

Diss. ETH Nr. 13926

Transformatorloser reaktiver Seriekompensator mit Gleichspannungswechselrichtern zur Leistungsflussregelung

ABHANDLUNG

zur Erlangung des Titels

DOKTOR DER TECHNISCHEN WISSENSCHAFTEN

der

EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE
ZÜRICH

vorgelegt von

ANDREAS BEER

Dipl. El.-Ing. ETH

geboren am 4. Oktober 1970

von Breil/Brigels, Kanton Graubünden

Angenommen auf Antrag von

Prof. Dr. H. Stemmler, Referent

Prof. Dr. D. Povh, Korreferent

Prof. Dr. W. Fichtner, Korreferent

2000

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in den Jahren 1996 bis 2000 während meiner Tätigkeit als Assistent an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik der ETH Zürich.

Herrn Professor Dr. H. Stemmler, der mir die Durchführung dieser interessanten Arbeit ermöglichte, möchte ich an dieser Stelle für seine engagierte Unterstützung und für die Übernahme des Referats herzlich danken.

Weiter danke ich Herrn Professor Dr. D. Povh für sein Interesse an der Arbeit und für die freundliche Übernahme des Korreferates. Ebenfalls bedanke ich mich bei Herrn Professor Dr. W. Fichtner für die freundliche Übernahme des Korreferats.

Meinen Kollegen von der Professur für Leistungselektronik möchte ich für die interessanten Diskussionen und die vielen hilfreichen Anregungen sowie für die tatkräftige Unterstützung beim Bau der Laboranlage danken. Speziell bedanken möchte ich mich bei Hideo Okayama und Toshiyuki Fujii für ihre engagierte Mitarbeit. Ferner gilt mein Dank den Studenten, die im Rahmen von Semester- oder Diplomarbeiten wichtige Beiträge zum Gelingen dieser Arbeit geleistet haben.

Schliesslich gebührt ein ganz spezieller Dank meiner Frau Uorschlina, welche mir vor allem während des Abschlusses dieser Arbeit verständnisvoll und motivierend zur Seite gestanden ist. Ihr sowie meinen beiden Töchtern Fiona und Luisa sei diese Arbeit gewidmet.

Diese Arbeit wurde zuerst im Rahmen eines KTI-Projekts mit der Elektrowatt AG, später auch im Rahmen eines PSEL/BFE-Projekts mit der ABB Hochspannungstechnik AG sowie mit der freundlichen Unterstützung der Mitsubishi Electric Corporation durchgeführt.

Inhalt

Zusammenfassung	9
Summary	11
Symbolverzeichnis	13
1 Einleitung	19
1.1 Der Bedarf an neuen Lösungen für den privatisierten elektrischen Energiemarkt der Zukunft	19
1.2 Die Entwicklungsgeschichte von FACTS	22
1.2.1 Seriiekompensation mit Thyristoren	22
1.2.2 Die zweite Generation von FACTS	24
1.2.3 Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungen (HGÜ)	26
1.3 Der TL-RSC im Vergleich zu anderen Leistungsflussreglern	26
1.4 Rahmen dieser Dissertation	28
2 Reaktive Seriiekompensation zur Leistungsflussregelung in Hochspannungsleitungen	31
2.1 Einführung in die Leistungsflussregelung in verteilten Netzen .	32
2.2 Beschreibung von Drehstromleitungen anhand von Zeigergleichungen und Zeigerdiagrammen	36
2.2.1 Aufbereitung der Vierpol-Zeigergleichungen und Veranschaulichung mit Zeigerdiagrammen	36
2.2.2 Stromübertragung in verteilten Netzen	40
2.3 Beschreibung der Leistungsflussregelung in Drehstromnetzen mit Hilfe der stationären Vierpol-Zeigergleichungen der Leitung ...	42
2.3.1 Verhalten der unregelten Leitung A	42
2.3.2 Verhalten der durch direkter Reaktanz-Kompensation geregelter Leitung B	45
2.3.3 Verhalten der durch Spannungseinspeisung geregelten Leitung B	49
2.3.4 Verhalten der durch einen hybriden Aufbau geregelten Leitung B	56

2.4	Vergleich des Regelbereichs	61
2.4.1	Regelbereich bei der direkten Reaktanz-Kompensation (TSSC)	62
2.4.2	Regelbereich bei der Spannungseinspeisung mit Wechselrichtern (TL-RSC)	62
2.4.3	Regelbereich bei der Kombination von direkter Reaktanzen-Kompensation und Spannungseinspeisung (Hybrider TL-RSC)	63
3	Systembeschreibung des transformatorlosen reaktiven Seriekompensators	65
3.1	Der Aufbau des TL-RSC	67
3.2	Erzeugung der erforderlichen Kompensator-Ausgangsspannung	69
3.2.1	Serieschaltung von Leistungshalbleitern	69
3.2.2	Serieschaltung von Wechselrichter-Brücken	70
3.3	Oberschwingungsreduktion durch versetzte Taktung der seriegeschalteten WR-Brücken	70
3.4	Redundanz und Fehlertoleranz	72
3.5	Dimensionierung des reaktiven Seriekompensators	73
3.6	Funktionsweise des reaktiven Seriekompensators	74
3.6.1	Grundschwingungsverhalten	74
3.6.2	Zeitliche Verläufe im stationären Betrieb	77
3.6.3	Regelung des Wirkleistungsflusses bzw. des Stromes in der Leitung	80
3.6.4	Regelung der DC Spannung	81
3.7	Gründe für die Verwendung von 2-Punkt- statt Mehr-Punkt-Wechselrichter für den TL-RSC	82
4	Stromrichterbedingte Oberschwingungen in der Übertragungsleitung	83
4.1	Idealisierte Berechnung der Oberschwingungen	84
4.1.1	Die Kompensatorspannung als Oberschwingungsquelle .	84
4.1.2	Die frequenzabhängige Leitungsimpedanz	92

4.1.3	Die entstehenden Leitungsstrom- und Leitungsanschlussspannungs-Oberschwingungen	97
4.1.4	Die maximal möglichen Leitungsresonanzströme	107
4.1.5	Die Parameterabhängigkeit der Leitungsresonanzströme	110
4.2	Realitätsnähere Simulation der Oberschwingungsbelastung der Leitung	126
4.2.1	Simulationswerkzeug und Simulationsmethode	126
4.2.2	Vergleich von idealisierter Berechnung und realitätsnäherer Simulation	127
4.2.3	Berücksichtigung eines AC-Glättungsfilters	135
4.3	Zusammenfassung	139
5	Regelung	141
5.1	Einführung	141
5.2	Vereinfachtes einphasiges Modell einer geregelten Leitung	143
5.3	Systemgleichungen	144
5.3.1	Differentialgleichungen des Gesamtsystems	145
5.3.2	Linearisierung und Referenzsystem	145
5.3.3	Bestimmung des möglichen Regelbereiches des verlustbehafteten Kompensators anhand der stationären Systemgleichungen	147
5.3.4	Bestimmung des Systemverhaltens der kompensierten Leitung anhand der dynamischen Systemgleichungen ..	151
5.4	Entkopplung	154
5.4.1	Theoretische Entkopplung basierend auf den linearisierten dynamischen Systemgleichungen (lineare Entkopplung)	154
5.4.2	Praktische Entkopplung basierend auf den nichtlinearen Differentialgleichungen (nichtlineare Entkopplung)	157
5.4.3	Abhängigkeit der nichtlinear entkoppelten Regelstrecken vom Arbeitspunkt der DC-Spannung des Kompensators	161
5.4.4	Abhängigkeit der nichtlinear entkoppelten Regelstrecken vom Arbeitspunkt der Leitung	161
5.4.5	Fazit	164

5.5	Entkoppelte Regelung von Leitungsstrom und DC-Spannung	165
5.5.1	Funktionsweise	165
5.5.2	Computersimulation: Vergleich der entkoppelten mit der nicht entkoppelten Regelung	168
5.6	Regelung des Leitungsstromes mit Anpassung der DC-Spannung	170
5.6.1	Funktionsweise	172
5.6.2	Computersimulation: Vergleich der beiden Regelungsverfahren mit konstant maximaler und mit angepasster DC-Spannung	173
5.6.3	Vorteile der Anpassung der DC-Spannung gegenüber der konstant maximalen DC-Spannung	176
5.7	Weitere, nicht ausführlich untersuchte Themen im Zusammenhang mit der Regelung des TL-RSC	180
5.7.1	Adaptive Begrenzung der Steuersignale zur Erzielung des maximalen Aussteuerbereiches	180
5.7.2	Regelung bei Nullstrom	180
5.7.3	LC-Filter auf der DC-Seite	181
5.7.4	Ausregelung von DC-Anteilen im Leitungsstrom	182
5.7.5	Der TL-RSC als Netz-Stabilisierungshilfe nach der Behebung von Netzfehlern und bei tieffrequenten Netzpendelungen	183
6	Realisation einer Laboranlage zur Verifikation des simulierten Systemverhaltens	185
6.1	Beschreibung des Kompensators	185
6.2	Beschreibung des Übertragungssystem	188
6.3	Multifunktionaler AC-Schalter	190
6.4	Laborversuche	191
6.4.1	Direktes Aufstarten mit dem schnellen Bypass-AC-Schalter	191
6.4.2	Leistungsflussregelung mit angepasster DC-Spannung .	194
6.4.3	Erweiterter Regelbereich des hybriden TL-RSC	196
7	Schlussfolgerungen und Ausblick	201

Anhang A	
Herleitung der stationären Vierpol Zeigergleichungen der Leitung	203
Anhang B	
Systemgleichungen und Entkopplung	209
Anhang C	
Bestimmung von Zeigergrößen in einem einphasigen System	219
Anhang D	
Dimensionierung	225
Literaturverzeichnis	231
Lebenslauf	235

Zusammenfassung

Elektrische Stromversorger stehen heute unter dem Druck der weltweit voranschreitenden *Deregulierung*. Damit grosse Kunden ihre Energie von den gewünschten Lieferanten beziehen können, müssen die elektrischen Netze für Dritte zugänglich gemacht werden ('Third Party Access'). Angetrieben einerseits von diesen neuen Bedürfnissen auf dem elektrischen Markt und andererseits von den Entwicklungen in der *Halbleiter-Technologie* sind in den letzten zehn Jahren neue Aktivitäten auf dem Gebiet der Energieübertragung und -verteilung unter dem Namen FACTS (Flexible AC Transmission Systems) aufgekommen. FACTS-Systeme können die Wirk- und Blindleistungen in Wechselstrom-Übertragungssystemen sehr fein regeln und steuern. Bestehende Generatoren und Leitungen können dadurch viel besser ausgelastet werden.

In einem privatisierten Markt spielen Kosten eine entscheidende Rolle. Das Ziel dieser Dissertation lag darin, ein modernes FACTS-Gerät zur Leistungsflussregelung in Hochspannungsleitungen zu konzipieren, das

- einen grösseren und feiner einstellbaren Regelbereich bietet als konventionelle Leistungsflussregler mit Thyristoren wie der wohlbekannte TCSC ('Thyristor Controlled Series Compensator'),
- kostengünstiger ist als andere moderne FACTS-Geräte wie der wohlbekannte UPFC ('Unified Power Flow Controller').

Das Resultat welches beide Anforderungen erfüllt ist der vorgeschlagene transformatorlose reaktive Seriiekompensator (TL-RSC). Der TL-RSC besteht in jeder Phase der Leitung aus einer Kette AC-seitig reihengeschalteter Wechselrichter-Brücken. Sie bilden eine resultierende Ausgangsspannung, gross genug, um ohne Transformator den Leistungsfluss in der Leitung zu regeln. Transformatoren sind massig und mit bis zu 30% der Gesamtanlagekosten auch sehr teuer. Die erforderliche Spannung kann durch die Kombination von AC-seitiger Reihenschaltung ganzer WR-Brücken mit direkter Serieschaltung von Leistungshalbleitern (IGCTs, IGBTs) erzielt werden.

Als Folge der AC-seitigen Reihenschaltung liegen die DC-Seiten jeder WR-Brücke auf unterschiedlichen, "floatenden" Potentialen. Das bringt jedoch keine Nachteile mit sich, da die DC-Seiten in dieser rein reaktiven Anwendung nicht gespeist werden müssen.

Die eingebaute Kompensatorleistung ist klein im Vergleich zur geregelten Durchflussleistung durch die Leitung, typischerweise 20%. Zum Vergleich muss eine HGÜ oder ein 'Back-to-Back'-Aufbau immer für die doppelte Durchflussleistung (200%) ausgelegt sein.

Alle WR-Brücken in der gleichen Phase der Leitung erzeugen dieselbe Grundschiwingung, allerdings mit versetzter Taktung innerhalb der WR-Brücken und auch von Brücke zu Brücke. Die entstehende AC-Spannung weist deswegen eine hohe resultierende Pulsfrequenz auf und kommt der Sinusform sehr nahe. Normalerweise besteht keine Notwendigkeit für zusätzliche AC-Filter. Die Übertragungsleitung weist aber zahlreiche Resonanzstellen auf, welche durch die schaltenden Wechselrichter angeregt werden können. Eine genügend grosse Anzahl seriegeschalteter WR-Brücken und/oder ein AC-Filter verhindern das Entstehen hoher Resonanzströme.

In einer Analyse des stationären Systemverhaltens werden die geringfügigen Einschränkungen des Regelbereichs durch die ohmschen Verluste dieses rein reaktiven FACTS-Gerätes untersucht. Es wird aufgezeigt dass der Regelbereich im Wesentlichen nur bei kleinen Durchflussleistungen durch die Leitung eingeschränkt wird.

Die Regelung des TL-RSC muss zwei Aufgaben erfüllen: Einerseits muss der Leitungsstrom durch Einspeisung von Blindleistung in die Leitung, andererseits die DC-Spannung jeder seriegeschalteten WR-Brücke durch transienten Austausch von Wirkleistung mit der Leitung geregelt werden. Unglücklicherweise sind diese beiden Regelstrecken nichtlinear und miteinander gekoppelt. Die vorgeschlagene Entkopplung erlaubt es Leitungsstrom und DC-Spannungen nahezu unabhängig voneinander zu regeln.

Ein weiteres Regelungsverfahren wird als interessante Variante vorgestellt: Der Modulationsgrad der Wechselrichter wird möglichst hoch und konstant gehalten. Die geforderte Ausgangsspannung wird durch Anpassung der DC-Spannungen erzielt. Es wird gezeigt, dass dadurch die Verluste des Kompensators wie auch die eingespeisten Harmonischen reduziert werden. Darüber hinaus werden die Einschränkungen des Regelbereichs bei kleinen Durchflussleistungen reduziert.

Die Untersuchungen in dieser Dissertation wurden auf zwei Arten durchgeführt:

- mittels Berechnungen und Simulationen am Computer.
- mittels Versuchen an einem herunterskalierten Labormodell.

Es wurde gezeigt, dass das Konzept des vorgestellten Kompensators machbar ist. Die entkoppelte Regelung mit Anpassung der DC-Spannungen wurde am Labormodell erfolgreich getestet. Zusätzlich wurde der Einsatz eines multifunktionellen schnellen Bypass-AC-Schalters am Kompensatorausgang vorgeschlagen. Dieser bietet interessante praktischen Anwendungsmöglichkeiten wie den Schutz vor Leitungsfehlern, den lückenlosen Weiterbetrieb bei Fehlfunktion eines Wechselrichters sowie das direkte Aufstarten ohne zusätzliche Aufstartvorrichtung.

Summary

Electrical power utilities are under pressure to *deregulate*, allow access to network by independent power producers ('Third Party Access') and lend their network to big customers for wheeling power from chosen suppliers. Driven by this market demands and by developments in the *semiconductor technology*, new activities in the field of power transmission and distribution have been coming up during the last decade: FACTS (Flexible AC Transmission Systems) devices can control the active and reactive power flow in AC systems very accurately. As a consequence it is possible to make much better use of existing generators and power lines.

In an open market costs are a major issue. The goal of this thesis was to design a modern FACTS device for power flow control in high power transmission lines, which

- offers a wider and more refined range of operation than conventional thyristor switched devices such as the well known TCSC ('Thyristor Controlled Series Compensator'),
- is more cost effective than other modern FACTS devices such as the well known UPFC ('Unified Power Flow Controller').

The result meeting both requirements is the proposed transformerless reactive series compensator (TL-RSC). In each phase of the transmission line the TL-RSC consists of a chain of single phase inverter bridges serially linked at their AC sides which form a resultant AC voltage high enough to control the power flow through the transmission line without a transformer. Transformers are rather bulky and expensive with up to 30% of the total system costs. The required AC voltage level can be achieved by the combination of series connected inverter bridges with directly series connected turn-off semiconductor devices (IGCTs, IGBTs).

As a result of the series connection at the AC-side, the DC-sides of the individual inverter bridges are floating on different potentials. This, however, has no negative consequences, since the DC-sides of the inverter bridges need no power supply in this reactive power application.

The power rating of the inverters is low compared to the power transferred through the line, i.e. 20%. For comparison the power rating of a HVDC transmission or a HVDC Back-to-Back system always amounts two times the full transmission power of the line (200%).

All inverter bridges of the same phase generate the same fundamental AC voltage, but with staggered switching within the bridges and also from bridge to bridge. The wave shape of the resultant AC voltage, has a high re-

sultant pulse frequency and comes very close to a sine wave. In general there is no need for additional AC-filters. The transmission line, however, contains numerous resonance circuits which start oscillating when excited by harmonics caused by the switching mode of the compensator. An adequate number of series connected and staggered switched inverter bridges and/or an additional filter prevents the line from high resonance currents.

In a steady state analysis the slight control range limitations resulting from the losses of this completely reactive FACTS-device are investigated. It is shown that the main restrictions concern only the operation at low transfer power of the line.

The control of the TL-RSC has to fulfil two main tasks: On the one hand the line current in each phase has to be controlled by reactive power fed into the line by the inverters; on the other hand the DC voltage of each series connected inverter bridge has to be controlled by transient active power exchange with the line. Unfortunately this two controls are nonlinear and dynamically coupled. The proposed decoupling allows to control line current and DC voltages nearly independently.

In addition an interesting alternative control strategy is presented: the modulation degree of the inverters is kept constant at a high level. The compensator output voltage required for power flow control is set by adjusting the DC voltages. It is shown that in this way the losses of the compensator as well as the injected harmonics are reduced. As a further result the restrictions of operation at low transfer power of the line are reduced.

The investigations in this thesis have been performed in two ways:

- by calculations and computer simulations,
- by experiments on a down-scaled laboratory model.

It has been shown that the concept of the transformerless reactive series compensator is feasible. The decoupled control with adjustable DC voltage has been tested successfully on the laboratory model. The installation of a multifunctional Bypass-AC-switch at the compensator's output has been discussed specially. This fast AC-switch offers interesting practical features such as AC-protection from line faults, continuous operation during an inverter failure and direct start-up without additional start-up equipment.

Symbolverzeichnis

Allgemeine Nomenklatur

- x ist ein Platzhalter für eine beliebige Grösse (Spannung, Strom, Leistung). Im Index steht ein x für eine beliebige nähere Bezeichnung einer Grösse. Beispiel: X_{WR} steht für irgendeine Gleichgrösse eines Wechselrichters, U_x für irgendeine Spannungsamplitude x , U_{WRx} für die Amplitude der Wechselrichterausgangsspannung irgendeines Wechselrichters x .
- α ist ein Platzhalter für eine beliebige Zahlengrösse.
- Der Ort einer Grösse im Zuge der Leitung wird mit Zahlen am Anfang des Indexes angegeben (X_{1x} , X_{2x} , usw.).
- Die seriegeschalteten Wechselrichter-Module (WR-Module) werden mit Zahlen am Schluss des Indexes durchnummeriert (X_{x1} , X_{x2} , usw.). Die Ortsbezeichnung entfällt, da der Kompensator immer am Leitungsende 2 installiert ist.
- Die drei Phasen werden durch die kleinen lateinischen Buchstaben a , b und c im Index unterschieden (X_{xa1} , X_{xb1} , usw.). Bei einphasigen Modellen und Simulationen entfällt die Phasenbezeichnung.
- Momentanwerte werden mit Kleinbuchstaben angegeben ($x(t)$). Amplitudenwerte und Konstanten werden mit Grossbuchstaben angegeben (X).
- Bezogene Grössen ([p.u.]) werden *kursiv* angegeben ($x(t)$). Grössen in effektiven physikalischen Grössen sind nicht kursiv angegeben ($x(t)$).

Beispiel

U_{WRa1} Amplitude der Wechselrichterausgangsspannung $u_{WRa1}(t)$ des ersten (1) Wechselrichters der Phase a in [p.u.]-Notation.

Falls an den entsprechenden Orten nicht eine spezielle Bedeutung der Symbole angegeben ist, gelten die folgenden Bedeutungen für die in dieser Dissertation auftretenden Symbole:

Einphasige Wechselgrösse, Drehzeiger und Zeiger

x_x $=x_x(t)$, einphasige Wechselgrösse der Phase x . Immer abhängig von der Zeit t , auch ohne (t) .

\hat{x} Drehzeiger einer dreiphasigen Grösse $x_{a,b,c}$.

\underline{X} Zeiger einer dreiphasigen Grösse $x_{a,b,c}$.

Spannungen ([pu]-Notation)

u_{1x}	Spannung am Leitungsende 1 der Phase x bzw. Spannung des Wechselspannungsnetzes 1.
u_{2x}	Spannung am Leitungsende 2 der Phase x bzw. Spannung des Wechselspannungsnetzes 2.
u_{2Xx}	Spannung am Leitungsende 2 der Leitung X der Phase x . Spannung unmittelbar nach dem Leitungsende der Leitung X , vor dem Anschluss des Kompensators oder des Transformators zum Wechselspannungsnetz 2.
$u_{komp\,x}$	Kompensator-Ausgangsspannung der Phase x .
$u_{x\alpha}$	Ausgangsspannung des WR-Moduls α in der Phase x .
$u_{WRx\alpha}$	Wechselrichter-Ausgangsspannung des WR-Moduls α in der Phase x .
$u_{Lx\alpha}$	Spannung über der Entkopplungsinduktivität L_e des WR-Moduls α in der Phase x .
$u_{DCx\alpha}$	Gleichspannung über der DC-Kapazität C_{DC} des WR-Moduls α in der Phase x .
u_{C_sx}, u_{sx}	Spannung über der hybriden Seriekapazität C_s des Kompensators in der Phase x .
u_{L_sx}	Spannung über der hybriden Serieinduktivität L_s des Kompensators in der Phase x .
u_{st}	Steuerspannung / Steuersignal für das Unterschwingungsverfahren.
$u_{H\alpha}$	Hilfssteuerspannung / Trägersignal für das Unterschwingungsverfahren.

Ströme ([pu]-Notation)

i_{1Xx}	Strom am Leitungsende 1 der Leitung X in der Phase x .
i_{2Xx}	Strom am Leitungsende 2 der Leitung X in der Phase x .
i_{2x}	Da der Kompensator immer am Leitungsende 2 und immer nur in einer Leitung angeschlossen ist stellt der Strom i_{2x} den zu regelnden Leitungsstrom am Eingang des Kompensators in der Phase x dar. Die Leitungsbezeichnung X entfällt. Beim einphasigen Modell entfällt auch die Phasenbezeichnung x .

$i_{WRx\alpha}$	Strom am Wechselrichtereingang des WR-Moduls α in der Phase x .
$i_{fx\alpha}$	Strom durch die Filterkapazität C_f des WR-Moduls α in der Phase x .
$i_{DCx\alpha}$	Strom durch die DC-Kapazität C_{DC} auf der Gleichspannungsseite des WR-Moduls α in der Phase x .

Passive Elemente

L_L, L_L'	Leitungsinduktivität, Leitungsinduktivitäts-Belag [H/km].
C_L, C_L'	Leitungskapazität, Leitungskapazitäts-Belag [F/km].
R_L, R_L'	Leitungswiderstand, Leitungswiderstands-Belag [Ω/km].
Z_0	Wellenwiderstand der Leitung [Ω].
Z_{WR}	Nennimpedanz des WRs bei maximaler Aussteuerung [Ω].
Z_X	Impedanzwert einer passiven Grösse X [Ω].
L_σ	Streuinduktivität eines Anschlusstransformators [H].
L_e	Entkopplungs-Induktivität eines WR-Moduls [H].
C_f	Filter-Kapazität eines WR-Moduls [F].
C_{DC}	Gleichspannungs-Kapazität eines WR-Moduls [F].
L_s	Hybride Serie-Induktivität [H].
C_s	Hybride Serie-Kapazität [F].

Andere Grössen

t	Zeit [s].
f	Frequenz, entspricht ausser im Kapitel 4 f_1 .
f_1	Grundfrequenz ($50Hz$).
F	Schaltfrequenz ($300Hz$).
F_{WR}	Resultierende Pulsfrequenz einer WR-Vollbrücke [Hz].
F_{komp}	Resultierende Pulsfrequenz des Kompensators [Hz].
F_{res}	Resonanzfrequenz des LC-Filters am WR-Ausgang [Hz].
ω	Kreisfrequenz, entspricht ausser im Kapitel 4 ω_1 .
ω_1	Kreis-Grundfrequenz ($2 \cdot \pi \cdot 50Hz$).

ω_0	Ruhe-Kreisfrequenz des VCO im PLL ($2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz}$).
ω_D	Durchtritts-Kreisfrequenz der geregelten offenen Strecke.
l	Länge der Leitung [km].
β	Winkelbelag der Leitung [$^\circ/km$].
δ	Phasenunterschied zwischen den Spannungen u_{1x} und u_{2x} an den Enden 1 und 2 der Leitung [$^\circ$].
m	Modulationsgrad (0..1).
m_d	Modulationssignal, DC-Spannungsreglerausgang (-1..1).
m_q	Modulationssignal, Stromreglerausgang (-1..1).
P_X	Wirkleistung einer Komponente X [W].
Q_X	Blindleistung einer Komponente X [Var].
S_X	Scheinleistung einer Komponente X [VA].
Δ_x	Phasenlage der Steuerspannung u_{stx} der WR-Brücke x .
Γ_x	Phasenlage der Hilfssteuersp. $u_{Hx1,2}$ der WR-Brücke x .
$\Omega = 2\pi F$	Kreisfrequenz der Hilfssteuerspannungen $u_{Hx1,2}$.
X	Anzahl seriegelgeschalteter WR-Brücken.
n	Ordnungszahl.
v	Unterordnungszahl.
J_v	Besselfunktion v -ter Ordnung.

Indices

a, b, c	Phasenbezeichnung der dreiphasigen Grösse.
α, β	Real- und Imaginärteile eines Drehzeigers.
d, q	Real- und Imaginärteile eines Zeigers.
DC	Gleichspannungs- (DC-) seitige Grösse.
GS	Grundschwingungskomponente (50 Hz) einer Wechselgrösse.
OS	Oberschwingungen (>50 Hz) einer Wechselgrösse.
N	Nenngrösse.
f	Filtergrösse.
st	Steuergrösse.

$1, 2 \dots n$	Numerierung: bei Leitungsgrößen (Index-Anfang): Bezeichnung des Ortes in der Leitung. Bei Kompensatorgrößen (Index-Ende): Numerierung der seriegeschalteten WR-Module.
Lg	Leitungsgrösse.
e	Entkopplungsgrösse.
σ	Streuinduktivität.
min	Minimalwert einer Grösse.
max	Maximalwert einer Grösse.
o	Arbeitspunkt-Grösse (Operating Point).

Abkürzungen

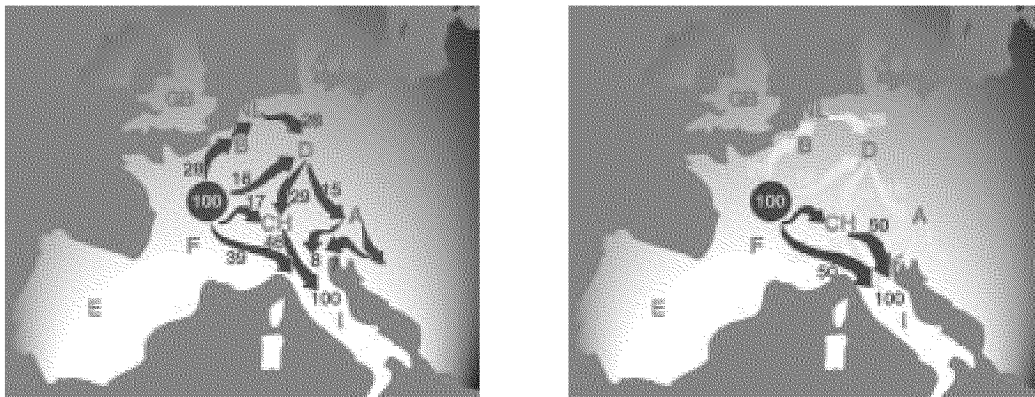
AC	Alternating Current, Wechselstrom
CSC	Controlled Series Compensator
DC	Direct Current, Gleichstrom
FACTS	Flexible AC Transmission System
GTO	Gate Turn Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
Im	Imaginäre Achse
MA	Moving Average
pu	Auf die Nenngrösse bezogene Grösse (Per Unit)
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulsbreitenmodulation (Pulse Width Modulation)
Re	Reelle Achse
SSSC	Static Synchronous Series Compensator
TCR	Thyristor Controlled Reactor
TCSC	Thyristor Controlled Series Capacitor/Compensator
TL-RSC	Transformerless Reactive Series Compensator

TSC	Thyristor Switched Capacitor
TSSC	Thyristor Swiched Series Capacitor/Compensator
VCO	Voltage Controlled Oscillator
UPFC	Unified Power Flow Controller
USV	Unterschwingungsverfahren
WR	Gleichspannungs-Wechselrichter

1 Einleitung

1.1 Der Bedarf an neuen Lösungen für den privatisierten elektrischen Energiemarkt der Zukunft

Die weltweit voranschreitende *Deregulierung* des elektrischen Energiemarktes ist auch in Europa und in der Schweiz ein hoch aktuelles Thema. Damit grosse Kunden ihre elektrische Energie von den gewünschten Lieferanten beziehen können, müssen die elektrischen Stromversorger ihre Netze für Dritte zugänglich machen ('Third Party Access'). Diese wesentliche Änderung im Umgang mit elektrischer Energie bietet neue Herausforderungen.



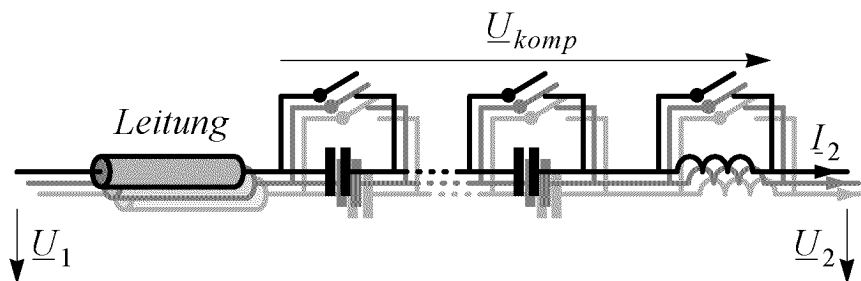
Figur 1.1: Heutige Aufteilung eines Leistungstransfers von 100MW von Frankreich nach Italien links (Quelle: RWE) und Beispiel eines geregelten Leistungstransfers rechts.

Der Weg der elektrischen Energie vom Erzeuger zum Verbraucher kann mit heutigen Mitteln nur ungenügend vorgegeben werden. Die Grafik in Figur 1.1 links zeigt als Beispiel die Verteilung eines Energietransfers von 100MW von Frankreich nach Italien. Der Bau von neuen Leitungen ist nur bedingt möglich, da neue Hochspannungstrassen einerseits sehr teuer, andererseits aus umweltpolitischen Gründen einem langen Bewilligungsprozess ausgesetzt sind. So kann der Bau einer neuen Hochspannungsleitung von 10 bis zu 20 Jahren dauern.

Demgegenüber kann ein weltweit steigender Bedarf an elektrischer Energie beobachtet werden. Bereits heute sind dadurch gewisse Leitungen an deren Belastungsgrenze, während andere Leitungen gleichzeitig unterbelastet sind. Eine gezielte Leistungsflussregelung kann Belastungsunterschiede

ausgleichen und zu einem viel effizienter genutzten Übertragungssystem führen. Das ist am Beispiel des 100MW Leistungstransfers von Frankreich nach Italien in Figur 1.1 rechts verdeutlicht.

Ein konkretes Beispiel, bei dem eine Leistungsflussregelung nötig wird, ist die geplante direkte Bahnnetzakupplung zwischen der Schweiz und Österreich bei Feldkirch. Sie soll den direkten Energieaustausch zwischen dem Schweizer und dem Österreichischen Bahnnetz übernehmen. Messungen und Simulationen haben jedoch ergeben, dass die neue Verbindung die überlasteten Süddeutschen Leitungen nicht wesentlich entlasten, sondern durch Kreisströme eventuell gar zusätzlich belasten würde [38][39]. Dieses Problem kann nur mit einer geeigneten Leistungsflussregelung gelöst werden. Die ersten angewandten Leistungsflussregler waren fixe Reaktanzen, welche über einen mechanischen Schalter direkt in Serie zur Leitung geschaltet wurden (Figur 1.2).



Figur 1.2: Leistungsflussregelung durch mechanisch geschaltete Reaktanzen

Mechanische Schalter können im Vergleich zu Leistungshalbleitern mit bei Weitem langsamerer Schaltsequenz bedient werden. Wegen ihres hohen Verschleisses können sie auch nicht allzu häufig geschaltet werden. Die in die Leitung geschaltete Reaktanzen müssen daher während mehrerer Netzperioden in der Leitung bleiben. Dadurch kann der Leistungsfluss in der Leitung nur sehr ungenau eingestellt werden, was schliesslich dazu führt, dass die Leitung aus Sicherheitsgründen weit unter der möglichen Auslastung betrieben werden muss. Durch das Zu- und Wegschalten von Reaktanzen (und anderer Lasten in der Leitung) können tieffrequente Resonanzen zwischen den drehenden Generatoren und der Leitung angeregt werden. Die Schwingungen führen zu Stabilitätsproblemen und zu ernsthaften Schäden an den Generatorachsen. Mit den nur sporadisch bedienbaren mechanischen Schaltern können diese Schwingungen nicht gedämpft werden. Deswegen bestimmt die Stabilitätsgrenze des Übertragungssystems bis heute die maximale Übertragungskapazität der Leitungen. In Tabelle 1.1 sind die maximale Belastung und die thermische Grenzleistung für vier verschiedene Lei-

tungen angegeben [2]. Daraus ist ersichtlich, dass z.B. bei einer 345kV Leitung die Übertragungskapazität verdreifacht werden könnte.

Spannung (kV)	Maximale Belastung (MW)	Thermische Grenzleistung (MW)
230	150	400
345	400	1200
500	900	2600
765	2200	5400

Tabelle 1.1: Maximale Belastung und thermische Grenzleistung von vier verschiedenen Leitungstypen (Quelle: [2]).

Ende der 80er Jahre entstand - angetrieben vom EPRI (Electric Power Research Institute) in Amerika - eine neue Forschungswelle unter dem Stichwort FACTS (Flexible AC Transmission Systems [1][2]). FACTS-Geräte können Dank neuer Halbleiterschaltern den Leistungsfluss durch die Leitung schneller regeln, was neben der besseren Verteilung des Leistungsflusses auf die verschiedenen Leitungen auch eine Steigerung der Durchflussleistung durch die Leitung bis zu deren thermischer Grenzleistung ermöglicht. Dabei wird die Stabilität des Netzes nicht gefährdet. FACTS-Geräte können im Gegenteil dazu eingesetzt werden, das Netz zu stützen und zu stabilisieren. In Tabelle 1.2 sind die heutigen Anforderungen und Probleme bei der Übertragung elektrischer Energie in Drehstromleitungen und in verteilten Netzen sowie die Ziele der neuen FACTS-Geräte kurz zusammengefasst.

Anforderungen	Probleme	Ziele von FACTS
<ul style="list-style-type: none"> • Privatisierung des elektrischen Energiemarktes • Weltweit steigender Bedarf an elektrischer Energie • Steigende Anforderungen an die Netzqualität und Netzstabilität 	<ul style="list-style-type: none"> • Problematischer Neubau von Leitungen • Überlastete Leitungen gegenüber unterbelasteten Leitungen • Belastung der Leitungen an deren Stabilitätsgrenze 	<ul style="list-style-type: none"> • Gezielte Bestimmung der Übertragungswege • Bessere Lastaufteilung auf die bestehenden Leitungen • Ausnutzung der Leitungen bis zur thermischen Grenzleistung

Tabelle 1.2: Zusammenfassung der Ziele von FACTS.

1.2 Die Entwicklungsgeschichte von FACTS

Obwohl der Name FACTS erst Ende der 80er Jahre entstand [1], kann die Geburt von FACTS bereits mit dem Abtausch der mechanischen Schalter durch die Halbleiterschalter und damit durch die Thyristoren angesehen werden. Die ersten FACTS-Geräte mit Thyristoren entstanden in den 70er Jahren: der TSC (Thyristor Switched Capacitor) und der TCR (Thyristor Controlled Reactor) wurden für die Blindleistungskompensation (SVC Static Var Compensation) in langen Übertragungsleitungen entwickelt. Der Name FACTS entstand, als die bekannte Thyristor-Technik zur Seriemarkompensation für folgende Aufgaben eingesetzt wurde:

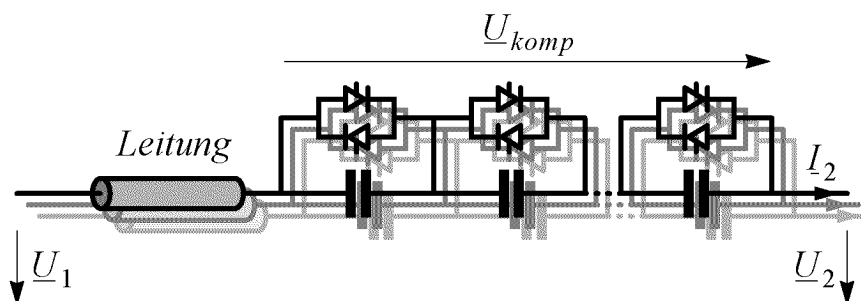
- Leistungsflussregelung in elektrischen Drehstromleitungen [2].
- Dämpfung von subsynchronen Schwingungen und Netzstabilisierung [3][4].

1.2.1 Seriemarkompensation mit Thyristoren

Mit Hilfe des Thyristors entstanden eine ganze Reihe von Geräten für die Seriemarkompensation, welche unter dem allgemeinen Begriff CSC (Controlled Series Compensators) zusammengefasst werden können [2]-[6].

a) Mit Thyristoren geschaltete Reaktanzen

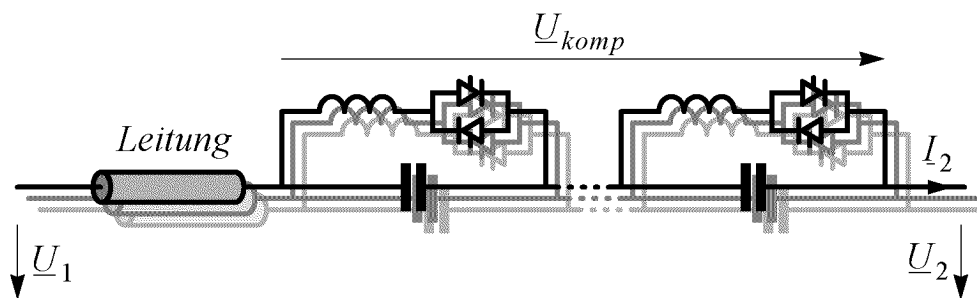
Der TSSC (Thyristor Switched Series Capacitor) [11] (Figur 1.3) ist der einfachste Vertreter aus dieser Sparte. Er entspricht in seiner Funktionsweise den mechanisch geschalteten Reaktanzen, kann allerdings durch den bis zu zweimal pro Netzperiode schaltbaren Thyristor anstelle des nur sporadisch schaltbaren mechanischen Schalters viel schneller auf sich ändernde Lastbedingungen reagieren. Ausserdem kann er durch die Serieschaltung mehrerer kleinerer Einheiten den Leistungsfluss feiner einstellen als sein mechanischer Vorgänger. Die eingekoppelte Seriespannung \underline{U}_{komp} des TSSC ist allerdings direkt abhängig vom momentanen Leitungsstrom I_2 .



Figur 1.3: Schematischer Aufbau des TSSC (Thyristor Switched Series Capacitor)

b) Mit Thyristoren geregelte Reaktanzen

Der ‘Thyristor Controlled Series Compensator’ (TCSC) [12]-[16] (Figur 1.4) ist die Weiterentwicklung des TSSC. Je nach Grösse der zusätzlich eingebauten Induktivität kann der TCSC auch induktive Blindleistung einspeisen. Im Unterschied zum TSSC kann der TCSC durch Zwischentaktungen die in Serie zur Leitung eingebrachte Spannung \underline{U}_{komp} gegenüber der natürlichen Kompensation entsprechend den installierten Reaktanzwerten noch steigern, und zwar stufenlos bis zu seiner Dimensionierungsgrenze.



Figur 1.4: Schematischer Aufbau des TCSC (Thyristor Controlled Series Compensator)

Der TCSC hat jedoch neben dem einfachen Aufbau auch bedeutende Nachteile:

- Der Aussteuerbereich ist auch beim TCSC vom Leistungsfluss bzw. vom Leitungsstrom I_2 abhängig. Darüber hinaus ist er in der induktiven Richtung viel kleiner als in der kapazitiven.
- Mit der Grösse der eingekoppelten Spannung \underline{U}_{komp} steigen die Spannungen und Ströme innerhalb des Gerätes stark an. Dadurch müssen die reaktiven Komponenten für relativ hohe Spannungen und Ströme ausgelegt werden.
- Der TCSC produziert bei Zwischentaktung ungeradzahlige Oberschwingungen die in die Leitung eingespeist werden und unter Umständen zusätzlich gefiltert werden müssen.
- Die eingebrachte Spannung \underline{U}_{komp} kann gegenüber der natürlichen Kompensation entsprechend den installierten Reaktanzwerten nur vergrössert, nicht aber verkleinert werden. Durch Serieschaltung mehrerer kleiner Einheiten kann dieser Regelbereich zum Teil wieder abgedeckt werden.

Diese erste Generation von FACTS-Geräten mit Einschalt-Thyristoren ist heute die kommerziell meistverwendete und kostengünstigste Technik zur gezielten Leistungsflussregelung in Drehstromnetzen hoher Leistung. Ange-

trieben von

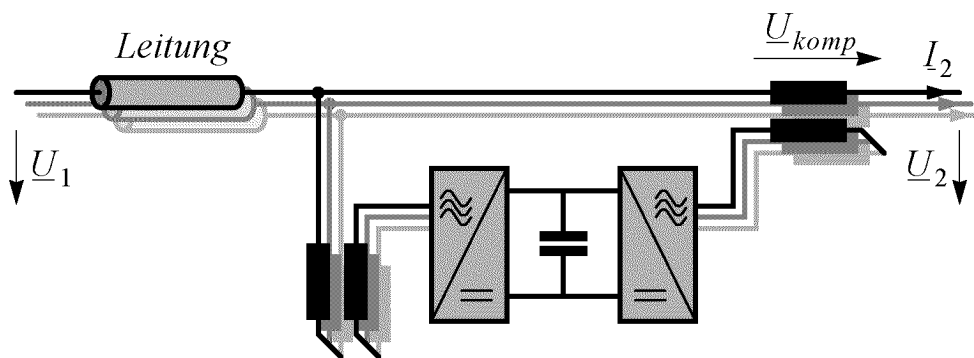
- neuen Entwicklungen auf dem Halbleitersektor, welche stark verbesserte abschaltbare Halbleiter hervorgebracht haben, die auch in Serie geschaltet werden können, sowie von
- den gestiegenen Anforderungen an die Energieübertragung für einen privatisierten Energiemarkt

ist eine zweite Generation von FACTS-Geräten im Entstehen. Diese Generation besteht aus modernen statischen Umrichtern.

1.2.2 Die zweite Generation von FACTS

Die jetzt in der Entwicklung stehende zweite Generation von FACTS-Geräten wird mit statischen Umrichtern aufgebaut, was sie gegenüber den bisherigen Geräten noch flexibler macht. Zwischen den ersten FACTS-Geräten mit Thyristoren und den neuen mit statischen Umrichtern lag die Entwicklung von abschaltbaren Halbleiterelementen höherer Leistung. Der GTO (Gate Turn Off Thyristor) wurde zwar bereits Anfangs der 60er Jahre patentiert, erreichte aber erst um 1980 die kommerzielle Reife. Heutzutage sind mit dem IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor) [34][35] und dem immer in höher Leistungsklassen vorstossenden IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) [36] neue abschaltbare Elemente hinzugekommen. Diese Entwicklung auf dem Halbleitersektor kam vorerst auf dem Gebiet der Antriebe und Traktion zur Anwendung. Sie schuf jedoch auch die Voraussetzung für neue FACTS-Geräte, aufgebaut mit modernen statischen Wechselrichtern. Das von Westinghouse zu Beginn der 90er Jahre vorgestellte Konzept des UPFC (Unified Power Flow Controller) stellt dabei wohl das mächtigste FACTS-Element dar [17]-[19].

Figur 1.5 zeigt den schematischen Aufbau eines UPFC.



Figur 1.5: Schematischer Aufbau eines UPFC (Unified Power Flow Controller)

Der UPFC besteht aus zwei mit dem Rücken gegeneinander geschalteten

Wechselrichtern. Der eine Wechselrichter ist über einen ‘Shunt’-Transformator ans Netz gehängt, der andere über einen Serie-Transformator.

