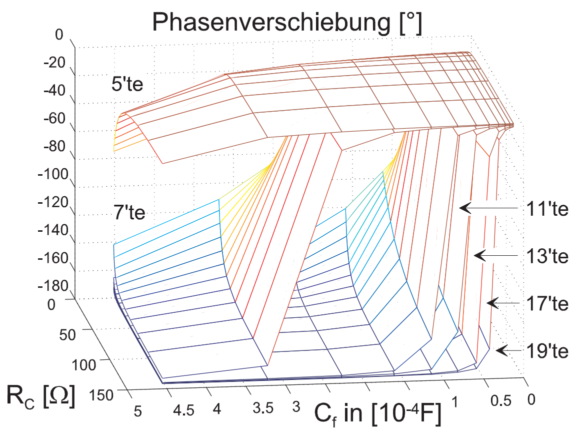

Abbildung 4.24.: Phasenverschiebung für ausgewählte Harmonische (5,7,11,13,17,19)

- Die induktive Last orientiert sich ebenfalls an der Ausgangsleistung: $10mH < L_C < \infty$ ($\omega L_C \stackrel{!}{=} R_L = 3.17\Omega$)

Fazit: Abb. 4.23 & 4.24 zeigen die Phasenverschiebung für unterschiedliche, für diese Anlage realistische Lastparameter. Dabei zeigt sich, dass der Einfluss der Lastparameter durchaus unterschiedlich ist. Eine Variation der Lastinduktivität L_C hat praktisch keinen Einfluss auf die Phasenverschiebung. Der Lastwiderstand R_C ändert die Phasenverschiebung merklich, jedoch für keine Harmonische um mehr als 90°. Beachtet man diesen Einfluss durch eine entsprechende Phasendrehung in der Rückkopplung, so ist eine Regelung einzelner Harmonischen möglich. Die notwendige Phasendrehung ist dabei für alle Harmonischen unterschiedlich. Abb. 4.24 zeigt hingegen, dass durch eine kapazitive Last der Filter derart verändert werden kann, dass Phasenverschiebungen bis 180° möglich sind. Allerdings in dem vorliegenden Fall nur für höhere Harmonische (7, 11, 13,...). Besonders kritisch ist dabei die 7'te Harmonische, da sie in der Nähe der Filterresonanzfrequenz liegt. Harmonische darüber werden in der Phasenlage erst für unrealistisch hohe kapazitive Lasten beeinflusst. Dieser Umstand hat zur Folge, dass entweder der Anschluss kapazitiver Lasten einzuschränken ist bei Einsatz einer Regelung für Harmonische oder ganz auf diese Regelung verzichtet werden muss.

4.8. Messergebnisse

Die in Abb. 4.25 & 4.26 präsentierten Ergebnisse wurden auf einer Testanlage erzielt. Die Regelungsschleife wurde dabei zweimal je PWM-Periode ($f_s = 8kHz$) durchlaufen. Die Last zur Verifikation hat die in Tabelle 4.4 zusammengestellten Eigenschaften, es handelt sich dabei um eine Diodenbrücke mit zusätzlichen einphasigen ohmsch-induktiven Lasten. Die in beiden Abbildungen auffälligen Ripple in den Messwerten rühren von der nicht potentialfreien Messung, welche zu Störströmen führt, die synchron zur PWM und damit auch zur Messwerterfassung sind. Die Messwerte werden ebenfalls zweimal je PWM-Periode dargestellt. Eine Messwerterfassung erfolgt, wenn der Nullvektor U_0 gestellt wird, die Andere während der Nullvektor U_{15} gestellt wird. Der THD-Wert ist im wesentlichen bestimmt von der Kommutierung der Diodenbrücke. Eine weitere Verbesserung lässt sich nur durch prädiktive Regelverfahren erreichen.

Phase	Wirkleistung (Grundschwingung)	Blindleistung (Grundschwingung)	Scheinleistung (Total: incl. Harmonische)
U	9,179kW	0,533kVar	9,195kVA
V	7,672kW	3,281kVar	8,344kVA
W	5,097kW	0,114kVar	5,098kVA

Tabelle 4.4.: Lastparameter zu den Abb. 4.25 & 4.26

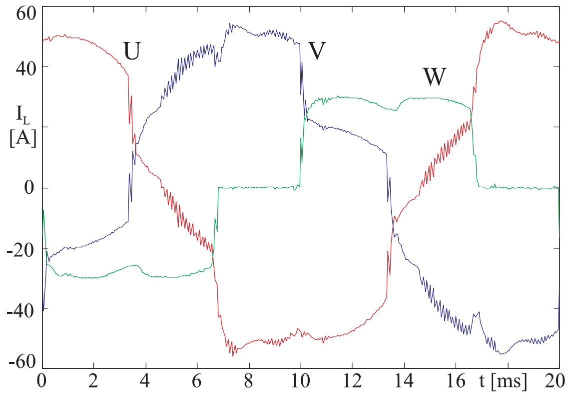

Abbildung 4.25.: Lastströme wie sie sich bei einer gemischten Belastung nach Tab. 4.4 ergeben

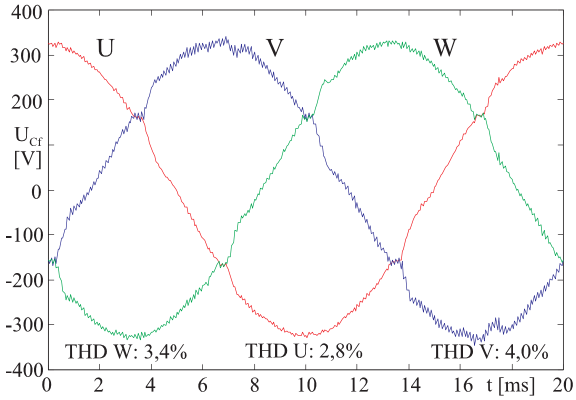

Abbildung 4.26.: Ausgangsspannungen bei Belastung nach Abb. 4.25 bzw. Tab. 4.4

5. Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit lässt sich in zwei Themenkomplexe teilen: Die in Kapitel 4 dargestellte 4-Leiter Topologie, sowie die in Kapitel 2 grundsätzlichen Stabilitätsbetrachtungen und die in Kapitel 3 dargestellen Einflußmöglichkeiten bzw. Auswirkungen von Zusatzbaugruppen zur Verbesserung der Stabilität.

5.1. 4-Leiter Topologie

In Kapitel 4 ist die 4-Leiter Topologie dargestellt. Neben der Systemdarstellung und den Auslegungskriterien zeigt Abschnitt 4.4 welche Auswirkungen unterschiedlich implementierte PWM-Verfahren auf den Stromripple des Filterstromes haben können. Es wird gezeigt, dass es im ungünstigsten Fall zu einer asymmetrischen Belastung der Filterinduktivitäten kommen kann. Die Nachteile der auch in [36] verwendeten unabhängigen PWM-Generierung werden gegenüber dem optimalen Verfahren dargestellt. Der Abschnitt 4.6 zur Parameteroptimierung beschreibt eine interessante, einfache Alternative zur Parameterbestimmung. Im Gegensatz zur üblichen Vorgehensweise wird ein Mittelwertmodell genutzt, um die optimalen Regelungsparameter zu bestimmen. Vorteile liegen in der Zuverlässigkeit der so ermittelten Parameter. Ist das Mittelwertmodell fehlerfrei, lassen sich optimale Regelungsparameter ermitteln. Hinzu kommt die Verdeutlichung der Potenz einzelner Regelungsparameter auf das Gütekriterium. Da der Integralanteil des überlagerten Spannungsreglers nicht notwendig ist, existiert kein Auslegungskriterium. Hinzu kommt, dass auf diese Art der Auslegung auch nichtlineare Effekte, wie die beschränkte Stellgröße, mit in die Betrachtung einfließen können. Am Versuchsstand ließ sich zeigen, dass die so ermittelten Regelungsparameter nicht weiter optimiert werden können. Der Abschnitt 4.7 macht einen wesentlichen Unterschied zwischen aktiven Filtern und USV-Regelungen deutlich. Während in aktiven Filtern Regler für Stromharmonische Standard sind, ist der Einsatz bei USV-Anlagen nur mit Einschränkungen möglich, da die Last einen wesentlichen Einfluss auf die Übertragungsfunktion der Strecke hat und die Gefahr besteht, dass Regler durch Parametervariation mitgekoppelt wirken.

5.2. Stabilitätsbetrachtungen

Kapitel 2 beschreibt detailliert die allgemeinen Prinzipien, Kriterien und Vorgehensweisen. Abschnitt 2.2 zeigt die Vorteile, aber auch die z.T. erheblichen Nachteile der einzelnen Methoden. Im Unterabschnitt 2.2.4 werden die Vorteile der vereinfachten Stabilitätskriterien dargestellt, wobei aus Sicht des Autors lediglich dem „Opposing Argument“-Kriterium eine Empfehlung ausgesprochen werden kann. Die Einhaltung lässt sich durch einfache Messungen bestätigen (siehe Anhang A). Unter anderem wurde gezeigt, dass das ESAC-Kriterium (in [33] vorgestellt) für das Ziel dieser Untersuchung unzureichend ist, da es sich weder um ein notwendiges, noch um ein hinreichendes Kriterium handelt. Die vorgestellte Methode zur Betrachtung des größten Realteils aller Pole des charakteristischen Polynoms (MRP-Wert) hat ebenfalls Nachteile, stellt aber keine vereinfachte Methode dar. Es hat sich bei der Betrachtung einfacher Quelle/Last-Konfigurationen im Abschnitt 2.6 gezeigt, dass es ein gutes Kriterium ist, um die Auswirkungen einzelner Parameter zu betrachten. In diesem Abschnitt zeigt sich auch, welchen Einfluss typischerweise verlustbehaftete Bauelemente (ESR, bzw. Widerstand der Filterinduktivität) im Gegensatz zu Eingriffen in die Regelung besitzen. Das die verwendeten Modelle trotz der Vereinfachungen für die Betrachtungen ausreichen, zeigt Abschnitt 2.7 mit der unkonventionellen „Verifikation“ des Simulationsmodells. Das Modell aus Quelle und Last lässt eine Schätzung der Regelungsparameter der Quelle zu, welche mit den tatsächlich Eingestellten übereinstimmen. Auf diese Art und Weise lässt sich ohne Eingriff in die Quelle zeigen, dass bei der Versuchsanlage suboptimale Regelungsparameter verwendet wurden. Kapitel 3 zeigt die Auswirkungen der üblichen Maßnahmen zur Dämpfung von Zwischenkreisschwingungen durch passive Elemente. Abb. 3.13 zeigt eindrucksvoll die Schwierigkeiten bei der Stabilitätsbetrachtung: Die Bestimmung des optimalen Widerstandes R_S führt auf trivial erscheinende Abhängigkeiten zu den Schaltungsparametern (L_S, C_S), dennoch ist es nicht möglich eine einfache Formel zur allgemeinen Bestimmung von R_S anzugeben. Der Einsatz eines Saugkreises verringert zwar die Verluste bei gleicher Dämpfungswirkung, dennoch wird auch weiterhin nur eine RC-Kombination eingesetzt werden, da der Saugkreis auf die meist unbekannten Eingangsparameter abzustimmen ist. Die auch mit aktiven Dämpfungsstrategien geringen Dämpfungen (siehe Abb. 3.14 & 3.15) wird durch die grundsätzlichen Überlegungen im Abschnitt 3.3 erläutert. Sie zeigen die geringen Auswirkungen, die der Einsatz eines aktiven Dämpfungselementes („bus-conditioner") bewirken kann. Eine derartige Schaltung muss für die gleiche Umrichterleistung wie die Last ausgelegt sein, um wirkungsvoll eingreifen zu können - ein inakzeptabler Umstand. Wie Abschnitt 3.4 zeigt, ist auch keine nennenswerte Verbesserung in anderer Hinsicht (Netzeingangsströme / THD bei B6-Brücken) zu erwarten. Hinzu kommt, dass Zwischenkreise, die über B6-Brücken gespeist werden, besonders stabil sind. Eine feste Stabilitätsgrenze existiert hier nicht (siehe Abb. 3.23 & Abb. 3.30). Der Einsatz einer zusätzlichen Baugruppe am Zwischenkreis, um Stabilität zu gewährleisten oder die Dämpfung zu erhöhen empfiehlt sich nicht! Abschnitt 3.5 führt die üblichen Methoden zur Dämpfung von Zwischenkreisschankungen auf, wenn der Eingriff in die Lastregelung möglich und zulässig ist. Derartige Reglermodifikationen werden bei Straßenbahnantrieben angewendet, da das Motormoment eine untergeordnete Rolle spielt. Abschnitt 3.5.1 zeigt, wie das bekannte Prinzip erweitert werden kann (sieh [22, 21]), zeigt aber auch die erheblichen Schwächen der Veröffentlichungen auf: Abwegige Systemparameter (R_{Lf}) führen zu erheblichen Verlusten. Wendet man das Verfahren auf praktikablere Verhältnisse an, zeigt sich, dass die Ergebnisse der Veröffentlichung ad absurdum geführt werden. Die Vorteile sind fast ausschließlich auf die fehlerhafte Auslegung zurück zu führen. Im Abschnitt 3.5.3 zeigt sich, dass sich nahezu der gleiche Effekt erreichen lässt, wenn auf die Kompensation der Zwischenkreisspannung verzichtet wird. Abb. 3.39 zeigt zwar die Dämpfung in Abhängigkeit der Reglerparameter, es zeigt sich allerdings, dass die optimal eingestellten Reglerparameter (in Bezug auf die Last) zu einer ähnlichen Dämpfung führen, wie die komplizierte Zwischenkreisspannungsaufschaltung.

5.3. Zielsetzungen

In der Einleitung wurden im Abschnitt 1.3 eine ganze Reihe von Fragen aufgeworfen die in diesem Themenkomplex beantwortet werden sollten. Obgleich bereits der vorherige Abschnitt (5.2) mit der Kurzfassung zu Kapitel 2 Antworten gibt, seien hier noch einmal die Antworten zusammengefasst:

- Wesentliche Größe ist der Zwischenkreiskondensator. Stabilitätsprobleme treten erst bei unterschreiten eines kritischen Wertes auf (vergl. Gl. 2.9). Induktivitäten spielen für gewöhnlich keine Rolle, da die ohmsche Dämpfung hinreichend groß ist.

- Die Regelung kann wesentlichen Einfluss auf die Stabilität nehmen, allerdings nur unter großen Zugeständnissen an die Systemperformance.

- Es existieren Möglichkeiten, die Anforderungen nach einzelnen Baugruppen (z.B. nach Quellen und Lasten) getrennt anzugeben. Allerdings stellt sich heraus, dass der „worst case" eine CPL ist. Ist eine Untersuchung der Stabilität notwendig, genügt die Beschränkung auf diese Last.

- Jede Baugruppe mit CPL-Verhalten lässt sich als ideale CPL mit Eingangskondensator auffassen. Für Quellen ist eine derartige Vereinfachung nicht möglich.

- Das nichtlineare Verfahren nach Ljapunow ist nicht anwendbar. Eine Funktion $V(x)$ kann nicht angegeben werden. Die Betrachtung verschiedener Betriebspunkte bleibt damit der dreidimensionalen Stabilitätsanalyse vorbehalten.

- Induktivitäten von hoher Güte, d.h. niedrigem Innenwiderstand, sind zu vermeiden. Dabei sind nur konzentrierte Elemente zu betrachten. Durch Versorgungsleitungen entstehende Induktivitäten haben stets ausreichende Widerstandswerte.

- Der Einfluss von Modifikationen innerhalb der Reglerstruktur ist begrenzt und hat stets Einfluss auf die Güte der Gleichspannung. Vereinfacht lässt sich sagen: Je langsamer der Regler, umso besser für die Stabilität.

- Es ist zwar möglich durch zusätzliche Baugruppen Einfluss auf die Stabilität zu nehmen, allerdings ist diese Variante aufwendig und nur in Sonderfällen zu empfehlen.
- B6-Brücken neigen zur Instabilität bei Koexistenz zweier Voraussetzungen:
    1. Zu kleine Zwischenkreiskapazität bezogen auf das Spannungs- und Leistungsniveau.
    2. Zu große Glättungsdrossel auf der Gleichspannungsseite der B6-Schaltung.

Damit gibt die Dissertation einen Einblick in die Berechnung und Beurteilung von Stabilitätsproblemen bei dc-Netzen, zeigt auf, dass eine aktive Dämpfung wenig Einfluss hat, aber einen hohen Aufwand erfordert und zeigt anhand der Auswirkungen kleiner Regelungsmodifikationen Auswege auf.