Der UPFC ist multifunktionell: mit dem ‘Shunt’-Wechselrichter lässt sich einerseits Blindstrom kompensieren, andererseits kann auch Wirkleistung in den Zwischenkreis geliefert werden, so dass mit dem Serie-Wechselrichter über einen Serie-Transformator beides, Blind- und Wirkleistung in Serie zur Leitung eingespeist werden kann. Damit kann der UPFC - neben der Blindstromkompensation und damit der Spannungsstabilisierung - auch den Leistungsfluss in der Leitung beliebig regeln. Die Multifunktionalität hat jedoch seinen Preis. Transformatoren gelten bis heute zu den teuersten Systemkomponenten. Sie können bis zu 30% der Gesamtanlagekosten ausmachen und sie haben kaum Aussichten in der Zukunft billiger zu werden. Der UPFC muss mit zwei Transformatoren ausgerüstet werden, wovon der eine für die volle Netzspannung ausgelegt werden muss. Im harten Wind der Privatisierung sind aber vor allem niedrige Kosten gefragt. Die heutigen Bedürfnisse für das elektrische Netz sind zudem unterschiedlich. Je nach Einsatzort wird eine Blindstromkompensation zur Spannungsstabilisierung oder eine Seriiekompensation zur Leistungsflussregelung benötigt. Deswegen sind einfachere Lösungen gefragt, Geräte also, welche genau die geforderte Aufgabe erfüllen und deswegen preisgünstig gebaut werden können. Gegenüber der ersten Generation von FACTS-Geräten mit Einschalt-Thyristoren (heute die preisgünstigste Lösung) sollen sie Vorteile bieten wie eine schnellere und stufenlose Regelbarkeit des Leistungsflusses, einen größeren Regelbereich sowie eine geringere Oberschwingungsbelastung der Leitung.

In einem ersten Ansatz kann der UPFC aufgeteilt werden in einen ‘Shunt’-Teil, was dem STATCOM oder SVC (Static Var Compensator) mit Spannungswechselrichter entspricht [9], und einem Serie-Teil, was dem SSSC (Static Synchronous Series Compensator) entspricht [20][21]. Beide Geräte sind jedoch weiterhin über Transformatoren an die Leitung angeschlossen, was sie sehr teuer macht.

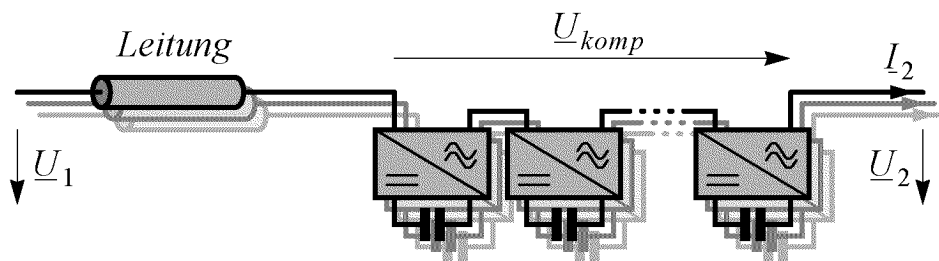
Diese Dissertation stellt einen weiteren Entwicklungsschritt in Richtung Kosteneffizienz vor: den transformatorlosen reaktiven Seriiekompensator mit Spannungswechselrichtern. Durch das Weglassen des Transformators wird das Gerät zwar billiger, es stellen sich dadurch aber auch ganz neue bau-, schutz- und regelungstechnische Probleme. Das Ziel dieser Dissertation ist es, die Machbarkeit und die Grenzen der Regelbarkeit dieses Gerätes aufzuzeigen. Da es heutzutage üblich zu sein scheint allen neuen Geräten einen Namen in Form einer unverständlichen Abkürzung zu geben habe ich mich entschlossen dieses Gerät auf den englischen Namen ‘Transformerless

Reactive Series Compensator' oder eben kurz TL-RSC zu taufen.

1.2.3 Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungen (HGÜ)

Parallel zur Entwicklung auf dem Wechselstromgebiet wurden um 1970 die ersten Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungen (HGÜ) mit Thyristoren in Betrieb genommen. Da die HGÜ die Gleichspannung durch die Halbleiterschalter regeln kann ist er ein optimaler Leistungsflussregler, der die Richtung des Leistungsfluss in der Leitung sogar in sehr kurzer Zeit ganz umkehren kann. Die zu installierende Wechselrichterleistung ist aber mit der zweifachen Übertragungsleistung der Leitung sehr gross. Gleichstromübertragung ist daher im Vergleich zur Ausrüstung der Drehstromübertragungsleitungen mit FACTS-Geräten in verteilten elektrischen Netzen sehr teuer und ist nur für spezielle (z.B. Seekabel, Netzkopplungen) oder sehr lange Übertragungen sinnvoll [2][31].

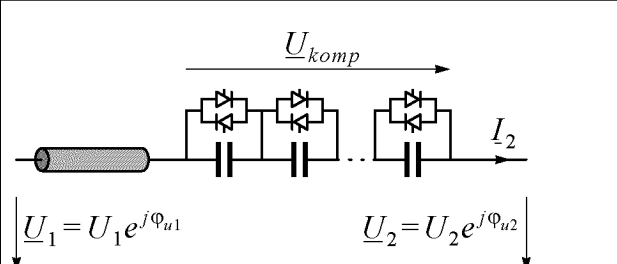
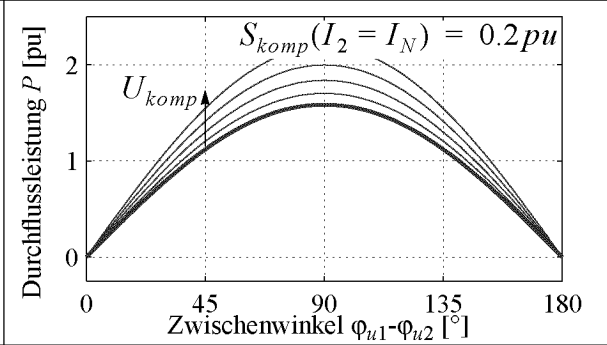
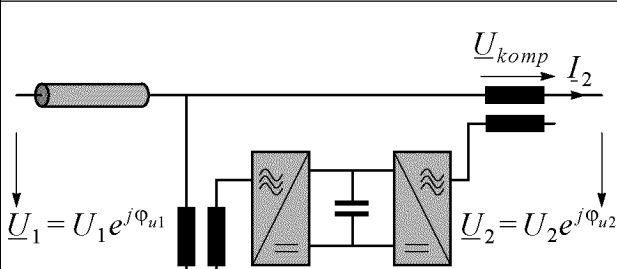
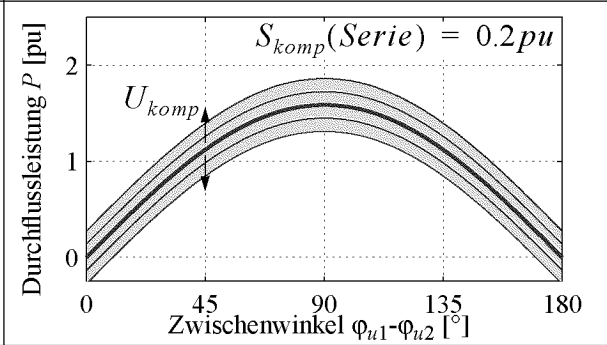
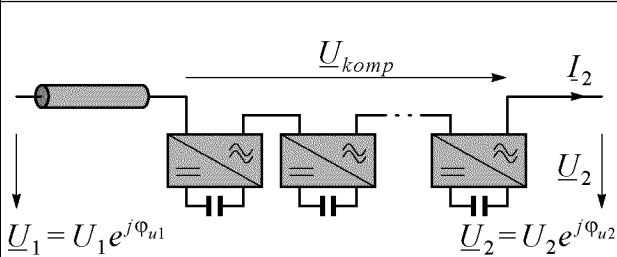
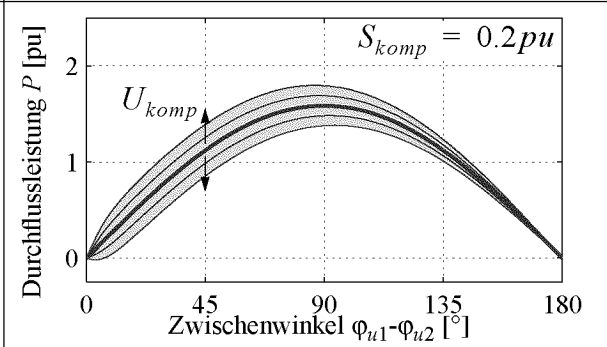
1.3 Der TL-RSC im Vergleich zu anderen Leistungsflussreglern



Figur 1.6: Schematischer Aufbau des TL-RSC (Transformerless Reactive Series Compensator)

In Figur 1.6 ist der schematische Aufbau des in dieser Dissertation untersuchten TL-RSC dargestellt. Der TL-RSC ist eine in Serie zur Leitung geschaltete reaktive Spannungsquelle, in jeder Leitungsphase bestehend aus einer Kette in Serie geschalteter Wechselrichter mit getrennten Gleichspannungskapazitäten. Durch die Serieschaltung können die Wechselrichter direkt ohne einen kostspieligen und sperrigen Transformator in die Leitung geschaltet werden. Die Gleichspannungsseite der Wechselrichter muss nicht gespeist werden, da der Kompensator nur Blindleistung liefern soll. Dadurch ergibt sich eine zusätzliche Kostenersparnis. Die Kompensatorspannung U_{komp} ist in der Amplitude frei einstellbar, muss aber immer 90° voroder nacheilend zum Leitungsstrom I_2 gehalten werden. Dies ist in Hoch-

Tafel 1.3: Vergleich von drei verschiedenen Leistungsflussregler-Typen: TSSC, UPFC und TL-RSC

 <p>TSSC</p>		<ul style="list-style-type: none"> • Regelungsbereich der übertragenen Wirkleistung P vom Arbeitspunkt der Leitung ($\varphi_{u1}-\varphi_{u2}$) abhängig. • Leistungsflussregelung nur in Stufen möglich. • Grosse reaktive Komponenten. • Kostengünstig.
 <p>UPFC</p>		<ul style="list-style-type: none"> • Regelungsbereich der übertragenen Wirkleistung P überall gleich gross und maximal. • Regelungsbereich fein einstellbar. • Zusätzlich Blindstromkompensation durch den ‘Shunt’-WR. • Zwei Transformatoren nötig.
 <p>TL-RSC</p>		<ul style="list-style-type: none"> • Regelungsbereich von P in weiten Teilen des nominalen Arbeitsbereiches der Leitung ($\varphi_{u1}-\varphi_{u2}=0^\circ \dots 45^\circ$) gleich gross und maximal. • Regelungsbereich fein einstellbar. • Kostengünstig, da transformatorlos und rein reaktiv ohne ‘Shunt’-WR.

spannungsleitungen mit relativ hohem X/R Verhältnis ausreichend, um den Leitungsstrom in einem weiten Bereich zu regeln. Darüber hinaus ist die zu installierende Leistung (S_{komp}) klein im Vergleich zur geregelten Durchflussleistung der Leitung P .

In Tafel 1.3 sind der konventionelle TSSC, der ‘Alleskönner’ UPFC sowie der in dieser Dissertation behandelte TL-RSC bezüglich ihrer Eignung als Leistungsflussregler miteinander verglichen.

1.4 Rahmen dieser Dissertation

Ziel dieser Dissertation war die Erarbeitung eines transformatorlosen Konzepts für die reaktive Seriiekompensation zur Leistungsflussregelung in Hochspannungsleitungen. Die Machbarkeit eines solchen Konzepts sollte aufgezeigt und geeignete Regelungskonzepte erarbeitet werden. Die wesentlichen Resultate dieser Arbeit sind in dieser Dissertation beschrieben:

- In Kapitel 2 werden anhand wohlbekannter Leitungsgleichungen die Regelungsmöglichkeiten eines reaktiven Seriiekompensators mit Gleichspannungswechselrichtern erklärt und mit einem konventionellen Leistungsflussregler, dem TSSC, verglichen.
- In Kapitel 3 wird der Aufbau und die Funktionsweise des TL-RSC aufgezeigt. Die erforderliche Spannung wird durch Serieschaltung von Halbleiterschaltern einerseits und von ganzen Wechselrichter-Brücken andererseits erzielt. Durch die transformatorlose Einkopplung liegen die Gleichspannungsseiten der seriegeschalteten WR-Brücken auf unterschiedlichen Potentialen. Das ist jedoch kein Nachteil, da die Wechselrichter ja nur Blindleistung liefern und daher nicht gespeist werden müssen. Die Serieschaltung bietet aber neben dem Spannungsaufbau weitere Vorteile wie die Oberschwingungsreduktion durch versetzte Taktung, Fehlertoleranz und Redundanz.
- Im Kapitel 4 wird detailliert auf die Oberschwingungsbelastung der Leitung eingegangen. Die Leitung weist sehr viele gefährliche Resonanzstellen auf, welche durch die Einkopplung einer getakteten Spannung wie beim TL-RSC angeregt werden können. Im Kapitel 4 wird gezeigt, wie stark gewisse Oberschwingungen im schlechtesten Fall angeregt werden und wie durch versetzte Taktung der seriegeschalteten Wechselrichter-Brücken der Oberschwingungsgehalt und dadurch die Gefahr von Resonanzanregungen wesentlich reduziert werden kann.
- Der Systemanalyse und Regelung ist das Kapitel 5 gewidmet. Anhand der stationären Systemgleichungen wird zuerst der mögliche Regelbereich

des rein reaktiven, aber verlustbehafteten Kompensators in der verlustbehafteten Leitung aufgezeigt. Die Regelung muss zwei Aufgaben erfüllen. Einerseits muss der Leitungsstrom mit Hilfe von Blindleistungseinspeisung in die Leitung, andererseits die DC-Spannung jeder WR-Brücke mit Hilfe von Wirkleistungsbezug aus der Leitung geregelt werden. Diese beiden Aufgaben sind dynamisch gekoppelt. Eine geeignete Entkopplung sorgt dafür, dass Leitungsstrom und DC-Spannungen unabhängig voneinander geregelt werden können. Zwei Regelungsmethoden werden untersucht. Bei der ersten Methode werden die DC-Spannungen konstant gehalten, bei der zweiten Methode werden die DC-Spannungen an den kleinstmöglichen Wert zur Erfüllung der Leistungsflussregelung angepasst. Es wird aufgezeigt, dass die zweite Methode gleich drei wesentliche Vorteile mit sich bringt: ein höherer Wirkungsgrad, eine niedrigere Oberschwingungsbelastung sowie ein erweiterter Regelbereich.

- Im Kapitel 6 wird schliesslich auf die Realisation einer solchen Anlage näher eingegangen. Anhand der am Institut aufgebauten Laboranlage und der daran durchgeführten Versuche wird die grundsätzliche Machbarkeit des behandelten Konzepts aufgezeigt. Darüber hinaus wird auch die mehrfache Funktionsweise eines schnellen Bypass-AC-Schalters vorgestellt. Dieser dient Aufgaben wie dem Schutz der Anlage gegen Überspannung und Überstrom bei Netzfehlern oder dem direkten Aufstarten der Gleichspannungsseite ohne separate Vorladeeinrichtung. Dieser multifunktionelle Bypass-AC-Schalter ist bei der Realisierung eines solchen Kompensators von grossem Nutzen.

Im Rahmen dieser Arbeit sind das Konzept und Teilaspekte des TL-RSC an verschiedenen Konferenzen [22-28] und in einem ‘Transactions-Paper’ [23] vorgestellt worden. An der PCC’97 in Nagaoka, Japan ist das Paper [22] mit dem “Best Paper Award” ausgezeichnet worden. Für die entkoppelte Regelung sowie für die zweite Regelungsmethode zur Effizienzsteigerung konnten gemeinsam mit Mitsubishi Electric Corporation zwei Patentanmeldungen beim Europäischen Patentamt in München eingereicht werden [29, 30].

2 Reaktive Seriekompensation zur Leistungsflussregelung in Hochspannungsleitungen

Im einleitenden Kapitel 1 sind verschiedene Geräte zur Leistungsflussregelung in Hochspannungsleitungen vorgestellt worden. In diesem Kapitel soll nun genauer aufgezeigt werden, auf welche Weise diese Geräte den Leistungsfluss regeln. Insbesondere soll aufgezeigt werden, dass der Leistungsfluss in einer Hochspannungsleitung hauptsächlich mit Hilfe von Blindleistung beeinflusst werden kann. Für die Erzeugung dieser Blindleistung existieren grundsätzlich zwei unterschiedliche Möglichkeiten:

- Hinzuschalten einer oder mehrerer Reaktanzen (Induktivitäten oder Kapazitäten) in die Leitung.
- Einspeisung einer in der Grösse variablen Spannung, 90° vor- oder nach-eilend zum Leitungsstrom.

Alle einleitend vorgestellten rein reaktiven Geräte machen von einer dieser zwei Methoden Gebrauch. Die konventionellen mit Thyristoren geschalteten Reaktanzen wie der TSSC (Thyristor Switched Series Capacitor) gehören zur ersten Gruppe, die neueren mit Spannungswechselrichtern aufgebauten Geräte wie der in dieser Dissertation behandelte TL-RSC (Transformerless Reactive Series Compensator) gehören zur zweiten Gruppe. Der UPFC schliesslich kann neben Blindleistung auch Wirkleistung in Serie zur Leitung einspeisen. Er gehört grundsätzlich jedoch ebenfalls zur zweiten Gruppe der Leistungsflussregler.

An einem vereinfachten Leitungsmodell wird zuerst gezeigt, wie der Leistungsfluss durch die Leitung beeinflusst werden kann. Darauf werden die Leitungsgleichungen einer realen verlustlosen Leitung so aufbereitet, dass in der Folge das Verhalten der Leitung bei reaktiver Seriekompensation mit Hilfe von Zeigerdiagrammen auf einfache Weise dargestellt werden kann. Dabei werden beide Typen von Leistungsflussregler angeschaut. Der TSSC dient als Vertreter der konventionellen Reaktanz-Kompensation, der TL-RSC als Vertreter der neuen Spannungseinspeisung mit Wechselrichtern. Der aus der Kombination beider Kompensator-Typen hervorgegangene hybride TL-RSC wird als dritter Kompensator vorgestellt. Zum Schluss werden diese drei Kompensatoren bezüglich ihres Regelbereiches miteinander verglichen.

Es ist anzumerken, dass bei den in diesem Kapitel gemachten Untersuchun-

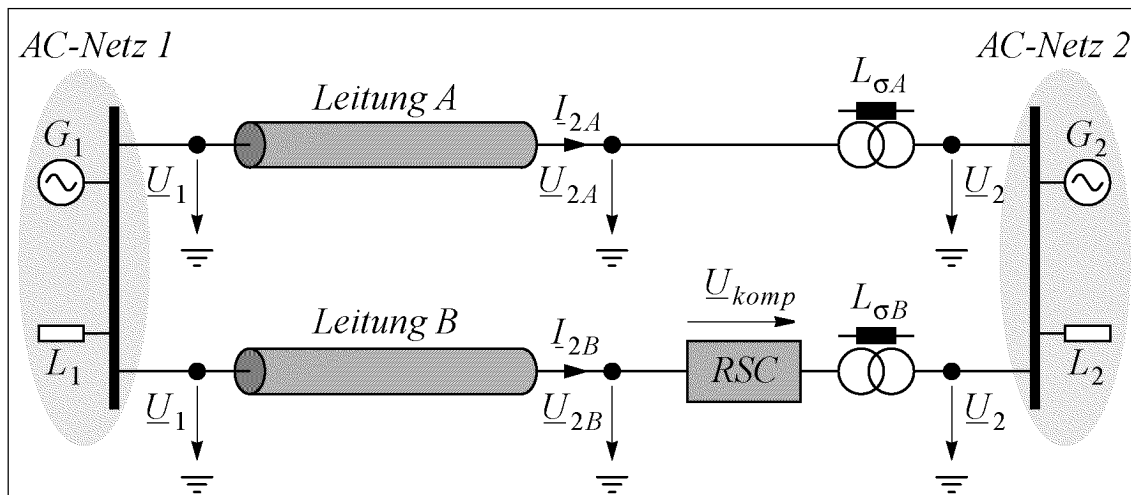
gen des Regelbereiches bei Leistungsflussregelung mit reaktiven Seriemarkompensatoren der Einfachheit halber sowohl die Übertragungsleitung als auch die Kompensatoren selbst als verlustlos angenommen worden sind. Im Kapitel 5 bei der Untersuchung der Regelung des TL-RSC werden auch die ohmschen Verluste mitberücksichtigt.

2.1 Einführung in die Leistungsflussregelung in verteilten Netzen

Ein elektrisches Netz besteht aus Erzeugern (Generatoren) und Verbrauchern (Lasten). In einem Verbundnetz sind mehrere benachbarte Netze, jedes bestehend aus mehreren Erzeugern und Verbrauchern, über elektrische Leitungen miteinander verbunden. Diese Leitungen erlauben einen Energieaustausch zwischen den einzelnen Netzen. Ein Netz mit Energiemangel kann über eine Leitung mit überschüssiger Energie eines anderen Netzes beliefert werden. Wie dieser Energieaustausch zustande kommt und wie er mit reaktiven Seriemarkompensatoren beeinflusst werden kann soll nun an einem Beispiel gezeigt werden.

a) Referenzsystem zur Veranschaulichung der Leistungsflussregelung

Das Referenzsystem das dazu verwendet wird ist in Figur 2.1 dargestellt. Es besteht aus zwei Wechselspannungsnetzen, AC-Netz 1 und 2.



Figur 2.1: Referenzsystem zur Beschreibung der Leistungsflussregelung zwischen zwei verteilten Netzen.

Jedes dieser Netze besteht aus verteilten Generatoren (G) und Lasten (L). Die zwei Netze sind über zwei Übertragungsleitungen A und B miteinander

verbunden. Leitung B ist mit einem reaktiven Seri kompensator ausgestattet. Diese Konfiguration erlaubt bidirektionalen Energietransfer. Das Netz 2 wird hier jedoch als das Netz betrachtet, welches die Energie normalerweise empfängt. Wir richten deswegen das Hauptaugenmerk auf dieses Empfangsende 2 der Leitung. Es wird darüber hinaus angenommen, dass beide Leitungen über Transformatoren an die Wechselfeldspannungsnetze angeschlossen sind, um die hohe Übertragungsspannung auf ein angemessenes Niveau herunterzutransformieren. Diese Transformatoren sind in Figur 2.1 durch ihre Streuinduktivität L_{σ} vertreten. Der Einfachheit halber sind die Transformatoren auf der Sendeseite 1 vernachlässigt.

Der angenommene Energiemangel im AC-Netz 2 muss durch einen entsprechenden Energieüberschuss im AC-Netz 1 gedeckt werden. Die totale Leistung $P = P_A + P_B$ welche durch die beiden Leitungen A und B fließt deckt gerade die Differenz zwischen verbrauchter und erzeugter Leistung $P_{L_2} - P_{G_2}$ im AC-Netz 2 bzw. die negative Differenz zwischen verbrauchter und erzeugter Leistung $-(P_{L_1} - P_{G_1})$ im AC-Netz 1.

$$P = P_A + P_B = P_{L_2} - P_{G_2} = -(P_{L_1} - P_{G_1}) \quad (2.1)$$

Das Ziel der Leistungsflussregelung besteht darin, die Leistungsaufteilung P_A und P_B der total übertragenen Wirkleistung P auf die zwei Leitungen A und B zu regeln.

b) Leistungsflussregelung im Referenzsystem mit vereinfachten Leitungsmodellen

Für die folgende Einführung in die Funktionsweise der Leistungsflussregelung werden die Übertragungsleitungen in Figur 2.1 mitsamt den Transformator-Streuinduktivitäten als eine Induktivität L vereinfacht. Es wird darüber hinaus angenommen, dass die beiden Netzspannungszeiger \underline{U}_1 und \underline{U}_2 an den Enden 1 und 2 der Leitungen im Betrag gleich gross sind und auf ihre Nennwerte gehalten werden ($U_1=U_2=1pu$). Dies ist der Idealfall der nur durch zusätzliche Blindleistungskompensatoren in den beiden Netzen aufrecht erhalten werden kann. Auf welche Weise dies geschieht wird in Kapitel 2.2.2 erläutert.

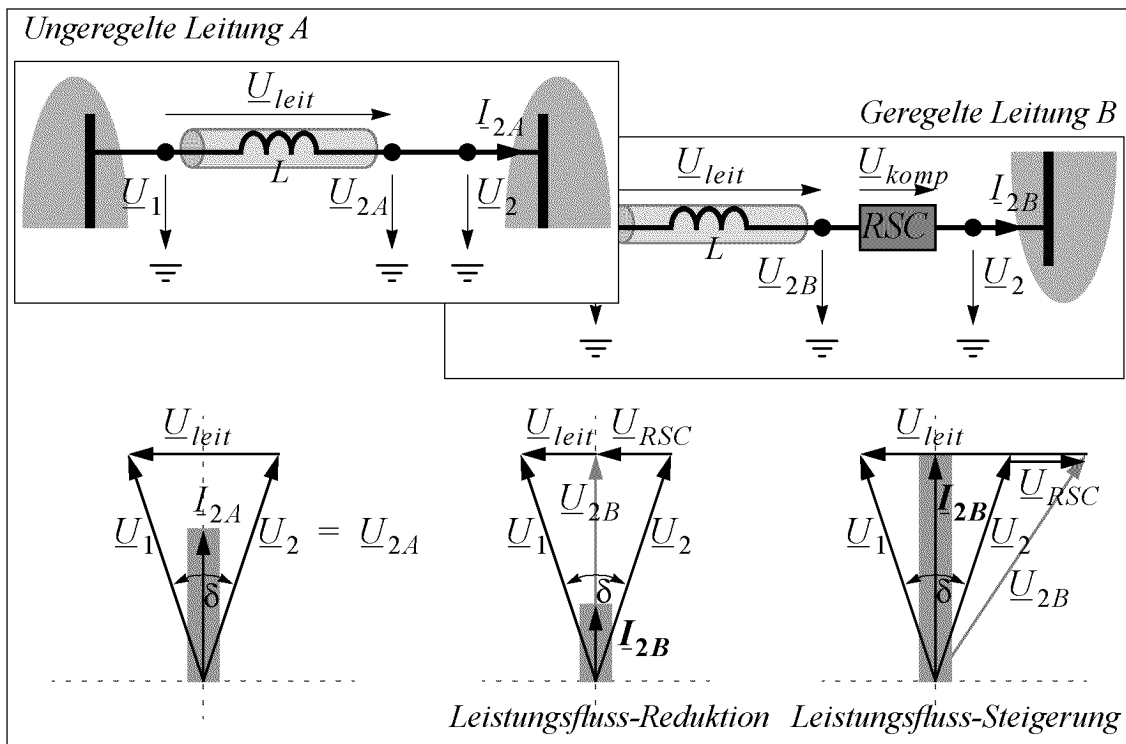
Damit ein sinnvoller Energieaustausch zwischen den beiden Netzen überhaupt möglich ist müssen die beiden Netzspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 die gleiche Netzfrequenz ω_1 aufweisen. Die Netzspannungszeiger \underline{U}_1 und \underline{U}_2 können jedoch einen Phasenunterschied $\delta = \varphi_{u1} - \varphi_{u2}$ zueinander aufweisen. Dieser Phasenunterschied kommt durch den Energiemangel bzw. -überschuss in eines der beiden Netze gegenüber dem anderen Netz zustande. Die Gene-

ratoren im entsprechenden Netz werden durch die Überlast kurzzeitig etwas gebremst oder durch die Unterlast beschleunigt. Dieser Phasenunterschied zwischen den beiden Netzspannungen bewirkt einen ausgleichenden Wirkleistungsfluss P über die Übertragungsleitungen. Der Wirkleistungsfluss P_A durch die unregelte Leitung A kann mathematisch mit folgender Gleichung ausgedrückt werden:

$$P_A = \frac{U_1 U_2}{\omega_1 L} \cdot \sin(\delta) \quad (2.2)$$

wobei: $\underline{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_{u1}}$; $\underline{U}_2 = U_2 e^{j\varphi_{u2}}$; $\delta = \varphi_{u1} - \varphi_{u2}$

Wird angenommen, dass die beiden Netzspannungen die gleichen Amplituden haben $U_1=U_2=1pu$, so ist der Leistungsfluss bei einer gegebenen L-Leitung ($\omega_1 L$) abhängig vom Zwischenwinkel δ zwischen den Endspannungszeigern \underline{U}_1 und \underline{U}_2 an den Enden der Leitung. Das ist im Zeigerdiagramm in Figur 2.2 unten links für die unregelte Leitung A dargestellt. Die Zeigerdiagramme in Figur 2.2 unten rechts zeigen demgegenüber, wie der Leistungsfluss P durch die mit einem reaktiven Seri kompensator ausgestattete Leitung B bei gegebenem Winkel δ beeinflusst werden kann.



Figur 2.2: Leistungsfluss-Regelung mit einem reaktiven Seri kompensator (RSC Reactive Series Compensator) im vereinfachten Referenzsystem.

- Bei der unregulierten Leitung A bestimmt der Winkel δ zwischen den Endspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 die Grösse der Spannung \underline{U}_{leit} entlang der Leitung. Diese Spannung erzeugt über der Leitungsimpedanz $\omega_1 L$ den Leitungsstrom \underline{I}_{2A} und bestimmt damit den Leistungsfluss durch die Leitung.
- Wird bei der geregelten Leitung B eine Spannung \underline{U}_{komp} 90° voreilend zum Leitungsstrom \underline{I}_{2B} eingespeist, so wird die Spannung \underline{U}_{leit} entlang der Leitung verkürzt. Damit wird auch der Leistungsfluss P_B durch die geregelte Leitung B reduziert. Der reaktive Seri kompensator bezieht in diesem Fall induktive Blindleistung.
- Wird bei der geregelten Leitung B eine Spannung \underline{U}_{komp} 90° nacheilend zum Leitungsstrom \underline{I}_{2B} eingespeist, so wird die Spannung \underline{U}_{leit} entlang der Leitung verlängert. Damit wird auch der Leistungsfluss P_B durch die geregelte Leitung B gesteigert. Der reaktive Seri kompensator bezieht in diesem Fall kapazitive Blindleistung.

Da die Leitungen hier als rein induktiv angenommen worden sind, was in einer ersten Näherung zulässig ist, liegt der Zeiger des Leitungsstromes \underline{I}_{2A} bzw. \underline{I}_{2B} 90° nacheilend zum Zeiger \underline{U}_{leit} der Spannung entlang der Leitung. Daher ist es möglich, mit einer rein reaktiven Spannung \underline{U}_{komp} 90° vor- oder nacheilend zum Leitungsstrom \underline{I}_{2B} in der Leitung B die Spannung \underline{U}_{leit} entlang der Leitung und somit den Leitungsstrom \underline{I}_{2B} zu regeln.

Gemäss (2.2) ist bei der unregulierten Leitung A und bei der Annahme von gleichen Amplituden der Netzanschlussspannungen $U_1=U_2=1pu$ der Leistungsfluss P_A durch die Leitung abhängig vom Sinus des Winkels δ zwischen den Endspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 . Bei $\delta=0^\circ$ liegen die beiden Zeiger aufeinander. Es fliesst keine Wirkleistung über die Leitung ($P_A=0$). Bei $\delta=90^\circ$ ist der Leistungsfluss maximal und bei $\delta=180^\circ$ kehrt der Leistungsfluss seine Richtung gar um. Eine übergeordnete, auf die Erzeuger einwirkende Netzregelung (Sekundärregelung) muss daher dafür sorgen, dass die Spannungszeiger \underline{U}_1 und \underline{U}_2 nicht zuweit auseinander laufen, damit der Synchronismus der beiden Netze gewahrt bleibt und der Leistungsaustausch weiterhin möglich ist. Diese Frequenzregelung ist heutzutage in Verbundnetzen gewährleistet und wird daher auch in dieser Dissertation als gegeben angenommen.

Im gesamten Referenzsystem wird sich der Zwischenwinkel δ wieder an die neuen Verhältnisse anpassen, so dass der erforderliche Leistungstransfer von Netz 1 zu Netz 2 zustande kommt. Allerdings teilt sich durch die Seri kompensation in der Leitung B die totale Leistung neu auf die beiden Leitungen A und B auf. Genau das ist wie oben erwähnt die Aufgabe der Leistungsflussregelung.

2.2 Beschreibung von Drehstromleitungen anhand von Zeigergleichungen und Zeigerdiagrammen

Wir kennen nun die Aufgabe und die Funktionsweise eines Leistungsflussreglers. Die Leitungen sind jedoch nur in einer ersten Näherung mit einer Induktivität modelliert worden. In diesem Kapitel soll die Übertragungsleitung genauer mit Hilfe der Vierpol Zeigergleichungen beschrieben sowie ihr Verhalten mit Spannungs- und Stromzeigerdiagrammen erläutert werden. Die stationären Leitungsgleichungen sind in der Literatur beschrieben [31]-[33]. Im Anhang A sind die Vierpol Zeigergleichungen der verlustbehafteten und der verlustlosen Leitung explizit hergeleitet. Hier werden sie so aufbereitet, dass das Verhalten der verlustlosen Leitung ohne und mit reaktiver Seriiekompensation einfach erklärt werden kann.

2.2.1 Aufbereitung der Vierpol-Zeigergleichungen und Veranschaulichung mit Zeigerdiagrammen

Drehstromleitungen erzeugen aufgrund ihrer Stromführung magnetische Felder und Stromwärmeverluste, aufgrund ihrer Spannungsführung elektrische Felder und Spannungsableitverluste. Diese physikalischen Eigenschaften schlagen sich im Leitungsersatzschaltbild (Tafel 2.1) nieder als:

Längsinduktivitätsbelag L' [mH/km] und Widerstandsbelag R' [mΩ/km]
Querkapazitätsbelag C' [mF/km] und Leitwert G' [mS/km]

Diese Beläge fasst man zu Leitungskenngrößen zusammen, dem **Wellenwiderstand** Z_0 und dem **Leitungsbelag** γ . Letzterer lässt sich in **Dämpfungsbelag** α und **Winkelbelag** β aufgliedern. Die Leitungsgleichungen bauen sich auf diesen Kennwerten auf. Um das im Zusammenhang mit der Leistungsflussregelung Wesentliche einfacher darstellen zu können werden die Verluste der Leitung vernachlässigt: $R'=0$ und $G'=0$. In Hochspannungsleitungen ist das Verhältnis von Gesamtimpedanz X zu ohmschem Anteil R ungefähr $X:R=10:1$. G' ist ohnehin vernachlässigbar klein. Aus diesen Gründen ist die gemachte Vereinfachung in einer Näherung zulässig.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R' + j\omega L')}{(G' + j\omega C')}} \quad \xrightarrow{R'=0; G'=0} \quad Z_0 = Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad \xrightarrow{R'=0; G'=0} \quad \underline{\gamma} = j\beta = j\omega\sqrt{L'C'} \\ &= \alpha + j\beta \quad \alpha = 0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

In Tafel 2.1 sind die Vierpol-Zeigergleichungen der verlustlosen Leitung ge-

geben.

- Die Gleichungen (2.11) bzw. (2.12) auf der linken Seite sind zu verwenden, wenn das Leitungsende 1 (Eingangsgrößen \underline{U}_1, I_1) bekannt ist und das Leitungsende 2 (Ausgangsgrößen \underline{U}_2, I_2) gesucht wird.
- Die Gleichungen (2.13) bzw. (2.14) auf der rechten Seite sind dementsprechend zu verwenden, wenn vom Leitungsende 2 aus das Verhalten des Leitungsendes 1 gesucht wird.

Diese Gleichungen können auf einfache und zugleich zweckmässige Weise mit Zeigerdiagrammen veranschaulicht werden. Die Zeigerdiagramme auf Tafel 2.2 oben illustrieren als Beispiel die entsprechenden Vierpol-Zeigergleichungen in Tafel 2.1 für eine verlustlose 500km 400kV Leitung.

Im Diagramm rechts ist \underline{U}_2 als gegeben angenommen und die reelle Achse auf \underline{U}_2 gelegt.

Wenn sich nun der jeweiligen Belastung entsprechend

- $I_2 Z_0$ in seinem $I_2 Z_0$ -Polarkoordinaten-Netz bewegt, kann man direkt ablesen, wie sich daraufhin
 - \underline{U}_1 in seinem \underline{U}_1 -Polarkoordinaten-Netz (das eine lineare, um 90° gedrehte Abbildung des $I_2 Z_0$ -Netzes ist) und
 - $I_1 Z_0$ in seinem $I_1 Z_0$ -Polarkoordinaten-Netz (das eine weitere lineare Abbildung des $I_2 Z_0$ -Netzes ist)

bewegen müssen.

Im Diagramm links ist entsprechend \underline{U}_1 als gegeben angenommen und die reelle Achse auf \underline{U}_1 gelegt.

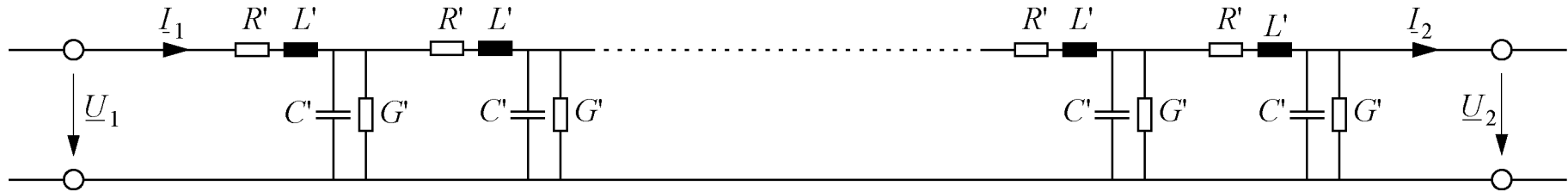
Wenn sich nun der jeweiligen Belastung entsprechend

- $I_1 Z_0$ in seinem $I_1 Z_0$ -Polarkoordinaten-Netz bewegt, kann man direkt ablesen, wie sich daraufhin
 - \underline{U}_2 in seinem \underline{U}_2 -Polarkoordinaten-Netz (das eine lineare, um 90° gedrehte Abbildung des $I_1 Z_0$ -Netzes ist) und
 - $I_2 Z_0$ in seinem $I_2 Z_0$ -Polarkoordinaten-Netz (das eine weitere lineare Abbildung des $I_1 Z_0$ -Netzes ist)

bewegen müssen.

Die Zeigerdiagramme auf Tafel 2.2 unten illustrieren zum Vergleich die Vierpol-Zeigergleichungen in Tafel 2.1 rechts für vier verschiedene Leitungslängen $l = 250\text{km}$, $l = 500\text{km}$, $l = 750\text{km}$ und $l = 1000\text{km}$, alle für den Fall, dass die Netzspannung \underline{U}_2 als gegeben angenommen wird. Auf diese Zeigerdiagramme wird im nächsten Kapitel näher eingegangen.

Tafel 2.1: Stationäre Vierpol-Zeigergleichungen der verlustlosen Leitung



$\underline{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_{u1}} \quad (2.5)$	$\underline{I}_1 = I_1 e^{j\varphi_{i1}} \quad (2.6)$	$\underline{U}_2 = U_2 e^{j\varphi_{u2}} \quad (2.7)$	$\underline{I}_2 = I_2 e^{j\varphi_{i2}} \quad (2.8)$
---	---	---	---

Wellenwiderstand: $Z_0 = \sqrt{\frac{(R' + j\omega L')}{(G' + j\omega C')}} \xrightarrow{R'=0; G'=0} Z_0 = Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.9)$

Leitungsbelag: $\underline{\gamma} = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \xrightarrow{R'=0; G'=0} \underline{\gamma} = j\beta = j\omega\sqrt{L'C'} \quad (2.10)$
 $\alpha = 0$

Die Vierpol-Zeigergleichungen der verlustlosen Leitung an den zwei Leitungsenden:

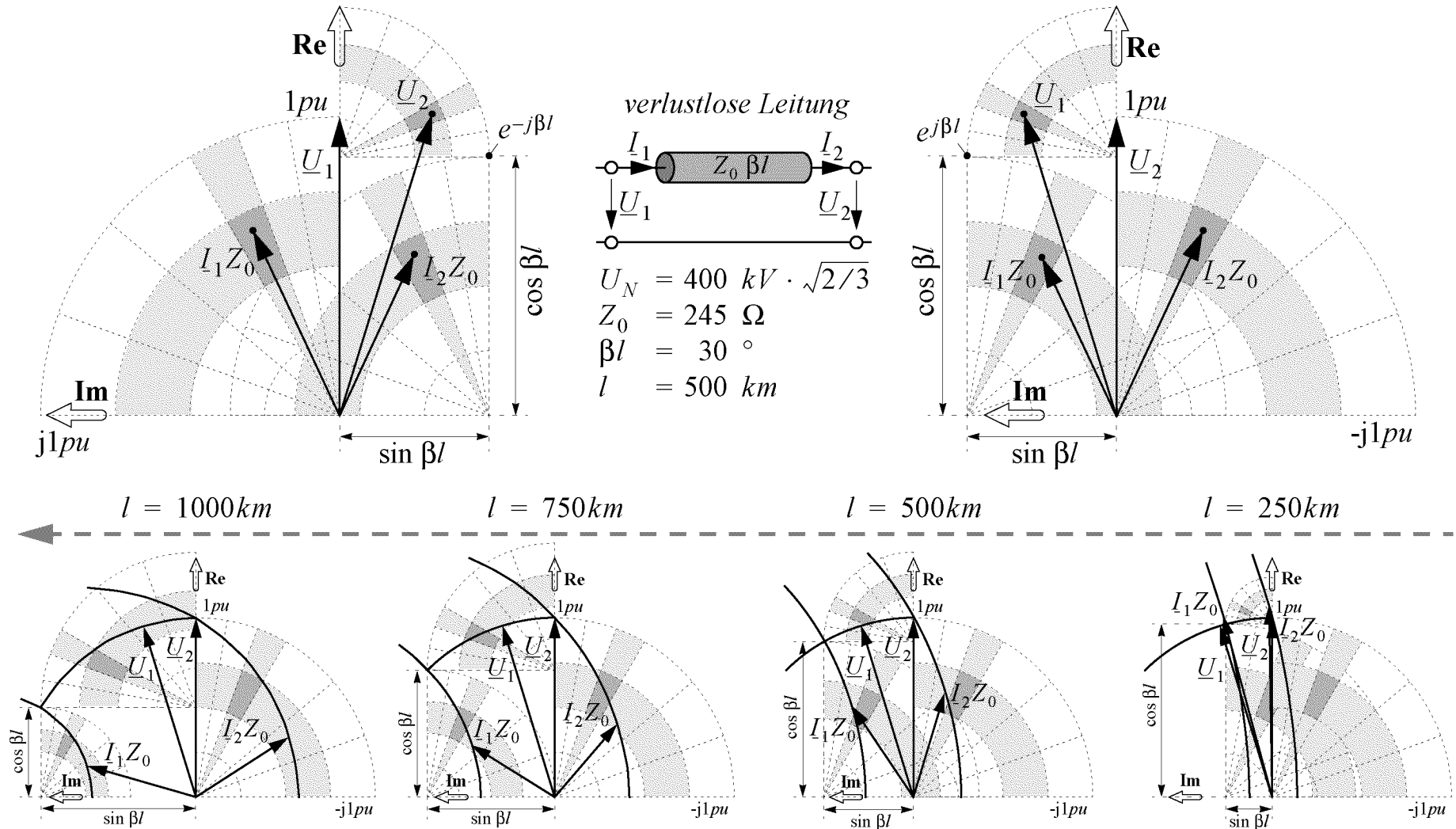
$\underline{U}_1 \cos \beta l - jI_1 Z_0 \sin \beta l = \underline{U}_2 \quad (2.11)$	$\underline{U}_1 = \underline{U}_2 \cos \beta l + jI_2 Z_0 \sin \beta l \quad (2.13)$
$I_1 Z_0 \cos \beta l - j\underline{U}_1 \sin \beta l = I_2 Z_0 \quad (2.12)$	$I_1 Z_0 = I_2 Z_0 \cos \beta l + j\underline{U}_2 \sin \beta l \quad (2.14)$

Die Leistungen an den Leitungsenden (mit (2.5)-(2.8) sowie (2.11) und (2.12)):

$$\underline{S}_1 = P_1 + jQ_1 = \underline{U}_1' \cdot \underline{I}_1 = \frac{U_1 U_2 \sin(\varphi_{u1} - \varphi_{u2})}{Z_0 \sin \beta l} + j \frac{U_1 U_2 \cos(\varphi_{u1} - \varphi_{u2}) - U_1^2 \cos \beta l}{Z_0 \sin \beta l} \quad (2.15)$$

$$\frac{U_1 U_2 \sin(\varphi_{u1} - \varphi_{u2})}{Z_0 \sin \beta l} - j \frac{U_1 U_2 \cos(\varphi_{u1} - \varphi_{u2}) - U_2^2 \cos \beta l}{Z_0 \sin \beta l} = \underline{U}_2' \cdot \underline{I}_2 = P_2 + jQ_2 = \underline{S}_2 \quad (2.16)$$

Tafel 2.2: Darstellung der stationären Zeigergleichungen der Leitung mit Zeigerdiagrammen und Veranschaulichung des Verhaltens der Leitung mit Hilfe der linearen konformen Abbildungen



Die Leistungen in der verlustlosen Leitung

In Tafel 2.1 unten sind die Gleichungen der komplexen Scheinleistung \underline{S} sowie deren Komponenten Wirk- P und Blindleistung Q für beide Leitungsenden 1 und 2 für der verlustlose Leitung gegeben.

- Die übertragene Wirkleistung ist bei der verlustlosen Leitung
 - am Ausgang (P_2) gleich wie am Eingang (P_1), was bei der verlustlosen Leitung zu erwarten war, und
 - proportional den Amplituden U_1 und U_2 sowie dem Sinus des Zwischenwinkels $\delta = \varphi_{u1} - \varphi_{u2}$ der Spannungszeiger am Eingang (\underline{U}_1) und Ausgang (\underline{U}_2).
- Die "übertragene" Blindleistung ist bei der verlustlosen Leitung
 - am Ausgang (Q_2) verschieden von der Blindleistung am Eingang (Q_1), denn die verlustlose Leitung ist ein L-C-Gebilde.

Im folgenden ist bei 'Leistungsfluss' immer der Wirkleistungsfluss $P=P_1=P_2$ durch die Leitung gemeint. Darüber hinaus werden die folgenden Zeigerbetrachtungen und Berechnungen auf das Leitungsende 2 beschränkt. Die reelle Achse wird in Richtung des Spannungszeigers $\underline{U}_2=U_2$ festgelegt. Damit wird $\varphi_{u2} = 0$ und $\delta = \varphi_{u1} - \varphi_{u2} = \varphi_{u1}$.

$$\underline{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_{u1}} \quad (2.5)$$

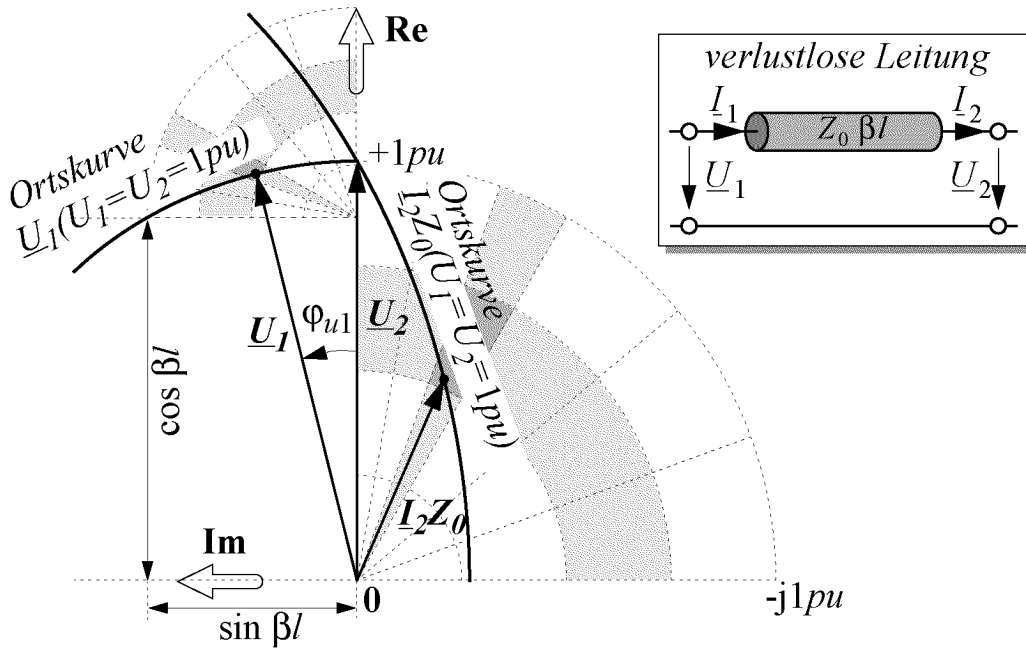
$$\underline{U}_2 = U_2 e^{j\varphi_{u2}} = U_2 = 1pu \quad (2.17)$$

2.2.2 Stromübertragung in verteilten Netzen

Im Zeigerdiagramm in Tafel 2.2 oben, in welchem die Vierpol-Zeigergleichungen für eine 500km-Leitung veranschaulicht sind und in dem die Spannung \underline{U}_2 als gegeben angenommen ist, erkennt man eine unangenehme Leitungseigenschaft: Die Spannungsamplituden U_1 und U_2 an beiden Leitungsenden sind ungleich. Ihr Unterschied variiert in Abhängigkeit von der Übertragungsleistung und der am Leitungsende abgenommenen Blindleistung. Mit zunehmender Leitungslänge l werden die Spannungsunterschiede an den Leitungsenden immer extremer. Dies ist an den vier Zeigerdiagrammen in Tafel 2.2 unten erkennbar. Das \underline{U}_1 -Polarkoordinatennetz vergrößert sich mit zunehmender Leitungslänge l . Dadurch ergibt sich immer mehr Spielraum für Amplitudenunterschiede $U_1 \neq U_2$.

Nun sind aber sowohl das Netz, welches die Leistung in die Leitung einspeist, als auch das Netz, welches sie empfängt, für eine bestimmte Nennspannung dimensioniert. Man wird darum darauf achten müssen, dass die Spannungsamplituden U_1 und U_2 an den Leitungsenden auf ihren Nennwerten gehalten werden. Das Zeigerdiagramm in Figur 2.3 zeigt am Bei-

spiel der 500km-Leitung, die Zeigerdiagramme in Tafel 2.2 unten für vier verschiedene Leitungslängen (250km, 500km, 750km, 1000km), nach welcher Charakteristik der Leitungsstrom I_2 am Leitungsende 2 gegenüber seiner Spannung \underline{U}_2 geführt werden muss, damit die Spannungsamplitude U_1 auf ihren Nennwert bleibt ($U_N=1pu$).



Figur 2.3: Zeigerdiagramm der normierten Leitungsendgrößen \underline{U}_1 , \underline{U}_2 und $\underline{I}_2 Z_0$ des Leitungsendes 2. Ortskurven der Zeiger in Abhängigkeit von φ_{u1} für $U_1=U_2=1pu$.

Die Amplituden U_1 und U_2 der Spannungszeiger \underline{U}_1 und \underline{U}_2 an den Leitungsenden können nur dann auf ihre Nennwerte U_N von $1pu$ gehalten werden, wenn der Stromzeiger \underline{I}_2 am Leitungsende 2 der eingezeichneten Ortskurve $\underline{I}_2 Z_0(U_1=U_2=1pu)$ folgt. Diese Ortskurve ist eine lineare konforme Abbildung des Einheitskreises $\underline{U}_1(U_1=U_2=1pu)$ vom \underline{U}_1 -Polarkoordinaten-Netz in das $\underline{I}_2 Z_0$ -Polarkoordinaten-Netz, wie im Kapitel 2.2.1 beschrieben. Mit anderen Worten heisst das: Um die Spannungen an den Enden der Leitung auf ihre Nennwerte von $U_1=U_2=1pu$ zu halten, muss durch die Generatoren oder durch Blindstromkompensatoren am Leitungsende 2 soviel Blindstrom eingespeist werden, dass der aus der Leitung bezogene Strom $\underline{I}_2 Z_0$ der eingezeichneten Charakteristik $\underline{I}_2 Z_0(U_1=U_2=1pu)$ folgt.

2.3 Beschreibung der Leistungsflussregelung in Drehstromnetzen mit Hilfe der stationären Vierpol-Zeigergleichungen der Leitung

Im Kapitel 2.1 ist die Leistungsflussregelung im eingeführten Referenzsystem mit vereinfachten rein induktiven Leitungen veranschaulicht worden. In diesem Kapitel soll gezeigt werden, wie der Leistungsfluss im gleichen Referenzsystem, jetzt allerdings mit den im Kapitel 2.2 aufbereiteten stationären Vierpol-Zeigergleichungen für die verlustlosen Übertragungsleitungen geregelt werden kann. Die Übertragungs-Charakteristik des Leitungsstromes und die Durchflussleistung durch die Leitungen wird berechnet und dargestellt für:

- die unregelte Leitung A (inkl. Transformator-Streuinduktivität $L_{\sigma A}$ des Anschluss-Transformators am Leitungsende 2),
- die mit der Methode der direkten Reaktanz-Kompensation geregelte Leitung B (inkl. $L_{\sigma B}$),
- die mit der Methode der Spannungseinspeisung geregelte Leitung B (inkl. $L_{\sigma B}$),
- die mit einem hybriden Aufbau, bestehend aus einer Kombination der direkten Reaktanz-Kompensation mit der Spannungseinspeisung, geregelte Leitung B (inkl. $L_{\sigma B}$).

2.3.1 Verhalten der unregelten Leitung A

Die Leitungsgleichung der unregelten Leitung A im Referenzsystem in Figur 2.1 kann aus (2.13) für die Leitung und (2.18) für die Spannung am Empfangsende 2 der Leitung (nach der Streuinduktivität $L_{\sigma A}$ des Transformators) ermittelt werden:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{2A} \cos \beta l_A + j I_{2A} Z_0 \sin \beta l_A \quad (2.13)$$

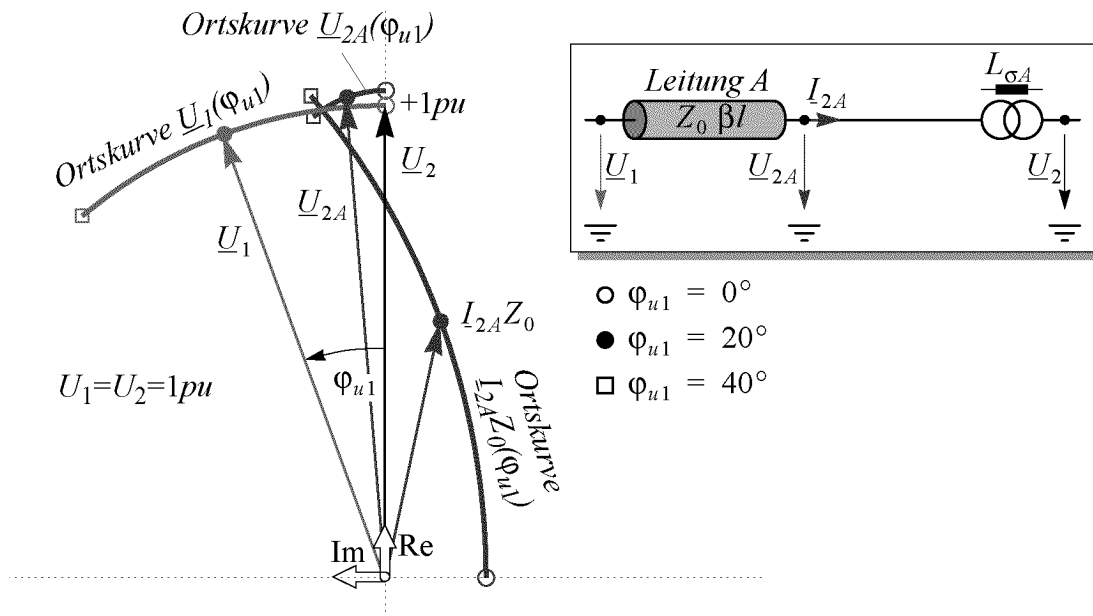
$$\underline{U}_{2A} = j \omega L_{\sigma A} I_{2A} + \underline{U}_2 \quad (2.18)$$

Einsetzen der in (2.5) und (2.8) eingeführten Zeigerdefinitionen $\underline{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_{u1}}$ und $I_{2A} = I_{2A} e^{j\varphi_{i2A}}$ sowie von (2.18) in (2.13) führt nach kurzer, rein algebraischer Berechnung zur Leitungsgleichung (2.19) der unregelten Leitung A mit Streuinduktivität $L_{\sigma A}$ des Transformators.

$$U_1 e^{j\varphi_{u1}} = U_2 \cos \beta l_A + j e^{j\varphi_{i2A}} I_{2A} X_{L_A} \quad (2.19)$$

$$\text{wobei: } \underline{U}_2 = U_2; X_{L_A} = Z_0 \sin \beta l_A + \omega L_{\sigma A} \cos \beta l_A \quad (2.20)$$

Figur 2.4 zeigt das Verhalten der unregulierten Leitung A. Gegenüber dem Zeigerdiagramm in Figur 2.3 ist hier die Transformator-Streuinduktivität $L_{\sigma A}$ in den Zeigergrößen enthalten. Dargestellt sind die Zeiger der Leitungsendspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 , die Spannung \underline{U}_{2A} vor der Transformator-Streuinduktivität sowie der Leitungsstrom I_{2A} am Leitungsende 2, skaliert mit der Leitungsimpedanz Z_0 , bei einem Winkel $\varphi_{u1}=20^\circ$ zwischen den Leitungsendspannungszeiger $\underline{U}_1=U_1 e^{j\varphi_{u1}}$ und $\underline{U}_2=U_2$. Darüber hinaus sind die Ortskurven der Zeiger $\underline{U}_1(\varphi_{u1})$, $I_{2A}Z_0(\varphi_{u1})$ und $\underline{U}_{2A}(\varphi_{u1})$ für die Bedingung $U_1=U_2=1pu$ in Abhängigkeit des Winkels φ_{u1} im Bereich $0^\circ < \varphi_{u1} < 40^\circ$ eingezeichnet.



Figur 2.4: Zeigerdiagramm der unregulierten Leitung A bei einem Winkel $\varphi_{u1}=20^\circ$ zwischen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 . Ortskurven der Zeiger in Abhängigkeit von φ_{u1} für $U_1=U_2=1pu$.

Aus dem Diagramm ist wiederum ersichtlich, dass mit steigendem Zwischenwinkel φ_{u1} der Realanteil des Stromes $Re(I_{2A})$ am Leitungsende 2, und damit auch die übertragene Wirkleistung von $P_A=1/2 \cdot U_2 \cdot Re(I_{2A})$ pro Phase zunimmt.

Durch den Transformator ist die Ortskurve $I_{2A}Z_0(\varphi_{u1})$ gegenüber Figur 2.3 nach unten verschoben und führt nicht mehr durch den 1pu-Punkt des Zeigers \underline{U}_2 . Da zur Normierung (vgl. Anhang D) die gleichen Nenngrößen U_N und I_N verwendet wurden wie bei der Leitung ohne Transformator, führt der Leitungsstrom I_{2A} nun den Nennstrom $I_{2A} = I_N$ bei $\varphi_{u1} = 36^\circ$ statt bei $\varphi_{u1} = 30^\circ$. In diesem Arbeitspunkt schneidet die Ortskurve $I_{2A}Z_0(\varphi_{u1})$ die Ortskurve $\underline{U}_{2A}(\varphi_{u1})$. Dort ist der Stromzeiger I_{2A} in Phase zum Spannungszeiger \underline{U}_{2A} , wegen der Transformator-Streuinduktivität

$L_{\sigma A}$ jedoch nicht mehr zum Ausgangs-Spannungszeiger \underline{U}_2 . Die Streuinduktivität $L_{\sigma A}$ des Transformators bewirkt also, dass die Leitung elektrisch verlängert wird (Vergleiche Diagramme auf Tafel 2.2 unten).

Berechnung und Darstellung des nicht geregelten Leistungsflusses

Der Stromzeiger I_{2A} lässt sich aus (2.19) ermitteln:

$$I_{2A} = (-jU_1 e^{j\varphi_{u1}} + jU_2 \cos\beta l_A) / X_{L_A} \quad (2.21)$$

Die entsprechende Scheinleistung am Leitungsende 2 berechnet sich zu:

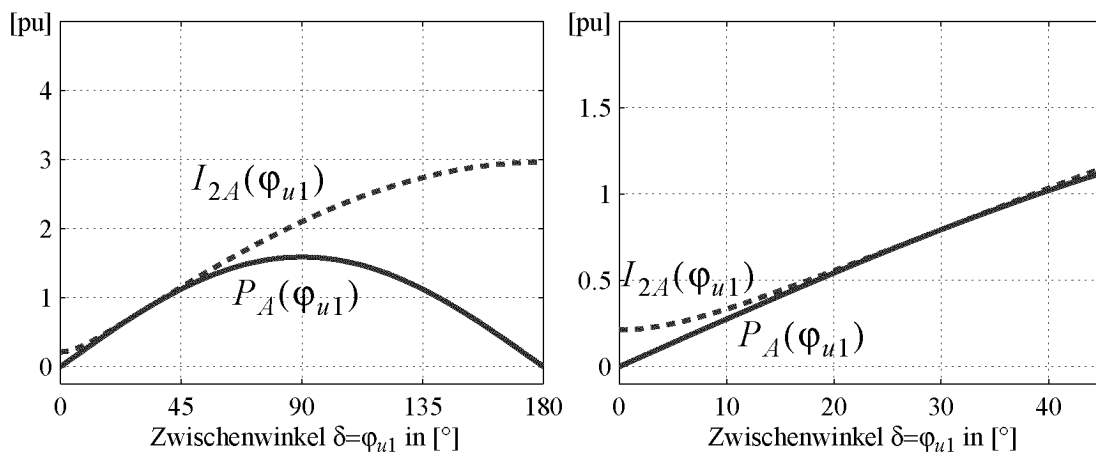
$$\begin{aligned} \underline{S}_{2A} &= P_{2A} + jQ_{2A} = \underline{U}_2' \cdot I_{2A} = \\ &= \frac{U_1 U_2 \sin(\varphi_{u1})}{X_{L_A}} - j \frac{U_1 U_2 \cos(\varphi_{u1}) - U_2^2 \cos\beta l_A}{X_{L_A}} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Die übertragene Wirkleistung ist überall auf der verlustlosen Leitung gleich gross. Sie beträgt:

$$P_A = P_{1A} = P_{2A} = \frac{U_1 \cdot U_2}{X_{L_A}} \sin(\varphi_{u1}) \quad (2.23)$$

$$\text{wobei: } X_{L_A} = Z_0 \sin\beta l_A + \omega L_{\sigma A} \cos\beta l_A \quad (2.20)$$

Die Wirkleistung $P_A(\varphi_{u1})$ von Gleichung (2.23) sowie die genormte Stromamplitude $I_{2A} Z_0(\varphi_{u1})$ von Gleichung (2.21) sind in Figur 2.5 grafisch dargestellt, links für den ganzen Bereich mit positivem Leistungsfluss von $0^\circ < \varphi_{u1} < 180^\circ$, rechts für den nominalen Arbeitsbereich der Leitung von $0^\circ < \varphi_{u1} < 45^\circ$ für $U_1 = U_2 = 1 \text{ pu}$.



Figur 2.5: Leitungsstromamplitude I_{2A} und Wirkleistungsfluss P_A in Abhängigkeit des Zwischenwinkels φ_{u1} bei der unregulierten Leitung A

Der Wirkleistungsfluss $P_A(\varphi_{u1})$ steigt bei $\varphi_{u1} < 90^\circ$ mit steigendem Winkel φ_{u1} an. Wird φ_{u1} jedoch grösser als 90° , kippt die Leitung und der Wirkleistungsfluss $P_A(\varphi_{u1})$ nimmt mit zunehmendem Winkel φ_{u1} wieder ab. Bei $\varphi_{u1} = 180^\circ$ kehrt der Wirkleistungsfluss seine Richtung um. Bei $\varphi_{u1} = 90^\circ$ besteht also eine maximale Grenze für den Wirkleistungsfluss. Diese Grenze darf nie überschritten werden, will man nicht dass die Leitung kippt und dadurch nicht mehr regelbar wird. Eine übergeordnete Netzregelung (Sekundärregelung), die auf die Generatoren in den Netzen 1 und 2 (G_1 und G_2) einwirkt, muss daher dafür sorgen, dass die Leitung nie in die Nähe der Kippgrenze von $\varphi_{u1} = 90^\circ$ kommt. In dieser Dissertation wird angenommen, dass dies gewährleistet ist und dass die Leitung nur im nominalen Arbeitsbereich von $0^\circ < \varphi_{u1} < 45^\circ$ betrieben wird.

In diesem nominalen Arbeitsbereich (Figur 2.5 rechts) steigt der Wirkleistungsfluss $P_A(\varphi_{u1})$ durch die Leitung fast linear mit dem Winkel φ_{u1} an.

Der Verlauf der Stromamplitude $I_{2A}(\varphi_{u1})$ (gestrichelt) ist in weiten Teilen des nominalen Arbeitsbereiches ($\varphi_{u1} < 45^\circ$) gleich wie der Verlauf des Wirkleistungsfluss $P_A(\varphi_{u1})$.

Wie nachfolgend gezeigt wird kann nämlich mit rein reaktiven Seriekomponenten nicht wie gewünscht der Wirkleistungsfluss $P_B(\varphi_{u1})$, sondern ‘nur’ die Stromamplitude $I_{2B}(\varphi_{u1})$ beeinflusst werden. Bei kleinem Winkel φ_{u1} ($\varphi_{u1} \rightarrow 0^\circ$) stimmt der Verlauf dieser beiden Grössen (Wirkleistung und Stromamplitude) nicht mehr überein. Bei $\varphi_{u1} = 0^\circ$ ist der Wirkleistungsfluss gleich Null $P_A(\varphi_{u1} = 0^\circ) = 0$, nicht aber die Stromamplitude $I_{2A}(\varphi_{u1})$. Es fliesst ein reiner Blindstrom.

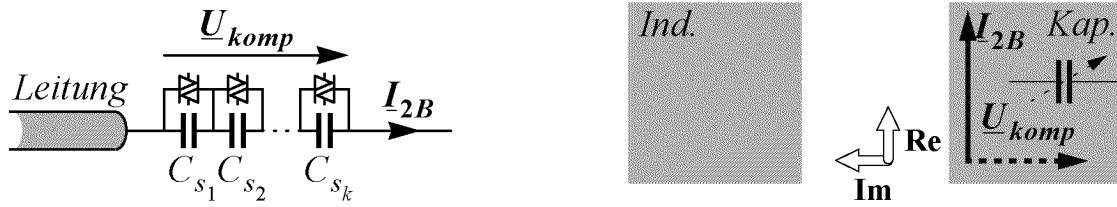
2.3.2 Verhalten der durch direkter Reaktanz-Kompensation geregelten Leitung B

Die einfachste Weise Blindleistung in Serie zur Leitung einzuspeisen ist das direkte Hinzuschalten von Reaktanzen in die Leitung. Der in Figur 2.6 dargestellte TSSC (Thyristor Switched Series Capacitor, [11]) ist ein Vertreter aus dieser Sparte von direkten Reaktanz-Kompensatoren.

Die Amplitude U_{komp} der eingebrachten Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} ist nicht frei einstellbar, sondern ist vom Leitungsstrom I_{2B} abhängig. Der Kompensationsgrad ist darüber hinaus nur in Stufen k verstellbar.

$$\underline{U}_{komp} = jU_{komp}e^{j\varphi_{i2B}} = \frac{k}{j\omega C_s} I_{2B} e^{j\varphi_{i2B}} \quad (2.24)$$

wobei $k = 0, 1, 2, 3 =$ Anzahl in Serie geschalteter Kapazitäten



Figur 2.6: Reaktive Seriemarkompensation durch direkte Reaktanz-Kompensation mit geschalteten Kapazitäten (TSSC Thyristor Switched Series Capacitor).

Die Spannung \underline{U}_1 am Leitungsende 1 berechnet sich mit (2.24) für den Kompensator, (2.25) für das Leitungsende 2 sowie (2.13) für die Leitung zu:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{2B} \cos \beta l_B + j I_{2B} Z_0 \sin \beta l_B \quad (2.13)$$

$$\underline{U}_{2B} = \underline{U}_{komp} + j \omega L_{\sigma B} I_{2B} + \underline{U}_2 \quad (2.25)$$

$$\underline{U}_{komp} = \frac{k}{j \omega C_s} I_{2B} e^{j \varphi_{i2B}} \quad (2.24)$$

$$\underline{U}_1 e^{j \varphi_{u1}} = \underline{U}_2 \cos \beta l_B + j e^{j \varphi_{i2B}} (I_{2B} \mathbf{X}_{L_B}) \quad (2.26)$$

$$\text{wobei: } \underline{U}_2 = U_2; \mathbf{X}_{L_B} = Z_0 \sin \beta l_B + \left(\omega L_{\sigma B} - \frac{k}{\omega C_s} \right) \cos \beta l \quad (2.27)$$

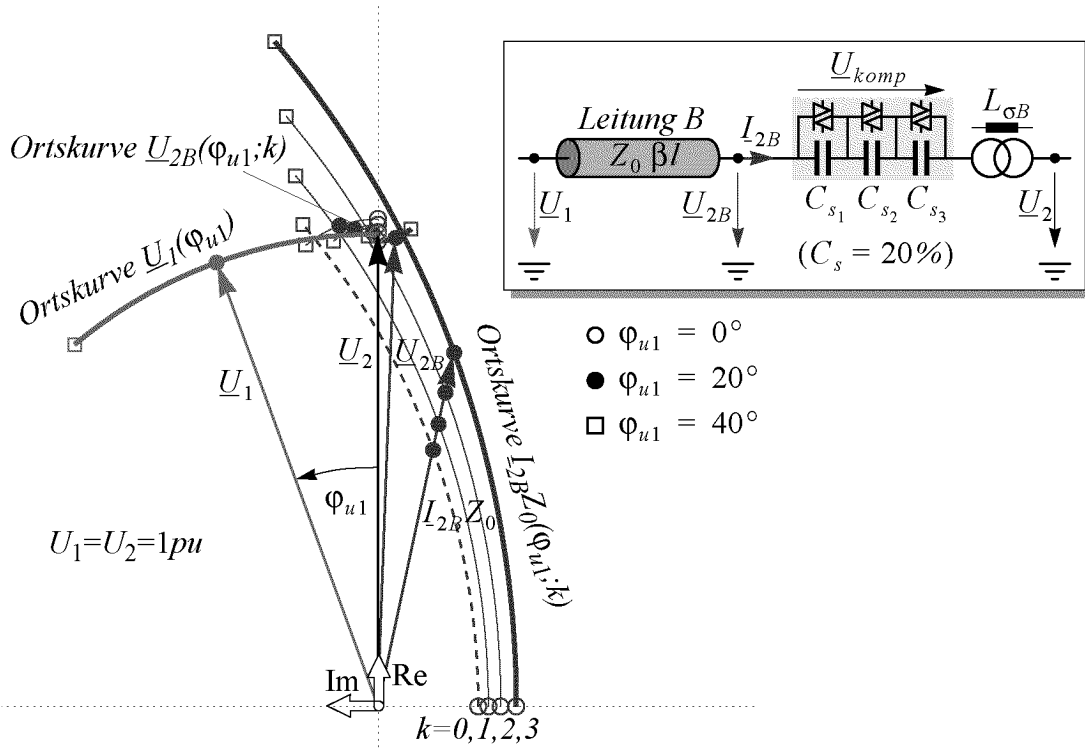
Das Verhalten der mit einem TSSC kompensierten Leitung ist in Figur 2.7 anhand der gleichen Zeiger und Ortskurven für $U_1=U_2=1pu$ wie in Figur 2.4 dargestellt. Als Parameter dient die Anzahl $k = 0, 1, 2, 3$ der hinzugeschalteten gleich grossen Kapazitäten $C_{s1} \dots C_{s3}$ des TSSC. Die Impedanz der gesamten Kapazität $C_s = C_{s1}/3 = C_{s2}/3 = C_{s3}/3$ ist auf 20% bezogen auf den Wellenwiderstand Z_0 der Leitung dimensioniert:

$$\frac{1}{\omega C_s} / Z_0 = 20\% \quad (2.28)$$

Figur 2.7 zeigt wie die Leistungsflussregelung mit dem TSSC funktioniert. Die unkompensierte Ortskurve des Leitungsstromes $I_{2B} Z_0$ ist gestrichelt, die Ortskurve bei maximaler Kompensation mit allen drei Kapazitäten in Serie ist fett abgebildet. Die übertragene Leistung kann mit Hinzuschalten der Kapazitäten variiert werden. Dabei wird die Amplitude I_{2B} des Lei-

tungsstromes I_{2B} mit jeder hinzugeschalteten Kapazität erhöht.

Der TSSC wirkt - bei Annahme einer verlustlosen Leitung - auf die Amplitude I_{2B} des Leitungsstromes I_{2B} und nicht auf dessen Phasenlage φ_{i2B} .



Figur 2.7: Zeigerdiagramm der mit einem TSSC geregelten Leitung B bei $\varphi_{u1} = 20^\circ$ zwischen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 . Ortskurven der Zeiger in Abhängigkeit von φ_{u1} für $U_1 = U_2 = 1 pu$, mit der Anzahl k hinzugeschalteter Kapazitäten als Parameter.

Allerdings kann der TSSC die Amplitude I_{2B} gegenüber der unkompenziierten Leitung nur erhöhen. Als weitere Einschränkung kann der TSSC die Amplitude I_{2B} nur in Schritten k erhöhen. Der Leitungsstrom I_{2B} kann also nur schrittweise von einer der eingezeichneten Ortskurven zur anderen bewegt werden. Es ist ausserdem ersichtlich, dass der Einstellbereich der Stromamplitude I_{2B} bei kleinem Winkel φ_{u1} klein ist und mit zunehmendem Winkel φ_{u1} zunimmt. Im Zeigerdiagramm ist auch erkenntlich, dass bei $\varphi_{u1} = 0^\circ$ die Stromamplitude I_{2B} am Leitungsende 2 zwar änderbar ist aber nur in Richtung der imaginären Achse. Der Wirkleistungsfluss ist dort also nicht regelbar. Inwieweit sich die Regelung der Stromamplitude von der des Wirkleistungsflusses unterscheidet soll nun näher untersucht werden.

Berechnung und Darstellung des geregelten Leistungsflusses

Die Gleichung für den Stromzeiger I_{2B} lässt sich aus (2.26) ermitteln:

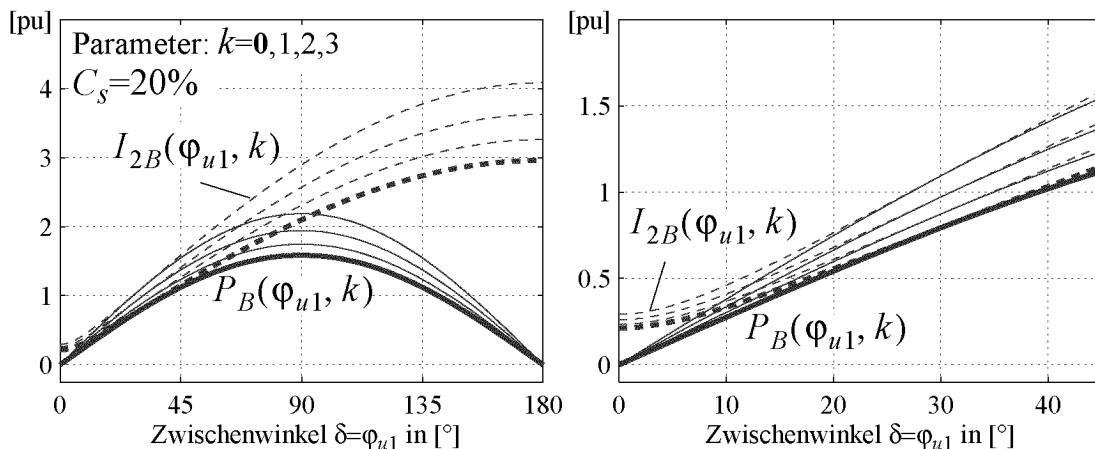
$$I_{2B} = (-jU_1 e^{j\varphi_{u1}} + jU_2 \cos\beta l_B) / X_{L_B} \quad (2.29)$$

Der Wirkleistungsfluss P_B der kompensierten Leitung B berechnet sich dann analog zu (2.23) zu:

$$P_B = \text{Re}(\underline{U}_2' \cdot I_{2B}) = \frac{U_1 \cdot U_2}{X_{L_B}} \sin(\varphi_{u1}) \quad (2.30)$$

$$\text{wobei: } \underline{U}_2 = U_2; X_{L_B} = Z_0 \sin\beta l_B + \left(\omega L_{\sigma B} - \frac{k}{\omega C_s} \right) \cos\beta l \quad (2.27)$$

Der TSSC wirkt als Leistungsflussregler, indem er direkt die Leitungsimpedanz (X_{L_B}) verändert. Die übertragene Wirkleistung P_B und vor allem der einstellbare Regelbereich ist abhängig vom Zwischenwinkel φ_{u1} zwischen den Endspannungszeigern \underline{U}_1 und \underline{U}_2 . Bei $\varphi_{u1} = 0^\circ$ ist $P_B = 0$, unabhängig vom Kompensationsgrad. Dies ist in Figur 2.8 dargestellt.



Figur 2.8: Stromamplitude I_{2B} (gestrichelt) und Wirkleistungsfluss P_B der mit einem TSSC geregelten Leitung B in Abhängigkeit des Zwischenwinkels φ_{u1} , mit der Anzahl k hinzugeschalteter Kapazitäten als Parameter.

Abgebildet sind die Stromamplitude I_{2B} (gestrichelt) und die Wirkleistung P_B durch die mit einem TSSC kompensierte Leitung B in Abhängigkeit des Zwischenwinkels φ_{u1} für den ganzen Bereich $0^\circ < \varphi_{u1} < 180^\circ$ links und für den nominalen Arbeitsbereich $0^\circ < \varphi_{u1} < 45^\circ$ rechts. Die Anzahl $k = 0, 1, 2, 3$ der in Reihe geschalteten Kapazitäten $C_{s_{1,2,3}}$ dient als Parameter.

Da der Kompensator auf dem Prinzip der direkten Reaktanz-Kompensation

basiert, ist der Regelbereich der Stromamplitude I_{2B} und des Wirkleistungsflusses P_B direkt abhängig vom momentanen Leitungsstrom bzw. vom momentanen Leistungsfluss durch die Leitung. Je nach Arbeitspunkt der Leitung (φ_{u1}) kann also unterschiedlich stark auf den Leistungsfluss eingewirkt werden. Ausserdem kann mit dem TSSC nur schrittweise geregelt werden. Es können also nur Werte auf den eingezeichneten Ortskurven eingestellt werden, keine dazwischen. In Kapitel 2.4 ist der TSSC bezüglich seines Regelbereichs verglichen mit den in den folgenden Kapiteln vorgestellten reaktiven Seri kompensatoren TL-RSC und hybrider TL-RSC.

Zwischen den neuen mit Wechselrichtern aufgebauten und auf der Methode der Spannungseinspeisung basierenden reaktiven Seri kompensatoren und den gerade vorgestellten geschalteten Reaktanzen gibt es eine Zwischenstufe, den ‘Thyristor Controlled Series Compensator’.

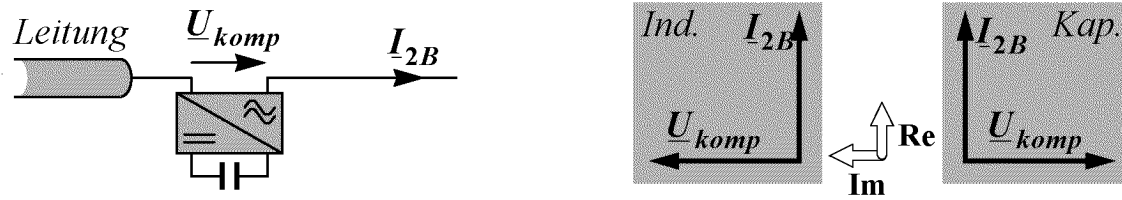
Der ‘Thyristor Controlled Series Compensator’ (TCSC)

Der TCSC ist eine Erweiterung der reinen Reaktanz-Kompensation durch Parallelschaltung einer Kapazität und einer mit Thyristoren geregelten Induktivität. Durch gezielte Taktung der Thyristoren kann der TCSC sowohl induktive als auch kapazitive Blindleistung einbringen. Durch Kreisströme innerhalb des Gerätes kann die Kompensationsspannung beim TCSC sogar höher sein als die Spannung, welche allein durch den Leitungsstrom über der eingekoppelten Reaktanz erzeugt würde. Insofern ist der TCSC eine Zwischenstufe zwischen der festen Reaktanz-Kompensation und der im Folgenden vorgestellten Kompensation durch Spannungseinspeisung.

Der TCSC hat neben dem einfachen Aufbau jedoch auch gewichtige Nachteile. So ist seine Regelbarkeit nach unten eingeschränkt und der Aufwand an passiven Elementen (L s und C s) relativ gross. Eine genauere Beschreibung der Funktionsweise des TCSC würde den Rahmen dieser Dissertation sprengen. Dieses Gerät ist vor allem in den letzten 10 Jahren stark erforscht worden. Deswegen sei hier auf die Literatur verwiesen: [12], [16].

2.3.3 Verhalten der durch Spannungseinspeisung geregelten Leitung B

Zukünftige reaktive Seri kompensatoren, zu denen auch der in dieser Dissertation behandelte TL-RSC (Transformerless - Reactive Series Compensator) gehört, werden mit Wechselrichtern (WR) aufgebaut. Diese Kompensatoren können vereinfacht als Spannungsquellen angesehen werden, durch welche der Leitungsstrom fliesst. Diese Spannungsquellen liefern nur Blindleistung und brauchen daher keine zusätzliche Speisung. Ihr Spannungszeiger \underline{U}_{komp} muss folglich immer 90° vor- oder nachteilend zum Leitungsstromzeiger \underline{I}_{2B} gehalten werden.



Figur 2.9: Reaktive Seriemarkompensation durch Spannungseinspeisung mit dem transformatorlosen reaktiven Seriemarkompensator (TL-RSC).

$$\underline{U}_{komp} = jU_{komp}e^{j\varphi_{I_{2B}}} \quad (2.31)$$

wobei: $I_{2B} = I_{2B}e^{j\varphi_{I_{2B}}}$, U_{komp} positiv/negativ: induktiver/kapazitiver Blindleistungsbezug

Eilt der Spannungszeiger \underline{U}_{komp} dem Stromzeiger I_{2B} um 90° vor, so wird induktive Blindleistung bezogen, eilt er dem Strom um 90° nach dementsprechend kapazitive.

Im Gegensatz zur direkten Reaktanz-Kompensation kann bei der Kompensation mittels Spannungseinspeisung die Amplitude U_{komp} des Kompensator-Ausgangsspannungszeigers \underline{U}_{komp} **frei** zwischen einem **negativen** und einem **positiven** Maximum eingestellt werden.

Natürlich ergeben sich im Kompensator auch Verluste, welche durch einen Wirkleistungsanteil aus der Leitung gedeckt werden müssen. Dies geschieht durch kurzzeitige Abweichung des Ausgangsspannungszeigers \underline{U}_{komp} von der 90° vor- oder nacheilenden Position im Bezug auf den Leitungsstromzeiger I_{2B} . Das Regelungsprinzip dazu wird im Kapitel 5 untersucht.

Die Spannung \underline{U}_1 am Leitungsende 1 berechnet sich aus (2.13) für die Leitung, (2.31) für den Kompensator und (2.25) für das Leitungsende 2 zu:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{2B} \cos \beta l_B + jI_{2B}Z_0 \sin \beta l_B \quad (2.13)$$

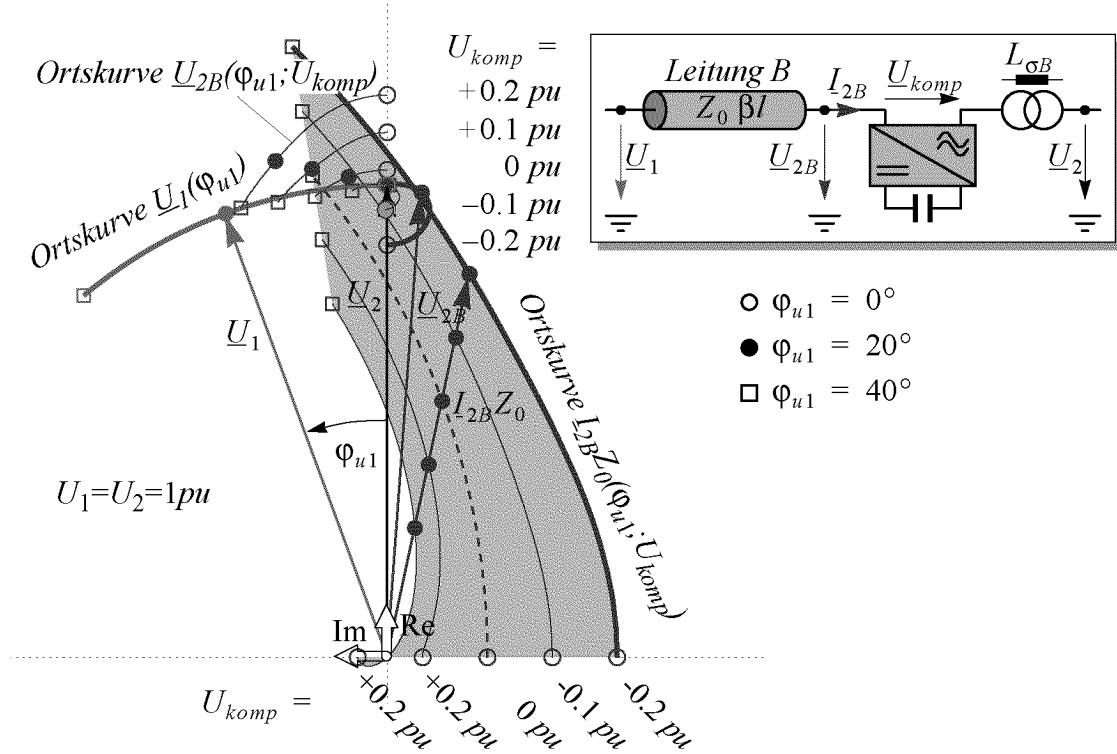
$$\underline{U}_{2B} = \underline{U}_{komp} + j\omega L_{\sigma B} I_{2B} + \underline{U}_2 \quad (2.25)$$

$$\underline{U}_{komp} = jU_{komp}e^{j\varphi_{I_{2B}}} \quad (2.31)$$

$$U_1 e^{j\varphi_{u1}} = U_2 \cos \beta l_B + j e^{j\varphi_{I_{2B}}} (U_{komp} \cos \beta l_B + I_{2B} X_{L_B}) \quad (2.32)$$

wobei: $\underline{U}_2 = U_2$; $X_{L_B} = Z_0 \sin \beta l_B + \omega L_{\sigma B} \cos \beta l_B$ (2.33)

Das Verhalten der Leitung bei Kompensation mit einem TL-RSC gemäss Gleichung (2.32) zeigt Figur 2.10. Dargestellt sind wiederum die gleichen Zeiger und Ortskurven wie in Figur 2.4. Die Amplitude U_{komp} der Kompensatorausgangsspannung \underline{U}_{komp} dient als Parameter. Mit 20% installierter Wechselrichterleistung bezogen auf die Nenn-Durchflussleistung der Leitung ist der TL-RSC gleich hoch dimensioniert wie der im vorangegangenen Kapitel 2.3.2 beschriebene TSSC.



Figur 2.10: Zeigerdiagramm der mit einem TL-RSC geregelten Leitung B bei einem Winkel $\varphi_{u1} = 20^\circ$ zwischen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 . Ortskurven der Zeiger in Abhängigkeit von φ_{u1} für $U_1 = U_2 = 1 pu$, mit der eingebrachten Kompensatorspannungs-Amplitude U_{komp} als Parameter.

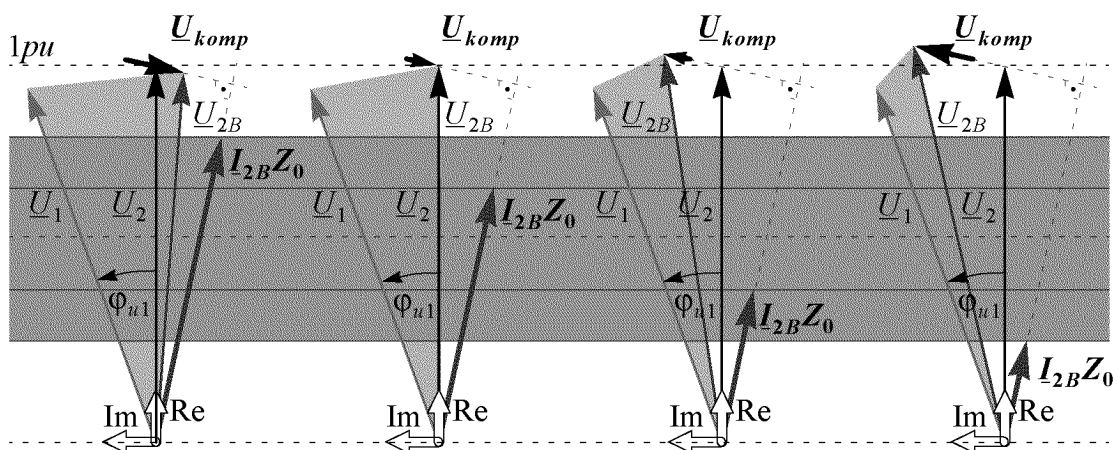
Figur 2.10 zeigt wie die Leistungsflussregelung mit einem TL-RSC funktioniert: Die unkompensierte Ortskurve des Leitungsstromes $\underline{I}_{2B} Z_0$ ist gestrichelt, die Ortskurve bei maximaler kapazitiver Kompensation und maximaler Stromamplitude I_{2B} ist fett abgebildet. Die Amplitude I_{2B} des Leitungsstromes \underline{I}_{2B} wird gegenüber der unkompensierten Amplitude $I_{2B}(U_{komp}=0 pu)$ vergrössert oder verkleinert, wenn die Kompensatorspannung $\underline{U}_{komp} = j U_{komp} e^{j\varphi_{i2B}}$ in negativer (kapazitiv) bzw. in positiver (induktiv) Richtung vergrössert wird. Die Kompensationsspannung U_{komp} kann stufenlos in beide Richtungen bis zu einem Maximalwert frei variiert werden. Im Gegensatz zum TSSC bedeutet dies:

- Es können auch alle Betriebspunkte zwischen den Ortskurven erreicht werden (schraffierte Fläche in Figur 2.10).
- Die Stromamplitude I_{2B} kann gegenüber der unkompensierten Amplitude $I_{2B}(U_{komp}=0pu)$ auch verkleinert werden (Betriebspunkte links der gestrichelten Ortskurve in Figur 2.10).
- Der Betrag U_{komp} der eingespeisten Kompensationsspannung \underline{U}_{komp} ist (beim hier betrachteten verlustlosen Kompensator) unabhängig vom Betrag I_{2B} des Leitungsstromes I_{2B} .

Weitere Unterschiede lassen sich bei der Betrachtung des Regelbereiches des Leistungsflusses durch die Leitung erkennen (siehe dazu weiter unten in diesem Kapitel und Kapitel 2.4). Welche Einschränkungen sich für den Regelbereich ergeben, wenn der Kompensator nicht mehr als verlustlos angenommen wird, ist im Kapitel 5 untersucht.

Wie ebenfalls aus Figur 2.10 ersehen werden kann, würde bei $\varphi_{u1} = 0^\circ$ allerdings nur die Stromamplitude, nicht aber der Wirkleistungsfluss am Leitungsende 2 beeinflusst werden. Der Stromzeiger $I_{2B}Z_0$ liegt nämlich bei $\varphi_{u1} = 0^\circ$ auf der imaginären Achse, also 90° verschoben zu $\underline{U}_2 = U_2$.

Die eingebrachte Kompensatorspannung U_{komp} ist relativ klein im Vergleich zum geregelten Bereich der übertragenen Leistung. Bei $\varphi_{u1} = 20^\circ$ ist es z.B. möglich mit 20% eingebauter Kompensatorspannung/-leistung in Bezug zur Nennspannung/-leistung am Leitungsende 2 mehr als 50% der übertragenen Wirkleistung P_B zu regeln. Die Größenordnung der eingebrachten Kompensatorspannung im Vergleich zu den Leitungsendspannungen verdeutlichen die vier Diagramme in Figur 2.11 für vier verschiedene Kompensationsspannungen U_{komp} bei einem Winkel von $\varphi_{u1} = 20^\circ$ zwischen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 .



Figur 2.11: Zeigerdiagramme der mit einem TL_RSC geregelten Leitung B bei einem Winkel $\varphi_{u1} = 20^\circ$ zwischen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 für $U_{komp} = -0.2pu, -0.1pu, +0.1pu, +0.2pu$

Der schraffierte Bereich zwischen den waagrechten Linien stellt den Regelbereich des Realteils $Re(I_{2B})$ des Leitungsstromes I_{2B} dar und entspricht somit dem Regelbereich der Wirkleistung P_B . Die gestrichelte Linie entspricht dem Realteil $Re(I_{2B})$ des unregulierten Stromes I_{2B} .