Anhang A

Beweis, dass das „Opposing Argument“-Kriterium für den speziellen Fall:

$$Re\{Z_S Y_L\} > -0.5 \tag{A.1}$$

erfüllt ist, wenn gilt:

$$|\hat{i}_L| < |\hat{i}_P| \tag{A.2}$$

Es gilt:

$$Z_S Y_L = \frac{U}{\hat{i}_P - \hat{i}_L} \cdot \frac{\hat{i}_L}{U} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_P - \hat{i}_L}; \tag{A.3}$$

Gleichung A.3 folgt direkt aus Abb. A.1. Der Therm $Z_S Y_L$ lässt sich dabei weiter aufschlüsseln:

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_P - \hat{i}_L} = \frac{Re\{\hat{i}_L\} + jIm\{\hat{i}_L\}}{Re\{\hat{i}_P\} - Re\{\hat{i}_L\} + jIm\{\hat{i}_P\} - jIm\{\hat{i}_L\}} \cdot \frac{Re\{\hat{i}_P\} - Re\{\hat{i}_L\} - jIm\{\hat{i}_P\} + jIm\{\hat{i}_L\}}{Re\{\hat{i}_P\} - Re\{\hat{i}_L\} + jIm\{\hat{i}_P\} - jIm\{\hat{i}_L\}} \tag{A.4}$$

Damit gilt für den Realteil von $Z_S Y_L$:

$$Re\left\{\frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_P - \hat{i}_L}\right\} = \frac{Re\{\hat{i}_L\} \cdot (Re\{\hat{i}_P\} - Re\{\hat{i}_L\}) + Im\{\hat{i}_L\} \cdot (Im\{\hat{i}_L\} - Im\{\hat{i}_L\})}{(Re\{\hat{i}_P\} - Re\{\hat{i}_L\})^2 + j(Im\{\hat{i}_P\} - Im\{\hat{i}_L\})^2} \tag{A.5}$$

Aus der Voraussetzung:

$$Re\left\{\frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_P - \hat{i}_L}\right\} \overset{!}{>} -0.5 \tag{A.6}$$

Daraus folgt unmittelbar:

$$\begin{aligned}
&-Re\{\hat{i}_L\}^2 + Re\{\hat{i}_L\} \cdot Re\{\hat{i}_P\} - Im\{\hat{i}_L\}^2 + Im\{\hat{i}_L\} \cdot Im\{\hat{i}_P\} \\
&\qquad > -0.5 \cdot \Big((Re\{\hat{i}_P\} - Re\{\hat{i}_L\})^2 + (Im\{\hat{i}_P\}^2 - Im\{\hat{i}_L\})^2\Big) \\
&\text{dito} \qquad > -0.5 \cdot \Big((Re\{\hat{i}_P\}^2 - 2 \cdot Re\{\hat{i}_P\}Re\{\hat{i}_L\} + Re\{\hat{i}_L\}^2) \\
&\qquad\quad +(Im\{\hat{i}_P\}^2 - 2 \cdot Im\{\hat{i}_P\}Im\{\hat{i}_L\} + Im\{\hat{i}_L\}^2)\Big) \\
&-Re\{\hat{i}_L\}^2 + Re\{\hat{i}_L\} \cdot Re\{\hat{i}_P\} - Im\{\hat{i}_L\}^2 + Im\{\hat{i}_L\} \cdot Im\{\hat{i}_P\} \\
&\qquad > -0.5 \cdot Re\{\hat{i}_P\}^2 + Re\{\hat{i}_P\} \cdot Re\{\hat{i}_L\} - 0.5 \cdot Re\{\hat{i}_L\}^2 \\
&\qquad\quad -0.5 \cdot Im\{\hat{i}_P\}^2 + Im\{\hat{i}_P\}Im\{\hat{i}_L\} - 0.5 \cdot Im\{\hat{i}_L\}^2 \\
&0.5 \cdot Re\{\hat{i}_P\}^2 + 0.5 \cdot Im\{\hat{i}_P\}^2 \qquad > 0.5 \cdot Re\{\hat{i}_L\}^2 + 0.5 \cdot Im\{\hat{i}_L\}^2
\end{aligned}$$

Die letzte Gleichung (5.3) lässt sich ausdrücken durch:

$$|\hat{i}_L| < |\hat{i}_P| \tag{A.7}$$

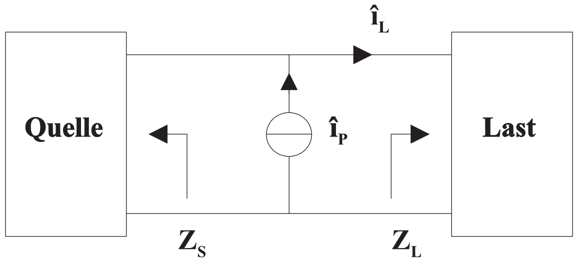

Abbildung A.1.: Ströme beim „Opposing Argument“-Kriterium

Anhang B

Die einzelnen vereinfachten Stabilitätskriterien wurden zur Erstellung der Simulationen und Abbildungen wie folgt definiert:

Kriterium	Merkmal	Parameter
Opposing Argument	Realteil der Gerade	-0.5
Middelbrook	Kreisradius	0.6
GMPM	Kreisradius	0.6
	Winkel zwischen Geraden	
	und reeller Achse	60°
ESAC	Größter Realteil der Kurve	-0.6
	Winkel der Geradenabschnitte	30°

Tabelle B.1.: Parametersatz für das Beispiel nach Abb. 2.11

Anhang C

1. Zeitsimulationen mit verlustloser Induktivität & Kapazität gemäß 1: Abbildungen C.1, C.2, C.3, C.4, C.5 und C.6
2. Zeitsimulationen mit Verlusten in Induktivität & Kapazität gemäß 2: Abbildungen C.7 & C.8
3. Zeitsimulationen mit Regelung durch Spannungsabfall (ohne Verluste in Induktivität & Kapazität) gemäß 3: Abbildungen C.9, C.10, C.11 und C.12
4. Zeitsimulationen mit Regelung durch Spannungsabfall (mit Verlusten gemäß 2.) gemäß 4: Abbildungen C.13, C.14, C.15 und C.16

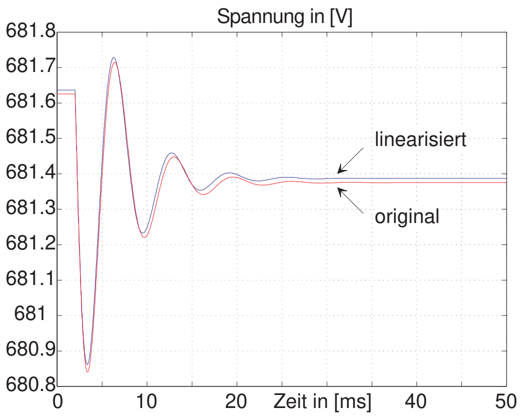

Abbildung C.1.: $L_f = 320\mu H$, $C_f = 1mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

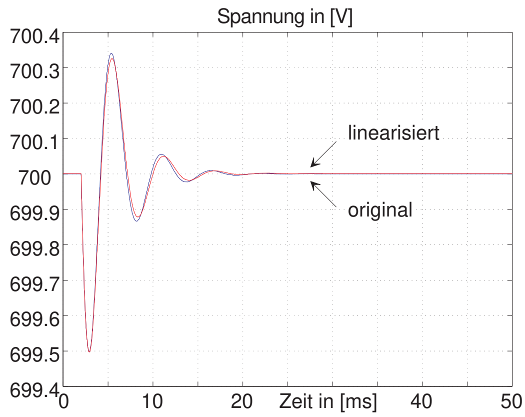

Abbildung C.2.: $L_f = 160\mu H$, $C_f = 1mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

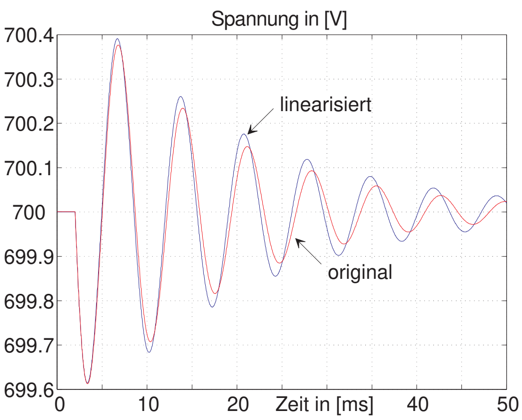

Abbildung C.3.: $L_f = 160\mu H$, $C_f = 2mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

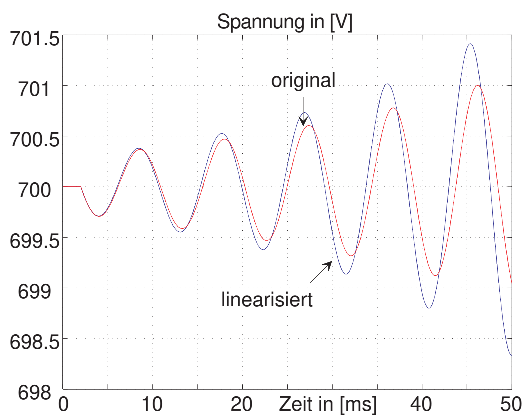

Abbildung C.4.: $L_f = 160\mu H$, $C_f = 4mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

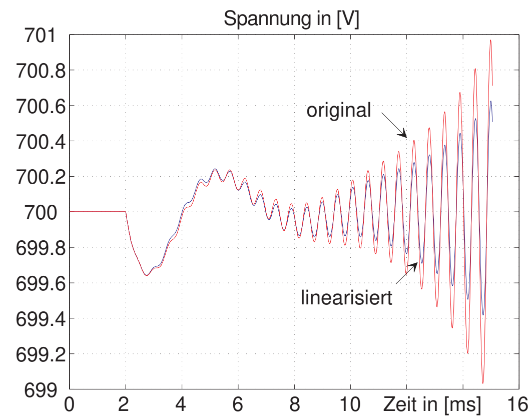

Abbildung C.5.: $L_f = 40\mu H$, $C_f = 1mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

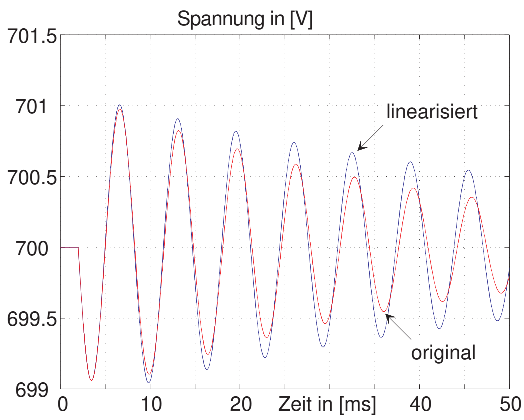

Abbildung C.6.: $L_f = 640\mu H$, $C_f = 1mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

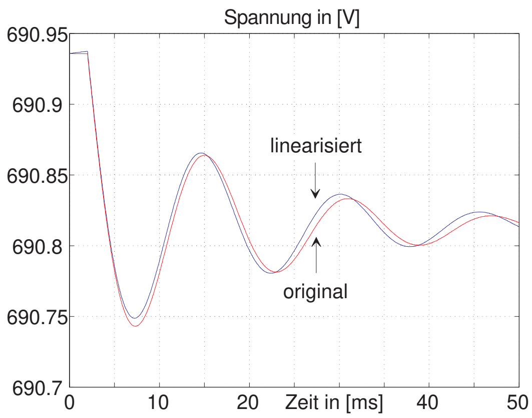

Abbildung C.7.: $L_f = 160\mu H$, $C_f = 16mF$, $R_{Lf} = 0.122\Omega$, $(R_{ESR} = 6.6m\Omega)$

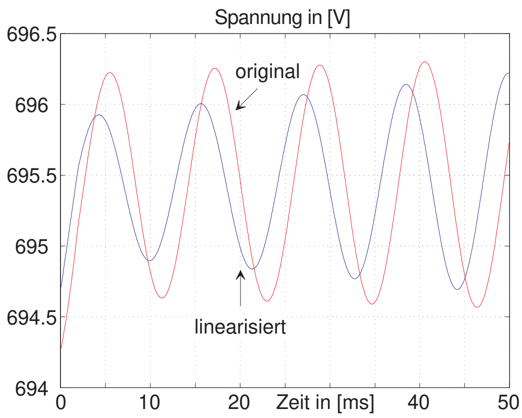

Abbildung C.8.: $L_f = 80\mu H$, $C_f = 8mF$, $R_{Lf} = 0.061\Omega$, $(R_{ESR} = 12.3m\Omega)$

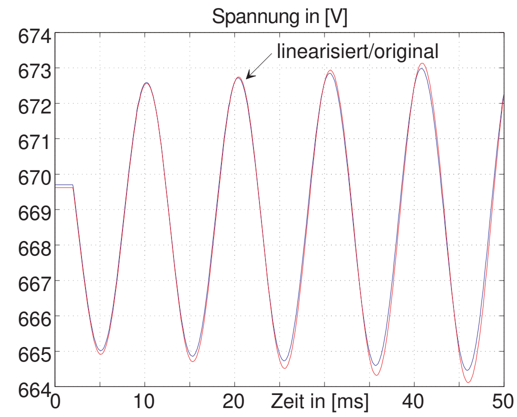

Abbildung C.9.: $L_f = 5.1mH$, $C_f = 0.5mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

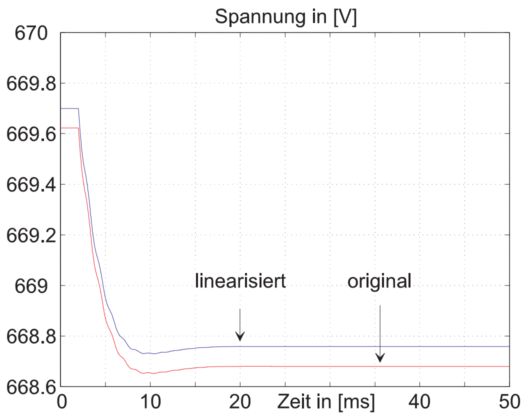

Abbildung C.10.: $L_f = 80\mu H$, $C_f = 2mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

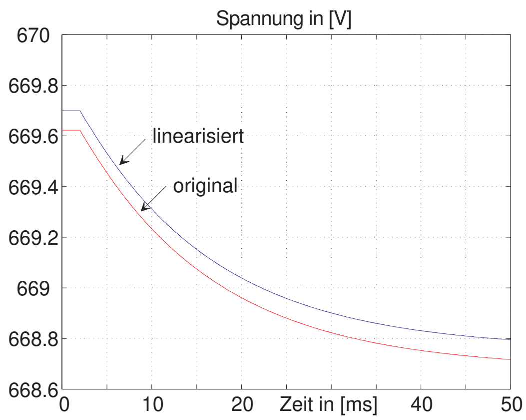

Abbildung C.11.: $L_f = 80\mu H$, $C_f = 16mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

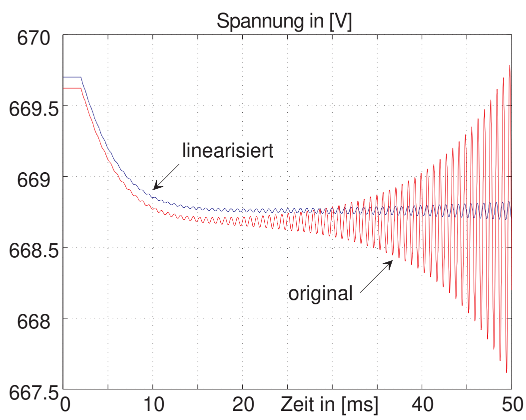

Abbildung C.12.: $L_f = 20\mu H$, $C_f = 4mF$, $R_{Lf} = 0$, $R_{ESR} = 0$

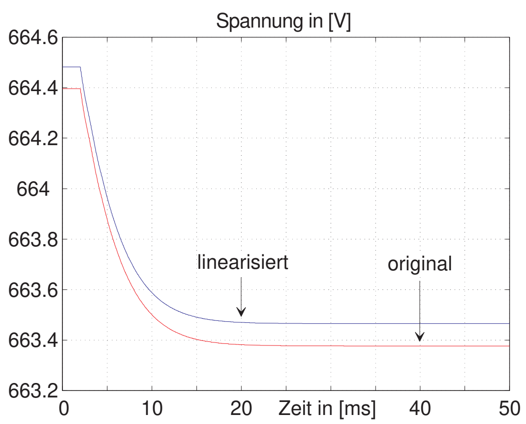

Abbildung C.13.: $L_f = 80\mu H$, $C_f = 4mF$, $R_{Lf} = 0.061\Omega$, $(R_{ESR} = 22.9m\Omega)$