Der Zeiger der Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} liegt immer 90° vor- oder nachteilend zum Stromzeiger $I_{2B}Z_0$. Durch variieren des Vorzeichens (kapazitiv bzw. induktiv) und des Betrages U_{komp} der Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} wird der Wirkleistungsfluss durch die Leitung $Re(I_{2B})$ am Leitungsende 2 von einem Maximalwert im linken Diagramm zu einem Minimalwert im rechten Diagramm durchgeregelt. Am Zeiger \underline{U}_{2B} der Leistungsanschlussspannung, gemessen unmittelbar am Leitungsende 2 vor dem Kompensator, ist erkennbar, wie die Leistungsflussregelung funktioniert:

- Zur Leistungsflusssteigerung (Zeigerdiagramme links in Figur 2.11) wird durch Einspeisung einer kapazitiven Spannung \underline{U}_{komp} 90° nachteilend zum Leitungsstrom I_{2B} hauptsächlich der Winkel zwischen dem Spannungszeiger \underline{U}_1 am Leitungsende 1 und dem Spannungszeiger \underline{U}_{2B} vergrößert. Dadurch vergrößert sich auch die Spannung entlang der Leitung und damit der Strom I_{2B} durch die Leitung.
- Zur Leistungsflussreduktion (Zeigerdiagramme rechts in Figur 2.11) wird durch Einspeisung einer induktiven Spannung \underline{U}_{komp} 90° voreilend zum Leitungsstrom I_{2B} hauptsächlich der Winkel zwischen dem Spannungszeiger \underline{U}_1 am Leitungsende 1 und dem Spannungszeiger \underline{U}_{2B} verkleinert, was auch die Spannung entlang der Leitung und schliesslich den Leitungsstrom I_{2B} reduziert.

Der Regelbereich des Realteils des Leitungsstromes $Re(I_{2B})$ (schraffierter waagrechter Bereich) beträgt im dargestellten Arbeitspunkt der Leitung ($\varphi_{u1}=20^\circ$) nahezu $0.5 p.u.$ bezogen auf den Nennstrom I_N , also 50% der Nenndurchflussleistung, dies mit nur 20% installierter Wechselrichterleistung.

Berechnung und Darstellung des geregelten Leistungsflusses

Der Stromzeiger I_{2B} bzw. die übertragene Leistung P_B der mit einem TL-RSC kompensierten Leitung B berechnet sich aus (2.32) wie folgt:

$$I_{2B} = (-jU_1 e^{j\varphi_{u1}} + jU_2 \cos\beta l_B - U_{komp} \cos\beta l_B e^{j\varphi_{i2B}}) / X_{LB} \quad (2.34)$$

In dieser Gleichung (2.34) kommt jedoch der Einheitszeiger $e^{j\varphi_{i2B}}$ des gesuchten Stromzeigers I_{2B} noch immer in der rechten Gleichungshälfte vor. Diese Unbekannte kann folgendermassen ermittelt werden:

Aus Gleichung (2.32) folgt:

$$\begin{aligned}
 -j(U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B) &= e^{j\varphi_{i2B}} \cdot (U_{komp} \cos \beta l_B + I_{2B} X_{L_B}) \\
 |U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B| &= U_{komp} \cos \beta l_B + I_{2B} X_{L_B}
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

Somit ergibt sich für den Einheitszeiger $e^{j\varphi_{i2B}}$ des Stromes I_{2B} :

$$e^{j\varphi_{i2B}} = -j \frac{(U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B)}{|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B|} \tag{2.36}$$

Der Stromzeiger I_{2B} folgt schliesslich aus (2.34) und (2.36):

$$\begin{aligned}
 I_{2B} &= I_{2B} \cdot e^{j\varphi_{i2B}} = \\
 &= (|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B| - U_{komp} \cos \beta l_B) / X_{L_B} \cdot e^{j\varphi_{i2B}} \\
 &= (|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B| - U_{komp} \cos \beta l_B) / X_{L_B} \\
 &\quad \cdot \left(-j \frac{(U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B)}{|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B|} \right)
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Für den Betrag I_{2B} des Stromzeigers I_{2B} folgt aus (2.37):

$$\begin{aligned}
 I_{2B} &= (|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B| - U_{komp} \cos \beta l_B) / X_{L_B} \\
 &= I_{2B0} - \Delta I_{2B}
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

Mit $U_{komp} = 0$ folgt aus (2.38) direkt wieder das Verhalten der unkompen-
sierten Leitung in Gleichung (2.21).

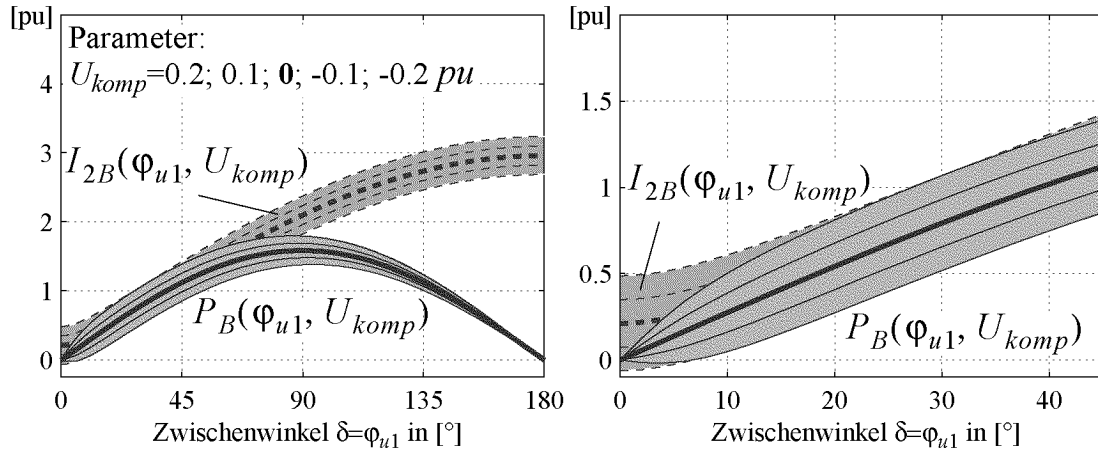
Damit ergibt sich für die übertragene Wirkleistung P_B der mit einem TL-
RSC kompensierten Leitung:

$$\begin{aligned}
 P_B &= \text{Re}(\underline{U}_2' \cdot I_{2B}) = \frac{U_2}{X_{L_B}} \cdot \left(U_1 \sin \varphi_{u1} - \frac{U_{komp} \cos \beta l_B \cdot U_1 \sin \varphi_{u1}}{|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B|} \right) \\
 &= \frac{U_1 \cdot U_2}{X_{L_B}} \sin(\varphi_{u1}) \cdot (1 - U_{komp} \cdot F(\varphi_{u1})) \\
 &= P_{B0} - \Delta P_B
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

$$\text{wobei: } F(\varphi_{u1}) = \frac{\cos \beta l_B}{\sqrt{(U_1)^2 - 2U_1 U_2 \cos \beta l_B \cos \varphi_{u1} + (U_2 \cos \beta l_B)^2}} \tag{2.40}$$

Im Gegensatz zur direkten Reaktanz-Kompensation, bei der die Wirklei-

stung durch Veränderung der Leitungsimpedanz X_{L_B} eingestellt wird, wirkt der TL-RSC über eine nichtlineare vom Arbeitspunkt der Leitung (φ_{u1}) abhängige Funktion $F(\varphi_{u1})$ auf den Leistungsfluss P_B . Der Einfluss des Arbeitspunktes (φ_{u1}) ist im nominalen Arbeitsbereich ($0^\circ < \varphi_{u1} < 45^\circ$) jedoch bei Weitem nicht mehr so stark wie bei der direkten Reaktanz-Kompensation, bei welcher der Kompensationsgrad direkt von der Amplitude I_{2B} des Leitungsstromes I_{2B} abhängig ist. Dies verdeutlicht Figur 2.12.



Figur 2.12: Stromamplitude I_{2B} (gestrichelt) und Wirkleistungsfluss P_B bei der mit einem TL-RSC geregelten Leitung B in Abhängigkeit des Zwischenwinkels φ_{u1} , mit der Kompensatorspannungs-Amplitude U_{komp} als Parameter.

In Figur 2.12 links ist ersichtlich, dass die Abhängigkeit des Leistungsfluss-Regelbereiches $P_B(\varphi_{u1}, U_{komp})$ sich vorwiegend ausserhalb des nominalen Arbeitsbereiches von $0^\circ < \varphi_{u1} < 45^\circ$ äussert. Der Regelbereich der Wirkleistung $P_B(\varphi_{u1}, U_{komp})$ geht bei kleinen Zwischenwinkeln φ_{u1} sowie bei $\varphi_{u1} > 90^\circ$ zurück und ist bei $\varphi_{u1} = 0^\circ$ und bei $\varphi_{u1} = 180^\circ$ gleich Null. Bei kleinen Zwischenwinkeln $\varphi_{u1} > 0^\circ$ nimmt er allerdings mit steigendem φ_{u1} sehr schnell zu. Im nominalen Arbeitsbereich (Figur 2.12 rechts) ist er deswegen nahezu überall gleich gross.

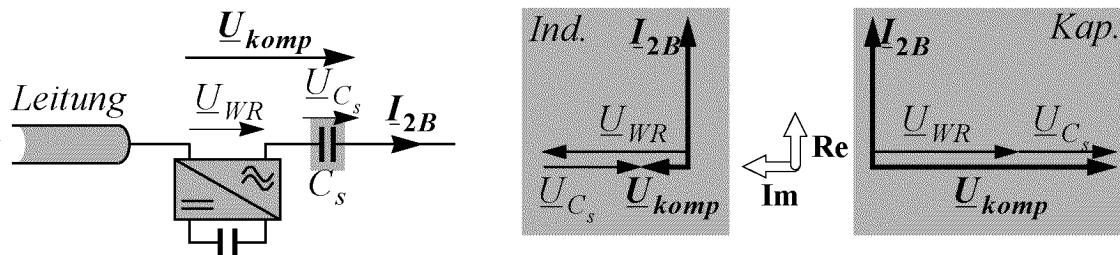
Wie bereits beim TSSC gesehen, ist die effektiv mögliche Regelung der Stromamplitude I_{2B} auch beim rein reaktiven TL-RSC nicht gleichbedeutend mit der eigentlich gewünschten Regelung des Wirkleistungsflusses P_B . Aus Figur 2.12 rechts ist jedoch ersichtlich, dass der Regelbereich des Wirkleistungsfluss P_B in weiten Teilen des nominalen Arbeitsbereiches nahezu mit dem Regelbereich der Stromamplitude I_{2B} deckungsgleich ist und demzufolge ($U_2 = 1 \text{ pu}$) der Wirkleistungsfluss P_B in diesen Teilen auch maximal mit dem reaktiven Seri kompensator regelbar ist.

In Kapitel 2.4 ist der Regelbereich des TL-RSC mit dem des konventionel-

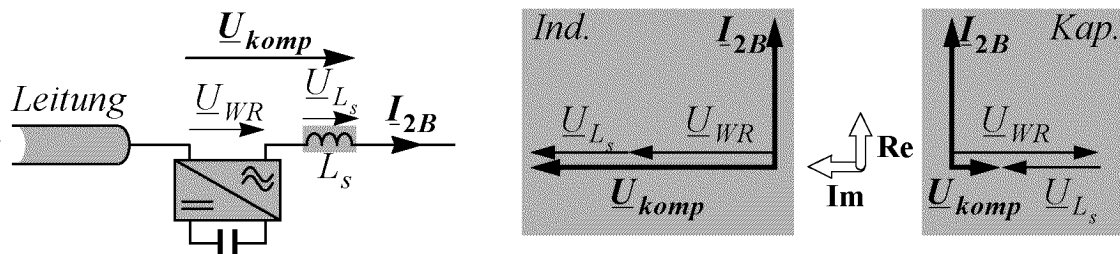
len TSSC sowie mit dem des im nächsten Kapitel 2.3.4 behandelten hybriden TL-RSC verglichen.

2.3.4 Verhalten der durch einen hybriden Aufbau geregelten Leitung B

Seriekompensatoren können auch als eine Kombination von direkt in die Leitung geschalteten Reaktanzen und in Serie geschalteten statischen Wechselrichtern aufgebaut werden, wie in den Figuren 2.13 und 2.14 dargestellt.



Figur 2.13: Reaktive Seriekompensation durch den hybriden TL-RSC, aufgebaut mit seriengeschalteter Kapazität C_s .



Figur 2.14: Reaktive Seriekompensation durch den hybriden TL-RSC aufgebaut mit seriengeschalteter Induktivität L_s

Durch die Kombination der direkten Reaktanz-Kompensation mit der Methode der Spannungseinspeisung werden die Vorteile beider Kompensations-Typen vereint. Es entsteht ein hybrider Kompensator, der

- mit dem Wechselrichterteil weiterhin durch Spannungseinspeisung den Leistungsfluss fein und unabhängig vom Leitungsstrom regeln kann,
- durch die hybride Reaktanz aber einen erweiterten Regelbereich hat, ohne dass dabei die Wechselrichterleistung vergrößert werden muss.

Der Zweck der hybriden Konfiguration ist, den erforderlichen Regelbereich mit reduzierter eingebauter Wechselrichterleistung erreichen zu können, was zu einer zusätzlichen Kostenersparnis führt. Das ist allerdings nur mit einem unsymmetrischen Regelbereich möglich. Wechselrichter in Kombination mit seriengeschalteten Kapazitäten C_s erweitern den Bereich für Leistungsfluss-Steigerung, verkleinern ihn allerdings für die Leistungsfluss-Re-

duktion. Wechselrichter in Kombination mit seriegelgeschalteten Induktivitäten L_s bewirken genau das Gegenteil: ein erweiterter Regelbereich für die Leistungsfluss-Reduktion und ein verkleinerter Bereich für die Leistungsfluss-Steigerung. Das ist in den Zeigerdiagrammen in den Figuren 2.13 und 2.14 dargestellt.

Um die Reduktion des Regelbereichs in der nicht erweiterten Richtung zu verhindern muss die hybride Kapazität C_s oder Induktivität L_s wie beim TSSC mit einem Thyristor überbrückbar sein. Dann ergibt sich ein maximal möglicher Regelbereich bestehend aus dem des einfachen TL-RSC ohne und dem des hybriden TL-RSC mit seriegelgeschalteter Reaktanz. Der gesamte Regelbereich bleibt jedoch auch dann unsymmetrisch.

Im Folgenden konzentrieren wir uns auf den hybriden Seriekompensator mit seriegelgeschalteter Kapazität C_s von Figur 2.13. Der Wechselrichterteil des Seriekompensators kann weiterhin als ideale Spannungsquelle angesehen werden. Die eingespeiste Spannung \underline{U}_{WR} kann zwischen einem negativen und einem positiven maximalen Wert variiert werden. Sie muss aber gegenüber dem Leitungsstrom I_{2B} immer 90° vor- oder nachteilend sein. Die Amplitude U_{komp} der gesamten Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} setzt sich zusammen aus der frei einstellbaren Spannungsamplitude U_{WR} des Wechselrichterteils des Kompensators und der Spannungsamplitude U_{C_s} über der hybriden Seriekapazität C_s , welche - wie beim TSSC - vom Leitungsstrom I_{2B} abhängig ist.

$$\underline{U}_{komp} = jU_{komp}e^{j\varphi_{i2B}} = j(U_{WR} - I_{2B}/\omega C_s)e^{j\varphi_{i2B}} \quad (2.41)$$

Die Spannung \underline{U}_1 der mit dem hybriden TL-RSC kompensierten Leitung B unseres Referenzsystems berechnet sich mit (2.13), (2.25) und (2.41) zu:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{2B} \cos \beta l_B + jI_{2B}Z_0 \sin \beta l_B \quad (2.13)$$

$$\underline{U}_{2B} = \underline{U}_{komp} + j\omega L_{\sigma B}I_{2B} + \underline{U}_2 \quad (2.25)$$

$$\underline{U}_{komp} = j(U_{WR} - I_{2B}/\omega C_s)e^{j\varphi_{i2B}} \quad (2.41)$$

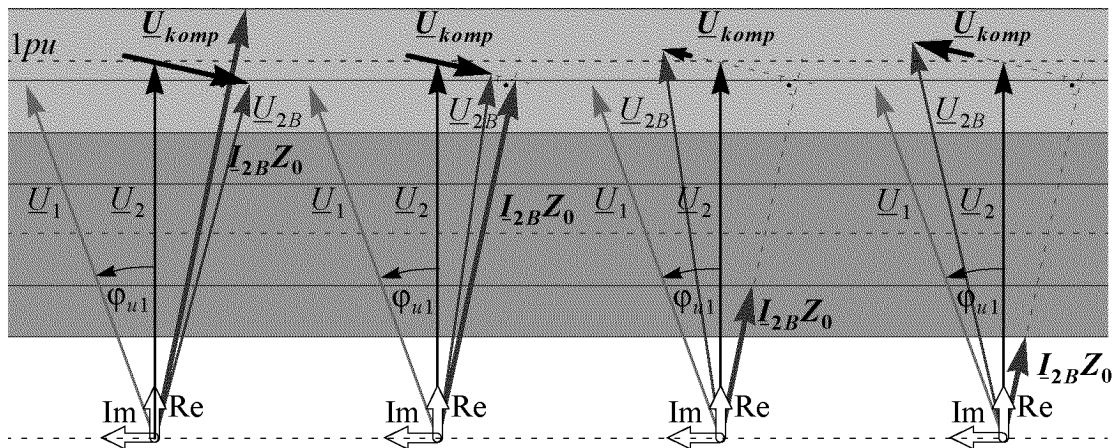
$$U_1 e^{j\varphi_{u1}} = U_2 \cos \beta l_B + j e^{j\varphi_{i2B}} (U_{WR} \cos \beta l_B + I_{2B} X_{L_B}) \quad (2.42)$$

$$\text{wobei: } \underline{U}_2 = U_2; X_{L_B} = Z_0 \sin \beta l_B + \left(\omega L_{\sigma B} - \frac{1}{\omega C_s} \right) \cos \beta l_B \quad (2.43)$$

Figur 2.15 zeigt das Zeigerdiagramm der mit einem hybriden TL-RSC mit seriegelgeschalteter Kapazität kompensierten Leitung B. Dargestellt sind wiederum die gleichen Zeiger und Ortskurven wie in Figur 2.4 für die unkom-

geregelt, indem eine positive oder negative Spannung U_{WR} in Serie zur Leitung eingebracht wird. Der Regelbereich für Leistungsfluss-Steigerung (U_{WR} negativ, rechts der gestrichelten Ortskurve) ist im Vergleich zum einfachen TL-RSC erweitert. Für Leistungsfluss-Verminderung (U_{WR} positiv, links der gestrichelten Ortskurve) ist der Regelbereich kleiner geworden. Für den gleichen Regelbereich wie beim einfachen TL-RSC auch bei Leistungsverminderung muss wie bereits erwähnt die hybride Kapazität wie beim TSSC mit einem Thyristor überbrückt werden.

Dies ist in Figur 2.16 anhand der gleichen vier Kompensationsgrade wie in



Figur 2.16: Zeigerdiagramme der mit einem hybriden TL-RSC geregelten Leitung B bei $\phi_{u1}=20^\circ$ zwischen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 für $U_{WR} = -0.2pu, -0.1pu, +0.1pu, +0.2pu$

Figur 2.11 für den einfachen TL-RSC dargestellt. Die ersten zwei Diagramme stellen den kapazitiven Betrieb $U_{WR} = -0.2pu, -0.1pu$ mit der hybriden Kapazität C_s , die weiteren zwei Diagramme den induktiven Betrieb $U_{WR} = +0.1pu, +0.2pu$ ohne bzw. mit überbrückter Kapazität C_s dar. Die gestrichelte Linie entspricht dem Realteil $Re(I_{2B})$ des unregulierten Stromes I_{2B} .

Am Zeiger \underline{U}_{2B} der Leitungsanschlussspannung, gemessen unmittelbar am Leitungsende 2 vor dem Kompensator, ist wiederum erkennbar, wie die Leistungsflussregelung funktioniert:

- Zur Leistungsflusssteigerung (Zeigerdiagramme links in Figur 2.16) wird durch Einspeisung einer kapazitiven Spannung \underline{U}_{komp} 90° nacheilend zum Leitungsstrom I_{2B} hauptsächlich der Winkel zwischen dem Spannungszeiger \underline{U}_1 am Leitungsende 1 und dem Spannungszeiger \underline{U}_{2B} vergrößert. Dadurch vergrößert sich auch die Spannung entlang der Leitung und damit der Strom I_{2B} durch die Leitung. Wegen der hybriden Kapazität C_s ist der Betrag U_{komp} der Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} nun grös-

ser als beim einfachen TL-RSC ohne C_s .

- Zur Leistungsflussreduktion (Zeigerdiagramme rechts in Figur 2.16) wird durch Einspeisung einer induktiven Spannung \underline{U}_{komp} 90° voreilend zum Leitungsstrom I_{2B} hauptsächlich der Winkel zwischen dem Spannungszeiger \underline{U}_1 am Leitungsende 1 und dem Spannungszeiger \underline{U}_{2B} verkleinert, was auch die Spannung entlang der Leitung und schliesslich den Leitungsstrom I_{2B} reduziert. Im induktiven Betrieb ist die Kapazität C_s überbrückt. Diese beiden Zeigerdiagramme entsprechen denen des einfachen TL-RSC in Figur 2.11.

Der schraffierte Bereich zwischen den waagrechten Linien stellt den Regelbereich des Realteils $Re(I_{2B})$ des Leitungsstromes I_{2B} dar und entspricht somit dem Regelbereich der Wirkleistung P_B (weil $\underline{U}_2 = U_2 = 1pu$). Er beträgt in diesem Arbeitspunkt der Leitung ($\varphi_{u1} = 20^\circ$) fast $1pu$ bezogen auf den Nennstrom I_N . Dies ist ein ansprechender Regelbereich, bedenkt man dass der Kompensator nur mit 20% installierter Wechselrichterleistung und 20% hybrider Kapazitätsleistung im Vergleich zur Nenn-Durchflussleistung der Leitung dimensioniert ist.

Berechnung und Darstellung des geregelten Leistungsflusses

Der Stromzeiger I_{2B} berechnet sich zu:

$$\begin{aligned} I_{2B} &= I_{2B} \cdot e^{j\varphi_{i2B}} = & (2.45) \\ &= \frac{(|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B| - U_{WR} \cos \beta l_B)}{X_{LB}} \cdot \left(-j \frac{(U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B)}{|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B|} \right) \end{aligned}$$

Der Betrag I_{2B} des Stromzeigers I_{2B} folgt dann direkt aus (2.45):

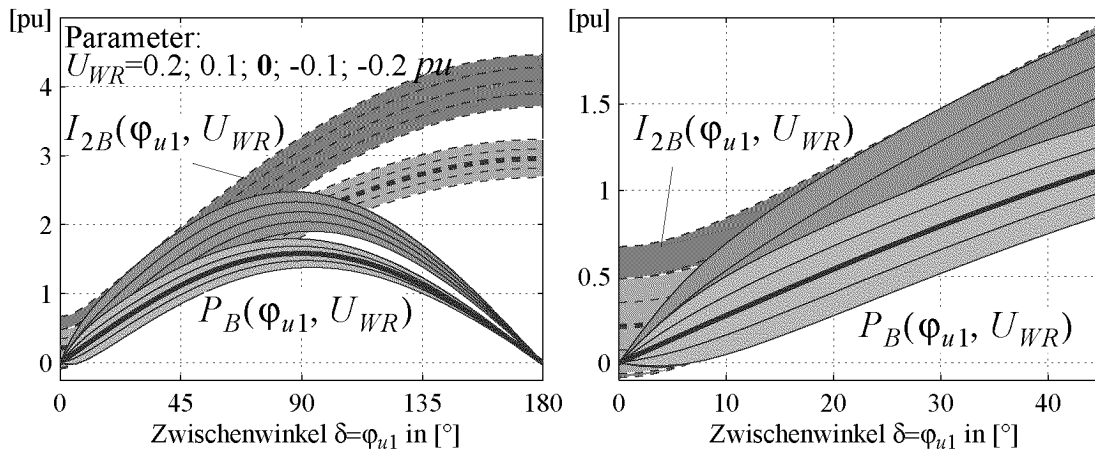
$$I_{2B} = (|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B| - U_{WR} \cos \beta l_B) / X_{LB} \quad (2.46)$$

Der Wirkleistungsfluss P_B durch eine mit einem hybriden TL-RSC geregelten verlustlosen Leitung berechnet sich schliesslich zu:

$$\begin{aligned} P_B &= Re(\underline{U}_2' \cdot I_{2B}) = \frac{U_2}{X_{LB}} \cdot \left(U_1 \sin \varphi_{u1} - \frac{U_{WR} \cos \beta l_B \cdot U_1 \sin \varphi_{u1}}{|U_1 e^{j\varphi_{u1}} - U_2 \cos \beta l_B|} \right) \\ &= \frac{U_1 \cdot U_2}{X_{LB}} \sin(\varphi_{u1}) \cdot (1 - U_{WR} \cdot F(\varphi_{u1})) \end{aligned} \quad (2.47)$$

$$\text{wobei: } F(\varphi_{u1}) = \frac{\cos \beta l_B}{\sqrt{(U_1)^2 - 2U_1 U_2 \cos \beta l_B \cos \varphi_{u1} + (U_2 \cos \beta l_B)^2}} \quad (2.48)$$

Der hybride TL-RSC wirkt auf den Wirkleistungsfluss P_B sowohl durch direkte Veränderung der Leitungsimpedanz X_{L_B} (2.43), also auch über die im nominalen Arbeitsbereich nur schwach vom Arbeitspunkt φ_{u1} abhängige Spannungseinspeisung U_{WR} (vgl. Figur 2.12). Der Leistungsfluss P_B und die Stromamplitude I_{2B} am Leitungsende 2 sind in Figur 2.17 dargestellt. Darin ist die Abhängigkeit des Leistungsfluss-Regelbereichs $P_B(\varphi_{u1}, U_{WR})$ vom Arbeitspunkt φ_{u1} der Leitung ersichtlich. Bei kleinem Winkel φ_{u1} sowie bei $\varphi_{u1} > 90^\circ$ ist die Abhängigkeit erkennbar (Figur 2.17 links). Der Regelbereich der Wirkleistung geht dort zurück und ist bei $\varphi_{u1} = 0^\circ$ und bei $\varphi_{u1} = 180^\circ$ gleich Null. In Figur 2.17 rechts im nominalen Arbeitsbereich ist nun ersichtlich, wie beim hybriden TL-RSC der Regelbereich des Wirkleistungsflusses $P_B(\varphi_{u1}, U_{WR})$ mit steigendem Zwischenwinkel φ_{u1} zunimmt. Im Nennarbeitspunkt der Leitung bei $\varphi_{u1} = 30^\circ$ ist er fast doppelt so gross wie beim einfachen TL-RSC. Die Zunahme des Regelbereichs gegenüber dem des einfachen TL-RSC ist abhängig vom Arbeitspunkt φ_{u1} , da sie ja von der direkt in die Leitung geschalteten Kapazität C_s bewirkt wird (vgl. Kapitel 2.3.2). Allerdings hat der hybride TL-RSC weiterhin die Vorteile des einfachen TL-RSC, welcher auch noch bei kleinen Zwischenwinkeln (z.B. $\varphi_{u1} = 10^\circ$) einen ansprechenden Regelbereich des Leistungsflusses aufweisen kann (bei $\varphi_{u1} = 10^\circ$ fast $0.5 pu$).



Figur 2.17: Stromamplitude I_{2B} (gestrichelt) und Wirkleistungsfluss P_B in Abhängigkeit des Zwischenwinkels φ_{u1} bei der mit einem hybriden TL-RSC geregelten Leitung B.

2.4 Vergleich des Regelbereichs

In diesem Kapitel sind die Regelbereiche der beschriebenen Kompensatoren zum Vergleich zusammengestellt. Der Vergleich beruht auf die in Figur 2.18

dargestellten Grafiken. Dargestellt sind von links nach rechts gesehen:

- die übertragene Wirkleistung P_B und die geregelte Stromamplitude am Leitungsende $2 I_{2B}$ (gestrichelt) über den ganzen Bereich für positiven Wirkleistungsfluss von $0^\circ < \varphi_{u1} < 180^\circ$,
- die geregelte Stromamplitude am Leitungsende $2 I_{2B}$ für den nominalen Arbeitsbereich der Leitung $0^\circ < \varphi_{u1} < 45^\circ$,
- die übertragene Wirkleistung P_B für den nominalen Arbeitsbereich der Leitung $0^\circ < \varphi_{u1} < 45^\circ$.

Verglichen werden die drei vorgestellten reaktiven Seri kompensatoren, dargestellt in Figur 2.18 von oben nach unten gehend:

- der TSSC, basierend auf der direkten Reaktanz-Kompensation,
- der TL-RSC, basierend auf der Spannungseinspeisung mit Wechselrichtern,
- der hybride TL-RSC, basierend auf der Kombination von direkter Reaktanz-Kompensation und der Spannungseinspeisung mit Wechselrichtern.

Die Kennlinie für die nicht geregelte Leitung A entsprechend Gleichung (2.23) und Figur 2.5 ist fett eingezeichnet.

2.4.1 Regelbereich bei der direkten Reaktanz-Kompensation (TSSC)

Folgende Eigenschaften des TSSC lassen sich aus den Grafiken in der oberen Reihe von Figur 2.18 lesen:

- Der Regelbereich sowohl der Stromamplitude I_{2B} als auch des Wirkleistungsflusses P_B ist abhängig vom momentanen Arbeitspunkt (φ_{u1}).
- Die Kapazitäten können nur stufenweise hinzu- oder weggeschaltet werden. Der TSSC kann also nur auf den dargestellten Kennlinien betrieben werden, nicht aber dazwischen.

2.4.2 Regelbereich bei der Spannungseinspeisung mit Wechselrichtern (TL-RSC)

Folgende Eigenschaften des TL-RSC lassen sich aus den Grafiken in der mittleren Reihe von Figur 2.18 lesen:

- Der TL-RSC kann immer eine gleich grosse Maximalspannung in Serie zur Leitung einspeisen. Der Regelbereich der Stromamplitude I_{2B} (gestrichelt) ist deswegen überall gleich gross, unabhängig vom Arbeitspunkt (φ_{u1}) der Leitung bzw. vom momentanen Leitungsstrom I_{2B} .
- Der Regelbereich des Wirkleistungsflusses P_B ist zwar abhängig vom momentanen Arbeitspunkt (φ_{u1}) der Leitung. Im nominalen Arbeitsbereich (Figur 2.18 Mitte und rechts) ist der Einfluss nur bei kleinen Winkeln $\varphi_{u1} < 10^\circ$ bemerkbar.
- Der Regelbereich des Wirkleistungsflusses P_B ist in weiten Teilen des

nominalen Arbeitsbereiches (Figur 2.18 rechts) maximal, da er dort mit dem Regelbereich der Stromamplitude I_{2B} (Figur 2.18 Mitte) übereinstimmt und $U_2=1pu$.

- Der Regelbereich ist stufenlos durchfahrbar. Im Gegensatz zum TSSC können also auch alle Betriebspunkte zwischen den Kennlinien (schraffierter Bereich) erreicht werden.

2.4.3 Regelbereich bei der Kombination von direkter Reaktanzen-Kompensation und Spannungseinspeisung (Hybrider TL-RSC)

Der hybride TL-RSC nutzt die Vorteile beider Kompensator-Typen. Folgende Eigenschaften des hybriden TL-RSC lassen sich aus den Grafiken in der unteren Reihe von Figur 2.18 lesen:

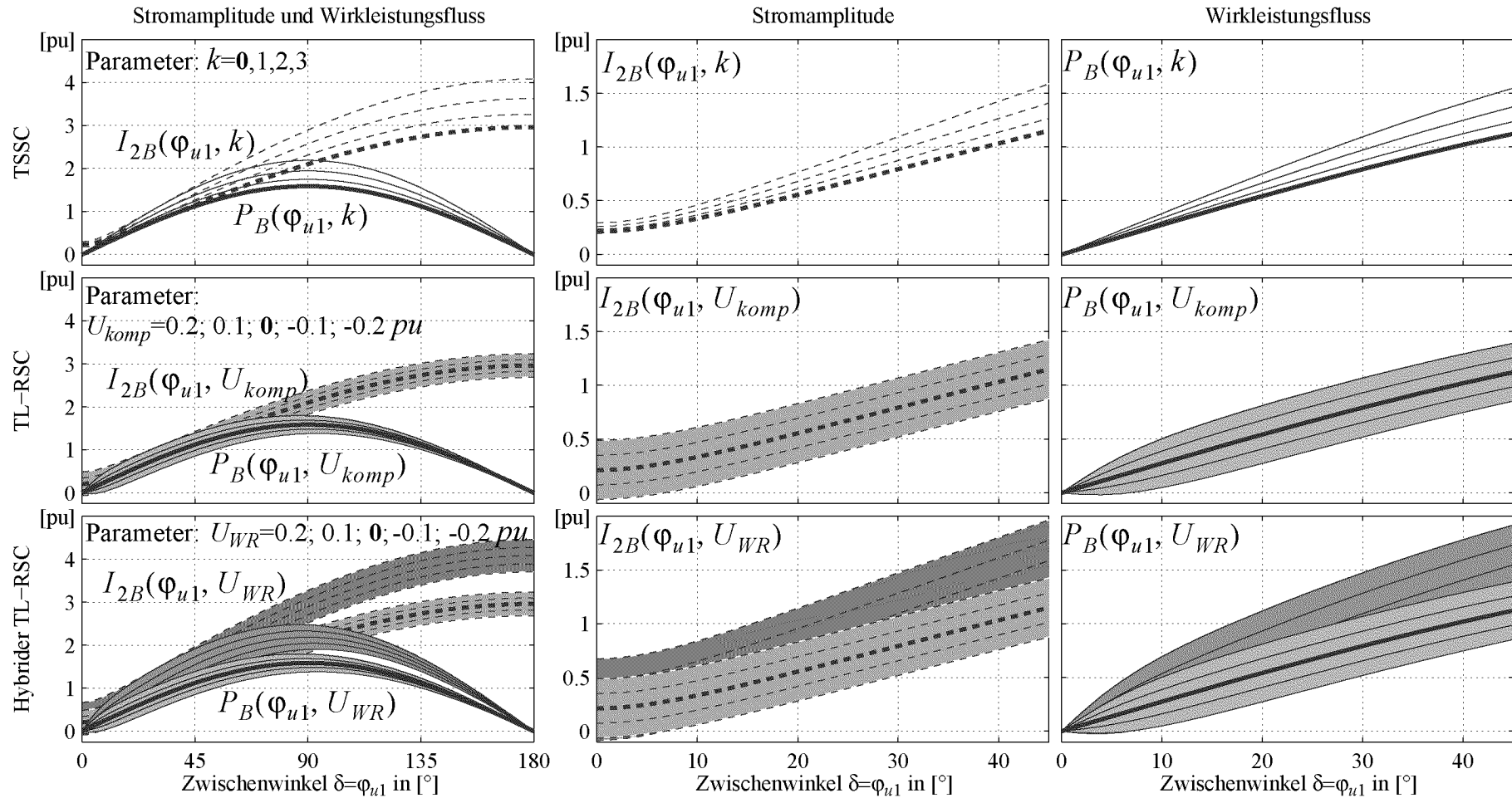
- Der Regelbereich sowohl der Stromamplitude I_{2B} als auch des Wirkleistungsflusses P_B kann gegenüber dem einfachen TL-RSC ohne zusätzliche Wechselrichterleistung installieren zu müssen erweitert werden.
- Der erweiterte Regelbereich ist abhängig vom momentanen Arbeitspunkt (φ_{u1}) der Leitung bzw. vom momentanen Leitungsstrom I_{2B} , da er durch die direkt in Serie geschaltete Kapazität hervorgerufen wird.
- Der gesamte Regelbereich (auch der durch die Seriikapazität erweiterte) ist stufenlos mit Hilfe des Wechselrichterteils des hybriden TL-RSC durchfahrbar. Es können also auch alle Betriebspunkte zwischen den Kennlinien (schraffierter Bereich) erreicht werden.

Allen drei reaktiven Seriiekompensatoren gemeinsam ist:

- dass sie nicht direkt den Wirkleistungsfluss P_B sondern ‘nur’ die Stromamplitude I_{2B} regeln können,
- dass bei $\varphi_{u1} \rightarrow 0^\circ$ der Unterschied zwischen Stromamplitude $I_{2B}(\varphi_{u1} \rightarrow 0^\circ)$ und Wirkleistungsfluss $P_B(\varphi_{u1} \rightarrow 0^\circ)$ anwächst, sowie
- dass bei $\varphi_{u1} = 0^\circ$ sowohl der Wirkleistungsfluss $P_B(\varphi_{u1}=0^\circ) = 0$ selbst als auch sein Regelbereich $\Delta P_B(\varphi_{u1}=0^\circ) = 0$ zu Null werden.

Dieser Vergleich beruht auf der vereinfachenden Annahme, dass sowohl die Leitung als auch der Kompensator verlustlos sind. Bei Berücksichtigung der Verluste entstehen vor allem bei $\varphi_{u1} \rightarrow 0^\circ$ weitere Einschränkungen des Regelbereiches. Darauf wird im Kapitel 5 bei der Behandlung der Regelung des TL-RSC näher eingegangen.

Figur 2.18: Vergleich des Regelbereichs von Stromamplitude und Wirkleistungsfluss eines TSSC (oben), eines TL-RSC (Mitte) und eines hybriden TL-RSC (unten), für $-180^\circ < \varphi_{u1} < 180^\circ$ links, sowie Stromamplitude (Mitte) und Wirkleistungsfluss (rechts) für den nominalen Arbeitsbereich $0^\circ < \varphi_{u1} < 45^\circ$.



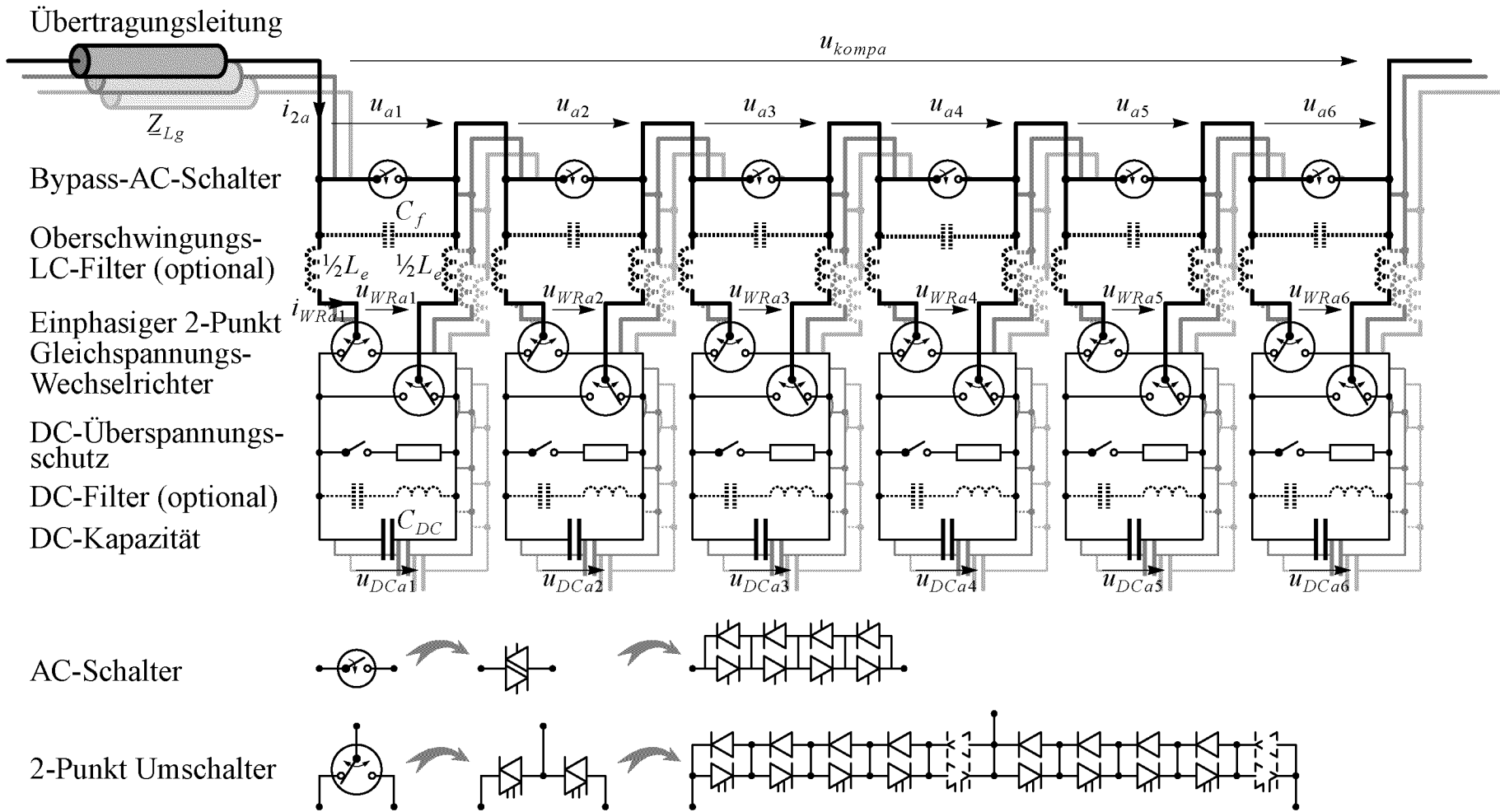
3 Systembeschreibung des transformatorlosen reaktiven Seriiekompensators

In diesem Kapitel soll der Aufbau und die Funktionsweise des transformatorlosen reaktiven Seriiekompensators im Überblick beschrieben werden. Auf die Modulation und Regelung der Ausgangsspannung des Kompensators wird in den folgenden Kapiteln detailliert eingegangen.

Das Ziel der vorgestellten transformatorlosen Topologie ist die flexible Leistungsflussregelung in Hochspannungsleitungen mit minimalem Kostenaufwand. Transformatoren vergleichbarer Anlagen tragen mit bis zu 30% der Gesamtanlagekosten den Löwenanteil [38]. Durch das Weglassen des Transformators ergeben sich jedoch neue Anforderungen an die Systemtopologie. Da der beschriebene Seriiekompensator vor allem in Hochspannungsleitungen zum Einsatz kommen soll, muss das für die Leistungsflussregelung erforderliche Spannungslevel durch andere Mittel aufgebracht werden. Beim vorgestellten Konzept geschieht das durch Serieschaltung von Leistungshalbleitern einerseits und von ganzen Gleichspannungswechselrichtern (WR) andererseits.

Im Kapitel 3.1 wird der Gesamtaufbau des transformatorlosen Seriiekompensators beschrieben. Im Kapitel 3.2 wird auf die Serieschaltung von Leistungshalbleitern und WR-Brücken zum Spannungsaufbau, im Kapitel 3.3 auf die Serieschaltung von WR-Brücken zur Reduktion der Harmonischen durch das versetzt taktende Unterschwingungsverfahren näher eingegangen. Im Kapitel 3.4 wird kurz auf die weiteren aus der Serieschaltung von Halbleitern und WR-Brücken resultierenden Vorteile Redundanz und Fehlertoleranz eingegangen. Im Kapitel 3.5 wird eine für zukünftige Anlagen repräsentative Dimensionierung des TL-RSC vorgestellt. Diese Dimensionierung liegt auch den in dieser Dissertation gemachten Untersuchungen zugrunde. Anhand einer vereinfachten Konfiguration wird dann im Kapitel 3.6 die Funktionsweise des TL-RSC veranschaulicht. Dabei wird auch auf die Funktion eines LC-Filters am Kompensatorausgang zur weiteren Oberschwingungsreduktion eingegangen. Schliesslich wird in Kapitel 3.7 begründet, weshalb beim TL-RSC die Verwendung von 2-Punkt Wechselrichter gegenüber Mehr-Punkt Wechselrichter von Vorteil ist.

Figur 3.1: Dreimal einphasiger Aufbau des Leistungsteils des transformatorlosen Seriiekompensators. Die Phase a ist herausgehoben und beschriftet.



3.1 Der Aufbau des TL-RSC

Der Leistungsteil eines transformatorlosen reaktiven Seri kompensators ist in Figur 3.1 dargestellt. Der TL-RSC besteht aus einphasigen Gleichspannungswechselrichter-Brücken (WR-Brücken), die direkt ohne Transformator in Serie in die Leitung geschaltet sind.

Die Wechselspannungsseite (AC-Seite) wird durch AC-seitig in Reihe geschaltete WR-Brücken gebildet. Die einzelnen WR-Brücken bestehen aus 2- oder 3-Punkt WR-Halbbrücken. Wir konzentrieren uns hier auf die Verwendung von 2-Punkt WR-Halbbrücken (siehe Kapitel 3.7). In Figur 3.1 ist eine WR-Halbbrücke durch einen 2-Punkt Umschalter dargestellt. Der Aufbau dieses 2-Punkt Umschalters mit zwei abschaltbaren Leistungshalbleitern und zwei antiparallelen Dioden ist in Figur 3.1 unten im mittleren Bild dargestellt. Aufsummiert über alle seriegeschalteten WR-Brücken entsteht eine geschaltete Wechselspannung u_{komp} , deren Grundswingungsamplitude gross genug ist, um ohne Transformator direkt den Leistungsfluss in der Leitung wie gewünscht zu beeinflussen. Eine noch höhere Ausgangsspannung kann durch Kombination der Serieschaltung ganzer WR-Brücken mit der direkten Serieschaltung von Leistungshalbleiter erzielt werden (Figur 3.1 unten rechts). Bei Verwendung eines Leistungshalbleiters mehr als erforderlich (z.B. 4+1) kann jeder WR darüber hinaus fehlertolerant gebaut werden. Durch versetzte Taktung jeder seriegeschalteten WR-Brücke kann der Oberschwingungsgehalt der resultierenden Kompensatorausgangsspannung u_{komp} klein gehalten werden. Eine Induktivität L_e am Ausgang jedes Wechselrichters sorgt für die Entkopplung der geschalteten WR-Ausgangsspannung u_{WR} vom Netz. Wird der Kompensator direkt bei einem bestehenden Leitungstransformator - mit Vorteil sogar auf der auf niedrigem Potential liegenden Sternpunktseite des Transformators - gebaut, so ist eine zusätzliche Entkopplungsinduktivität L_e bei der Serie-Einkopplung nicht unbedingt nötig oder kann zumindest sehr klein gewählt werden. Falls die Induktivität L_e verwendet wird, so kann eine parallele Kapazität C_f so installiert werden, dass sie zusammen mit der Entkopplungsinduktivität L_e ein Tiefpassfilter 2. Ordnung für die WR-Ausgangsspannung bildet. Durch die versetzte Taktung der seriegeschalteten WR-Brücken wird die Oberschwingungsbelastung der Leitung bereits stark reduziert, wodurch ein solches Filter in den meisten Fällen überflüssig ist (vgl. Kapitel 4). Die Leitung weist aber Resonanzstellen auf, welche durch den taktenden Kompensator ange regt und zu hohen Stromspitzen führen können (siehe Kapitel 4.1.4). Je nach Anwendung ist daher manchmal ein LC-Filter am Kompensatorausgang empfehlenswert.