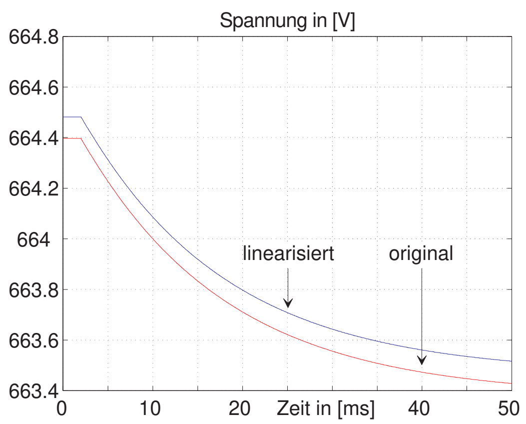

Abbildung C.14.: $L_f = 80\mu H$, $C_f = 16mF$, $R_{Lf} = 0.061\Omega$, $(R_{ESR} = 6.6m\Omega)$

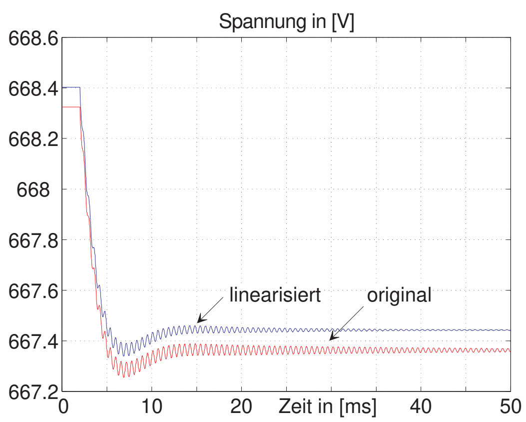

Abbildung C.15.: $L_f = 20\mu H$, $C_f = 1mF$, $R_{Lf} = 15.2m\Omega$, $(R_{ESR} = 79.6m\Omega)$

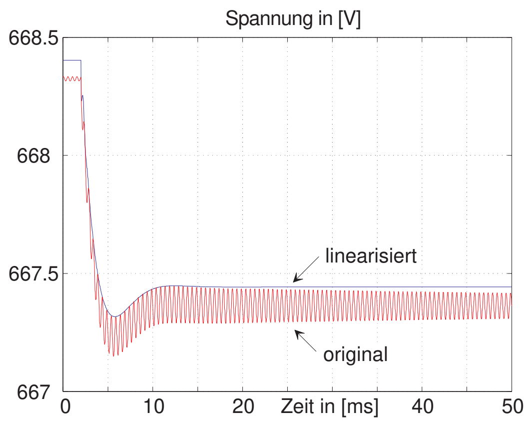

Abbildung C.16.: $L_f = 20\mu H$, $C_f = 0.5mF$, $R_{Lf} = 15.2m\Omega$, $R_{ESR} = 148.5m\Omega$ (nur für das lineare Modell)

Anhang D

Transformation von Differentialgleichungen erster Ordnung aus dem UVW- in das dq-Koordinatensystem

Ein in UVW-Koordinaten beschriebenes System lässt sich durch schrittweise Substitution der Variablen in dq-Koordinaten zu transformieren:

$$\begin{aligned} x_{uvw} &= ABUVW \cdot x_{\alpha\beta} \\ \dot{x}_{uvw} &= AB\dot{U}VW \cdot x_{\alpha\beta} + ABUVW \cdot \dot{x}_{\alpha\beta} = ABUVW \cdot \dot{x}_{\alpha\beta} \\ x_{\alpha\beta} &= DQAB \cdot x_{dq} \\ \dot{x}_{\alpha\beta} &= D\dot{Q}AB \cdot x_{dq} + DQAB \cdot \dot{x}_{dq} \end{aligned} \tag{D.1}$$

Die Transformationsmatix aus dem UVW-System in das $\alpha\beta$-System ist gegeben durch (es handelt sich dabei nicht um eine Transformation mit konstant bleibender Leistung):

$$ABUVW = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} 2/3 & 0 \\ -1/3 & 1/\sqrt{3} \\ -1/3 & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \tag{D.2}$$

Die Transformationsmatix aus dem dq- in das $\alpha\beta$-System ist gegeben durch:

$$DQAB = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & -sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & cos(\omega t) \end{bmatrix} \tag{D.3}$$

$$D\dot{Q}AB = \begin{bmatrix} -\omega \cdot sin(\omega t) & -\omega \cdot cos(\omega t) \\ \omega \cdot cos(\omega t) & -\omega \cdot sin(\omega t) \end{bmatrix} = -\omega \cdot \begin{bmatrix} sin(\omega t) & cos(\omega t) \\ -cos(\omega t) & sin(\omega t) \end{bmatrix} \tag{D.4}$$

Eine einfache Differenzialgleichung erster Ordnung beschrieben durch:

$$x_{uvw} = a \cdot \dot{y}_{uvw} + b \cdot y_{uvw} \tag{D.5}$$

lässt sich in $\alpha\beta$-Koordinaten transformieren in:

$$ABUVW \cdot x_{\alpha\beta} = a \cdot ABUVW \cdot \dot{y}_{\alpha\beta} + b \cdot ABUVW \cdot y_{\alpha\beta} \tag{D.6}$$

In dq-Koordinaten ergibt sich damit:

$$\begin{aligned} ABUVW \cdot DQAB \cdot x_{dq} &= a \cdot \left(ABUVW \cdot DQAB \cdot \dot{y}_{dq} + ABUVW \cdot D\dot{Q}AB \cdot y_{dq} \right) \\ &\quad + b \cdot ABUVW \cdot DQAB \cdot y_{dq} \\ ABUVW \cdot DQAB \cdot x_{dq} &= a \cdot ABUVW \cdot DQAB \cdot \left(\dot{y}_{dq} - \omega \cdot y_{dq} \right) + b \cdot ABUVW \cdot DQAB \cdot y_{dq} \end{aligned}$$

$$DQAB \cdot x_{dq} = a \cdot \left(DQAB \cdot \dot{y}_{dq} + D\dot{Q}AB \cdot y_{dq} \right) + b \cdot DQAB \cdot y_{dq} \tag{D.7}$$

Der Faktor $D\dot{Q}AB \cdot y_{dq}$ lässt sich vereinfachen zu:

$$D\dot{Q}AB \cdot y_{dq} = -\omega \cdot \begin{bmatrix} sin(\omega t) & cos(\omega t) \\ -cos(\omega t) & sin(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = -\omega \cdot \begin{bmatrix} cos(\omega t) & -sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_q \\ -y_d \end{bmatrix}$$

$$D\dot{Q}AB \cdot y_{dq} = -\omega \cdot DQAB \cdot \tilde{y}_{dq} \tag{D.9}$$

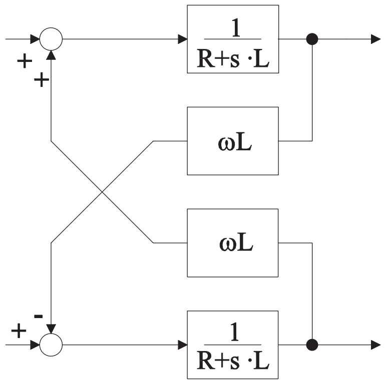

Abbildung D.1.: Darstellung einer nicht verkoppelten, dreiphasigen Induktivität L

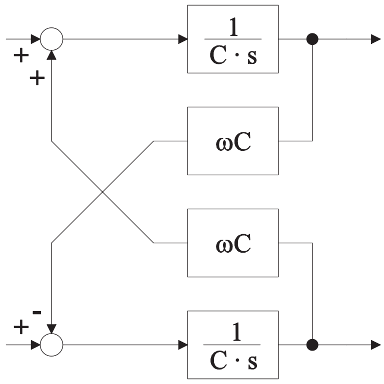

Abbildung D.2.: Darstellung einer idealen, dreiphasigen Kapazität

Weitere Vereinfachung führt auf:

$$\begin{aligned} DQAB \cdot x_{dq} &= a \cdot \left(DQAB \cdot \dot{y}_{dq} - \omega \cdot DQAB \cdot \widetilde{y}_{dq} \right) + b \cdot DQAB \cdot y_{dq} \\ x_{dq} &= a \cdot \left(\dot{y}_{dq} - \omega \cdot \widetilde{y}_{dq} \right) + b \cdot y_{dq} \end{aligned} \tag{D.10}$$

Die Vektoren sind wie folgt definiert:

$$\widetilde{y}_{dq} = \begin{bmatrix} y_q \\ -y_d \end{bmatrix}, \qquad x_{dq} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}, \qquad y_{dq} = \begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix}, \qquad \dot{y}_{dq} = \begin{bmatrix} \dot{y}_d \\ \dot{y}_q \end{bmatrix} \tag{D.11}$$

dq-Darstellung einer dreiphasigen Induktivität

$$u_{uvw} = L \cdot \dot{i}_{uvw} + R \cdot i_{uvw} \tag{D.12}$$

$$\begin{aligned} u_{\alpha\beta} &= L \cdot \dot{i}_{\alpha\beta} + R \cdot i_{\alpha\beta} \\ u_{dq} &= L \cdot \left(\dot{i}_{dq} - \omega \cdot \widetilde{i}_{dq} \right) + R \cdot i_{dq} \end{aligned} \tag{D.13}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega L}{L} \\ -\frac{\omega L}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{D.14}$$

Im Laplace-Bereich führt dies auf:

$$\begin{aligned} s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega L}{L} \\ -\frac{\omega L}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ sL \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{R + sL} \cdot \left(\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \tag{D.15}$$

Dies entspricht der Abb. D.1.

dq-Darstellung einer dreiphasigen Kapazität

$$\begin{aligned} i_{\alpha\beta} &= C \cdot \dot{u}_{\alpha\beta} \\ i_{dq} &= C \cdot \left(\dot{u}_{dq} - \omega \cdot \widetilde{u}_{dq} \right) \end{aligned} \tag{D.16}$$

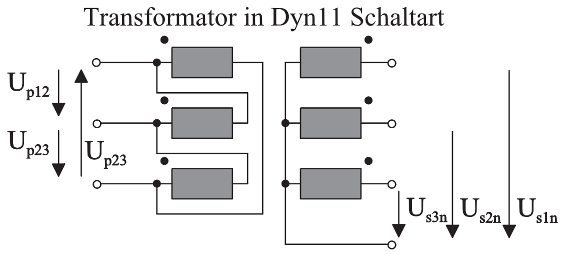

Abbildung D.3.: Ideales Transformatormodell (vernachlässigte Induktivitäten) mit Übersetzungsverhältnis ü

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega C}{C} \\ -\frac{\omega C}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{D.17}$$

Im Laplace-Bereich ergibt sich:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{1}{s \cdot C} \cdot \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega C \\ -\omega C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \right) \tag{D.18}$$

Dargestellt in Abb. D.2.

Herleitung der dq-Darstellung eines Transformators

Der Transformator wird gemäß Abb. D.3 beschrieben. Das Übersetzungsverhältnis ü beschreibt dabei das Windungsverhältnis zwischen Sekundär- und Primärwicklung.

$$\begin{bmatrix} -U_{s1n} \\ -U_{s2n} \\ -U_{s3n} \end{bmatrix} = \text{ü} \cdot \begin{bmatrix} U_{p31} \\ U_{p12} \\ U_{p23} \end{bmatrix} \tag{D.19}$$

Die Transformation in $\alpha\beta$-Koordinaten liefert:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} &= \text{ü} \cdot \begin{bmatrix} 1/2 & \sqrt{(3)}/2 \\ -\sqrt{(3)}/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{p\alpha} \\ U_{p\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} &= \text{ü} \cdot \begin{bmatrix} cos(60°) & sin(60°) \\ -sin(60°) & cos(60°) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{p\alpha} \\ U_{p\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{D.20}$$

Die Transformation von $\alpha\beta$- in dq-Koordinaten beeinflußt diese Rotation nicht:

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \text{ü} \cdot \begin{bmatrix} \cos(60\ °) & \sin(60\ °) \\ \text{-}\sin(60\ °) & \cos(60\ °) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{pd} \\ U_{pq} \end{bmatrix} \tag{D.21}$$

Geht man nach der Schaltgruppe Dyn11, so werden die Spannungen um 30° und nicht um 60°, wie aus Gleichung D.21 hervorgeht, gedreht. Dieser Unterschied beruht darauf, dass bei obiger Betrachtung als Primärspannungen Leiter-Leiter- Spannungen U_{sxn}, als Sekundärspannungen Leiter-Erde-Spannungen U_{pxy} betrachtet werden. Beide sind gegeneinander bereits um 30° phasenverschoben.

Anhang E

Einstellung des Stromreglers:

Übertragungsfunktion des Stromreglers:	$F_R(s) = K_{pI}\left(1 + \frac{1}{T_{nI}s}\right)$
Stromrichter als PT1-Glied angenähert:	$F_{Str}(s) = \frac{1}{T_{vsi}s+1}$
Übertragungsfunktion der Gleichstrommaschine:	$F_{GM}(s) = \frac{1}{R_A\left(\frac{L_A}{R_A}s+1\right)}$
Übertragungsfunktion des offenen Kreises:	$F_O(s) = F_R(s) \cdot F_{Str}(s) \cdot F_{GM}(s)$
Kompensation der größten Streckenzeitkonstante:	$T_{nI} = \frac{L_A}{R_A}$
Geschlossener Kreis:	$F_G(s) = \frac{K_{pI}}{L_A T_{vsi}s^2+L_A s+K_{pI}}$
Proportionalverstärkung K_{pI} bei bestimmter Dämpfung d:	$K_{pI} = \frac{L_A}{4T_{vsi}d^2}$

Mit $d = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ergeben sich die Reglerparameter zu:

$$T_{nI} = \frac{L_A}{R_A} \qquad K_{pI} = \frac{L_A}{2T_{vsi}} \tag{E.1}$$

Anhang F

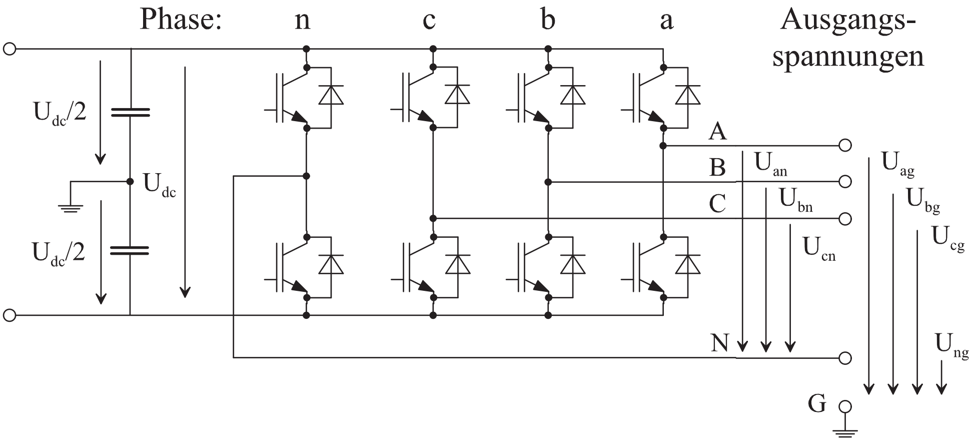

Abbildung F.1.: 4-Leiter Topologie mit Definition der Ausgangsspannungen.

Spg.s-	Schaltzustände				Spannungen bzgl. Punkt G				Phasenspannungen		
vektor	a	b	c	n	U_{ag}	U_{bg}	U_{cg}	U_{ng}	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}
0	0	0	0	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0	0
1	0	0	0	1	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$
2	0	0	1	0	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0	$+U_{dc}$
3	0	0	1	1	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	0
4	0	1	0	0	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	$+U_{dc}$	0
5	0	1	0	1	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	0	$-U_{dc}$
6	0	1	1	0	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$
7	0	1	1	1	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	0	0
8	1	0	0	0	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}$	0	0
9	1	0	0	1	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$
10	1	0	1	0	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}$	0	$+U_{dc}$
11	1	0	1	1	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}$	0
12	1	1	0	0	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$	0
13	1	1	0	1	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	0	0	$-U_{dc}$
14	1	1	1	0	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$
15	1	1	1	1	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	$+U_{dc}/2$	0	0	0

Abbildung F.2.: Schaltzustände mit zugehörigen Ausgangsspannungen und Spannungsvektoren.