Die Gleichspannungsseite (DC-Seite) jeder seriegelagerten WR-Brücke besteht aus einer separaten DC-Kapazität C_{DC} . Als eine Folge der AC-seitigen Serieschaltung liegen die DC-Seiten jeder WR-Brücke auf unterschiedlichen Potentialen. Das hat jedoch keine negativen Konsequenzen, da die WR ja nur Blindleistung ins Netz liefern müssen und die DC-Kapazitäten der WR-Brücken daher nicht gespeist werden müssen. Ein LC-Filter auf der DC-Seite kann zusätzlich installiert werden, um die auftretende Spannungspulsation mit der doppelten Grundfrequenz zu filtern. Ein solcher Filter ist heute Stand der Technik bei Lokomotiven mit einphasigem Wechselstromantrieb. Induktivitäten sind jedoch sperrige Elemente und sollten deswegen nach Möglichkeit vermieden werden. In dieser Dissertation wird aus diesem Grund die Konfiguration ohne LC-Filter auf der DC-Seite untersucht. Die DC-Spannungspulsation muss aber bei der Modulation der WR-Ausgangsspannung so kompensiert werden, dass der Kurzzeitmittelwert der WR-Ausgangsspannung sinusförmig bleibt, trotz der Abweichungen der DC-Spannung vom konstanten Wert (siehe dazu Kapitel 5.5).

Das AC-Schutzkonzept besteht aus

- einem schnellen Halbleiter-Bypass-AC-Schalter als Erststufen-Schutz (multifunktionell, siehe unten),
- einem parallel dazu geschalteten langsameren mechanischen Bypass-Schalter, der in einer zweiten Stufe den gesamten Leitungsstrom übernimmt,
- einem parallel dazu geschalteten Varistor als AC-Überspannungsschutz.

Der mechanische Schalter und der Varistor sind in Kapitel 6.1 beschrieben und in Figur 3.1 nicht dargestellt.

Der schnelle Halbleiter-Bypass-AC-Schalter (in der Folge nur AC-Schalter genannt) besteht aus antiparallel angeordneten Einschalt-Thyristoren und wird am Ausgang jeder WR-Brücke eingebaut (Figur 3.1 unten). Der AC-Schalter erfüllt gleich drei wesentliche Funktionen, die bei der praktischen Realisierung von grosser Wichtigkeit sind:

- Erststufen-Schutz des Wechselrichters gegen Überspannung und Überstrom bei Netzfehlern.
- Schneller Bypass bei Fehlfunktion eines Wechselrichters und lückenloser Weiterbetrieb des Kompensators ohne die fehlerhafte WR-Brücke.
- Direktes Aufstarten der DC-Seite ohne die DC-Kapazitäten im Voraus mittels einer separaten DC-Vorladeeinrichtung aufladen zu müssen.

Da dieser schnelle AC-Schalter für alle drei Funktionen nur kurze Zeit in Betrieb ist kann auf eine Kühlung verzichtet werden. Auf die mehrfache Funktionsweise des schnellen AC-Schalters wird in Kapitel 6.3 bei der Beschreibung der Laboranlage näher eingegangen.

3.2 Erzeugung der erforderlichen Kompensator-Ausgangsspannung

Beim transformatorlosen reaktiven Seriiekompensator wird die Kompensator-Ausgangsspannung durch das Wechselrichten einer Gleichspannung auf die Ausgangsseite erzeugt. Eine WR-Brücke bestehend aus zwei 2-Punkt WR-Halbbrücken ohne direkte Serieschaltung von GTO's kann mit den heutigen GTO's für ungefähr folgende Größenordnungen gebaut werden:

$$\begin{array}{lll} \text{Nominale DC Spannung:} & U_{DC} & \approx 2.5 \text{ kV} \\ \text{Max. AC Spannungsamplitude:} & U_{komp} \approx U_{DC} & \approx 2.5 \text{ kV} \\ \text{Nominale Leistung pro Phase:} & S \approx 1/2 \cdot U_{DC} \cdot 2kA & \approx 2.5 \text{ MVA} \end{array}$$

In den meisten Fällen sind das jedoch zu tiefe Werte für FACTS Anwendungen. Die Serieschaltung ist beim transformatorlosen Konzept daher zwingend. Serieschaltung kann grundsätzlich auf zwei Arten geschehen: Serieschaltung von Leistungshalbleiter und Serieschaltung ganzer WR-Brücken.

3.2.1 Serieschaltung von Leistungshalbleitern

In kommerziellen Anwendungen für FACTS konnten bisher nur Hochspannungs-Umrichter mit in Serie geschalteten Einschalt-Thyristoren eingesetzt werden. GTO's waren mit ihren individuell stark unterschiedlichen Ausschaltzeiten für einen kommerziellen Einsatz ungeeignet. Die Entwicklung auf dem Halbleitersektor hat mit den hart geschalteten GTO's bzw. den IGCT's [34] abschaltbare Leistungshalbleiter hervorgebracht, deren individuelle Schaltzeiten kürzer und ausgeglichener sind und deswegen auch in Serie geschaltet werden können. Die neuesten Entwicklungen erlauben gar den in immer höhere Leistungsklassen vorstossenden IGBT nicht mehr in der Bondier-Technik herzustellen sondern in einem Druckgehäuse zu verpacken [36] und demzufolge serieschaltbar zu machen.

Die Serieschaltung von abschaltbaren Leistungshalbleitern ist zu einem leicht lösbaren Problem geworden. Darüber hinaus wird heute an Lösungen zur direkten Speisung der Gate-Unit aus dem Leistungskreis heraus gearbeitet [37]. Das bedeutet, dass die Energie für das Ein- und Abschalten der Halbleiter nicht mehr vom Erdpotential her übertragen werden muss und dass folglich keine aufwendige Potentialtrennung mehr nötig ist.

Durch die direkte Serieschaltung von Leistungshalbleitern kann bei Verwendung eines überzähligen Halbleiters im sogenannten N+1 Aufbau **Fehlertoleranz** erzeugt werden (vgl. Kapitel 3.4). In Figur 3.1 unten rechts ist als Beispiel eine Serieschaltung von 4+1 GTO's pro Halbzweig dargestellt. Die oben aufgeführten Werte erhöhen sich bei N=4 Leistungshalbleitern zu:

Nominale DC Spannung:	U_{DC}	$\approx 10 \text{ kV}$
Max. AC Spannungsamplitude:	$U_{komp} \approx U_{DC}$	$\approx 10 \text{ kV}$
Nominale Leistung pro Phase:	$S \approx 1/2 \cdot U_{DC} \cdot 2 \text{ kA}$	$\approx 10 \text{ MVA}$

3.2.2 Serieschaltung von Wechselrichter-Brücken

Durch Serieschaltung ganzer WR-Brücken kann eine weitere Erhöhung des Spannungslevels des Kompensators erreicht werden. Die WR-Ausgangsspannungen aller in Reihe geschalteten WR summieren sich auf zu einer erhöhten resultierenden Kompensatorspannung. Bei sechs Brücken in Serie, wie in Figur 3.2 dargestellt, erhöhen sich die Werte für das eingeführte Beispiel zu:

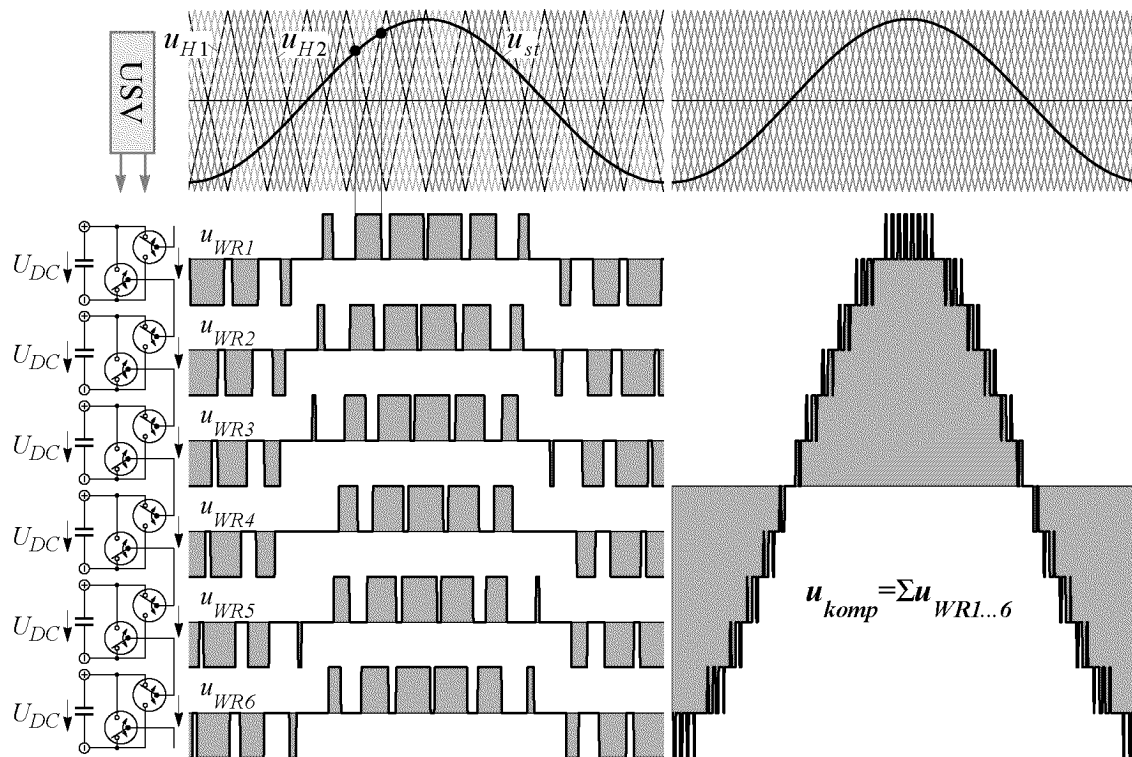
Nominale DC Spannung mal 6:	$6 \cdot U_{DC}$	$\approx 60 \text{ kV}$
Max. AC Spannungsamplitude:	$U_{komp} \approx 6 \cdot U_{DC}$	$\approx 60 \text{ kV}$
Nominale Leistung pro Phase:	$S \approx 6/2 \cdot U_{DC} \cdot 2 \text{ kA}$	$\approx 60 \text{ MVA}$

Das bedeutet: Die resultierende Spannungsamplitude U_{komp} des Kompensators pro Phase beträgt $U_{komp}/U_N=18.3\%$ der Nennanschlussspannung $U_N = 400 \text{ kV} \cdot \sqrt{2}/\sqrt{3} = 327 \text{ kV}$. Wie im Kapitel 2.3.3 gezeigt, ist das die Größenordnung, welche für eine Leistungsflussregelung in einer 500km 400kV Leitung erforderlich ist.

3.3 Oberschwingungsreduktion durch versetzte Taktung der seriegelagerten WR-Brücken

Der Kompensator erzeugt in seiner Eigenschaft als taktende Spannungsquelle neben der erwünschten Grundschwingung auch Spannungsoberschwingungen, welche wegen der direkten Einspeisung in die Leitung auch direkt einen Einfluss auf den Leitungsstrom haben. Die Leitungsimpedanz Z_{Lg} , welche auch in Serie zum Kompensator liegt, weist Resonanzstellen auf, welche durch den taktenden Kompensator angeregt und zu hohen Stromspitzen führen können. Der Oberschwingungsgehalt der eingespeisten Spannung kann durch versetzte Taktung der seriegelagerten WR-Brücken wesentlich vermindert werden, ohne dabei die einzelnen Halbleiterelemente häufiger schalten zu müssen und die Effizienz der Wechselrichter dadurch zu verschlechtern. Dabei wird die resultierende Wechselrichterausgangsspannung der gesamten Kette der sechs seriegelagerten einphasigen 2-Punkt-Wechselrichter mit 12 unabhängigen Taktmustern gesteuert - zwei pro Wechselrichter. Das dazu verwendete Modulationsverfahren ist das trägerbasierte versetzt taktende Unterschwingungsverfahren (USV). Die durch dieses Verfahren entstehenden Oberschwingungen in der Leitung werden im

Kapitel 4 detailliert untersucht. In der Literatur ist dieses Verfahren im Detail beschrieben [42][41][7]. Hier soll es für das weitere Verständnis anhand von Figur 3.2 nur kurz erläutert werden.



Figur 3.2: Unterschwingungsverfahren mit versetzter Taktung der seriegeschalteten Wechselrichter. Schaltfrequenz pro GTO: $F=300\text{Hz}$, resultierende Pulsfrequenz $F_{komp}=3600\text{Hz}$

In Figur 3.2 links ist eine WR-Halbbrücke durch einen 2-Punkt Umschalter dargestellt (vgl. auch Figur 3.1). Jede 2-Punkt Halbbrücke kann entweder

- den positiven Pol (+) oder
 - den negativen Pol (-)
- der DC-Kapazität auf den Ausgang durchschalten. Eine ganze WR-Brücke besteht aus zwei 2-Punkt Halbbrücken und kann drei verschiedene Potentiale als WR-Ausgangsspannung u_{WR} zwischen den beiden Ausgängen der beiden Halbbrücken erzeugen:
- $u_{WR}=+U_{DC}$, wenn die DC Spannung U_{DC} positiv auf den WR-Ausgang durchgeschaltet wird, oder
 - $u_{WR}=-U_{DC}$, wenn die DC Spannung U_{DC} negativ auf den WR-Ausgang durchgeschaltet wird, oder
 - $u_{WR}=0$, wenn die DC Spannung U_{DC} überhaupt nicht auf den WR-Ausgang durchgeschaltet wird.

Bei den ersten beiden Fällen ($u_{WR}=\pm U_{DC}$) schalten die beiden Umschalter

der WR-Halbbrücken unterschiedliche Pole der DC Kapazität, beim dritten Fall ($u_{WR}=0$) schalten beide Umschalter den gleichen Pol der DC Kapazität auf den Ausgang durch. Dies ist in Figur 3.2 links anhand der zeitlichen Verläufe einer Grundschwingungsperiode dargestellt. Jede der sechs WR-Ausgangsspannungen $u_{WR1..6}$ wird durch die Schnittpunkte

- eines sinusförmigen Steuersignals u_{st} , das im Idealfall für alle sechs einphasigen 2-Punkt-Wechselrichter gleich ist, mit
- zwei um 180° versetzten dreiecksförmigen Trägersignalen u_{H1} und u_{H2} gebildet. Die Pulsfrequenz F_{WR} jeder Wechselrichterausgangsspannung wird dadurch gegenüber der Schaltfrequenz F der Halbleiterelemente verdoppelt $F_{WR}=2 F$.

Die Trägersignale u_{H1} und u_{H2} der sechs seriegeschalteten Wechselrichter werden nun ebenfalls gleichmässig gegeneinander versetzt. Die aufsummierte Kompensatorspannung $\Sigma u_{WR1..6}$ in Figur 3.2 rechts wird demzufolge durch die Schnittpunkte

- der WR-individuellen Steuersignale, die im Idealfall für alle sechs einphasigen 2-Punkt-Wechselrichter gleich sind, mit
- einer Sequenz von 12 versetzten dreiecksförmigen Trägersignalen mit einer gleichmässigen Phasenverschiebung von $360^\circ/12 = 30^\circ$ zwischen den Trägern

gebildet. Diese Art der Modulation führt zu versetzten Pulsmustern

- mit dem gleichen Grundschwingungsanteil in allen sechs Wechselrichterausgangsspannungen und
- mit einer resultierenden Schaltfrequenz von $F_{komp}=12 F$, wenn F die Schaltfrequenz eines einzelnen Halbleiterelements ist:

Schaltfrequenz pro Halbleiterelement F :	300 Hz
Pulsfrequenz pro Wechselrichter F_{WR} :	$2 \cdot 300 \text{ Hz} = 600 \text{ Hz}$
Res. Pulsfrequenz des Kompensators F_{komp} :	$6 \cdot 2 \cdot 300 \text{ Hz} = 3600 \text{ Hz}$

3.4 Redundanz und Fehlertoleranz

Die Serieschaltung von Leistungshalbleitern einerseits und von ganzen WR-Brücken andererseits bietet neben den beschriebenen Möglichkeiten des Spannungsaufbaus und - bei der Serieschaltung von WR-Brücken - der Oberschwingungsreduktion durch versetzte Taktung noch je einen weiteren für die Realisierung wesentlichen Vorteil:

- durch die direkte Serieschaltung von Leistungshalbleiter kann bei Verwendung eines Halbleiters mehr als für den Betrieb notwendig im sogenannten N+1 Aufbau **Fehlertoleranz** erzeugt werden.

- durch die Serieschaltung von ganzen WR-Brücken und Verwendung des erwähnten AC-Schalters am Ausgang jeder seriegelagerten WR-Brücke kann der Kompensator **redundant** aufgebaut werden.

Fehlertoleranz bedeutet, dass der Kompensator bei Ausfall eines einzelnen Leistungshalbleiters ohne jede Funktionseinbusse, also auch ohne Einschränkung des Regelbereichs weiterbetrieben werden kann.

Redundanz bedeutet, dass der Kompensator bei Ausfall von einem Teil der WR-Brücken weiterbetrieben werden kann, allerdings mit einem entsprechend eingeschränkten Regelbereich. Wie sich der Ausfall einer WR-Brücke auf die Oberschwingungsbelastung der Leitung auswirkt ist in Kapitel 4 untersucht.

3.5 Dimensionierung des reaktiven Seriiekompensators

In der folgenden Aufstellung ist ein reaktiver Seriiekompensator mit sechs in Reihe geschalteten WR-Brücken (vgl. Figur 3.1) für eine reale 500km, 400kV Leitung dimensioniert. Die installierte Wechselrichterleistung beträgt 20% der Nenn-Übertragungsleistung der Leitung. Wie in Kapitel 2 dargestellt, ist das die erforderliche Größenordnung, um den Leistungsfluss in einer solchen Hochspannungsleitung regeln zu können. Bei den Spannungen und den Strömen sind die Amplitudenwerte und nicht die Effektivwerte angegeben.

Leitung:

$$\begin{aligned}
 U_N &= 400 \text{ kV} \cdot \sqrt{2/3} &&= 326.6 \text{ kV} \\
 S_N &= &&= 653 \text{ MVA} \\
 I_N &= 2/3 \cdot S_N / U_N &&= 1.3 \text{ kA} \\
 Z_N &= 245 \Omega; \quad \beta l = 30^\circ; \quad l = 500 \text{ km}
 \end{aligned}$$

Wechselrichter (Serieschaltung von X=6 2-Punkt-WR):

$$\begin{aligned}
 X \cdot U_{DC} &= X \cdot U_{WR(m=1)} = 20\% U_N = 6 \cdot 10.9 \text{ kV} = 65.4 \text{ kV} \\
 X \cdot S_{WR} &= 1/2 \cdot X \cdot U_{WR} I_N = 20\% S_N / 3 = 43.6 \text{ MVA} \\
 X \cdot Z_{WR} &= X \cdot U_{WR(m=1)} / I_N = 49 \Omega \\
 F &= 300 \text{ Hz pro Leistungshalbleiter}
 \end{aligned}$$

Passive Komponenten des Kompensators:

$$Z_{Cdc} = 1/(\omega C_{DC}) = 50\% Z_{WR} = 24.5 \Omega$$

$$\begin{aligned} Z_{Le} &= \omega_1 L_e &= 15\% Z_{WR} &= 7.3 \Omega \\ F_{res} &= 1/(2\pi\sqrt{L_e C_f}) &&= 250 \text{ Hz} \\ 1/Z_{Cf} &= \omega_1 C_f \text{ (parallel)} &= 20\% 1/Z_{WR} &= 0.004 \text{ S} \end{aligned}$$

Diese Dimensionierung könnte für zukünftige vergleichbare Anlagen repräsentativ sein. Sie liegt den in dieser Dissertation gemachten Untersuchungen zugrunde. Abweichungen werden an den jeweiligen Stellen speziell vermerkt. (Betreffend Dimensionierung und Normierung siehe auch Anhang D).

3.6 Funktionsweise des reaktiven Seri kompensators

Im Kapitel 2 wurde beschrieben, wie mit einer in der Amplitude einstellbaren Wechselspannung in Serie zur Leitung der Wirkleistungsfluss in der entsprechenden Hochspannungsleitung beeinflusst werden kann. Der Kompensator ist abgesehen von den eigenen Verlusten rein reaktiv. Die erzeugte Kompensator-Wechselspannung u_{komp} muss folglich in jeder Phase der Leitung 90° vor- oder nachteilend bezogen auf den Leitungsstrom i_2 sein. Allein zur Deckung der eigenen Verluste weicht die Ausgangsspannung leicht von dieser Position ab. Daraus ergeben sich zwei grundsätzliche stationäre Betriebsarten für den reaktiven Seri kompensator, welche sich auch in ihrer Wirkung unterscheiden:

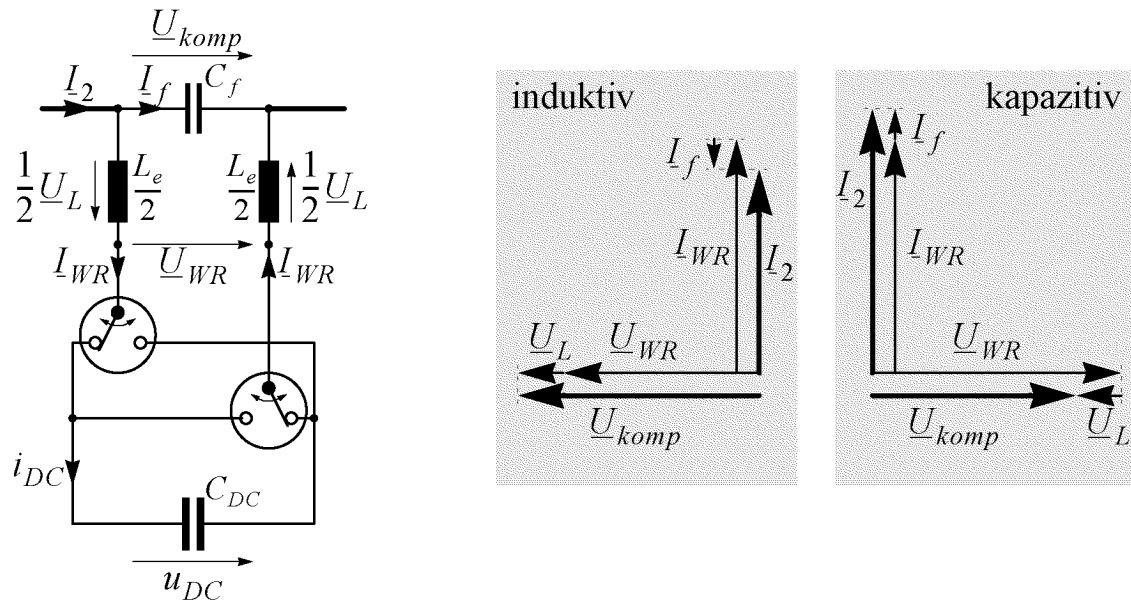
- der induktiven Betrieb zur Leistungsflussreduktion
- der kapazitiven Betrieb zur Leistungsflusssteigerung

In diesem Kapitel werden alle relevanten Grössen des reaktiven Seri kompensators bei diesen zwei stationären Betriebsarten beschrieben. Das Verhalten der Grundschwingungen wird anhand von Zeigerdiagrammen, der zeitliche Verlauf der verschiedenen Grössen anhand von Computer-Simulationen demonstriert.

3.6.1 Grundschwingungsverhalten

Zur Beschreibung der Funktionsweise des Seri kompensators wird das in Figur 3.3 links dargestellte, vereinfachte Modell des reaktiven Seri kompensators verwendet. Es besteht aus einem 2-Punkt-Wechselrichter, einer DC-Kapazität C_{DC} , einer in zwei Teile aufgespalteten Entkopplungsinduktivität L_e und einer Filterkapazität C_f . Die Funktionsweise des Kompensators wird hier mit LC-Filter (L_e, C_f) am Kompensatorausgang erläutert, obwohl dieses Filter bei versetzter Taktung mehrerer seriegelagerter WR-Brücken meist überflüssig ist. Wegen der vorhandenen Leitungsresonanzen (vgl.

Kapitel 4) kann dieses Filter je nach Anwendung trotzdem nötig sein.



Figur 3.3: Vereinfachtes Modell des TL-RSC zur Beschreibung der Funktionsweise

Der Kompensator, welcher der Einfachheit wegen aus nur einer einzigen 2-Punkt WR-Brücke besteht, wird so dimensioniert, als bestünde er aus einer Serieschaltung von sechs 2-Punkt WR-Modulen wie er im Kapitel 3.2 beschrieben worden ist. Der Einfluss der Serieschaltung mehrere WR-Brücken auf die Oberschwingungsbelastung der Leitung wird im nächsten Kapitel 4 näher untersucht. Die eingebaute WR-Leistung der einen WR-Brücke beträgt hier dementsprechend $Q_{WR}=20\%$ bezogen auf die Nennübertragungsleistung $S_N=217.7MVA$ einer Phase einer $500km$ $400kV$ Leitung. Das entspricht der im Anhang D beschriebenen und in dieser Dissertation allgemein gewählten Dimensionierung, welche auch für zukünftige solche Anlagen repräsentativ sein könnte.

In Figur 3.3 rechts sind zwei Zeigerdiagramme für die Grundschnungen der Wechselgrößen des Kompensators dargestellt, je eines für jede der zwei Betriebsarten induktiv und kapazitiv. Die Zeigerdiagramme basieren auf folgende Grundschnungen-Zeigergleichungen:

$$\underline{U}_{komp} = \underline{U}_{WR} + \underline{U}_L \quad (3.1)$$

$$\underline{U}_L = j\omega L_e I_{WR} \quad (3.2)$$

$$I_2 = I_{WR} + I_f \quad (3.3)$$

$$I_f = j\omega C_f \underline{U}_{komp} \quad (3.4)$$

Die Differenz zwischen der durch den Wechselrichter (WR) erzeugten WR-Ausgangsspannung \underline{U}_{WR} und der gefilterten Kompensator-Ausgangsspannung \underline{U}_{komp} ergibt die Spannung \underline{U}_L über der Entkopplungsinduktivität L_e . Diese Spannung \underline{U}_L bestimmt den WR-Strom \underline{I}_{WR} , welcher ein Teil des Leitungsstromes \underline{I}_2 ist. Der übrige Anteil \underline{I}_f des Leitungsstromes \underline{I}_2 fließt durch die parallele Filterkapazität C_f . Die Filter-Resonanzfrequenz F_{res} wird durch die Grösse der Filterkapazität C_f und der Entkopplungsinduktivität L_e festgelegt:

$$F_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_e C_f}} \quad (3.5)$$

Die Filter-Resonanzfrequenz F_{res} muss so gewählt werden, dass einerseits die durch die Taktung des Wechselrichters erzeugten Oberschwingungen gefiltert werden, dass aber andererseits nur ein geringer Anteil \underline{I}_f der Grundschwingung des Netzstromes \underline{I}_2 durch die parallele Filterkapazität C_f fließt. Für das erste Kriterium muss F_{res} möglichst weit unter der resultierende Pulsfrequenz F_{WR} der WR-Ausgangsspannung liegen. Für das zweite Kriterium muss F_{res} möglichst weit über der Grundfrequenz f_1 liegen. Die Wahl der Filter-Resonanzfrequenz ist also ein Kompromiss $f_1 < F_{res} < F_{WR}$. Die Wahl der Resonanzfrequenz F_{res} wird in Kapitel 3.6.2 näher diskutiert.

In den beiden Zeigerdiagrammen in Figur 3.3 sind die beiden Betriebsmodi induktiv (links) und kapazitiv (rechts) dargestellt. Für beide Fälle wird angenommen, dass die Grundschwingungsamplitude I_{WR} des WR-Stromes \underline{I}_{WR} Nennwert $I_N=1pu$ betrage.

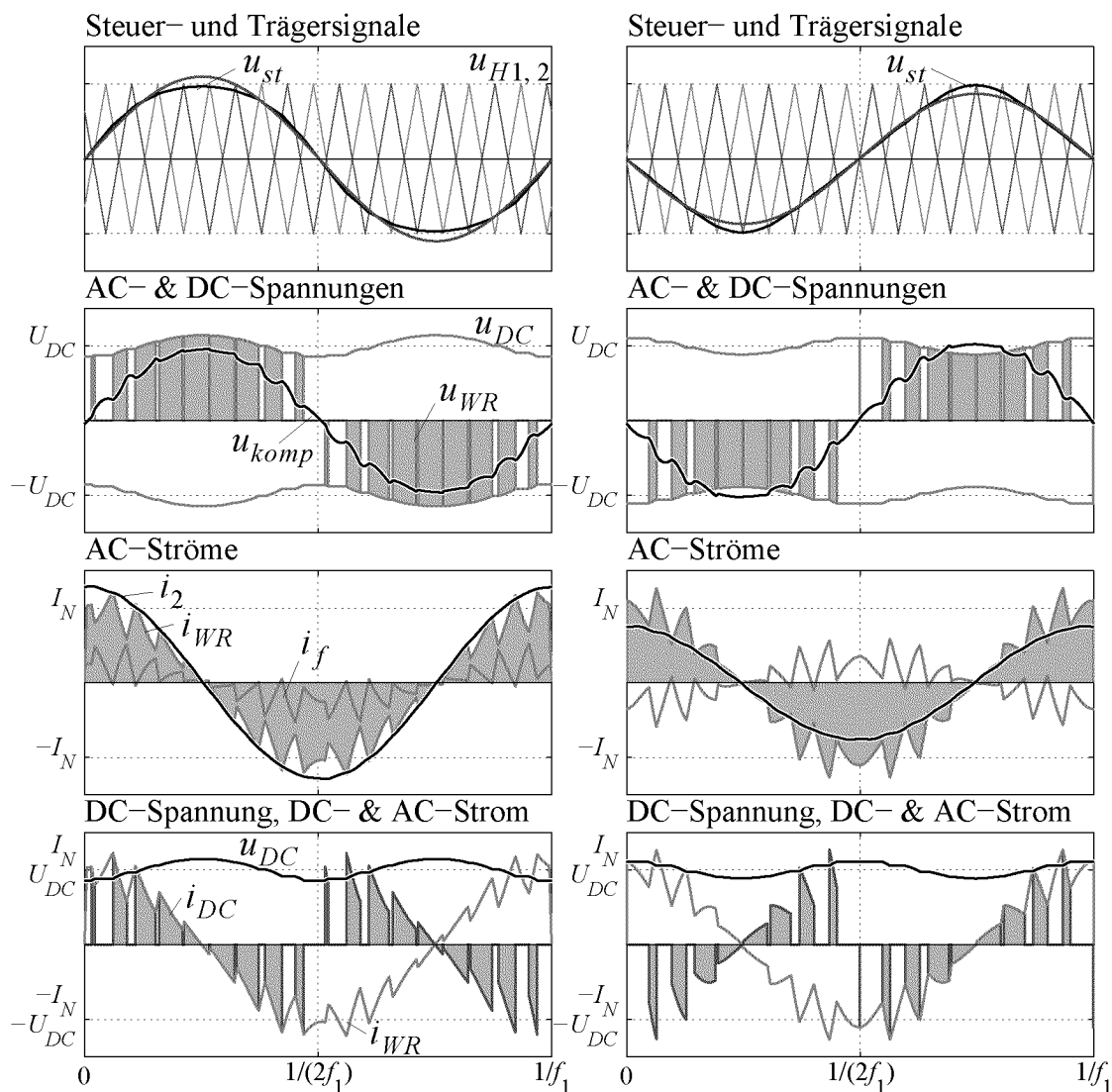
Im induktiven Fall ergibt sich die Kompensator-Ausgangsspannung \underline{U}_{komp} aus der Summe der WR-Ausgangsspannung \underline{U}_{WR} und der kleinen, vom momentanen WR-Strom \underline{I}_{WR} abhängigen Spannung \underline{U}_L über der Entkopplungsinduktivität L_e . Die Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} ist daher im induktiven Fall leicht grösser als die WR-Ausgangsspannung \underline{U}_{WR} . Im kapazitiven Betrieb bildet sich die Kompensator-Ausgangsspannung \underline{U}_{komp} aus der Differenz von \underline{U}_{WR} und \underline{U}_L . Daher ist \underline{U}_{komp} im kapazitiven Fall leicht kleiner als \underline{U}_{WR} .

Bei den Strömen ergibt sich der Grundschwingungszeiger des Leitungsstromes \underline{I}_2 im induktiven Betrieb (Figur 3.3 links) aus der Differenz und im kapazitiven Betrieb (Figur 3.3 rechts) aus der Summe von WR-Grundschwingungsstrom \underline{I}_{WR} und dem kleinen Grundschwingungsanteil des Filterstromes \underline{I}_f . Abgesehen von den kleinen Anteilen \underline{U}_L bei den Spannungen und \underline{I}_f bei den Strömen sind die beiden Betriebsmodi symmetrisch. Im induktiven Fall eilt der Leitungsstrom \underline{I}_2 der Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} um 90° nach, im kapazitiven Fall eilt der Leitungsstrom \underline{I}_2 der Kompensatorspan-

nung \underline{U}_{komp} um 90° vor.

3.6.2 Zeitliche Verläufe im stationären Betrieb

Bisher haben wir das Verhalten des Kompensators anhand von Zeigergrößen kennengelernt. Diese eignen sich zur Beschreibung des Grundschwingungsverhaltens der verschiedenen Größen. Wie sich die Momentanwerte des Kompensators verhalten wird anhand der zeitlichen Verläufe in Figur 3.4 für je eine Netzperiode ($1/f_1$) im induktiven bzw. im kapazitiven Betrieb gezeigt. Die beiden Betriebsmodi sind analog zu den Zeigerdiagrammen in Figur 3.3 für die gleiche Grundschwingungsamplitude $I_{WR}=I_N=1pu$ des WR-Stromes \underline{I}_{WR} dargestellt.



Figur 3.4: Zeitliche Verläufe der Kompensatorgrößen im kapazitiven (links) und induktiven Betrieb (rechts) bei einem Kompensator bestehend aus einer 2-Punkt WR-Brücke und einem LC-Filter am Ausgang. (Schaltfrequenz $F=450\text{Hz}$)

a) Kapazitiver Betrieb

Die Kurvenverläufe einer Netzperiode $1/f_1$ bei maximal kapazitiver WR-Spannung u_{WR} und einer WR-Stromamplitude von $I_{WR}=1pu$ sind in Figur 3.4 in der linken Spalte dargestellt. Die Steuerspannung u_{st} und die zwei um 180° versetzten dreiecksförmigen Hilfssteuerspannungen u_{H1} und u_{H2} im ersten Plot erzeugen das resultierende Pulsmuster der WR-Ausgangsspannung u_{WR} im zweiten Plot nach dem Prinzip des Unterschwingungsverfahrens (siehe Kapitel 3.3). Dabei wird die DC-Spannung u_{DC} , ebenfalls im zweiten Plot dargestellt, durch die zwei versetzt taktenden WR-Halbbrücken entweder positiv, negativ oder gar nicht auf den WR-Ausgang durchgeschaltet. Die Pulsfrequenz der entstehenden WR-Ausgangsspannung ist bei einer 2-Punkt WR-Brücke doppelt so hoch wie die Schaltfrequenz der einzelnen GTOs $F_{WR} = 2F = 2 \cdot 450Hz = 900Hz$. Je tiefer die Schaltfrequenz F pro GTO, um so kleiner sind die Verluste und um so höher ist der Wirkungsgrad des Wechselrichters. Um so tieffrequenter sind jedoch auch die eingespeisten Oberschwingungen der WR-Ausgangsspannung. Für diese einfache Konfiguration mit einem 2-Punkt-WR wurde die Schaltfrequenz bei $F=450Hz$ gewählt, damit die Funktionsweise des LC-Filters am WR-Ausgang veranschaulicht werden kann. $F=450Hz$ ist jedoch eher eine hohe Schaltfrequenz für heutige IGCT's hoher Leistung. Bei der Serieschaltung mehrerer WR-Brücken kann eine tiefere Schaltfrequenz pro Halbleiter gewählt werden. In den nachfolgenden Kapiteln wird bei seriegelagerten Wechselrichtern eine Schaltfrequenz von $F=300Hz$ pro Halbleiter verwendet.

Die DC-Spannung u_{DC} ist nicht konstant sondern pulsiert um ihren Gleichanteil U_{DC} mit der doppelten Netzfrequenz $2f_1=100Hz$. Der Grund für diese Schwingung wird weiter unten erläutert. Die Steuerspannung u_{st} muss so kompensiert werden, dass die Grundschiwingung der WR-Ausgangsspannung unverändert bleibt, trotz der Abweichungen der DC-Spannung vom konstanten Wert. Die Realisierung dieser Kompensation der DC-Spannung 100Hz Pulsation in der Steuerspannung u_{st} wird in Kapitel 5.5 beschrieben. Der WR-Strom i_{WR} im dritten Plot wird durch die Differenz zwischen der WR-Ausgangsspannung u_{WR} und der über der parallelen Filterkapazität C_f geglätteten Kompensatorspannung u_{komp} über der Entkopplungsinduktivität L_e gebildet.

$$i_{WR} = \frac{1}{L_e} \int (u_{komp} - u_{WR}) dt \quad (3.6)$$

Dieser WR-Strom i_{WR} enthält die nach der versetzten Taktung verbleibenden Oberschwingungen. Der dritte Plot zeigt, dass die Oberschwingungen

i_{WROS} des WR-Stromes i_{WR} durch die Filterkapazität C_f fast vollkommen aufgenommen werden.

$$i_{WROS} = -i_{fOS} \quad (3.7)$$

Die Kapazität C_f muss einerseits gross genug sein, um die Spannung u_{komp} gut zu glätten, andererseits klein genug, um nur eine kleine Grundschwingungskomponente des Leitungsstromes i_2 aufzunehmen. Die Resonanzfrequenz F_{res} des LC-Filters zweiter Ordnung muss folglich über der Grundfrequenz f_1 und unter der resultierenden Pulsfrequenz $2F$ liegen. Mit einer Resonanzfrequenz von $F_{res}=250Hz$ kann das bei dieser mit $450Hz$ getakteten Konfiguration gut erreicht werden.

$$F_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C_f}} = 250Hz \quad (3.8)$$

$$f_1 = 50Hz < F_{res} = 250Hz < 2F = 900Hz \quad (3.9)$$

Die Oberschwingungen im Leitungsstrom i_2 sind bei dieser einfachen Konfiguration mit einem 2-Punkt-WR bereits sehr klein. Durch Serieschaltung mehrerer WR-Brücken und versetzter Taktung der seriegeschalteten WR-Brücken wird die Oberschwingungsbelastung zusätzlich reduziert. Wird ein LC-Filter eingesetzt, so kann er bei einer Konfiguration mit mehreren seriegeschalteten WR-Brücken wie in Figur 3.1 gezeigt modular für jede WR-Brücke einzeln, oder als ein Filter über die ganze Kette von WR-Brücken gebaut werden. Während beim modularen Aufbau die Resonanzfrequenz F_{res} des Filters unter der relativ tiefen Pulsfrequenz $2F$ einer WR-Brücke liegen muss, kann beim Ein-Filter-Aufbau die Resonanzfrequenz F_{res} höher gewählt werden, da sie nur unterhalb der höheren resultierenden Pulsfrequenz F_{komp} der gesamten WR-Kette liegen muss. Dadurch wird das Filter kleiner und kostengünstiger. In Kapitel 4 wird die Oberschwingungsbelastung des Netzes durch den Kompensator ohne und in Kapitel 4.2.3 auch mit LC-Filter detailliert veranschaulicht.

Der vierte Plot schliesslich zeigt den Grund für die Pulsation der DC-Spannung u_{DC} . Bei reaktiver Anwendung eines einphasigen Wechselrichters folgt der Kurzzeitmittelwert des DC-Stromes i_{DC} einer $2f_1=100Hz$ Sinusschwingung und verursacht eine $2f_1=100Hz$ Pulsation auf der DC-Spannung u_{DC} .

$$u_{DC} = \frac{1}{C_{DC}} \int i_{DC} dt \quad (3.10)$$

Je höher die DC-Kapazität C_{DC} gewählt wird, desto kleiner wird die $100Hz$

Pulsation auf der DC-Spannung, desto höher sind jedoch Kosten und Volumen des Wechselrichters. Die 100Hz Pulsation kann auch mit einem zusätzlichen LC-Filter auf der DC-Seite des Wechselrichters reduziert werden, wie das in den heutigen Lokomotiven mit einphasigem Wechselstromantrieb angewendet wird. Induktivitäten sind jedoch eher sperrig und sollten nach Möglichkeit in Spannungswechselrichter vermieden werden. Auf die Verwendung eines LC-Filters auf der DC-Seite des Wechselrichters und auf die damit verbundenen Vor- und Nachteile wird in dieser Dissertation nicht näher eingegangen.

b) Induktiver Betrieb

Die Plots in Figur 3.4 rechts zeigen in genau der gleichen Reihenfolge wie beim kapazitiven Betrieb die zeitlichen Verläufe einer Netzperiode $1/f_1$ bei maximal induktiver WR-Spannung u_{WR} für die gleiche WR-Stromamplitude $I_{WR}=1pu$ wie im kapazitiven Betrieb.

Vergleicht man die WR-Ausgangsspannungen u_{WR} in Figur 3.4 links für den kapazitiven Betrieb und in Figur 3.4 rechts für den induktiven Betrieb, so erkennt man, dass die WR-Ausgangsspannung im kapazitiven Modus ihren Maximalwert beim Maximalwert der DC-Spannungsschwingung u_{DC} (100Hz Pulsations-Berg) hat, im induktiven Modus dagegen der Maximalwert der WR-Ausgangsspannung u_{WR} beim Minimalwert der DC-Spannungsschwingung u_{DC} (100Hz Pulsations-Tal) liegt. Dies bedeutet, dass die maximale Amplitude der Grundschiwingung der WR-Ausgangsspannung u_{WRGS} im induktiven Betrieb tiefer gehalten werden muss um eine Übersteuerung zu vermeiden. Im kapazitiven Betrieb hingegen kann gegenüber der Aussteuerung mit konstanter oder gefilterter DC-Spannung u_{DC} die Grundschiwingungsamplitude der WR-Ausgangsspannung erhöht werden, ohne zu übersteuern. Wird der Kompensator also vorwiegend im kapazitiven Betrieb zur Leistungsflusssteigerung eingesetzt, so kann die 100Hz-Pulsation vorteilhaft für einen leicht erweiterten Regelbereich genutzt werden. Im Gegenzug ist beim vorwiegenden Einsatz des Kompensators im induktiven Betrieb zur Leistungsflussreduktion der Einbau eines LC-Filters auf der DC-Seite von Vorteil, da sonst ein leicht reduzierter Regelbereich resultiert.

3.6.3 Regelung des Wirkleistungsflusses bzw. des Stromes in der Leitung

Wie im Kapitel 2.3 erklärt wurde, beeinflusst eine in Serie zur Leitung eingespeiste Spannung \underline{U}_{komp} , welche senkrecht auf den fließenden Leitungsstrom I_2 steht, die Amplitude I_2 des Leitungsstromes I_2 . Der Wirkleistungsfluss ist in einem weiten Bereich des Leitungs-Nennbetriebes proportional

zur Stromamplitude I_2 . Daher beeinflusst eine reaktive Seriespannung \underline{U}_{komp} auch direkt den Wirkleistungsfluss durch die Leitung. Eine Stromregelung muss also dafür sorgen, dass einerseits

- der Ausgangsspannungszeiger \underline{U}_{komp} immer senkrecht auf den Leitungsstrom I_2 steht, und andererseits
- die Länge U_{komp} des Ausgangsspannungszeigers \underline{U}_{komp} so eingestellt wird, dass der momentane Leistungsfluss dem gewünschten Sollwert folgt.

Die Regelung der Länge des Ausgangsspannungszeigers kann auf zwei Arten geschehen:

- durch Pulsweitenmodulation mittels des Unterschwingungsverfahrens,
- durch Vergrößerung oder Verkleinerung der DC-Spannung u_{DC}

Für die Einstellung der Grundschiebungsamplitude der Kompensatorspannung mittels des in Kapitel 3.3 beschriebenen Modulationsverfahrens können alle seriegeschalteten Wechselrichter in der gleichen Phase mit dem gleichen Steuersignal angesteuert werden, da diese den gleichen Phasenstrom regeln müssen und da eine gleichmässige Aufteilung der gesamten einzuspeisenden Spannung auf die Wechselrichter erfolgen soll.

3.6.4 Regelung der DC Spannung

Die DC Seite der Wechselrichter ist nicht von aussen gespeist. Deswegen bleibt die DC Spannung u_{DC} ohne zusätzliche Regelung nicht auf ihrem Sollwert. Grundsätzlich wird sie durch Wirkleistung beeinflusst. Das sind:

- Verluste im Wechselrichter: Schalt- und Leitverluste der Halbleiter, ohmsche Verluste in der Beschaltung sowie DC-Kapazitätsverluste.
- Dynamische Regelungsvorgänge: Durch die Regelung des Leitungsstromes I_2 wird in den transienten Übergängen Wirkleistung vom WR aufgenommen oder abgegeben.

Durch eine Abweichung der WR-Ausgangsspannung \underline{U}_{WR} von der 90° voroder nacheilenden Position in Bezug auf den Leitungsstrom I_2 kann ein Wirkleistungsfluss zwischen der Leitung und der DC Seite der WR-Brücken gezielt so eingestellt werden, dass die DC Spannung u_{DC} ihrem Sollwert folgt. Da jede der seriegeschalteten WR-Brücken eine eigene separate DC-Kapazität hat, muss die DC-Seite jeder WR-Brücke auch separat geregelt werden. Im Vergleich zum im Kapitel 3.3 vorgestellten Modulationsverfahren, wo alle seriegeschalteten WR-Brücken mit dem gleichen Steuersignal angesteuert wurden, muss in einem realen System das Steuersignal mit einem Brücken-individuellen Zusatzsignal für die DC-Spannungsregelung aufgeschaltet werden. Die Steuersignale der seriegeschalteten WR-Brücken

unterscheiden sich also nur in der durch die DC-Spannungsregelung erzeugten kleinen Wirkkomponente, nicht aber in der durch die Stromregelung erzeugten grossen Blindkomponente.

Auf die Regelung des reaktiven Seri kompensators geht das Kapitel 5 detailliert ein.

3.7 Gründe für die Verwendung von 2-Punkt- statt Mehr-Punkt-Wechselrichter für den TL-RSC

In der Leistungselektronik kann eine fortschreitende Entwicklung von mehrstufigen Wechselrichtertopologien betrachtet werden. Die 2-Punkt Topologie wird zunehmend von 3- und Mehr-Punkt Topologien konkurrenziert. Welche Topologie mit Vorteil angewendet wird hängt jedoch in wesentlichem Masse von der Art der Anwendung bzw. ihrem Einsatzort ab. So ist es durchaus von Vorteil, bei Antrieben 3- oder Mehr-Punkt Topologien zu verwenden, da dort oft ein hohes Spannungspotential gefragt ist, die DC Seite jedoch nicht aufspaltbar ist.

Beim TL-RSC könnte man sich auch vorstellen, anstelle einer Kette von 2-Punkt WR eine nur halb so lange Kette von 3-Punkt WR oder eventuell gar einen einzigen $(n-1)$ -Punkt WR einzusetzen, wobei n der Anzahl seri geschalteter 2-Punkt WR entsprechen würde. Da beim TL-RSC wegen der Serieinkopplung in die Leitung die Aufspaltung der DC Seite in mehrere kleine unabhängige DC Kapazitäten kein Problem darstellt, ist es jedoch von Vorteil die Serieschaltung mehrerer einzelner 2-Punkt WR mit getrennten DC Kapazitäten zu verwenden: Dadurch erspart man sich die Symmetrierregelungen für die einzelnen DC Kapazitäten einer Mehr-Punkt-Topologie. Bereits bei 3-Punkt WR ist eine komplizierte Regelung nötig, um die beiden DC Kapazitäten zu symmetrieren [9],[10]. Durch Serieschalten von zwei einphasigen 2-Punkt Wechselrichtern kann mit gleichem Schaltungsaufwand (sogar um 2 Clamping-Dioden kleinerem Aufwand) die in Form und Grösse genau gleiche Ausgangsspannung erzielt werden wie mit einem 3-Punkt-Wechselrichter. Die zwei 2-Punkt WR brauchen zwar beide eine separate DC-Spannungsregelung. Diese ist jedoch einfacher zu implementieren als die Symmetrierregelung bei 3-Punkt WR. Zudem wäre für den TL-RSC in langen Hochspannungsleitungen auch mit 3-Punkt WR eine Kaskadierung mehrerer 3-Punkt WR-Brücken ohnehin nötig. Aus diesen Gründen ist der Einsatz von 2-Punkt WR für die Aufgabe der rein reaktiven Seri kompensation in Hochspannungsleitungen die beste Wahl.

4 Stromrichterbedingte Oberschwingungen in der Übertragungsleitung

Der Kompensator muss eine in Amplitude und Phasenlage kontinuierlich einstellbare Ausgangsspannung erzeugen können, um einerseits mittels Blindleistungsbezug den Leistungsfluss in der Leitung und andererseits mittels Wirkleistungsbezug die DC-Spannungen regeln zu können. Verschiedene Verfahren zur Pulsmustererzeugung kommen für diese Aufgabe in Frage. Für die Ansteuerung des TL-RSC mit seinen in Serie geschalteten Wechselrichtern wurde die klassische sinusförmige trägerbasierte Pulsbreitenmodulation (PWM = Pulse Width Modulation) gewählt, da sie

- einerseits die geforderten Regelmöglichkeiten bietet,
- andererseits sehr einfach in der Anwendung ist und
- sich darüber hinaus gut zur versetzten Taktung seriegelagerter Wechselrichter-Brücken und somit zur Oberschwingungsreduktion eignet.

Letzteres soll in diesem Kapitel näher untersucht werden. In Kapitel 3.3 wurde das verwendete PWM-Verfahren, für das der Begriff Unterschwingungsverfahren (USV) geprägt wurde [42], bereits eingeführt. Das USV-Verfahren erlaubt es, die Oberschwingungen der eingespeisten Kompensatorspannung analytisch und numerisch zu berechnen. Im Kapitel 4.1 wird daher die Oberschwingungsbelastung der Leitung durch den Kompensator anhand von idealisierten Berechnungen untersucht. In Kapitel 4.2 wird die Oberschwingungsbelastung der Leitung durch den Kompensator demgegenüber anhand von realitätsnäheren Simulationen untersucht.

Bei der idealisierten Berechnung der Oberschwingungsbelastung in Kapitel 4.1 werden die DC-Spannungen aller seriegelagerter WR-Brücken als konstant und gleich gross angenommen. Das sind die einzigen vereinfachenden Annahmen gegenüber den Simulationen im Kapitel 4.2. Zur Berechnung der Leitungsgrößen werden die 'realen' Vierpol-Beziehungen der verlustbehafteten Leitung verwendet. Die darauf aufbauende Untersuchung der für den Leitungsstrom wirksamen Leitungsimpedanz zeigt, dass die Leitung Resonanzstellen aufweist, welche gefährlich hohe Resonanzströme hervorrufen können, falls sie von Oberschwingungen der eingespeisten Kompensatorspannung angeregt werden. Daher werden in diesem Kapitel 4.1 einerseits die theoretisch maximal möglichen Leitungsresonanzströme aufgezeigt, andererseits auch die reale Oberschwingungsbelastung der Leitung in Abhängigkeit verschiedener Parameter untersucht.

In der realitätsnäheren Simulationen in Kapitel 4.2 werden dann die DC-

Spannungen der seriegelagerten WR-Brücken einzeln geregelt. Durch die einphasige Einkopplung des Kompensators weisen sie zudem eine überlagerte Pulsation mit der doppelten Netzfrequenz auf. Im Kapitel 4.2 wird daher zuerst untersucht, inwieweit sich die Oberschwingungsbelastung der Leitung bei dieser realitätsnäheren Simulation im stationären Fall von den idealisierten Berechnungen in Kapitel 4.1 unterscheidet. Im Speziellen wird dann auf die Unterschiede in der Oberschwingungsbelastung zwischen dem kapazitiven und dem induktiven Kompensatorbetrieb sowie auf die Verwendung eines zusätzlichen AC-Filters am Kompensatorausgang eingegangen.

4.1 Idealisierte Berechnung der Oberschwingungen

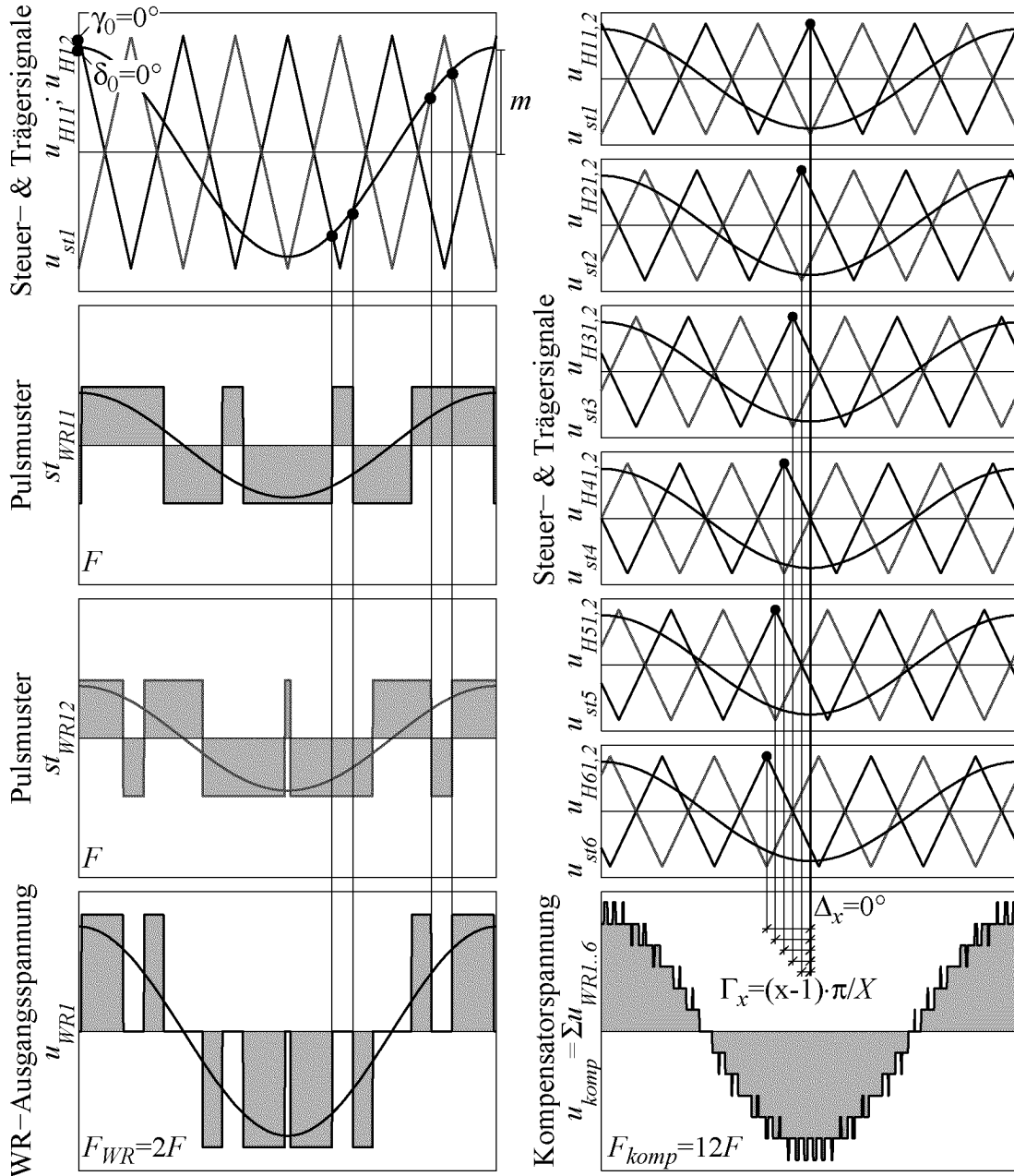
Beim Unterschwingungsverfahren können die Oberschwingungen bei sinusförmiger Steuerspannung analytisch berechnet und in einer geschlossenen mathematischen Form dargestellt werden. Diese in die Leitung eingespeisten Spannungsüberschwingungen erzeugen in der Leitung einen Oberschwingungsstrom und verzerren an den Leitungstransformatoren auch die Leitungsanschlussspannungen. Die Stromüberschwingungen hängen in wesentlichem Masse von der Beschaffenheit der Leitungsimpedanz ab. Es zeigt sich, dass die Leitungsimpedanz Resonanzstellen aufweist, welche Leitungs-Resonanzströme hervorrufen können, falls sie von Oberschwingungen der eingespeisten Kompensatorspannung angeregt werden. Deswegen werden einerseits die theoretisch maximal möglichen Leitungs-Resonanzströme, andererseits die reale Parameterabhängigkeit der Leitungsstrom- und Anschlussspannungs-Oberschwingungen untersucht.

4.1.1 Die Kompensatorspannung als Oberschwingungsquelle

a) Das Unterschwingungsverfahren mit versetzter Taktung

Die prinzipielle Funktionsweise der versetzten Taktung mit dem Unterschwingungsverfahrens (USV) ist bereits in Kapitel 3.3 im Überblick erklärt worden. Anhand von Figur 4.1 wird die versetzte Taktung mit dem USV und symmetrischen dreiecksförmigen Trägersignalen für die folgende Berechnung der Oberschwingungen veranschaulicht. Für eine detaillierte Beschreibung sei hier auf die Literatur verwiesen [42], [41], [7].

In Figur 4.1 ist links die Bildung der WR-Ausgangsspannung u_{WR} einer 2-Punkt-WR-Brücke, bestehend aus zwei 2-Punkt-WR-Halbbrücken, rechts die Bildung der Ausgangsspannung u_{komp} des Kompensators bestehend aus einer Kette von sechs seriegelagerten WR-Brücken dargestellt. Die WR-



Figur 4.1: Funktionsweise der versetzten Taktung von seriegeschalteten WR-Brücken.

Ausgangsspannungen u_{WRx} jeder seriegeschalteten WR-Brücke x wird gebildet durch die Schnittpunkte

- einer sinusförmigen Steuerspannung u_{stx} , welche Amplitude U_{WRx} , Phasenlage $\varphi_{WRx} = \delta_0$ und Frequenz f_1 der Grundschwingung der WR-Ausgangsspannung $u_{WRx} (= m \cdot U_{DC})$ bestimmt, mit
- zwei um 180° gegeneinander versetzten dreiecksförmigen Hilfssteuerspannungen $u_{Hx1,2}$ der Phasenlage $\varphi_{Hx} = \gamma_0$, welche die Schaltfrequenz F der Halbleiterelemente bestimmen.

Das ist in Figur 4.1 links für die WR-Brücke $x=1$ dargestellt. Durch die versetzte Taktung der WR-Halbbrücken 11 und 12 um 180° kann die Pulsfrequenz F_{WR} in der WR-Ausgangsspannung der WR-Brücke gegenüber der Schaltfrequenz F der Halbleiter verdoppelt werden $F_{WR}=2 \cdot F$.

Die beiden Hilfssteuerspannungen $u_{Hx1,2}$ jeder WR-Brücke x werden von Brücke zu Brücke ebenfalls gleichmässig gegeneinander versetzt. Das ist in Figur 4.1 rechts für eine Serieschaltung von sechs ($X=6$) WR-Brücken dargestellt. Bei sechs seriegelagerten WR-Brücken beträgt der Versetzungswinkel Γ_x der WR-Brücke x bezüglich der Schaltfrequenz F dementsprechend $\Gamma_x = (x - 1) \cdot \pi / X = (x - 1) \cdot 30^\circ$.

Durch die Versetzung der Trägersignale der sechs seriegelagerten WR-Brücken wird die Pulsfrequenz F_{komp} der resultierenden aufsummierten Kompensatorspannung $\Sigma u_{WR1..6}$ sechsmal höher als die Pulsfrequenz F_{WR} einer einzelnen WR-Ausgangsspannung, bzw. 12mal höher als die Schaltfrequenz F pro Halbleiter. Dies bewirkt eine drastische Verminderung des Oberschwingungsgehaltes der resultierenden Kompensatorspannung u_{komp} . Die Form der Trägersignale $u_{Hx1,2}$ (symmetrisches Dreieck, Sägezahn) und in einem dreiphasigen System a, b, c die Phasenfolge der Trägersignale $u_{Hx1,2a,b,c}$ sind weitere Optimierungsmöglichkeiten. Diese sind in der Literatur ([42], [44]) genügend beschrieben und werden daher hier nicht weiter in Betracht gezogen.

Wenn in der Folge allgemein von einem Wechselrichter (WR) die Rede ist, so ist immer eine 2-Punkt-WR-Brücke gemeint, bestehend aus zwei 2-Punkt-WR-Halbbrücken.

b) Mathematische Formulierung der Kompensatorspannung

Die mathematische Formel für die Ausgangsspannung u_{komp} des Kompensators bestehend aus

- einer Serieschaltung von X gleichmässig versetzt taktenden WR-Brücken,
- jede WR-Brücke x bestehend aus zwei um 180° versetzt taktenden WR-Halbbrücken,

ist in (4.1) gegeben.

In (4.1) wird angenommen, dass die seriegelagerten Wechselrichter symmetrisch ausgelastet sind. Das bedeutet:

- Jede seriegelagerte WR-Brücke x wird mit der gleichen Steuerspannung u_{st} angesteuert.
- Jede seriegelagerte WR-Brücke x hat die gleiche DC-Spannung U_{DC} .

Zudem wird bei der Berechnung der Oberschwingungen der Einfachheit halber immer angenommen, dass die DC-Spannung U_{DC} jeder WR-Brücke x konstant ist. Der Einfluss der 100Hz Pulsation der DC-Spannung u_{DC} so-

$$u_{komp} = X \cdot \{ U_{DC} \cdot m \cdot \cos(\omega_1 t + \delta_0) \quad (4.1)$$

$$+ \sum_{n=2X, 4X, \dots}^{\infty} \sum_{v=1, 3, \dots}^{\infty} U_{nv} (\cos[(n\Omega + v\omega_1)t + n\gamma_0 + v\delta_0] + \cos[(n\Omega - v\omega_1)t + n\gamma_0 - v\delta_0]) \}$$

wobei:

$$U_{nv} = \frac{4 \cdot U_{DC}}{n\pi} \cdot J_v\left(n\frac{\pi}{2}m\right) \cdot \sin\left((n+v)\frac{\pi}{2}\right)$$

Dabei wurden folgende Grössen benutzt:

U_{DC}	: DC Spannung einer WR-Brücke
m	: Modulationsgrad der WR-Brücke: ($m = 0 \dots 1$)
$\omega_1 = 2\pi f_1$: Kreisfrequenz der Steuerspannung u_{st}
δ_0	: Phasenlage der Steuerspannung u_{st}
$\Omega = 2\pi F$: Kreisfrequenz der Hilfssteuerspannungen $u_{Hx1, 2}$
γ_0	: Phasenlage der Hilfssteuerspannungs-Sequenz $u_{H1 \dots 61, 2}$
X	: Anzahl seriegeschalteter WR-Brücken
n	: Ordnungszahl
v	: Unterordnungszahl
J_v	: Besselfunktion v -ter Ordnung

wie der regelungsbedingten individuellen Unterschiede zwischen den DC-Spannungen $u_{DC}(x)$ jeder WR-Brücke x auf die Oberschwingungsbelastung wird in Kapitel 4.2 anhand von Simulationen untersucht.

Die Formel (4.1) ergibt sich aus der wohlbekanntem Gleichung (4.2) für die einzelne 2-Punkt WR-Brücke, bestehend aus zwei 2-Punkt WR-Halbbrücken.

$$u_{WRx} = U_{DC} \cdot m \cdot \cos(\omega_1 t + \delta_x) +$$

$$+ \sum_{n=2, 4, 6, \dots}^{\infty} \sum_{v=1, 3, \dots}^{\infty} U_{nv} (\cos[(n\Omega + v\omega_1)t + n\gamma_x + v\delta_x] + \cos[(n\Omega - v\omega_1)t + n\gamma_x - v\delta_x]) \quad (4.2)$$

Dabei sind:

$\delta_x = \delta_0 + \Delta_x$: Phasenlage der Steuerspannung u_{stx} der WR-Brücke x

$\gamma_x = \gamma_0 + \Gamma_x$: Phasenlage der Hilfssteuersp. $u_{Hx1, 2}$ der WR-Brücke x

Durch die versetzte Taktung der zwei WR-Halbbrücken um 180° werden

gegenüber der Ausgangsspannung einer einzelnen WR-Halbbrücke zum DC-Mittelpunkt alle ungeraden Ordnungszahlen $n=1, 3, \dots$ und deren Seitenbänder $\pm v$ eliminiert. Wegen dem Faktor $\sin((n+v) \cdot \pi/2)$ in der Amplitude U_{nv} der Oberschwingung treten folglich auch nur noch ungeradzahlige Unterordnungszahlen v auf. Bei der Serieschaltung mehrerer WR-Brücken summiert sich die Ausgangsspannung u_{komp} über die gesamte Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken auf gemäss (4.3).

$$u_{komp} = \sum_{x=1}^X u_{WRx} \quad (4.3)$$

$$\text{Wobei: } \delta_0 = 0^\circ; \Delta_x = 0^\circ; \gamma_0 = 0^\circ; \Gamma_x = (x-1) \cdot \frac{\pi}{X}$$

Die Vereinfachung in (4.4) zeigt, dass bei gleichmässiger Versetzung Γ_x sowie symmetrischer Auslastung (gleiche Steuerspannung u_{st} und gleiche DC-Spannung U_{DC}) der seriegeschalteten WR-Brücken x , wie in Figur 4.1 veranschaulicht, die noch auftretenden Oberschwingungs-Ordnungszahlen n mit der Anzahl seriegeschalteter WR-Brücken X reduziert werden.

$$\begin{aligned} \sum_{x=1}^X \cos(n\Omega t + n\Gamma_x) &= \sum_{x=1}^X \{ \cos(n\Omega t) \cos(n\Gamma_x) - \sin(n\Omega t) \sin(n\Gamma_x) \} \\ &= X \cdot \cos(n\Omega t) \quad \text{für } n = 2 \cdot X, 4 \cdot X, \dots, \infty \\ &= 0 \quad \text{für } n \neq 2 \cdot X, 4 \cdot X, \dots, \infty \end{aligned} \quad (4.4)$$

c) Auftretende Oberschwingungen in der Kompensatorspannung

Die resultierende Kompensatorausgangsspannung u_{komp} in (4.1) besteht aus der Grundschiwingung $\omega_1=2\pi f_1$ sowie aus den geradzahligen Ordnungszahlen $n=2 \cdot X, 4 \cdot X, \dots$ und den ungeradzahligen Unterordnungszahlen $v=1, 3, \dots$, welche im Frequenzspektrum Seitenbänder bei Vielfachen der Schaltfrequenz $n\Omega$ mit Spektrallinien bei den Frequenzen $n\Omega \pm v\omega_1$ bilden. Die in der aufsummierten Kompensatorspannung u_{komp} auftretenden Oberschwingungen sind in der Tabelle 4.1 zusammengestellt.

Die versetzte Taktung wirkt sich auf die Elimination von Ordnungszahlen $n\Omega$ und deren Seitenbänder $\pm v\omega_1$ gleichmässig verteilt über das ganze Spektrum hin aus. Dadurch wandert auch die tiefste auftretende Ordnungszahl mit steigender Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken gleichmässig zu höheren Ordnungen. Die versetzte Taktung wirkt sich nicht auf die Amplituden U_{nv} der verbleibenden Ordnungszahlen n und v aus. Je nach Wahl der Schaltfrequenz F ergeben sich durch die Elimination von gewissen Ord-

nungszahlen allerdings unterschiedliche Amplituden der Oberschwingungen $n\Omega \pm v\omega_1$, weil sich unterschiedliche Ordnungszahlen n und v im Frequenzspektrum zur gleichen Oberschwingung addieren oder subtrahieren können.

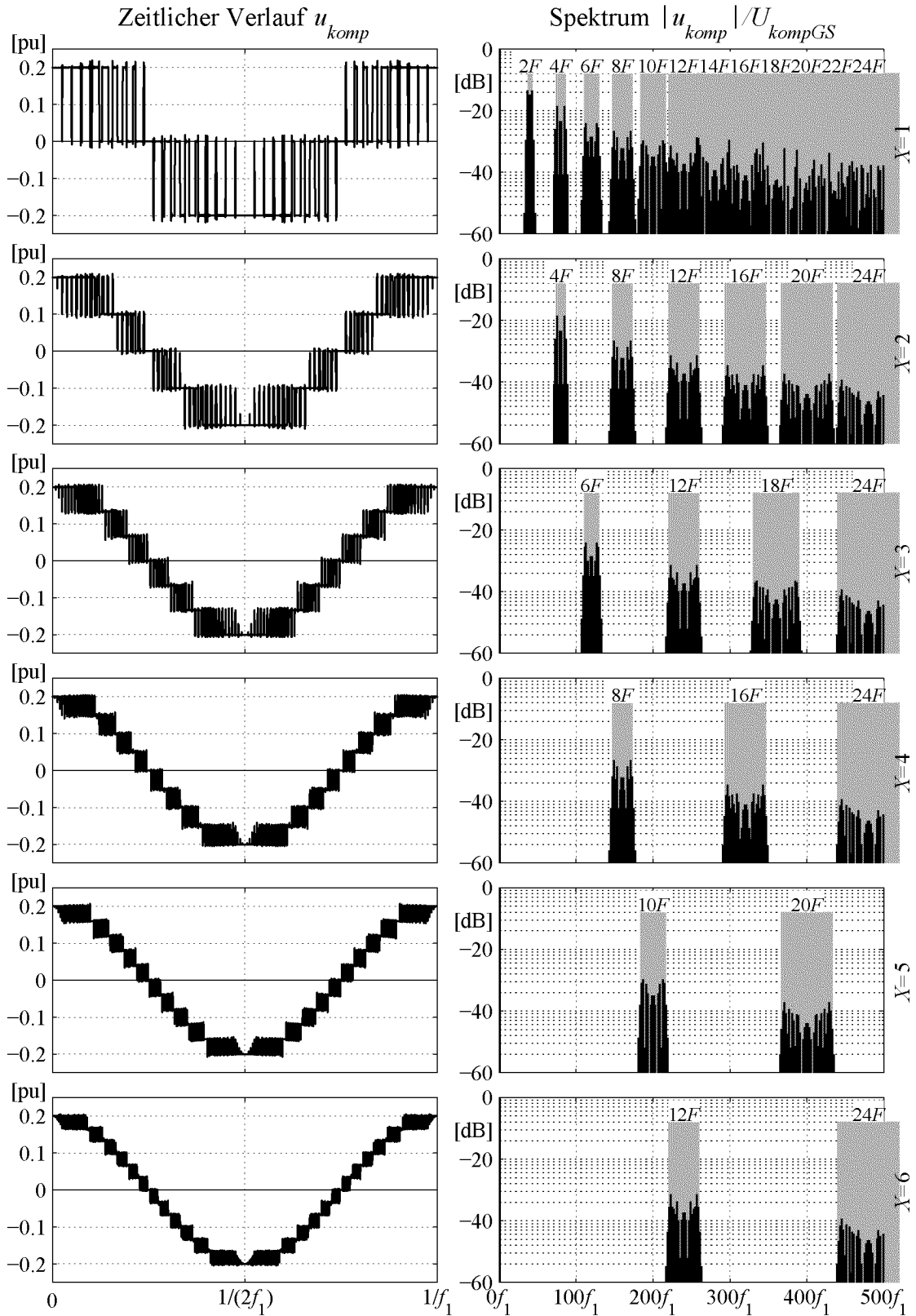
$n \dots (\cdot \Omega)$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$\pm v \dots (\cdot \omega_1)$	0123	0123	0123	0123	0123	0123	0123	0123	0123	0123	0123	0123	0123
WR-H-Br.	o	o											
$X=1$ -WR		o	o										
$X=2$ -WR				o	o								
$X=3$ -WR						o	o						
$X=4$ -WR								o	o				
$X=5$ -WR										o	o		
$X=6$ -WR												o	o

Tabelle 4.1: In u_{komp} auftretende Oberschwingungen (o) in Abhängigkeit der Anzahl seriengeschalteter Wechselrichter X bei symmetrischer Auslastung der seriengeschalteten WR.

In Figur 4.2 ist links der zeitliche Verlauf und rechts das Frequenzspektrum der Kompensatorspannung u_{komp} für $X=1$ (oben) bis $X=6$ (unten) seriengeschaltete WR-Brücken aufgetragen. Zur besseren Veranschaulichung wurde hier eine für heutige Halbleiterschalter hoher Leistung relativ hohe Schaltfrequenz von $F=1000\text{Hz}$ gewählt. In Figur 4.2 ist erkennbar, dass

- die Oberschwingungen der Kompensatorspannung u_{komp} mit steigender Anzahl X seriengeschalteter WR-Brücken über das ganze Spektrum verteilt reduziert werden.
- das erste auftretende Oberschwingungsband mit der Anzahl X seriengeschalteter WR-Brücken ansteigt.
- die Ordnungszahlen n mit noch auftretenden Oberschwingungs-Gruppen mit zunehmender Anzahl X seriengeschalteter WR-Brücken frequenzmäßig immer weiter auseinanderliegen.
- die Seitenbänder mit zunehmender Frequenz der Ordnungszahl n breiter werden.
- sich dadurch bei einer kleinen Anzahl X WR-Brücken schon bei tiefen Frequenzen Überschneidungen der Seitenbänder ergeben.
- sich bei einer steigenden Anzahl X WR-Brücken die Überschneidungen zu höheren Frequenzen hinwandern, wodurch sich auch Lücken im Spektrum bilden.

Der zeitliche Verlauf ist aus den berechneten Oberschwingungen rekonstruiert worden. Die für die Berechnung der Kompensatorspannung u_{komp} in der



Figur 4.2: Zeitlicher Verlauf und Amplitudenspektrum der Kompensatorspannung u_{komp} für $X=1$ (oben) bis $X=6$ (unten) seriengeschaltete WR-Brücken.

Einstellungen: $m=1$, $F=1000\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}$

Folge verwendeten Parameter sind in Tabelle 4.2 zusammengestellt.

Modulationsgrad m	1
Grundfrequenz f_1 (bzw. ω_1)	50 Hz ($\cdot 2\pi$)
Schaltfrequenz F (bzw. Ω)	300 Hz ($\cdot 2\pi$)
Ordnungszahlen n (max. Freq. bei $F=300\text{Hz}$)	200 (60kHz)
Unterordnungszahlen v (Freq. bei $f=50\text{Hz}$)	200 ($\pm 10\text{kHz}$)
Berücksichtigte Harmonischen ($n \cdot F - v \cdot f$)	1000 (50kHz)

Tabelle 4.2: Zur Berechnung der zeitlichen Verläufe in diesem Kapitel verwendete Parameter.

Obwohl die Spektren in der Folge zur besseren Veranschaulichung nur bis zur 100. Harmonischen dargestellt sind, sind für die Berechnungen immer Oberschwingungen bis zur 1000. Harmonischen (50kHz) berücksichtigt.

d) Realistische Konfigurationen für unterschiedlich lange Leitungen

Welche Konfiguration (Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken) für den realen Einsatz am besten geeignet ist hängt im Wesentlichen ab von:

- der erforderlichen Leistung des Kompensators,
- den gewählten Halbleiterschaltern,
- der dadurch möglichen Schaltfrequenz F der Halbleiterschalter,
- der möglichen direkten Serieschaltung der Halbleiterschalter,
- der vom Netzbetreiber vorgeschriebenen maximalen Oberschwingungsbelastung der Leitung,
- der erforderlichen Fehlerredundanz des Kompensators.

Grundsätzlich kann der Kompensator für die erforderliche Spannung dimensioniert werden durch:

- direkte Serieschaltung von Halbleiterschalter und durch
- Serieschaltung von ganzen WR-Brücken.

Bei kurzen Leitungen (z.B. 50km) ist die erforderliche Spannung zur Leistungsflussregelung ebenfalls klein. Deshalb würde zum Aufbau der erforderlichen Spannung eventuell auch die direkte Serieschaltung von Halbleiterschaltern ausreichen. Bei der Verwendung einer einzigen 2-Punkt-WR-Brücke ($X=1$) muss die Schaltfrequenz F der direkt seriegeschalteten Halbleiterschalter jedoch ausreichend hoch gewählt werden können. Dies zeigen die folgenden Untersuchungen in diesem Kapitel. Es ist hier davon ausgegangen worden, dass eine Schaltfrequenz von ca. $F=500\text{Hz}$ für die Zielanwendungen dieses Kompensators (Hochspannung) mit heute verfügbaren Halbleiterschaltern hoher Leistung (GTO, IGCT) die obere Grenze darstellt. Aus diesem Grund wird eine Konfiguration mit nur einer 2-Punkt-WR-

Brücke ($X=1$) als heute nicht realistisch eingestuft. Die Gründe seien hier nur kurz erwähnt. In den folgenden Kapiteln werden sie durch Berechnungen und Simulationen verdeutlicht.

- Die resultierende Pulsfrequenz des Kompensators F_{komp} ist bei $X=1$ nur doppelt so hoch wie die Schaltfrequenz F ($F_{komp}=2F$).
- Bei Schaltfrequenzen $F < 500\text{Hz}$ und daher Oberschwingungen deutlich unter 1000Hz (Seitenbänder) ist die Gefahr der Anregung von gefährlich hohen Leitungsresonanzströmen gross.
- Die tiefe resultierende Pulsfrequenz $F_{komp} < 1000\text{Hz}$ erschwert die Auslegung eines AC-Filters am Kompensatorausgang zur weiteren Oberschwingungsreduktion.
- Die direkte Serieschaltung von Halbleitern erlaubt es, den Kompensator fehlertolerant zu bauen indem ein Halbleiter mehr als erforderlich eingebaut wird. Die Serieschaltung von mindestens zwei WR-Brücken ($X > 1$) macht den Kompensator zudem fehlerredundant (vgl. Kapitel 3.4).

In Zukunft sind bessere direkt serieschaltbare Halbleiter zu erwarten und daher auch höhere Schaltfrequenzen F . Eine einfache Konfiguration mit einer einzigen 2-Punkt-WR-Brücke ($X=1$) liegt dann eventuell wieder im Bereich des Möglichen. In der Folge wird die Konfiguration mit zwei ($X=2$) serieschalteten 2-Punkt-WR-Brücken als die heutzutage einfachste realistische Konfiguration angenommen. Die Konfiguration mit einer einzigen 2-Punkt-WR-Brücke ($X=1$) wird zum Vergleich weiterhin aufgeführt.

4.1.2 Die frequenzabhängige Leitungsimpedanz

Die Oberschwingungen des Leitungsstromes sind abhängig von:

- den mit dem Kompensator eingespeisten Spannungsüberschwingungen,
- der für den Leitungsstrom wirksamen, frequenzabhängigen Impedanz der Leitung.

Die Oberschwingungen der eingespeisten Kompensatorspannung sind im vorangegangenen Kapitel 4.1.1 berechnet und dargestellt worden. Für die Berechnung der Stromüberschwingungen muss die Impedanz des Übertragungssystems näher untersucht werden. Dazu wird die in Tafel 4.3 oben dargestellte geregelte Leitung mit Leitungstransformatoren an beiden Enden der Leitung verwendet.

Für die Berechnung der frequenzabhängigen Leitungsimpedanz werden die Vierpol-Zeigergleichungen der verlustbehafteten Leitung verwendet. Daher wird auch die komplexe Zeigerdarstellung verwendet. Dabei bezieht sich die Kreisfrequenz ω nicht nur auf die Grundschwingung, sondern auch auf die Frequenzen der Oberschwingungen. Obwohl die Zeigerdarstellung normalerweise auf dreiphasige Systeme bezogen ist wird sie hier auch für ein

einphasiges System verwendet. Im realen System ist die Bildung eines Zeigers aus einer einphasigen Grösse mit einer zeitlichen Verzögerung verbunden (vgl. Anhang C). Für die folgenden Berechnungen ist die Ermittlung der Zeigergrössen jedoch nicht von Bedeutung.

Die Vierpolgleichungen der verlustbehafteten Leitung lauten (Herleitung siehe Anhang A):

$$\underline{U}_1 = \frac{1}{2}(\underline{U}_{2B} + I_2 \underline{Z}_0) e^{\gamma l} + \frac{1}{2}(\underline{U}_{2B} - I_2 \underline{Z}_0) e^{-\gamma l} \quad (4.5)$$

$$I_1 \underline{Z}_0 = \frac{1}{2}(\underline{U}_{2B} + I_2 \underline{Z}_0) e^{\gamma l} - \frac{1}{2}(\underline{U}_{2B} - I_2 \underline{Z}_0) e^{-\gamma l} \quad (4.6)$$

Dabei sind entsprechend den Gleichungen (2.3) und (2.4) in Kapitel 2.2.1 mit der zulässigen Vereinfachung $G' = 0$:

$$\underline{Z}_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{j\omega C'}}, \quad (4.7)$$

$$\underline{\gamma} = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (j\omega C')} \quad (4.8)$$

Die Transformatoren an den Leitungsenden 1 und 2 sind durch ihre Streuinduktivitäten $L_{\sigma 1}$ bzw. $L_{\sigma 2}$ vertreten:

$$\underline{Z}_{\sigma 1,2} = j\omega L_{\sigma 1,2} \quad (4.9)$$

Der Kompensator ist direkt beim Transformator am Ende 2 der Leitung angeschlossen. Der Anschluss des Kompensators nahe an einem Leitungstransformator hat gleich drei wesentliche Vorteile:

- Bei der Installation des Kompensators auf der auf niedrigem Potential liegenden, oft gar geerdeten Sternpunktseite des Transformators kann der nötige Isolationsgrad des Kompensators stark reduziert werden.
- Die Infrastruktur für den Bau des Kompensators ist bei einer Unterstation mit einem solchen Transformator oftmals bereits vorhanden.
- Die Streuinduktivität des Transformators soll dem Kompensator zur Entkopplung der getakteten Spannung von der sinusförmigen Netzspannung dienen.

Die ersten beiden Punkte sind vor allem bei der Realisation eines solchen Kompensators von Bedeutung. Hier soll der dritte Punkt näher untersucht werden: die Wirkung der Streuinduktivität des Transformators als Entkopplung der getakteten Kompensatorspannung von der Netzspannung.

Wird angenommen, dass die Endspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 rein sinusförmig sind, so können sie für alle Frequenzen höher als die Grundschiwingung

($\omega > \omega_1$), also für alle Oberschwingungen (OS) gleich Null gesetzt werden. ($\underline{U}_{1OS}=0, \underline{U}_{2OS}=0$). Für die Oberschwingungen \underline{U}_{2BOS} der Anschlussspannung \underline{U}_{2B} am Ende 2 der Leitung B gilt somit:

$$\underline{U}_{2BOS} = \underline{U}_{kompOS} + I_{2OS} \cdot \underline{Z}_{\sigma 2} \quad (4.10)$$

Für die Oberschwingungen \underline{U}_{1BOS} der Anschlussspannung \underline{U}_{1B} unmittelbar am Ende 1 der Leitung B gilt:

$$\underline{U}_{1BOS} = -I_{1OS} \cdot \underline{Z}_{\sigma 1} \quad (4.11)$$

Nach rein algebraischer Rechnung ergibt sich aus den Vierpolgleichungen (4.5) und (4.6) sowie aus den Oberschwingungs-Gleichungen (4.10) und (4.11) für die Oberschwingungen des Leitungsstromes I_{2OS} am Leitungsende 2 die Gleichung (4.12).

$$I_{2OS} = -\underline{U}_{kompOS} / \underline{Z}_{Lg\sigma 12}, \text{ wobei:} \quad (4.12)$$

$$\underline{Z}_{Lg\sigma 12} = \underline{Z}_0 \frac{(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}) + (\underline{Z}_{\sigma 1} / \underline{Z}_0)(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l})}{(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}) + (\underline{Z}_{\sigma 1} / \underline{Z}_0)(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l})} + \underline{Z}_{\sigma 2} \quad (4.13)$$

Die für die Strom-Oberschwingungen I_{2OS} am Leitungsende 2 wirksame Impedanz der Leitung mit Transformatoren $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ ist damit durch die Gleichung (4.13) gegeben. Die Impedanz der Leitung allein ohne Transformatoren \underline{Z}_{Lg} , (bzw. die Impedanzen $\underline{Z}_{Lg\sigma 1}$ und $\underline{Z}_{Lg\sigma 2}$ mit nur einem Transformator) erhält man aus (4.13) durch Nullsetzen der entsprechenden Impedanzen $\underline{Z}_{\sigma 1}$ und $\underline{Z}_{\sigma 2}$ der Transformatoren an den Leitungsenden 1 und 2.

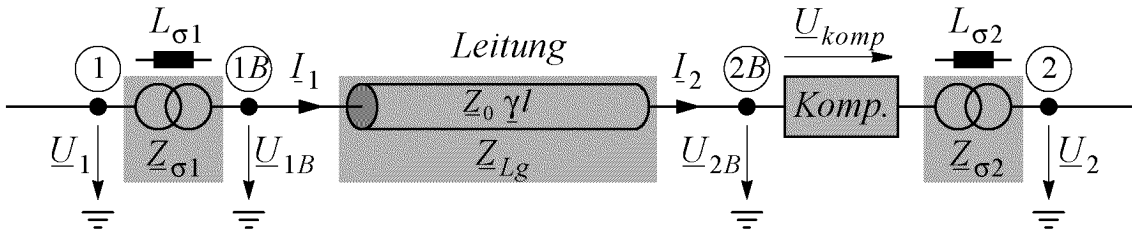
$$\underline{Z}_{Lg} = \underline{Z}_{Lg\sigma 12} \Big|_{\underline{Z}_{\sigma 1} = 0, \underline{Z}_{\sigma 2} = 0} \quad (4.14)$$

Die Gleichungen zur frequenzabhängigen Leitungsimpedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ sind in Tafel 4.3 zusammengefasst. In Tafel 4.3 unten sind zudem zwei Darstellungen des Frequenzganges dieser Leitungsimpedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ aus der Sicht des Leitungsendes 2 abgebildet:

- Betrag und Phase der Leitungsimpedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ (schwarz) und der Impedanz der Streuinduktivität $\underline{Z}_{\sigma 2}$ (grau),
- Real- und Imaginärteil der Leitungsimpedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ (links) und der Impedanz \underline{Z}_{Lg} der Leitung ohne Transformatoren (rechts).

Aus der oberen Darstellung des Frequenzganges in Tafel 4.3 ist ersichtlich, dass der Betrag $|\underline{Z}_{Lg\sigma 12}|$ der Leitungsimpedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ bei steigender Frequenz regelmässig wiederkehrende Impedanzspitzen und Impedanzeinbrüche aufweist. Wäre die Leitung verlustlos, so wären diese Spitzen unendlich hoch und die Einbrüche würden auf Null zurückgehen. Durch den ohm-

Tafel 4.3: Am Leitungsende 2 wirksame Leitungsimpedanz $Z_{Lg\sigma 12}$



Gleichungen zur Leitungsimpedanz $Z_{Lg\sigma 12}$:

$$Z_{Lg\sigma 12} = Z_0 \frac{(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}) + (Z_{\sigma 1}/Z_0)(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l})}{(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}) + (Z_{\sigma 1}/Z_0)(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l})} + Z_{\sigma 2} \quad (4.13)$$

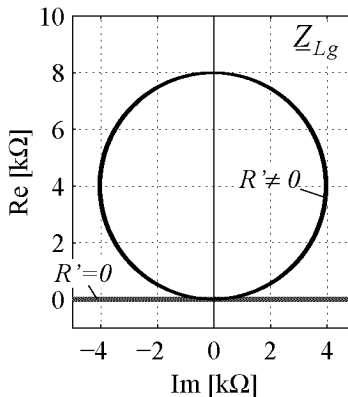
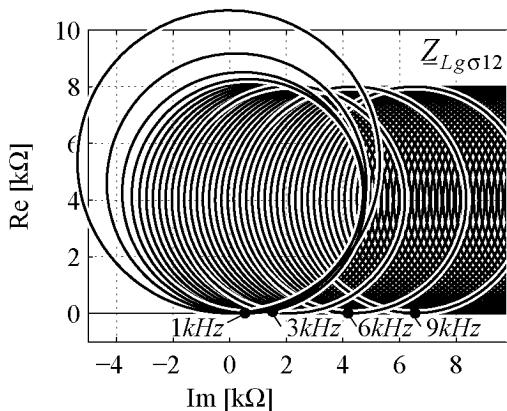
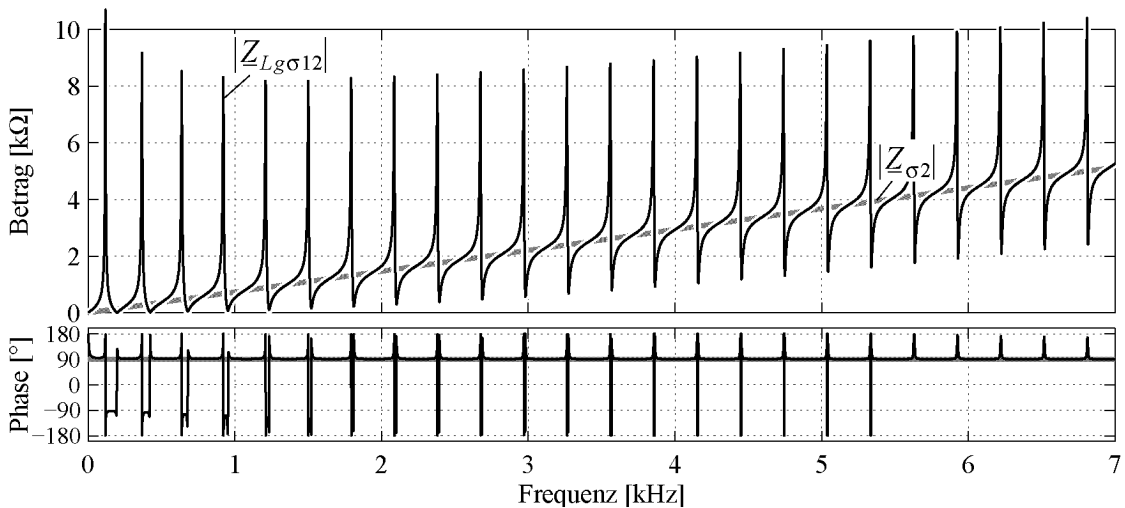
$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{j\omega C'}} \quad (4.7)$$

$$\underline{\gamma} = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (j\omega C')} \quad (4.8)$$

$$Z_{\sigma 1,2} = j\omega L_{\sigma 1,2} \quad (4.9)$$

$$Z_{L_g} = Z_{Lg\sigma 12} \Big|_{Z_{\sigma 1} = 0, Z_{\sigma 2} = 0} \quad (4.14)$$

Frequenzgangdarstellungen der Leitungsimpedanz $Z_{Lg\sigma 12}$:



- Legende:**
 $U_N = 326 \text{ kV}$
 $I_N = 1.3 \text{ kA}$
 $l = 500 \text{ km}$
 $Z_0 = 245 \text{ }\Omega$
 $R' = 0.03 \text{ }\Omega/\text{km}$
 $L' = 827.6 \text{ }\mu\text{H}/\text{km}$
 $C' = 13.8 \text{ nF}/\text{km}$
 $L_{\sigma 1,2} = 117 \text{ mH}$
 $\hat{=} 15\%$

schen Belag der realen, verlustbehafteten Leitung sind die Spitzen nach oben und die Einbrüche nach unten begrenzt.