Anhang G

Berechnung der Spannungsamplitude bei Schaltfrequenz

Legt man eine Bildung der Schaltzeitpunkte nach dem optimalen Verfahren (siehe Abb. 4.11 & 4.13) zugrunde, ergibt sich für eine Phasenspannung U_{UN} (bzw. U_{VN},U_{WN}) eine digitale Ausgangsspannung deren Hüllkurve Abb. G.1 schematisch darstellt. Betrachtet man ein einzelnes Modulationsinterval, so ergibt sich ein Bild nach Abb. G.2. Ist man daran interessiert, den größten Frequenzanteil im Spektrum der Ausgangsspannung zu berechnen, so ist der Anteil bei Schaltfrequenz zu wählen. Dabei kann man sich o.B.d.A. auf den Sinus-Anteil beschränken (in Abb. G.2 mit eingezeichnet):

$$a_k = \frac{2}{T_{Netz}} \cdot \int_0^{T_{Netz}} U_{UN}(t) sin(\omega_s t) dt \tag{G.1}$$

Dabei sei $U_{UN}(t)$ die digitale Ausgangsspannung an einer Phase des Umrichters. Betrachtet man einen Umrichter, mit einer Schaltfrequenz von $f_s = 1/T_{pwm}$, so ergeben sich $N = T_{Netz}/T_{pwm}$ einzelne Modulationsperioden und das Integral aus Gl. G.1 lässt sich in eine Summe einzelner Integrale zerlegen:

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T_{Netz}} \cdot \sum_{i=1}^{N} \int_{(i-1)\cdot T_{pwm}}^{i\cdot T_{pwm}} U_{UN}(t) sin(\omega_s t) dt \\ &= \frac{8}{T_{Netz}} \cdot \sum_{i=1}^{N/4} 2 \cdot \int_{(i-1)\cdot T_{pwm}}^{(i-3/4)\cdot T_{pwm}} U_{UN}(t) sin(\omega_s t) dt \end{aligned} \tag{G.2}$$

Die in Gl. G.2 erfolgte Umformung ist dabei nur exakt, falls N durch 4 teilbar ist. Für die Zeitdauer b_i in der die Zwischenkreisspannung am Ausgang des Umrichterzweiges anliegt (Abb. G.2) gilt bei dem Modulationsverfahren (eine Phasenverschiebung spielt bei der Berechnung keine Rolle):

$$b_i = \begin{cases} m \cdot T_{pwm}/4 \cdot cos(2\pi/T_{Netz} \cdot t) & \text{für:} \quad t < T_{Netz}/4, t > 3/4 \cdot T_{Netz} \\ m \cdot T_{pwm}/4 \cdot cos(2\pi/T_{Netz} \cdot t) & \text{für:} \quad T_{Netz}/4 < t < 3/4 \cdot T_{Netz} \end{cases} \tag{G.3}$$

Damit lässt sich Gl. G.2 weiter vereinfachen („regular sampled PWM“ vorausgesetzt):

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{8}{T_{Netz}} \cdot \sum_{i=1}^{N/4} 2 \cdot \int_0^{b_i} U_{dc} sin(\omega_s t) dt \\ &= \frac{8}{T_{Netz}} \cdot \sum_{i=1}^{N/4} 2 \cdot U_{dc} \cdot \frac{1}{\omega_s} \cdot (1 - cos(\omega_s b_i)) \qquad \text{Mit:} \quad t = (i-1) \cdot T_{pwm} \end{aligned}$$

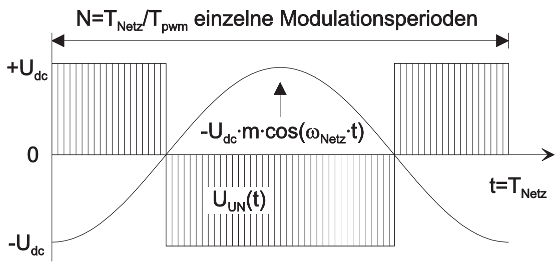

Abbildung G.1.: Skizze einer Grundschwingungsperiode bestehend aus N Modulationsintervallen mit Verlauf des Referenzwertes

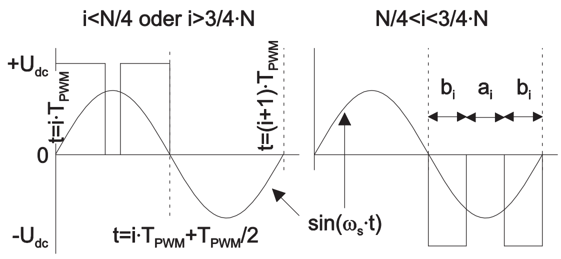

Abbildung G.2.: Auszug aus zwei Modulationsintervallen für positives bzw. negatives U_{dc} (Skizze)

$$
\begin{aligned}
a_k &= \frac{8}{T_{Netz}} \cdot \sum_{i=1}^{N/4} 2 \cdot U_{dc} \cdot \frac{1}{\omega_s} \cdot (1 - cos(\omega_s \cdot m \cdot T_{pwm}/4 \cdot cos(2\pi/T_{Netz} \cdot (i-1) \cdot T_{pwm}))) \\
&= \frac{16U_{dc}}{T_{Netz}\omega_s} \cdot \sum_{i=1}^{N/4} (1 - cos(\pi/2 \cdot m \cdot cos(2\pi/T_{Netz} \cdot (i-1) \cdot T_{pwm}))) \\
&= \frac{8U_{dc}}{\pi} \cdot \frac{T_{pwm}}{T_{Netz}} \cdot \sum_{i=1}^{N/4} \left(1 - cos(\pi/2 \cdot m \cdot cos(2\pi \frac{T_{pwm}}{T_{Netz}} \cdot (i-1)))\right) \qquad \text{Mit:} \quad N = \frac{T_{Netz}}{T_{pwm}} \quad \text{(s.o.)} \\
&= \frac{2U_{dc}}{\pi} \cdot \frac{1}{N/4} \cdot \sum_{i=1}^{N/4} \left(1 - cos(\pi/2 \cdot m \cdot cos(2\pi \frac{1}{N} \cdot (i-1)))\right) \qquad \text{(G.4)}
\end{aligned}
$$

Für hinreichend große N (d.h. $f_s >> f_{Netz}$) gilt:

$$
a_k = \frac{2U_{dc}}{\pi} \cdot \int_0^1 (1 - cos(\pi/2 \cdot m \cdot cos(\pi/2 \cdot x)))dx \qquad \text{(G.5)}
$$

Damit zeigt sich, dass die Amplitude a_k der Frequenzkomponente der Ausgangsspannung U_{UN} bei Schaltfrequenz (ω_s) unabhängig von der Wahl der Schaltfrequenz selbst ist (sofern $T_{Netz} \gg T_{pwm}$). Abb. 4.5 zeigt die Abhängigkeit dieser Frequenzkomponente vom Aussteuergrad m.