Während die Spitzen nach oben die Stromüberschwingungen verkleinern und sich folglich vorteilhaft auf die Oberschwingungsbelastung auswirken, bilden die Einbrüche nach unten höchst unerwünschte Resonanzstellen. Die Streuinduktivität $L_{\sigma 2}$ am Leitungsende 2 - beim Kompensator - bewirkt, dass die für den Leitungsstrom I_2 am Leitungsende 2 wirksame Impedanz der Leitung $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ im Mittel kontinuierlich mit steigender Frequenz ansteigt. In der oberen Darstellung des Frequenzganges in Tafel 4.3 ist die Impedanz der Streuinduktivität $\underline{Z}_{\sigma 2} = j\omega L_{\sigma 2}$ grau im Hintergrund eingezeichnet. Die Abbildung zeigt, dass die Impedanz $\underline{Z}_{\sigma 2}$ am Leitungsende 2 allein für den tendenziellen Anstieg der am Leitungsende 2 wirksamen Leitungsimpedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ verantwortlich ist. Weitere hier nicht explizit ausgeführte Untersuchungen haben gezeigt, dass die Impedanz $\underline{Z}_{\sigma 1}$ der Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$ am entfernten Ende der Leitung die Resonanzstellen der am Leitungsende 2 wirksamen Impedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ zu anderen Frequenzen hin bewegt. Die Resonanzen können also je nach Leitungsabschluss bei unterschiedlichen Frequenzen auftreten. (Vergleiche dazu auch die Abhängigkeit der Impedanzminima von der Leitungslänge l in Figur 4.9).

In Tafel 4.3 unten ist der Frequenzgang der Leitungsimpedanz mit ($\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$, links) und ohne Transformatoren (\underline{Z}_{Lg} , rechts) in der komplexen Ebene dargestellt. Die Impedanz der verlustbehafteten Leitung \underline{Z}_{Lg} ohne Transformatoren (Abb. rechts, $R' \neq 0$) wechselt bei jeder Impedanzspitze von induktiv über hoch-ohmisch zu kapazitiv und bei jedem Impedanzeinbruch von kapazitiv über niederohmisch zurück zu induktiv, bildet als Zeiger in der komplexen Ebene also einen Kreis. Bei der Impedanz der verlustlosen Leitung \underline{Z}_{Lg} ohne Transformatoren (Abb. rechts, $R' = 0$) schliesst sich der Kreis im Unendlichen und wird folglich nie ohmisch (graue Linie auf der imaginären Achse).

Während die Impedanz \underline{Z}_{Lg} der Leitung ohne Transformatoren mit steigender Frequenz immer wieder den gleichen Kreis durchfährt, wandert der Kreis bei der Impedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ der Leitung mit Transformatoren (Abbildung Tafel 4.3 unten links) mit steigender Frequenz in den induktiven Bereich. Diese Spiralform ist der Grund warum der Betrag $|\underline{Z}_{Lg\sigma 12}|$ bei der verlustbehafteten Leitung sowohl nach oben als auch nach unten begrenzt ist und warum die Minima der Impedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ mit steigender Frequenz ebenfalls ansteigen.

4.1.3 Die entstehenden Leitungsstrom- und Leitungsanschlussspannungs-Oberschwingungen

In den vorangegangenen Kapiteln sind die Oberschwingungen der Kompensatorsspannung u_{komp} und die frequenzabhängige Impedanz der Übertragungsleitung mit Transformatoren an den Enden untersucht worden. Mit den beschriebenen Vierpolgleichungen lassen sich nun die Oberschwingungen folgender Grössen gemäss der Abbildung in Tafel 4.3 oben berechnen und darstellen:

- Leitungsstromes I_1 am Leitungsende 1 mit (4.6),
- Leitungsstromes I_2 am Leitungsende 2 mit (4.12),
- Leitungsspannung \underline{U}_{1B} am Knotenpunkt 1B mit (4.11),
- Leitungsspannung \underline{U}_{2B} am Knotenpunkt 2B mit (4.10).

In den folgenden Untersuchungen wird die Oberschwingungsbelastung der Leitung auch durch Zeitverläufe veranschaulicht. Für die Grundschnwingungen der betreffenden Leitungsgrössen werden dafür folgende Annahmen gemacht:

- Die Grundschnwingungsamplitude I_{2GS} des Stromes I_2 am Leitungsende 2 wird auf den Nennwert $I_{2GS}=I_N=1pu$ festgelegt.
- Am Leitungsende 2 fliesst im Knotenpunkt 2B ein reiner Grundschnwingungs-Wirkstrom I_{2GS} , d.h. die Grundschnwingung \underline{U}_{2BGS} der Leitungsspannung \underline{U}_{2B} ist in Phase zur Grundschnwingung I_{2GS} des Leitungsstromes I_2 .
- Die Grundschnwingungsamplitude U_{2BGS} der Leitungsspannung \underline{U}_{2B} im Knotenpunkt 2B wird auf den Nennwert $U_{2BGS}=U_N=1pu$ festgelegt.
- Die Netzspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 sind ideal sinusförmig $\underline{U}_1=\underline{U}_{1GS}$ und $\underline{U}_2=\underline{U}_{2GS}$.
- Die Grundschnwingung \underline{U}_{kompGS} der Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} wird 90° nacheilend (kapazitiv) zum Leitungsstrom I_2 eingespeist.
- Die Amplitude $U_{kompGS}=X \cdot U_{DC}$ beträgt $0.2pu$.

Durch diese Annahmen (Wirkstrom I_2 und Nennspannung $U_{2B}=U_N$ im Knoten 2B) verschieben sich - bedingt durch die Streuinduktivitäten $L_{\sigma 1}$ und $L_{\sigma 2}$ der Transformatoren und durch die Kompensatorgrundschnwingung \underline{U}_{kompGS} - Phasenlage und Amplitude der Grundschnwingungen der übrigen Leitungsgrössen I_{1GS} , \underline{U}_1 , \underline{U}_{1BGS} , und \underline{U}_2 geringfügig (im induktiven Betrieb etwas mehr, da sich die Grundschnwingungen der Kompensatorspannung u_{komp} und der Spannung über den Transformator-Streuinduktivitäten dann addieren). Die Grundschnwingungen dienen jedoch nur der Veranschaulichung der Verzerrungen mittels Zeitverläufe. Das Hauptaugenmerk liegt auf die Oberschwingungsbelastung im Knotenpunkt 2B. Aus diesem Grunde sind die getroffenen Annahmen sinnvoll.

Die gewählten Parameter der Leitung entsprechen denen einer 500km 400kV Leitung. Die Transformator-Streuinduktivitäten $L_{\sigma 1}$ und $L_{\sigma 2}$ betragen je 15%. Die Spannungsdimensionierung des Kompensators entspricht $X \cdot U_{DC} = 0.2pu$ in Bezug auf die Nennspannung U_N der Leitung. Der Kompensator ist demnach für alle Konfigurationen $X=1...6$ gleich hoch dimensioniert, was einen gerechten Vergleich der Oberschwingungsbelastung durch die verschiedenen Konfigurationen erlaubt. Die Schaltfrequenz beträgt nun $F=300Hz$, was für heutige Anwendungen realistisch ist. Für die Berechnung der Kompensatorspannung u_{komp} wurden die Parameter wie in Tabelle 4.2 gewählt. Diese allgemein in dieser Dissertation verwendete Dimensionierung ist im Kapitel 3.5 eingeführt worden und ist im Anhang D zusammengefasst.

In den Figuren 4.5-4.8 sind links eine zeitliche Periodendauer und rechts das Spektrum der benannten Leitungsgrößen I_1 , I_2 , \underline{U}_{1B} , und \underline{U}_{2B} bezogen auf die Nenngrößen I_N bzw. U_N dargestellt. Die Kompensatorspannung u_{komp} und ihr Spektrum ist zum Vergleich grau im Hintergrund abgebildet, ebenfalls bezogen auf die Nennspannung U_N der Leitung (und nicht auf die Kompensatorspannung $X \cdot U_{DC} = 0.2pu!$).

a) Oberschwingungen des Leitungsstromes

Figur 4.5 und Figur 4.6 zeigen: Im Vergleich zum Spektrum der Kompensatorspannung $|u_{komp}|/U_N$ sind die Oberschwingungen des Leitungsstromes $|i_1|/I_N$ bzw. $|i_2|/I_N$ stark vermindert, weil die Leitungsimpedanz inkl. Streuinduktivitäten der Transformatoren $Z_{Lg\sigma 12}$ gemäss dem Frequenzgang in Tafel 4.3 und gemäss Gleichung (4.12) glättend auf die meisten Oberschwingungen I_{2OS} des Leitungsstromes (und vor allem auf Oberschwingungen höherer Ordnung) wirken.

$$I_{2OS} = -\underline{U}_{kompOS} / Z_{Lg\sigma 12} \quad (4.12)$$

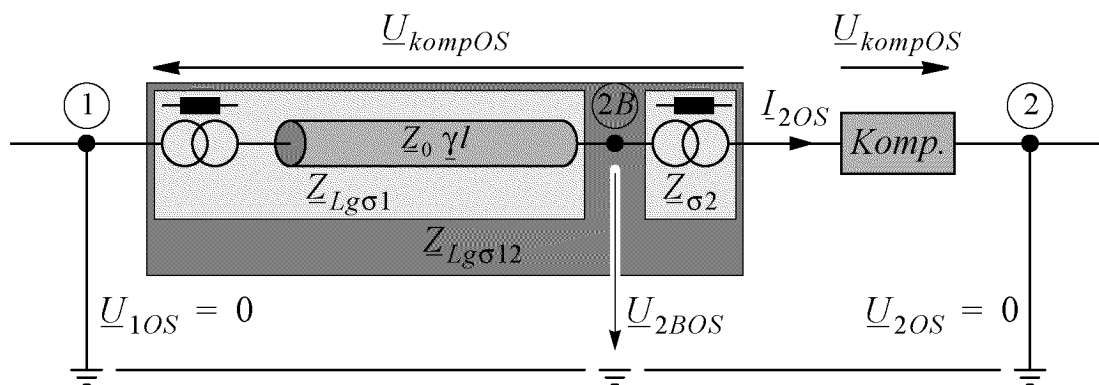
Die Oberschwingungsbelastung I_{2OS} des Leitungsstromes I_2 nimmt dadurch mit zunehmender Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken stark ab. Bei einer Konfiguration mit fünf und sechs seriegeschalteten WR-Brücken ($X=5-6$) existieren keine Oberschwingungen $|i_2|/I_N$ über -60dB (1‰) mehr. Trotz der generellen Abnahme des Oberschwingungsgehaltes mit der Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken treten einige Oberschwingungen I_{2OS} des Leitungsstromes I_2 relativ zur entsprechenden Oberschwingung der Kompensatorspannung \underline{U}_{kompOS} verstärkt auf (z.B. 19. Harmonische). Diese Oberschwingung liegen offenbar nahe an einer Resonanzfrequenz der Leitungsimpedanz.

Die Oberschwingungsbelastung \underline{I}_{1OS} des Leitungsstromes \underline{I}_1 ist durch die Vierpolgleichung (4.6) gegeben. Sie unterscheidet sich nicht wesentlich von der entsprechenden Oberschwingungsbelastung \underline{I}_{2OS} am Leitungsende 2.

b) Oberschwingungen der Leitungsanschlussspannungen

Figur 4.7 und Figur 4.8 zeigen: Obwohl die Netzspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 als ideal sinusförmig angenommen werden, sind die Leitungsanschlussspannungen \underline{U}_{1B} und \underline{U}_{2B} (bzw. u_{1B} und u_{2B}) verzerrt. Die meisten Oberschwingungen der Anschlussspannungen $|u_{1B}|/U_N$ und $|u_{2B}|/U_N$ sind aber wesentlich kleiner als die Oberschwingungen der Kompensatorspannung $|u_{komp}|/U_N$. Bei den Konfigurationen mit mehr als zwei WR-Brücken ($X > 2$) liegen die Oberschwingungen der Anschlussspannungen $|u_{1B}|/U_N$ und $|u_{2B}|/U_N$ überall unter -40dB ($< 1\%$). Einzelne Oberschwingungen der Anschlussspannungen $|u_{1B}|/U_N$ und $|u_{2B}|/U_N$ sind jedoch auch höher als die der Kompensatorspannung $|u_{komp}|/U_N$ (z.B. die 19. Harmonische).

Die tiefe Oberschwingungsbelastung der Leitungsanschlussspannungen relativ zu den eingespeisten Oberschwingungen des Kompensators lässt sich für den Knotenpunkt 2B anhand von Figur 4.3 veranschaulichen. In Figur 4.3 ist das Bild von Tafel 4.3 für die Oberschwingungen aufbereitet. Dabei wurde die Impedanz $Z_{\sigma 2}$ des Transformators am Leitungsende 2 auf die andere Seite des Kompensators verschoben. Die Netzspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 werden als rein sinusförmig angenommen, die Leitungsenden 1 und 2 können daher für die Oberschwingungen kurzgeschlossen werden ($\underline{U}_{1OS}=0, \underline{U}_{2OS}=0$).



Figur 4.3: Für die Oberschwingungen aufbereitetes Netzwerk mit den im Knotenpunkt 2B wirksamen Impedanzen der Leitung.

Die Gleichung (4.10) beschreibt nach Anwendung der Kirchhoffschen Maschenregel die Spannungsüberschwingungen \underline{U}_{2BOS} im Knotenpunkt 2B.

$$\underline{U}_{2BOS} = \underline{U}_{kompOS} + I_{2OS} \cdot Z_{\sigma 2} \tag{4.10}$$

Ebenfalls nach Kirchhoff liegt die Kompensatorspannung \underline{U}_{kompOS} wegen den Kurzschlüssen an den Enden 1 und 2 der Leitung mit **umgekehrtem** Vorzeichen über der gesamten Leitungsimpedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$. Die Stromober-schwingungen \underline{I}_{2OS} können somit in Abhängigkeit der eingespeisten Span-nungsüberschwingungen \underline{U}_{kompOS} ausgedrückt werden.

$$\underline{I}_{2OS} = -\underline{U}_{kompOS} / \underline{Z}_{Lg\sigma 12} \quad (4.12)$$

Aus (4.10) und (4.12) ergibt sich für die Oberschwingungen \underline{U}_{2BOS} der An-schlussspannung \underline{U}_{2B} schliesslich:

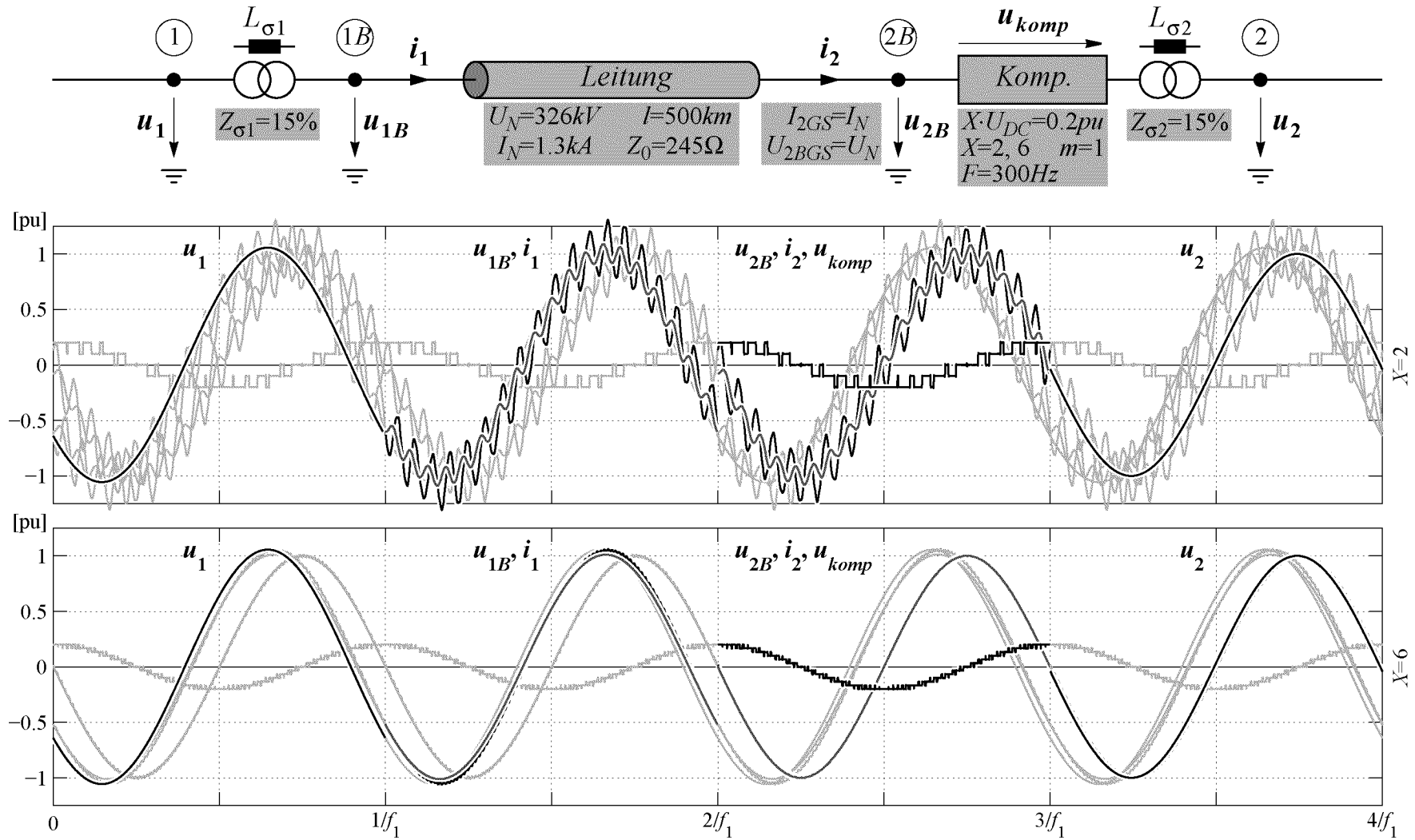
$$\underline{U}_{2BOS} = \underline{U}_{kompOS} \cdot \left(1 - \frac{\underline{Z}_{\sigma 2}}{\underline{Z}_{Lg\sigma 12}} \right) \quad (4.15)$$

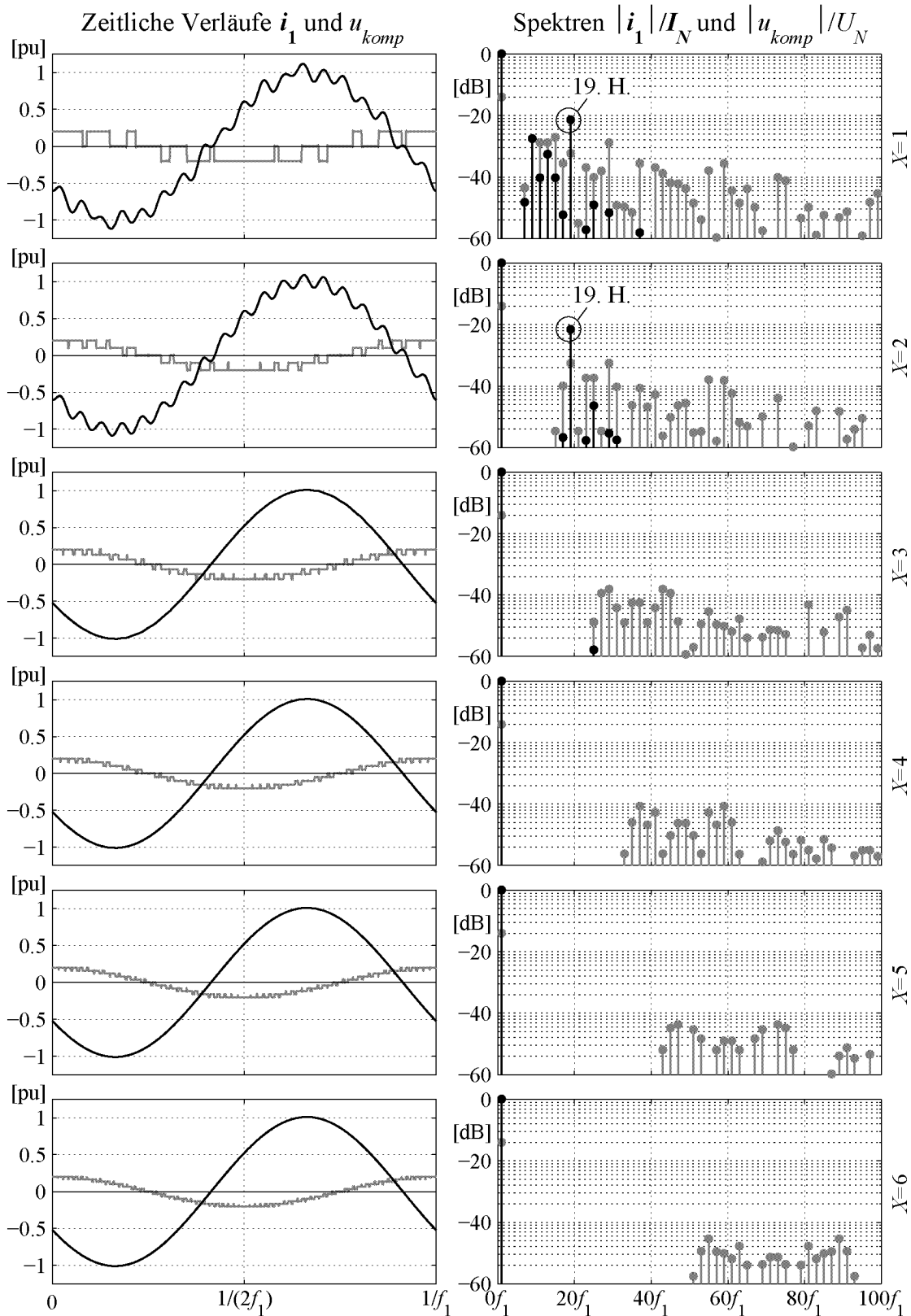
Die Darstellung des Frequenzganges $|\underline{Z}_{Lg\sigma 12}|$ in Tafel 4.3 zeigt:

- **Fast in allen Teilen des gesamten Frequenzbereiches** stimmt die Impe-danz $\underline{Z}_{\sigma 2}$ der Streuinduktivität nahezu mit der gesamten Impedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ der Leitung (inkl. Trafos) überein ($\underline{Z}_{\sigma 2} / \underline{Z}_{Lg\sigma 12} \approx 1$). Dadurch heben sich gemäss (4.15) die Oberschwingungen der eingespeisten Kompensator-spannung \underline{U}_{kompOS} mit den Oberschwingungen über der Streuimpedanz $\underline{Z}_{\sigma 2}$ in der Spannung \underline{U}_{2BOS} am Knotenpunkt 2B nahezu auf.
- **Nur in einer Sequenz von ganz schmalen Frequenzbereichen** unter-scheidet sich die Impedanz $\underline{Z}_{\sigma 2}$ wesentlich von der gesamten Impedanz $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ der Leitung (inkl. Trafos) ($\underline{Z}_{\sigma 2} / \underline{Z}_{Lg\sigma 12} \neq 1$). Im Speziellen bei den tieffrequenten Resonanzstellen summieren sich durch das unter-schiedliche Vorzeichen von $\underline{Z}_{\sigma 2}$ und $\underline{Z}_{Lg\sigma 12}$ gemäss (4.15) die Ober-schwingungen der eingespeisten Kompensatorspannung \underline{U}_{kompOS} mit den Oberschwingungen über der Streuimpedanz $\underline{Z}_{\sigma 2}$ zu verstärkten Ober-schwingungen der Spannung \underline{U}_{2BOS} am Knotenpunkt 2B auf.

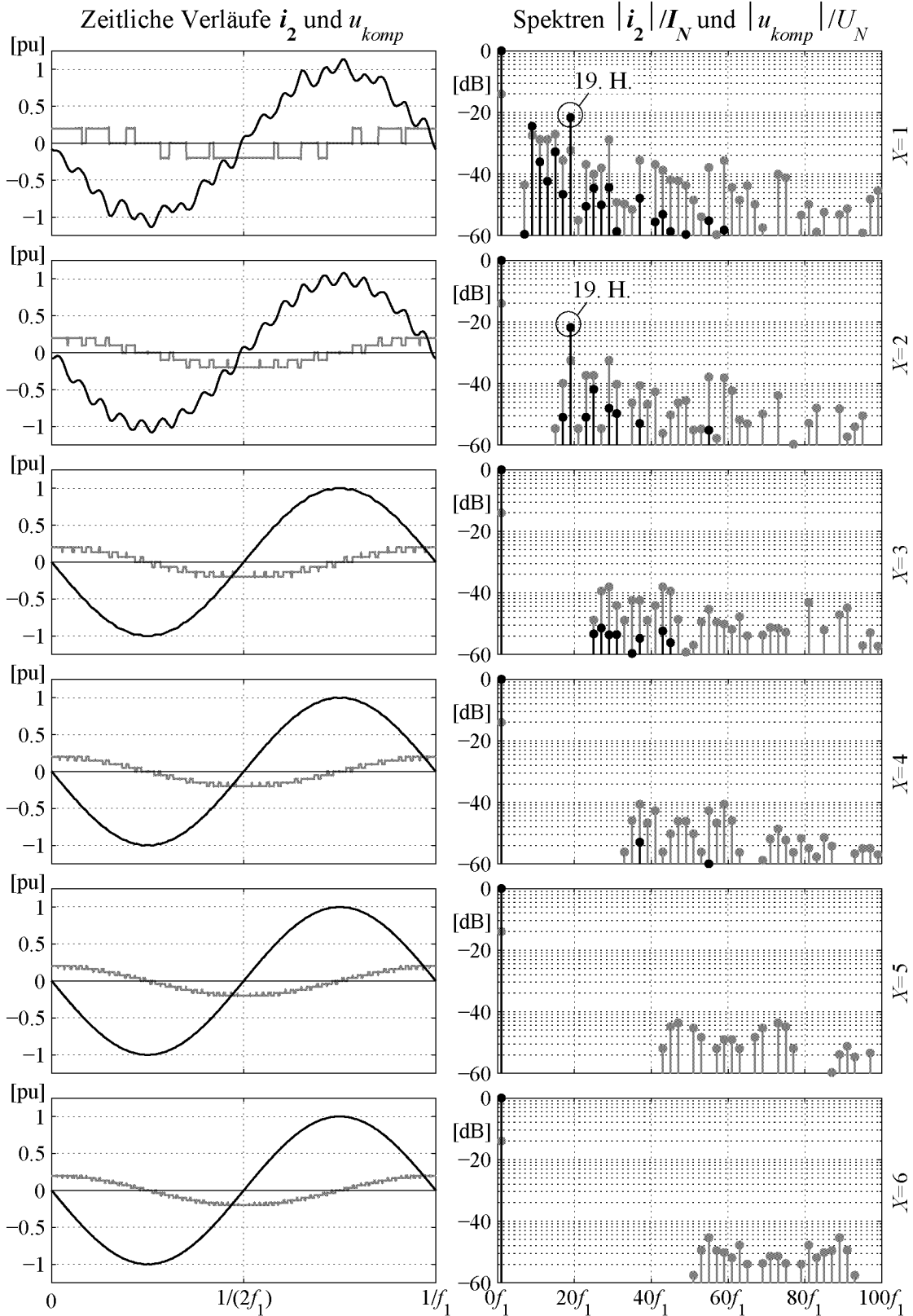
Der Oberschwingungsgehalt \underline{U}_{1BOS} der Anschlussspannung \underline{U}_{1B} am Lei-tungsende 1 hängt direkt vom Oberschwingungsgehalt \underline{I}_{1OS} des Leitungs-stromes \underline{I}_1 ab. Dieser ist wiederum durch die Vierpolgleichungen (4.6) vom Oberschwingungsgehalt der Anschlussspannung \underline{U}_{2BOS} und des Leitungs-stromes \underline{I}_{2OS} am Leitungsende 2 abhängig. Wie aus den Figuren 4.7 und 4.8 ersichtlich ist, unterscheidet sich die Oberschwingungsbelastung \underline{U}_{1BOS} der Leitungsanschlussspannungen \underline{U}_{1B} am Leitungsende 1 nicht wesentlich von der entsprechenden Oberschwingungsbelastung \underline{U}_{2BOS} am Leitungsende 2. In Figur 4.4 sind die zeitlichen Verläufe der Leitungs-Endgrössen $u_1, u_{1B}, i_1, u_{2B}, i_2, u_2$ und der Kompensatorspannung u_{komp} nochmals zur Veran-schaulichung in der gleichen Grafik dargestellt, und zwar für eine Konfigu-ration mit $X=2$ sowie eine mit $X=6$ seriegelgeschalteten WR-Brücken. Darge-stellt sind vier Grundschwingungsperioden aller Grössen (hellgrau), wobei

Figur 4.4: Zeitliche Verläufe der Leitungs-Endgrößen $u_1, u_{1B}, i_1, u_{2B}, i_2, u_2$ und der Kompensatorspannung u_{komp}

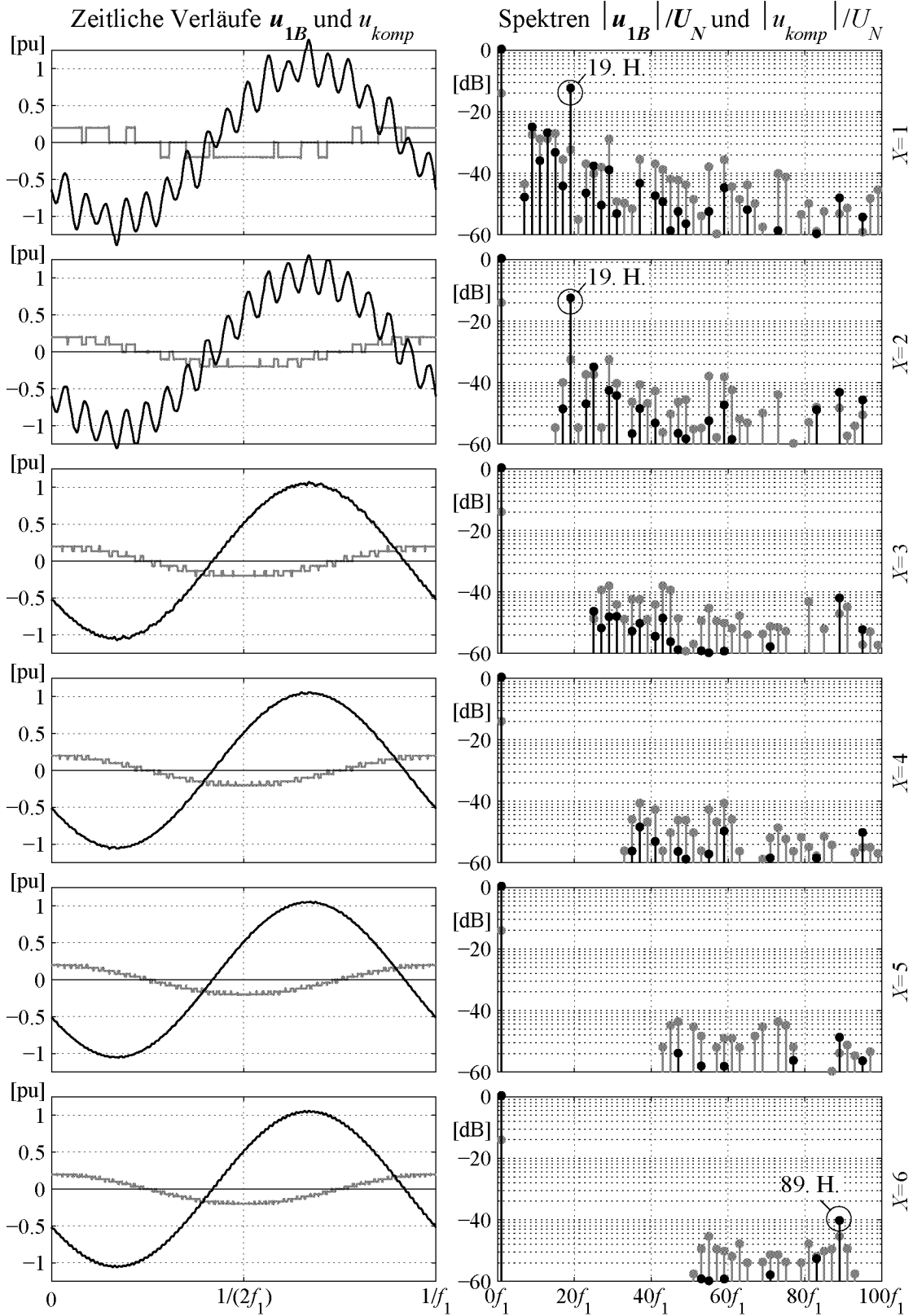




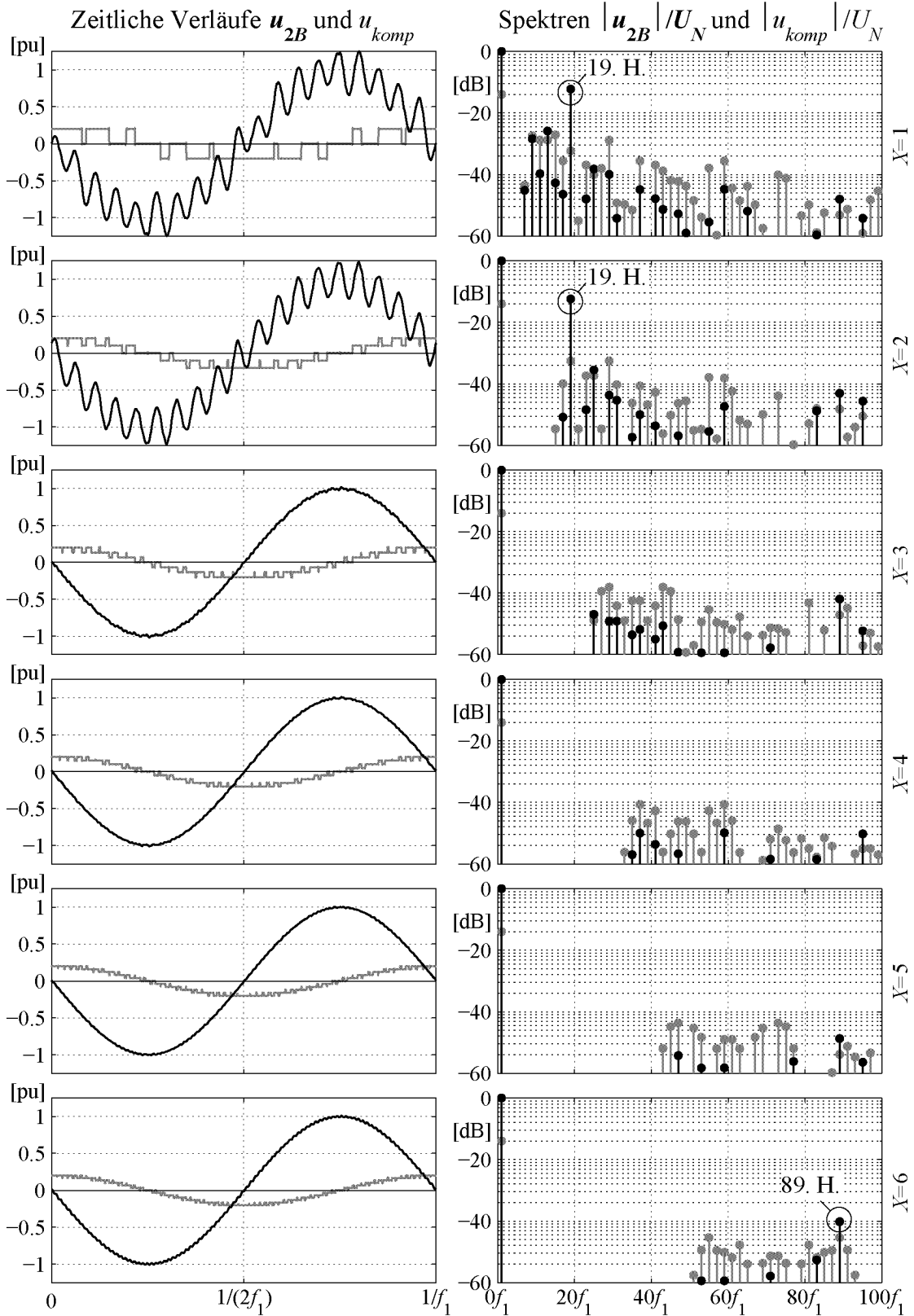
Figur 4.5: Leitungsstrom i_1 am Leitungsende 1 für $X=1$ bis $X=6$ seriegeschaltete WR-Brücken. Grau im Hintergrund: Kompensatorspannung u_{komp} (am Leitungsende 2).
 Einstellungen: $m=1$, $F=300\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2pu$



Figur 4.6: Leitungsstrom i_2 am Leitungsende 2 für $X=1$ bis $X=6$ seriegeschaltete WR-Brücken. Grau im Hintergrund: Kompensatorspannung u_{komp} .
 Einstellungen: $m=1$, $F=300\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2pu$



Figur 4.7: Leitungsanschlussspannung u_{1B} am Leitungsende 1 für $X=1$ bis $X=6$ seriegeschaltete WR-Brücken. Grau im Hintergrund: Kompensatorsspannung u_{komp} .
 Einstellungen: $m=1$, $F=300\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2pu$



Figur 4.8: Leitungsanschlussspannung u_{2B} am Leitungsende 2 für $X=1$ bis $X=6$ seriegeschaltete WR-Brücken. Grau im Hintergrund: Kompensatorsspannung u_{komp} .
 Einstellungen: $m=1$, $F=300\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}$

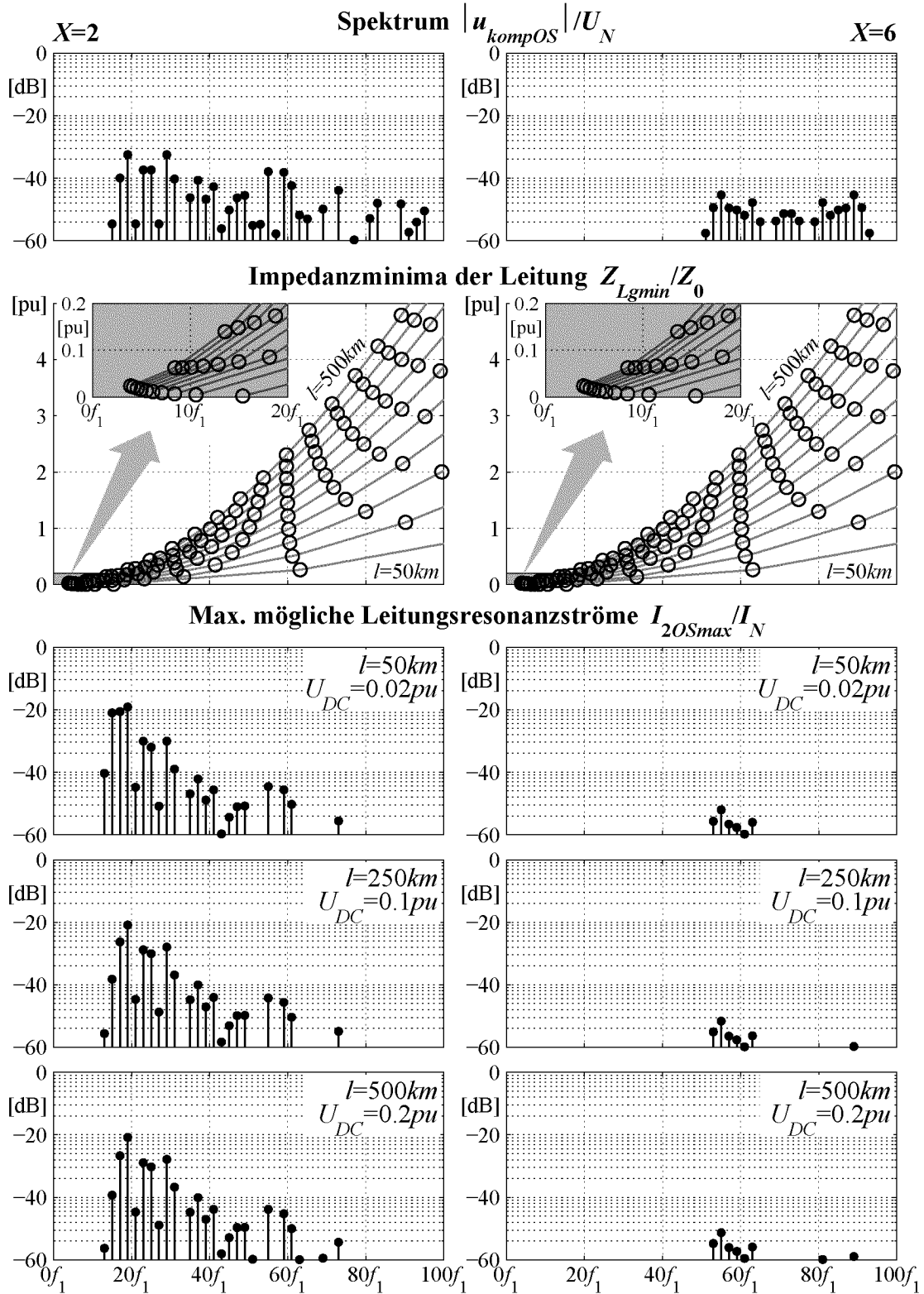
die jeweils oben bezeichneten Grössen für eine Grundschwingungsperiode hervorgehoben sind. Die hervorgehobenen Spannungen sind schwarz, die hervorgehobenen Ströme dunkelgrau gezeichnet. Die leichte Erhöhung der Spannungen am Leitungsende 1 gegenüber der Nennspannung ($1pu$) ergibt sich (wie bereits erwähnt) aus der Annahme von Nennstrom $I_{2GS}=I_N=1pu$ am Leitungsende 2 und gleichzeitig reinem Wirkstrom im Knotenpunkt $2B$. In den Figuren 4.5-4.8 ist gezeigt, dass die Oberschwingungsbelastung des Leitungsstromes und der Leitungsanschlussspannungen klein ist und mit zunehmender Anzahl X seriegelagerter WR-Brücken abnimmt. Die Oberschwingungsbelastung ist an den beiden Enden 1 und 2 der Leitung in etwa gleich gross, sowohl bei den Spannungen u_{1B} und u_{2B} als auch bei den Strömen i_1 und i_2 . Einzelne Frequenzen treten jedoch sowohl im Leitungsstrom als auch in den Anschlussspannungen relativ zu den eingespeisten Kompensator-Oberschwingungen stark auf, was auf eine Resonanz der Leitung schliessen lässt. Es ist jedoch nicht ersichtlich, ob diese Resonanzen bei den hier fest gewählten Parametern der Leitung und des Kompensators genau getroffen werden oder ob sie noch stärker auftreten könnten. Im nächsten Kapitel wird deswegen untersucht, wie gross die im schlechtesten Fall auftretenden Leitungsresonanzströme maximal werden können. Da die Oberschwingungsbelastung an beiden Leitungsenden in etwa gleich gross ist konzentrieren sich die folgenden Untersuchungen nur noch auf das Leitungsende 2.

4.1.4 Die maximal möglichen Leitungsresonanzströme

Im Kapitel 4.1.2 ist festgestellt worden, dass die für den Leitungsstrom I_2 am Leitungsende 2 wirksame Impedanz $Z_{Lg\sigma 12}$ der verlustbehafteten Leitung mit Leitungstransformatoren an den Enden in (4.13) Minima (Resonanzen) aufweist. Bedingt durch die Transformator-Streuinduktivität $L_{\sigma 2}$ steigen diese Impedanzminima mit zunehmender Frequenz an. Es gilt nun zu beurteilen, wie gross die maximal möglichen Leitungsresonanzströme im schlechtesten Fall werden können. In diesem Kapitel werden die **theoretisch** im schlechtesten Fall möglichen Leitungsresonanzströme I_{2OSmax} am Leitungsende 2 bei zwei Kompensator-Konfiguration mit $X=2$ und $X=6$ serriegeschalteten WR-Brücken berechnet und veranschaulicht. Im Kapitel 4.1.5 wird demgegenüber die Parameterabhängigkeit der **realen** Oberschwingungsbelastung des Leitungsstromes i_2 am Leitungsende 2 untersucht.

In Figur 4.9 sind die maximal möglichen Stromoverschwingungen I_{2OSmax} (unten) dargestellt. Sie sind aus dem Spektrum der Kompensatorspannung u_{komp} (oben) und den linear interpolierten Impedanzminima (Mitte) der für den Leitungsstrom I_2 wirksamen Impedanz $Z_{Lg\sigma 12}$ berechnet worden. Die Spektrallinien der Kompensatorspannungs-Oberschwingungen u_{kompOS} treffen meistens nicht auf ein Impedanzminimum (Kreis in Figur 4.9 Mitte). Mit grosser Wahrscheinlichkeit trifft sogar keine Oberschwingung genau auf ein solches Impedanzminimum. Um trotzdem die **maximal möglichen** Stromspitzen berechnen zu können wurden die Impedanzen zwischen den berechneten Minima (Kreise in Figur 4.9 Mitte) linear interpoliert (graue Linien in Figur 4.9 Mitte). Diese Minima zwischen den mit Kreisen bezeichneten Frequenzen treten bei der untersuchten Leitung eigentlich nicht auf. Eine solche Berechnung der theoretisch möglichen Leitungsresonanzströme I_{2OSmax} ist trotzdem sinnvoll. Wie ebenfalls aus der Darstellung der Impedanzminima in Figur 4.9 Mitte festgestellt werden kann, haben die Leitungsparameter wie die Leitungslänge nämlich einen Einfluss auf die Lage der Resonanzen im Frequenzspektrum.

Bei der Berechnung der maximal möglichen Leitungsresonanzströme I_{2OSmax} muss die Dimensionierung des Kompensators für die entsprechende Leitungslänge l berücksichtigt werden. Wird der Kompensator bei einer $500km$ Leitung mit 20% der Nennspannung der Leitung dimensioniert, so muss er bei einer $50km$ Leitung für den gleichen Regelbereich nur zu einem Bruchteil so hoch dimensioniert werden. Für die folgenden Betrachtung wurde die Dimensionierung des Kompensators der Einfachheit halber linear an die Länge l der Leitung angepasst. Der Einfluss der Transformatoren an den Enden der Leitung wurde dabei vernachlässigt. Im untersuchten Bereich



Figur 4.9: Spektrum der Komp.-spannung u_{komp} (oben), Impedanzminima Z_{Lgmin} der Leitung (Mitte), resultierende max. mögliche Resonanzströme I_{2OSmax} (unten).