Literaturverzeichnis

[1] Aluminium Electrolytic Capacitors, SIC Safco, Colombes/France, Catalog 2000

[2] Aluminium Electrolytic Capacitors, BHC Aerovox Ltd., New Bedford/USA, Catalog 2000

Allgemeine Literatur:

[3] Regelungstechnik, O. Föllinger, Hüthig, 1994

[4] Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators, IEEE Proceedings IASAM, 1976

[5] Load Dump Protection in 42V Automotive Electrical Distribution Systems, Z.J. Shen, S.P. Robb, M. Fuchs, D. Berels, K. Hampton, APEC, 2001

[6] Numerische Berechnung von Verzweigungen bei gewöhnlichen Differenzialgleichungen, R. Seydel, Dissertation, München 1977

[7] Practical Bifurcation and Stability Analysis, R. Seydel, Springer Verlag, 1994

[8] Regelungstechnik II, H. Unbehauen, Vieweg, 1997

[9] Grundsätze für die Beurteilung von Netzrückwirkungen, 3. Ausgabe, VDEW, 1992

[10] Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter, F. Jenni, D. Wüst, vdf, 1995

[11] Optimierung dreiphasiger Pulsdauermodulationsverfahren, H. Reinold, PhD Thesis, Aachen, 1995

Regelung von DC-Netzen:

[12] Design of Parallel Sources in DC Distributed Power Systems by Using Gain-Scheduling Technique, Z. Ye, D. Boroyevich, K. Xing, F. Lee, PESC, 1999

[13] Paralleling Supplies via Various Droop Methods C. Jamerson, C. Mullett, HFPC, 1994

[14] An LVDC Industrial Power Distribution System Without Central Control Unit W. Tang, R. Lasseter, PESC, 2000

[15] Rough definition of requirements for isle net applications, active filtering and distrubuted fedding of ernergy, W. Schaade, Report for ABB/DECRC, 1999

[16] An Industrial Power Distribution System Featuring UPS Properties, B.Johnson, R.Lasseter, PESC, 1993

[17] A Novel Drop Method for the Converter Parallel Operation, J.W. Kim, H.S. Choi, B.H. Cho, APEC, 2001

[18] Gain Scheduling: Potential Hazards and Possible Remedies, J.S. Shamma, M. Athans, IEEE Control Systems Magazine, 1992

[19] Modeling and Dynamic Analysis of Paralleled dc/dc Converters with Master-Slave Current Sharing Control, J. Rajagopalan, K. Xing, Y. Guo, F. Lee, B. Manners, APEC, 1996

Impedanzbetrachtung:

[20] Subsystem design in aircraft power distribution systems using optimization, S. Chandrasekaran, Dissertation, Virginia Polytechnic Institutd and State University, 2000

[21] DC Link Stabilized Field Oriented Control of Electric Propulsion Systems, S.D. Sudhoff, S.F. Glover, K.A. Corzine, H.J. Hegner, H.N. Robey, Transactions on Energy Conversion, 1998

[22] An Experimentally Validated Nonlinear Stabilizing Control for Power Electronics Based Power Systems S.F. Glover, S.D. Sudhoff, SAE, 1998

[23] Monitoring the Stability of DC Distributed Power Systems, X. Feng, C. Liu, Z. Ye, F.C. Lee, D. Borojevic, IECON, 1999

[24] Stability Margin Monitoring for DC Distributed Power Systems Via Current/Voltage Perturbation, J. Liu,X. Feng, F.C. Lee, D. Boroyevich, APEC, 2001

[25] On-line Measurement on Stability Margin of DC Distributed Power System , X. Feng, F.C. Lee, APEC, 2000

[26] Individual Load Impedance Specification for a Stable DC Distributed Power System, X.Feng, Z.Ye, K.Xing, F.Lee,D.Borojevic, APEC, 1999

[27] Impedance Specification and Impedance Improvement for DC Distributed Power System, X.Feng, Z.Ye, K.Xing, F.Lee,D.Borojevic, PESC, 1999

[28] AC Load Conditioner and DC Bus Conditioner for a DC Distributed Power System R. Zhang, F. Lee, D. Boroyevich, C. Liu, L. Chen, PESC, 2000

[29] A Method of Defining the Load Impedance Specification for A Stable Distributed Power System, C.M. Wildrick, F.C. Lee, B.H. Cho, B. Choi, PESC, 1993

[30] Modeling, Control and Stability Analysis of PEBB Based DC Distribution Power System G. S. Thandi, Master Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997

[31] Stability criteria for ac power systems with regulated loads, M. Belkhayat,PhD Thesis, Purdue University, 1997

[32] Input filter Interaction in Three Phase AC-DC Converters S.Chandrasekaran, D. Borojevic, D.Lindner, PESC, 1999

Dreidimensionalen Stabilitätsanalyse:

[33] Three-Dimensional Stability Analysis of DC Power Electronics Based Systems S. Sudhoff, S. Glover, PESC, 2000

[34] Stability Analysis of DC Power Electronics Based Distribution System Using Admittance Space Constraints S.D. Sudhoff, S.F. Glover, P.T. Lamm, D.H. Schmucker, D.E. Delisle - liegt dem Autor vor - 2000

[35] Admittance Space Stability Analysis of Power Electronic Systems S.D. Sudhoff, S.F. Glover, P.T. Lamm, D.H. Schmucker, D.E. Delisle, Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000

4-leiter Variante:

[36] Analysis, Modeling and Control of Three-Phase, Four-Wire Sine Wave Inverter Systems, M.J. Ryan, PhD Thesis, University of Wisconsin-Madison, 1997

[37] Transformatorloses Schaltungskonzept für ein dreiphasiges Inselnetz mit Photovoltaikgenerator und Batteriespeicher, Bruno Burger, Dissertation, Universität Karlsruhe, 1997

[38] Decoupled Control of a 4-leg Inverter via a New 4*4 Transformation Matrix, M.Ryan, R.De Doncker, R.Lorenz, PESC, 1999

[39] Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for a Four-Leg Inverter, V. H. Prasad, D. Boroyevich, R. Zhang, APEC, 1997

Regelung einphasiger USV-Systeme:

[40] Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverter, N.Abdel-Rahim, J.Quaicoe, PESC, 1994

[41] A High Performance Uninterruptible Power Supply System with Power Factor Correction, R.Caceres, N.Vazquez, C.Aguilar, J.Alvarez, I.Barbi, J.Arau, PESC, 1997

[42] A Current-Mode Control Technique with Instantaneous Inductor-Current Feedback for UPS Inverters, H.Wu, D.Lin,D.Zhang,K.Yao,J.Zhang, APEC, 1999

[43] DSP Control of UPS Inverter with Over-current Limit using Droop Method, M.Moon, R.Johnson, PESC, 1999

Regelung dreiphasiger USV-Systeme:

[44] New Line-Interactive UPS System with DSP-based Active Power-Line Conditioning, R.Cheung, L.Cheng,P. Yu, R.Sotudeh, PESC, 1996

[45] New Batteryless UPS-System with Dual Source and Reverse Power Capability, R. Briest, PCIM, 1998

[46] Some Aspects for Time Discrete Controls of UPS-Converters and Active Filters, N.Blacha, PCIM, 1998

Informationen zu unterbrechungsfreien Stromversorgungen:

[47] World Uninterruptible Power Supply Markets, Frost & Sullivan, 1994

[48] European Uninterruptible Power Supply Markets, Frost & Sullivan, 1999

[49] The European market for Uninterruptible Power Supply Systems, Venture Development Corporation, 1994

[50] The European market for Uninterruptible Power Supply Systems, Venture Development Corporation, 1998

[51] ENV 50091, Unterbrechungsfreie Stromversorgungssysteme (USV) - Teil 3: Betriebsanforderungen und Prüfverfahren

[52] IEC 62040-3, Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements

Name:	Wolfgang Schaade
Anschrift:	Bruchhausen 9a 69207 Sandhausen
Geburtsdatum:	23. März 1972
Geburtsort:	Heidelberg
Familienstand:	ledig

1978 – 1982	**Schulbesuch** Geschwister-Scholl-Schule, Leimen-St.Ilgen
1982 – 1992	**Schulbesuch** Gymnasium Sandhausen, Abschluß: Abitur.
1.7.1992 – 30.6.1993	**Wehrdienst** 2./Fernmeldebataillon 970, Mannheim
1.3.1993 – 30.8.1993	**Studium der Physik** Universität Heidelberg, z.T. während des Wehrdienstes
12.7.1993 – 10.9.1993	**Grundpraktikum** SEM GmbH, Nußloch
1.10.1993 – 10.11.1999	**Studium der Elektrotechnik** Modell: „Regelungs- und Steuerungstechnik" Universität Karlsruhe (TH)
1.10.1994 – 30.9.1996	**Wissenschaftliche Hilfskraft** Institut für Angewandte Mathematik Betreuung von Rechnerpraktika zu PASCAL-XSC
28.7.1997 – 24.10.1997	**Fachpraktikum** ABB Forschungszentrum Programmierung der Regelung für einen ML-Converter
14.4.1999 – 10.11.1999	**Externe Diplomarbeit** ABB Forschungszentrum „Untersuchung eines quasiresonanten Matrixconverters"
1.11.1999 – 31.8.2000	**Ingenieurbüro Schaade** „Forschung und Entwicklung auf dem Gebiet der Elektrotechnik" Bearbeitung von Werkverträgen für das ABB Forschungszentrum
1.9.2000 – 30.6.2002	**Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der TU Ilmenau** Promotion für das ABB Forschungszentrum