Einstellungen: Leitungslängen $l=50, 250, 500km$ (unten)
 $X=2$ (l.) und $X=6$ (r.), $m=1, F=300Hz$

der Leitungslängen $l=50\dots 500\text{km}$ ist diese Näherung genügend gut.

$$\begin{aligned} X \cdot U_{DC}(l = 500\text{km}) &= 0.2\text{pu} \\ X \cdot U_{DC}(l) &= 0.2\text{pu} \cdot \frac{l}{500\text{km}} \end{aligned} \quad (4.16)$$

In Figur 4.9 unten sind die maximal möglichen Leitungsresonanzströme I_{2OSmax} für die drei Leitungslängen 50km , 250km und 500km unter Berücksichtigung der Dimensionierung des Kompensators aufgetragen. Es soll hier nochmals darauf hingewiesen sein, dass das dargestellte Spektrum I_{2OSmax} nie in dieser Form für den Leitungsstrom i_2 auftreten wird, da nie alle Spannungsüberschwingungen gleichzeitig auf Impedanzminima der Leitung treffen. Die Stromspektren in Figur 4.9 unten zeigen nur, wie hoch einzelne Oberschwingungen sein können, falls diese betreffenden Oberschwingungen gerade auf ein Impedanzminimum der Leitung treffen.

Figur 4.9 zeigt für die einfachste ‘realistische’ Konfiguration mit $X=2$ WR-Brücken links, dass

- der grösste Resonanzstrom I_{2OSmax} bei der 19. Harmonischen bei einer kurzen Leitung von $l=50\text{km}$ auftritt und etwa -20dB (10%) beträgt,
- alle Resonanzen bei länger werdender Leitungen leicht abnehmen.
- alle Resonanzen generell aber nahezu unabhängig von der Länge l der Leitung sind (bei angepasster Dimensionierung des Kompensators gemäss (4.16)).

Die grösste Resonanz bei der 19. Harmonischen entspricht auch in der Grössenordnung der bereits im vorangegangenen Kapitel 4.1.3 festgestellten Resonanz, welche folglich dort nahezu den schlechtesten Fall darstellt. Bei Verwendung von sechs seriegeschalteten und versetzt taktenden WR-Brücken ($X=6$, Figur 4.9 rechts) sind die maximal möglichen Resonanzströme I_{2OSmax} aber nur im Promille-Bereich des Nennstromes I_N und deswegen ungefährlich.

4.1.5 Die Parameterabhängigkeit der Leitungsresonanzströme

Die **theoretische** Untersuchung der maximal möglichen Resonanzströme I_{2OSmax} in Kapitel 4.1.4 wurde bei festen Parametern (Schaltfrequenz $F=300\text{Hz}$, Modulationsgrad $m=1$) durchgeführt. Bei der Wahl anderer Parameter (z.B. eine tiefere Schaltfrequenz F) könnten sich eventuell auch höhere Stromspitzen ergeben. Deswegen wird in diesem Kapitel die Parameterabhängigkeit der **realen** Oberschwingungsbelastung des Leitungsstromes i_2 durch die eingespeiste Kompensatorspannung u_{komp} untersucht.

Bisher wurden Zeitverlauf und Spektrum zur Untersuchung der Oberschwingungsbelastung verwendet. Diese Darstellung ist bei der Variation von Parametern jedoch ungeeignet. Der THD-Wert (Total Harmonic Distortion) ist für eine solche Darstellung besser geeignet. Liegt ein THD-Wert sehr hoch, so wird an diesem Punkt zusätzlich eine Spektralanalyse durchgeführt. Anhand der Spektralanalyse kann dann festgestellt werden, welche Oberschwingungen besonders stark auftreten und ob eine Resonanz der Leitung getroffen worden ist.

Es sei angemerkt, dass die folgende Analyse nicht vollständig sein kann. Bei der Realisierung eines solchen Kompensators müssen die kundenspezifischen Gegebenheiten wie die Leitungseigenschaften oder die benötigte Kompensatorleistung speziell berücksichtigt werden. Hier kann nur eine repräsentative Auswahl an Grafiken gezeigt werden, die den grundsätzlichen Einfluss der Parameter auf die Oberschwingungsbelastung widerspiegeln sollen. Eine weiterführende Analyse der Oberschwingungsbelastung anhand von realitätsnäheren Simulationen ist im Kapitel 4.2 beschrieben.

a) Total Harmonic Distortion

Der THD (Total Harmonic Distortion) wird als Vergleichsbasis für die Oberschwingungsbelastung der Leitung am Leitungsende 2 verwendet. Der THD ist ein Mass für den Oberschwingungsgehalt einer Grösse und stellt den Gesamtbetrag ihrer Oberschwingungen zu einer geeigneten Bezugsgrösse dar. Folgende drei Definitionen werden in der Folge verwendet:

- $THD_{U_{komp}}$: Mass für den Oberschwingungsgehalt der Kompensatorausgangsspannung u_{komp} in Bezug zur Leitungs-Nennspannung U_N .
- $THD_{U_{2B}}$: Mass für den Oberschwingungsgehalt der Leitungsanschlussspannung u_{2B} in Bezug zur Leitungs-Nennspannung U_N .
- THD_{I_2} : Mass für den Oberschwingungsgehalt des Leitungsstromes i_2 in Bezug zum Nennstrom I_N der Leitung.

Die THD-Werte können mit (4.17)-(4.19) auf einfache Weise aus den Amplituden der im Kapitel 4.1.1 bzw. im Kapitel 4.1.3 berechneten Oberschwingungen ermittelt werden.

$$THD_{U_{komp}} = \frac{\sqrt{\sum U_{kompOS}^2}}{U_{Bezug}} \quad \text{wobei } U_{Bezug} = U_N \quad (4.17)$$

$$THD_{U_{2B}} = \frac{\sqrt{\sum U_{2BOS}^2}}{U_{Bezug}} \quad \text{wobei } U_{Bezug} = U_N \quad (4.18)$$

$$THD_{I_2} = \frac{\sqrt{\sum I_{2OS}^2}}{I_{Bezug}} \quad \text{wobei } I_{Bezug} = I_N \quad (4.19)$$

Es ist zu beachten, dass in der folgenden Analyse die gleichphasigen Komponenten gleich wie die anderen Oberschwingungen (Mit- und Gegenkomponenten) behandelt wurden. Damit ist der schlechteste Fall bezüglich der Oberschwingungsbelastung des Leitungsstromes abgedeckt. In einem dreiphasigen System können sich je nach Transformatoranordnung am Ende der Leitung (mit oder ohne Erdung des Sternpunktes) bessere Resultate ergeben.

Variierte Parameter

Um möglichst repräsentative Angaben zur Oberschwingungsbelastung der Leitung durch den Kompensator zu erhalten wurden die THD-Werte in Abhängigkeit folgender Parameter variiert

- Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken
- Kompensationsgrad (Modulationsgrad m)
- Schaltfrequenz der Halbleiter F
- Länge der Leitung l
- Ausfall einer WR-Brücke

Damit man die Daten miteinander vergleichen kann wurde die DC-Spannung U_{DC} jeder WR-Brücke bei jeder Konfiguration seriegeschalteter Wechselrichter $X=1\dots6$ so dimensioniert, dass die Kompensator-Nennspannung - abgesehen von der Anpassung an die Länge l der Leitung - immer konstant auf $X \cdot U_{DC} = 0.2 pu$ bleibt.

In den THD-Grafiken sind immer links der $THD_{U_{2B}}$ und der $THD_{U_{komp}}$ (grau) der Anschlussspannung u_{2B} und der Kompensatorspannung u_{komp} , rechts der THD_{I_2} des Leitungsstromes i_2 dargestellt. Da die THD-Werte der verschiedenen Konfigurationen $X=1\dots6$ stark unterschiedlich sind wurden die Y-Achsen zum Teil unterschiedlich skaliert. Zum Vergleich der Größenordnungen der verschiedenen Konfigurationen sind daher im ersten Plot zusätzlich zu den THD-Werten für eine einzige WR-Brücke ($X=1$) der $THD_{U_{2B}}$ (links) und der THD_{I_2} (rechts) der übrigen Konfigurationen

($X=2\dots6$) grau gepunktet abgebildet.

Die in den folgenden Grafiken durchgeführten Parametervariationen sind in Tabelle 4.4 zusammengefasst.

Figur	Eingestellte Parameter	Einstellung
4.10 bis 4.16	<i>Leitung:</i> Nennspannung U_N Nennstrom I_N Länge l <i>Kompensator:</i> Totale DC-Spannung $X \cdot U_{DC}$ Modulationsgrad m Schaltfrequenz F pro Halbleiter	 326 kV (1pu) 1.3 kA (1pu) 500 km 65 kV (0.2pu) 1 300 Hz
4.10	Modulationsgrad m Anzahl seriegel. WR-Br. X	0...1 1...6
4.12	Taktungsrate pro Halbleiter F Anzahl seriegel. WR-Br. X	50...500 Hz 1...6
4.14	Leitungslänge l Anzahl seriegel. WR-Br. X	50...500 km 1...6

Tabelle 4.4: Parametereinstellungen in den folgenden Figuren.

Zur Veranschaulichung der in den folgenden Grafiken jeweils dargestellten Kompensator-Konfiguration sind in jedem Plot Kästchen mit Balken eingezeichnet. Jeder Balken entspricht dabei einer seriegel. WR-Brücke. Die Höhe des Balkens entspricht der DC-Spannung U_{DC} der einzelnen WR-Brücken. Ein grauer Balken bedeutet, dass die entsprechende WR-Brücke nicht voll angesteuert ist.

Legende zur Balkenhilfe:



Konfiguration mit zwei voll angesteuerten WR-Brücken ($X=2, m=1$)



Konfiguration mit vier voll angesteuerten WR-Brücken ($X=4, m=1$)



Konfiguration mit vier nicht angesteuerten WR-Brücken ($X=4, m=0$)

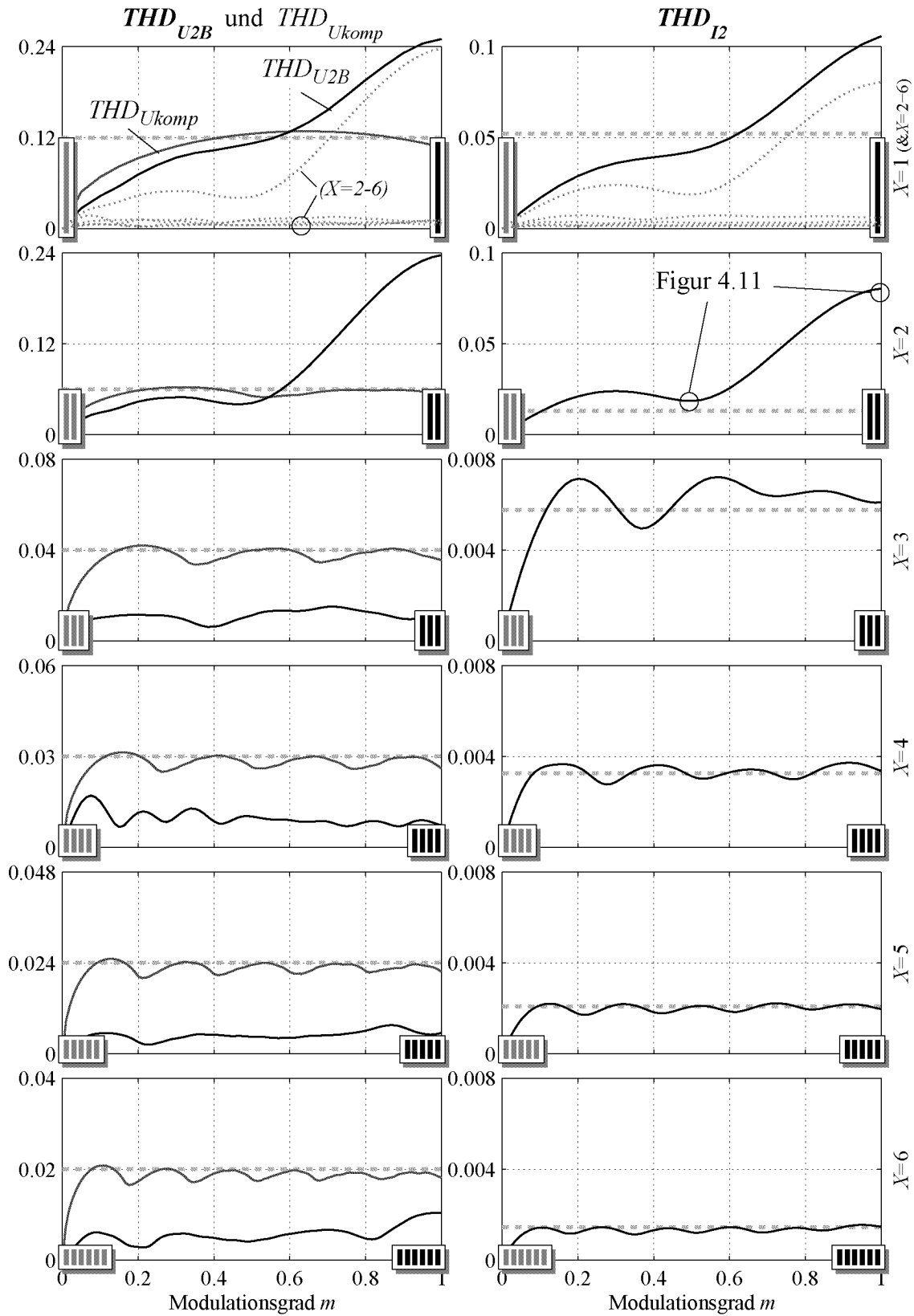
Bei allen Darstellungen ist $X \cdot U_{DC}$ (Summe aller Balken) konstant (0.2pu)

b) Abhängigkeit vom Modulationsgrad des Kompensators

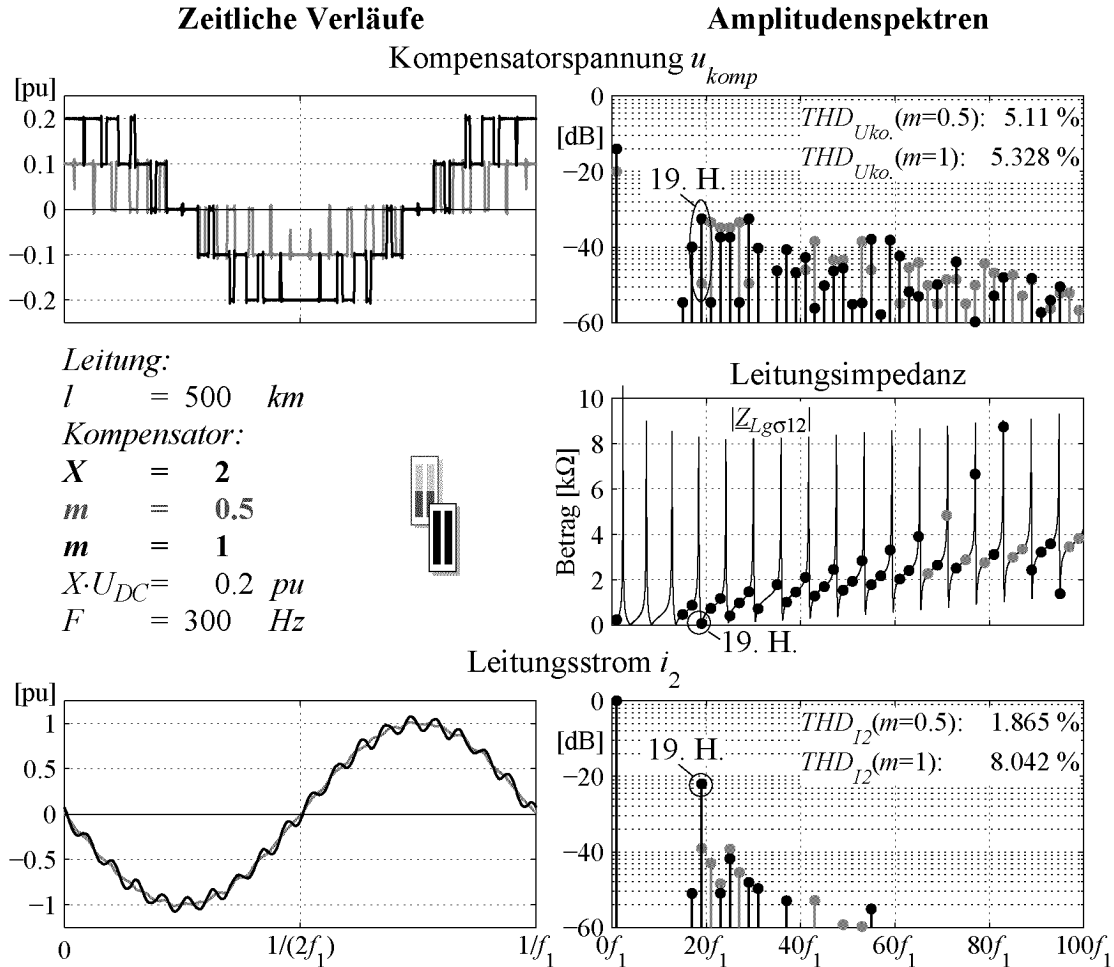
Figur 4.10 zeigt die THD-Werte für die sechs verschiedenen Konfigurationen ($X=1\dots 6$) in Abhängigkeit des Modulationsgrades m . Es kann festgestellt werden, dass:

- alle THD-Werte - abgesehen von den Resonanzeinflüssen - über den grössten Teil des Modulationsbereiches nahezu konstant sind.
- alle THD-Werte bei Modulationsgrad $m=0$ zu Null gehen
- der $THD_{U_{komp}}$ der Kompensatorspannung u_{komp} linear mit der Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken abnimmt (gestrichelte Linie links).
- der THD_{I_2} des Leitungsstromes i_2 quadratisch mit der Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken abnimmt (gestrichelte Linie rechts).
- der $THD_{U_{2B}}$ der Leitungsanschlussspannung u_{2B} ausser bei den ersten beiden Konfigurationen immer weit kleiner ist als der $THD_{U_{komp}}$ der Kompensatorspannung u_{komp} .
- der $THD_{U_{komp}}$ der Kompensatorspannung u_{komp} im Mittel zwar nahezu konstant über den grössten Teil des Modulationsbereiches ist, überlagert aber eine Wellenform aufweist, wobei die Anzahl Wellen der Anzahl X seriegeschalteter WR-Brücken entspricht.
- der THD_{I_2} des Leitungsstromes i_2 eine ähnliche Wellenform aufweist, die dem nahezu konstanten Mittelwert überlagert ist.
- der THD_{I_2} und der $THD_{U_{2B}}$ bei den ersten beiden Konfigurationen mit $X=1$ und $X=2$ seriegeschalteten WR-Brücken ab einem Modulationsgrad $m=0.5$ stark ansteigen.

Der über den Modulationsgrad m im Mittel konstante $THD_{U_{komp}}$ und dessen Wellenform kann man sich folgendermassen erklären: die Kompensatorspannung u_{komp} weist bei maximalem Modulationsgrad m eine Treppenform auf, wobei die Anzahl Stufen dieser Treppe pro Viertelperiode der Anzahl seriegeschalteter Einheiten X entspricht (vgl. Figur 4.2). Bei kleinem Modulationsgrad m haben alle Konfigurationen $X=1\dots 6$ nur eine Stufe. Bei grösser werdendem Modulationsgrad m steigt die Anzahl Stufen der Konfiguration entsprechend an. Der Oberschwingungsgehalt der Kompensatorspannung wird im Wesentlichen bestimmt durch die Pulse auf jeder Stufe. Jede hinzukommende Stufe wird in ihrem Bereich des Modulationsgrades mit immer breiter werdenden Pulsen aufgefüllt, was die Wellenform des $THD_{U_{komp}}$ bestimmt. Die Höhe dieser Pulse bleibt unabhängig vom Modulationsgrad und beträgt immer nur die Höhe einer einzigen Stufe (U_{DC}/X). Dadurch bleibt der $THD_{U_{komp}}$ im Mittel konstant. Der THD_{I_2} bleibt demgegenüber im Mittel konstant über den Modulationsgrad m , da die Oberschwingungsbestimmenden Zeitflächen unter diesen Pulsen der Kompensatorspannung u_{komp} im Mittel ebenfalls konstant bleibt.



Figur 4.10: THD-Verläufe in Abhängigkeit des **Modulationsgrades** m für $X=1$ (oben) bis $X=6$ (unten) WR-Brücken.
 Einstellungen: $m=0\dots 1$, $F=300\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}$



Figur 4.11: Abhängigkeit der Kompensatorsp.-Oberschwingungen und der Leitungsresonanzströme vom **Modulationsgrad m**.

Für eine und zwei WR-Brücken ($X=1, 2$) beträgt der $THD_{U_{2B}}$ maximal 25% und der THD_{I_2} maximal 10%. Diese relativ hohen Werte ergeben sich durch die bekannte Resonanz bei der 19. Harmonischen (siehe Figur 4.11). Für sechs seriegelagerte WR-Brücken ($X=6$) beträgt der $THD_{U_{2B}}$ maximal noch etwa 1%, der THD_{I_2} gar nur noch 1.5%.

In Figur 4.11 ist ein kritischer Fall von Figur 4.10, nämlich der starke THD-Anstieg bei einer Konfiguration mit $X=2$ WR-Brücken, anhand einer Spektralanalyse näher untersucht. Dargestellt sind Zeitverläufe und Amplitudenspektren, oben der Kompensatorspannung u_{komp} und unten des Leitungsstromes i_2 , für die Modulationsgrade $m=0.5$ (grau) und $m=1$ (schwarz). In der Mitte ist der Frequenzgang des Betrags der für den Leitungsstrom i_2 wirksamen Leitungsimpedanz $|Z_{Lg\sigma 12}|$ eingezeichnet mit Punkten an den Stellen, an denen die Kompensatorspannung u_{komp} Oberschwingungen aufweist. Die Punkte zeigen also, wie gross die Impedanz der Leitung $|Z_{Lg\sigma 12}|$ bei der betreffenden Oberschwingung ist. Dabei wird ersichtlich, dass bei

der in u_{komp} auftretenden 19. Harmonischen ein Impedanzminimum liegt. Anhand des Spektrums der Kompensatorspannung u_{komp} oben ist erkennbar, dass sich die Zunahme des Modulationsgrades m auf unterschiedliche Oberschwingungen unterschiedlich auswirkt. Wegen der Besselfunktion J_ν in (4.1) nehmen gewisse Oberschwingungen (wie z.B. die 21. oder die 27. Harmonische) mit zunehmendem Modulationsgrad m ab während andere Harmonische - und darunter eben auch die auf einer Leitungsresonanz liegende 19. Harmonische - mit zunehmendem Modulationsgrad m zunehmen. Daher steigt der THD_{I2} von $m=0.5$ zu $m=1$ um mehr als das Vierfache an, während der THD_{Ukomp} nahezu konstant bleibt.

c) *Abhängigkeit von der Schaltfrequenz*

Figur 4.12 zeigt die THD-Werte in Abhängigkeit der Schaltfrequenz F . Die THD-Werte wurden dabei mit Schaltfrequenzen F zwischen 150Hz und 500Hz in 25Hz Schritten (Punkte) sowie in 1Hz Schritten (Linien) berechnet. Dieser Bereich von Schaltfrequenzen F ist für heutige Halbleiterschalter hoher Leistung realistisch. Die Wahl von Schaltfrequenzen F , die zwischen den Punkten liegen (keine Vielfachen von 25Hz), ist bei der Realisierung wohl nicht geeignet, da dann Oberschwingungen in der Ausgangsspannung auftreten, die nicht Vielfache (Harmonische) der Grundschiwingung ($2 \times 25\text{Hz} = 50\text{Hz}$) sind. Für die folgende Untersuchung wurde trotzdem auch die genauere Auflösung der Schaltfrequenzen F von 1Hz gewählt. Dadurch werden die Leitungsresonanzen genauer getroffen, was eine Beurteilung der maximalen Oberschwingungsbelastung ('worst case') erlaubt.

Es sei hier darauf aufmerksam gemacht, dass im Folgenden einerseits von der Schaltfrequenz F , andererseits auch von Oberschwingungsfrequenzen die Rede ist. Diese dürfen nicht verwechselt werden. Zu jeder Schaltfrequenz F ergibt sich jedesmal ein ganzes Spektrum von Oberschwingungsfrequenzen.

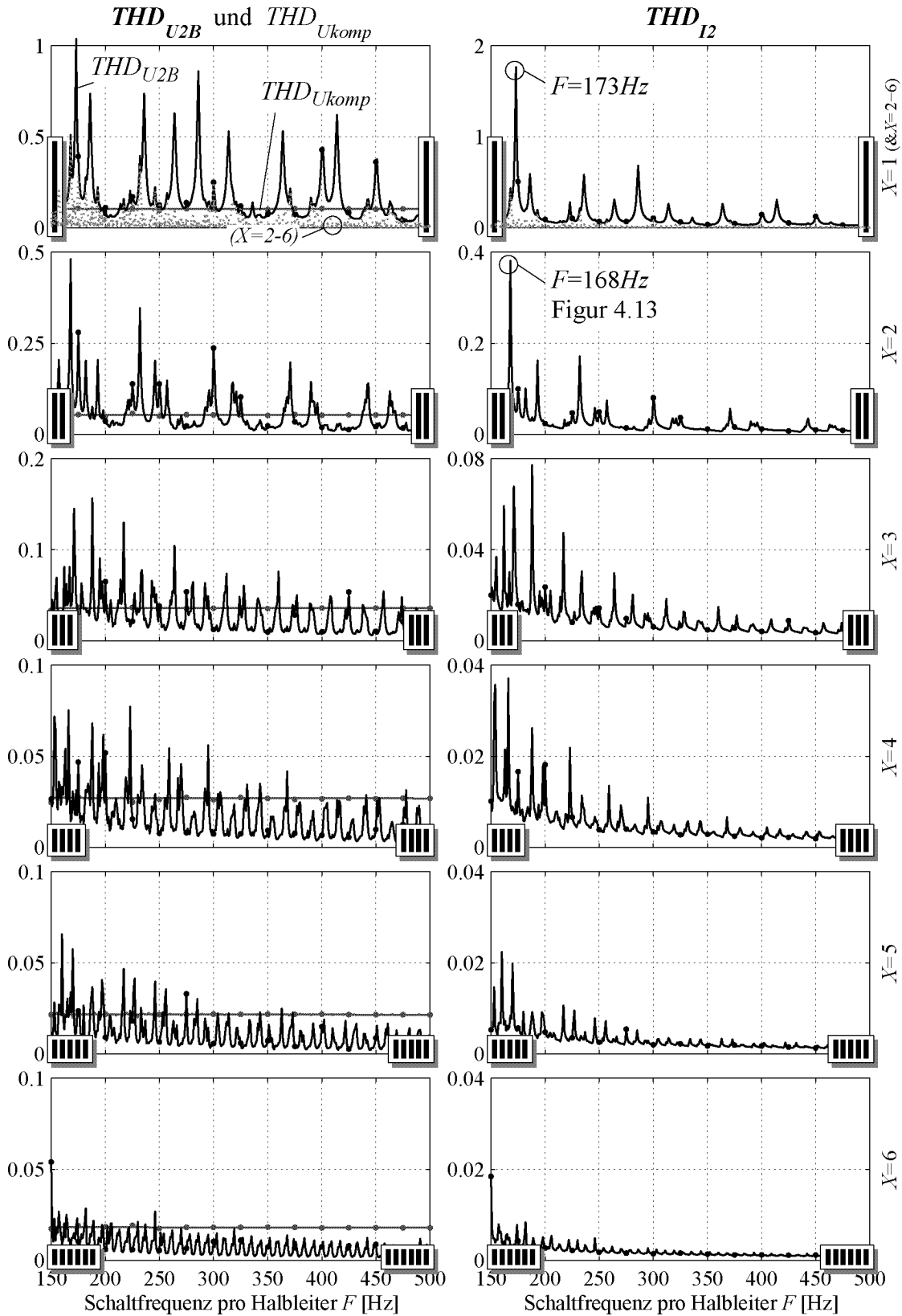
Aus Figur 4.12 ist ersichtlich, dass

- der $THD_{U_{komp}}$ nahezu unabhängig von der Schaltfrequenz F ist und mit der Anzahl X seriegelagerter WR-Brücken linear abnimmt.
- sowohl der $THD_{U_{2B}}$ als auch der THD_{I_2} hohe Spitzen aufweisen
- diese maximalen Leitungsresonanzen sowohl beim $THD_{U_{2B}}$ als auch beim THD_{I_2} mit zunehmender Schaltfrequenz F und mit zunehmender Anzahl X seriegelagerter WR-Brücken stark abnehmen.

Die Abnahme des $THD_{U_{2B}}$ und des THD_{I_2} mit der Schaltfrequenz F bei nahezu konstant bleibendem $THD_{U_{komp}}$ kommt daher, dass der gleiche gesamte Oberschwingungsgehalt der Spannung u_{komp} mit steigender Schaltfrequenz F zu höheren Frequenzen hin wandert, welche im Leitungsstrom i_2 durch die Transformator-Streuinduktivität $L_{\sigma 2}$ stärker gedämpft sind.

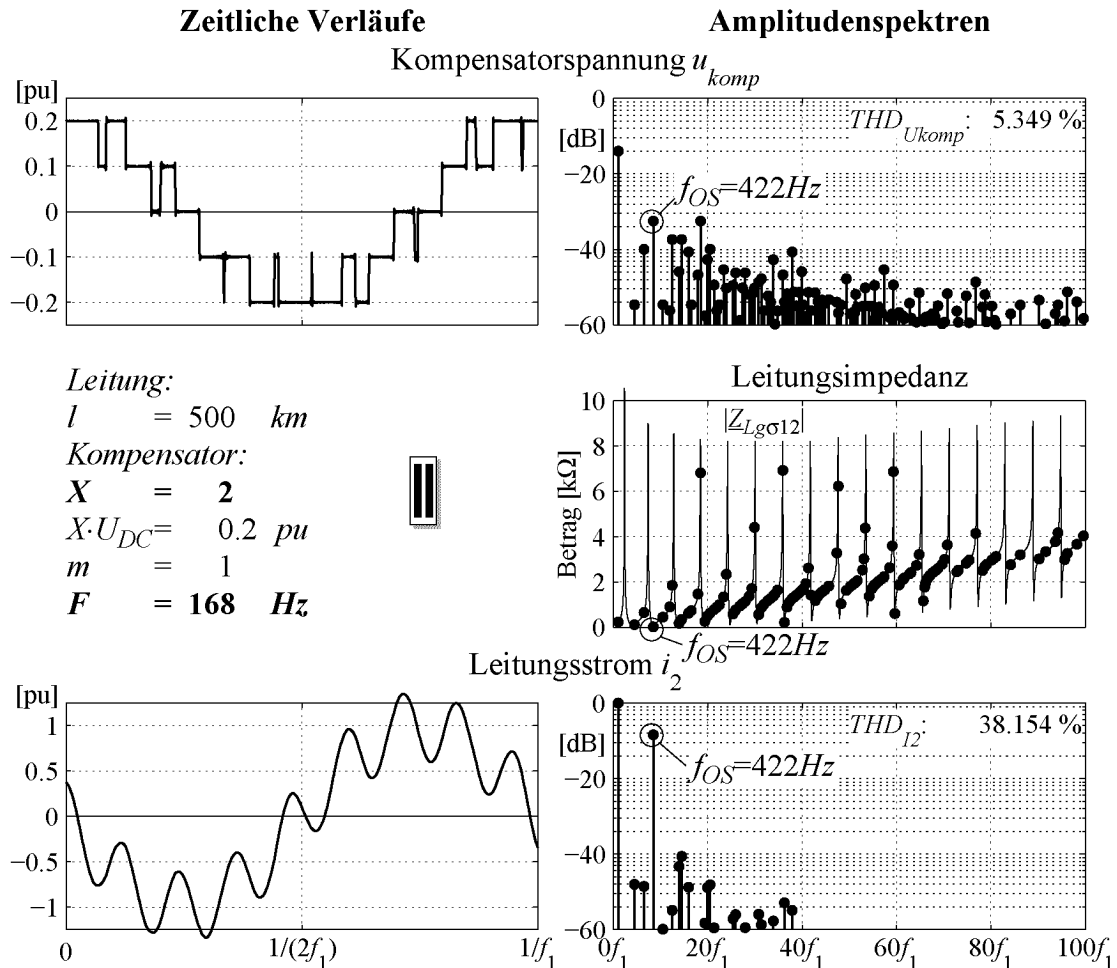
Bei einer Konfiguration mit einer WR-Brücke $X=1$ tritt eine Resonanz sowohl im $THD_{U_{2B}}$ als auch insbesondere im THD_{I_2} bei einer Schaltfrequenz von $F=173\text{Hz}$ sehr stark auf. Solch hohe Leitungsresonanzen wären im realen Betrieb unzulässig. Diese sehr hohen Resonanzen sind mit ein Grund, weshalb die Konfiguration mit einer einzigen 2-Punkt-WR-Brücke ($X=1$) bei Schaltfrequenzen F unter 500Hz ohne zusätzlichen AC-Filter am Kompensatorausgang als nicht realistisch eingestuft wird.

Die maximalen Leitungsresonanzen bei den übrigen Konfigurationen $X>1$ halten sich auch bei relativ tiefen Schaltfrequenzen F im Rahmen. Die höchsten Werte sowohl im $THD_{U_{2B}}$ als auch im THD_{I_2} erreicht die Konfigura-



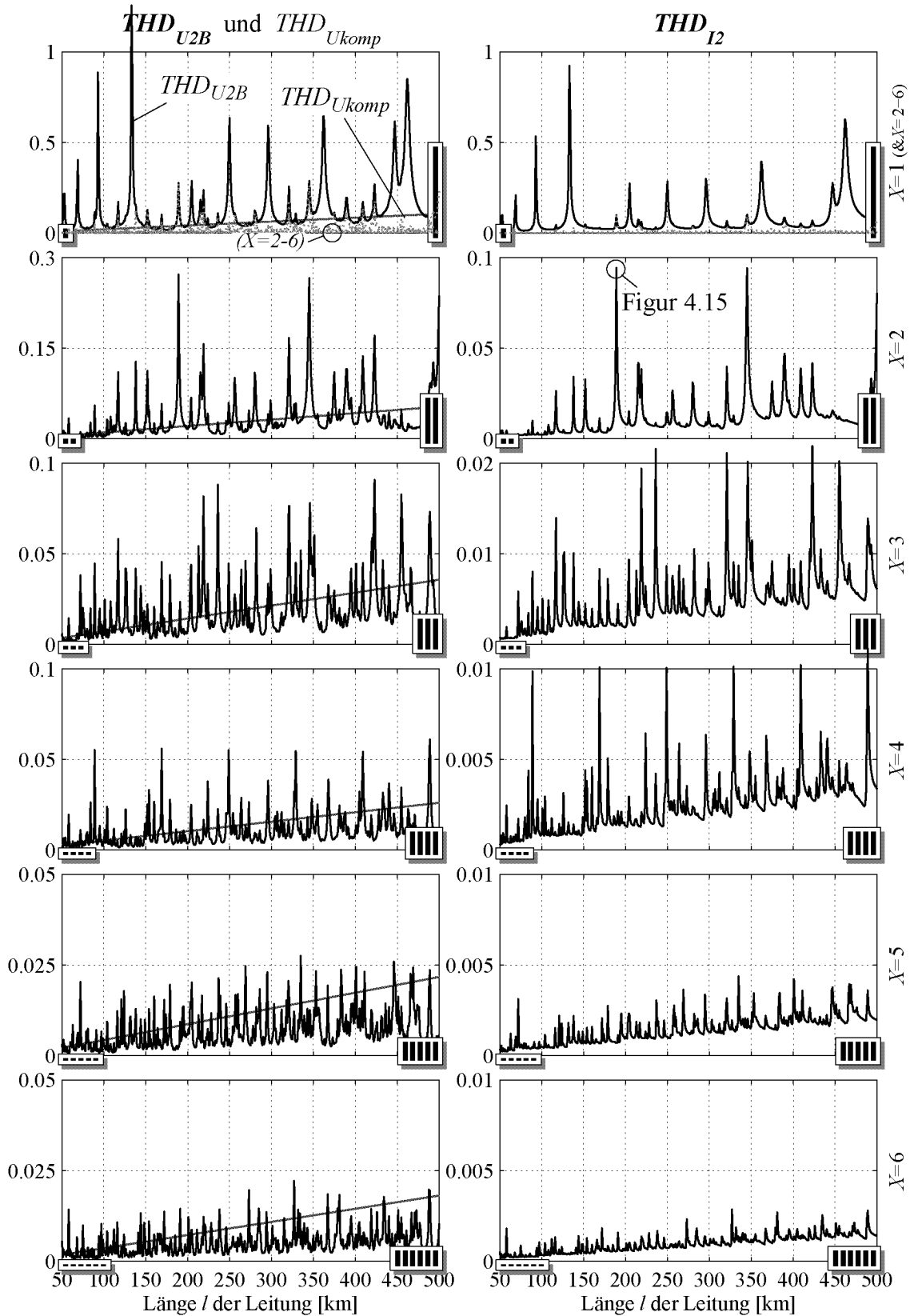
Figur 4.12: THD-Werte in Abhängigkeit der **Schaltfrequenz F** für $X=1$ (oben) bis $X=6$ (unten) WR-Brücken.

Einstellungen: $m=1$, $F=150\dots 500\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}$

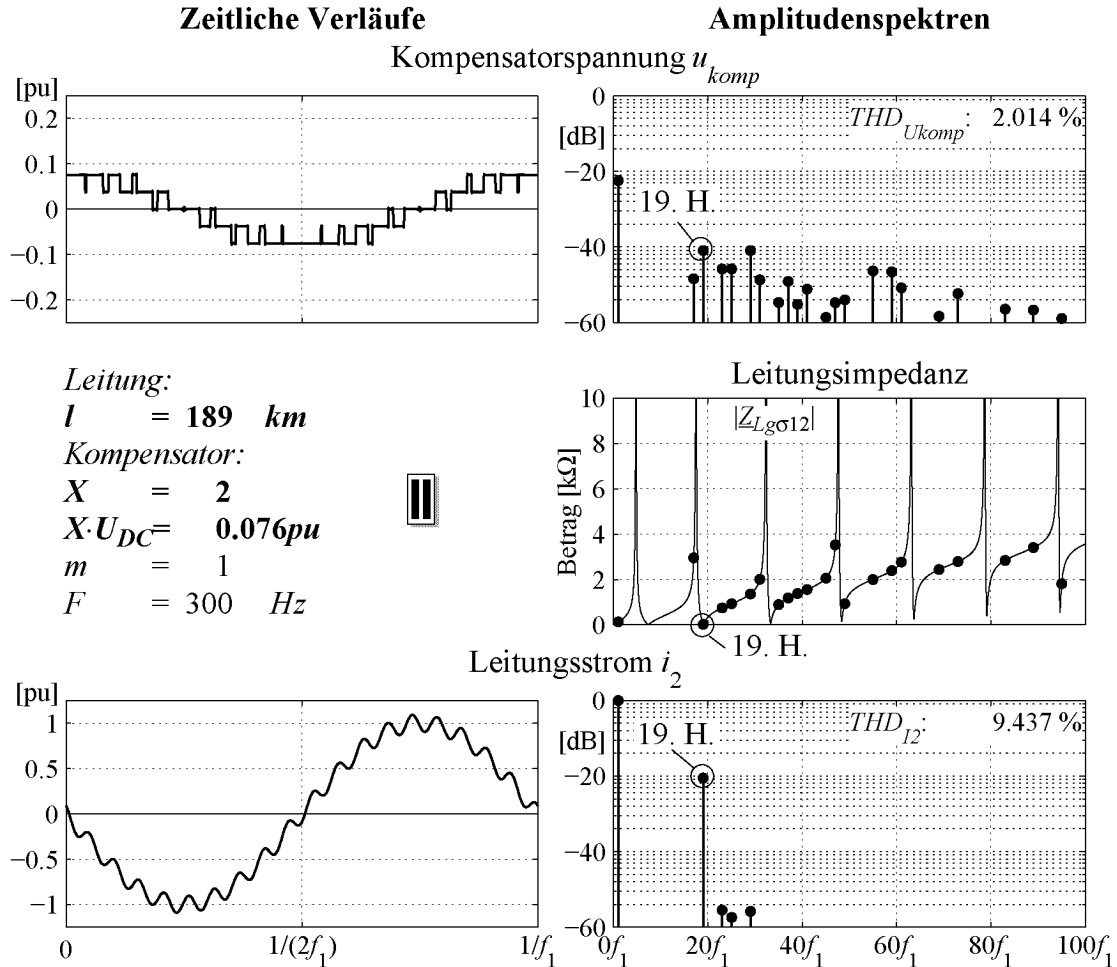


Figur 4.13: Maximale Leitungsresonanz bei einer Konfiguration mit $X=2$ WR-Brücken und einer Schaltfrequenz $F=168\text{Hz}$.

tion mit $X=2$ WR-Brücken bei einer Schaltfrequenz von $F=168\text{Hz}$. In Figur 4.13 ist dieser Spitzenwert von Figur 4.12 anhand einer Spektralanalyse näher untersucht. Dargestellt sind wiederum Zeitverläufe und Amplitudenspektren der Kompensatorspannung u_{komp} (oben) und des Leitungsstromes i_2 (unten) sowie der Frequenzgang der Leitungsimpedanz $|Z_{Lg\sigma 12}|$ mit Punkten bei den in u_{komp} auftretenden Oberschwingungen. Bei einer Schaltfrequenz $F=168\text{Hz}$ sind das keine Vielfache der Grundfrequenz mehr. Die Oberschwingungen ergeben sich ja aus den Seitenbänder $\pm v \cdot f_1$ der Ordnungszahlen $n \cdot F$. Die angeregte Resonanz liegt bei einer Frequenz von $f_{OS}=422\text{Hz}$. Diese Oberschwingung bildet sich hauptsächlich aus der ersten bei $X=2$ auftretenden Ordnungszahl ($n=4$) und der Subtraktion der fünften Unterordnungszahl ($v=5$). Die bei dieser Oberschwingung resultierende Leitungsresonanz im Leitungsstrom i_2 erreicht fast -8dB (40%).



Figur 4.14: THD-Werte in Abhängigkeit der **Länge l der Leitung** für $X=1$ (oben) bis $X=6$ (unten) WR-Brücken.
 Einst.: $m=1$, $F=300\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.02 \dots 0.2\text{pu}$, $l=50 \dots 500\text{km}$



Figur 4.15: Maximale Leitungsresonanz bei einer Konfiguration mit $X=2$ WR-Brücken und einer **Leitung der Länge $l=189\text{km}$** .

d) Abhängigkeit von der Länge der Leitung

In Figur 4.14 sind die THD-Werte in Abhängigkeit der Leitungslänge l aufgetragen. Um die Werte bei verschiedenen Leitungslängen miteinander vergleichen zu können wurde die Spannungsdimensionierung des Kompensators an die entsprechende Leitungslänge l so angepasst, dass der gleiche Regelbereich des Kompensators resultiert. Vernachlässigt man den Einfluss der Leitungstransformatoren, so kann bei Leitungslängen von $l=50\dots 500\text{km}$ die Kompensatorspannung in einer guten Näherung linear an die Leitungslänge angepasst werden ($X \cdot U_{DC} \sim l$, siehe auch Kapitel 4.1.4).

Figur 4.14 zeigt:

- Durch die proportionale Spannungsdimensionierung des Kompensators zur Leitungslänge l steigt der $THD_{U_{komp}}$ bei gegebener Anzahl X serienschalteter WR-Brücken mit der Länge l der Leitung linear an.
- Der $THD_{U_{komp}}$ nimmt bei gegebener Leitungslänge l linear mit der Anzahl X serienschalteter WR-Brücken ab.

- Bei allen Konfigurationen treten bei verschiedenen Leitungslängen l Spitzenwerte sowohl beim $THD_{U_{2B}}$ als auch beim THD_{I_2} auf. Diese Spitzenwerte bedeuten wiederum, dass bei den jeweiligen Leitungslängen l ein Impedanzminimum (Resonanzstelle) der Leitung durch eine Oberschwingung der Kompensatorspannung u_{komp} getroffen worden ist.
- Die Höhe dieser THD-Spitzenwerte nehmen mit zunehmender Anzahl X seriegelgeschalteter WR-Brücken stark ab.
- Bei Verwendung von mehr als zwei WR-Brücken ($X > 2$) liegen die THD_{I_2} -Werte bei den Spitzen noch im Bereich von maximal 2%.

In Figur 4.15 ist ein Spitzenwert in Figur 4.14 anhand einer Spektralanalyse näher untersucht, nämlich der höchste Spitzenwert der Konfiguration mit $X=2$ WR-Brücken bei einer Leitungslänge von $l=189\text{km}$. Dargestellt sind Zeitverläufe und Amplitudenspektren der Kompensatorspannung u_{komp} (oben) und des Leitungsstromes i_2 (unten) sowie der Frequenzgang der Leitungsimpedanz $|Z_{Lg\sigma 12}|$ mit Punkten bei den Frequenzen, bei denen die Kompensatorspannung u_{komp} Oberschwingungen aufweist. Bei der Leitungslänge $l=189\text{km}$ beträgt die Dimensionierung der DC-Spannung des Kompensators $X \cdot U_{DC} = 0.076\text{pu}$. Durch die Spektralanalyse wird nun sichtbar, dass hauptsächlich die 19. Harmonische für diesen Spitzenwert im THD_{I_2} und als Folge davon auch im $THD_{U_{2B}}$ verantwortlich ist. Diese Oberschwingung liegt nahe an einer Resonanz der Leitung und wird dadurch angeregt. Sie beträgt nahezu 10%.

Bei kurzen Leitungen ist eine kleinere eingebaute Kompensatorleistung erforderlich für den gleichen Regelbereich, welche auch durch eine kleinere Anzahl seriegelgeschalteter WR-Brücken erreicht werden könnte. Der Einsatz von nur einer ($X=1$) oder zwei ($X=2$) WR-Brücken (Figur 4.15) ist wegen der hohen Oberschwingungsbelastung ohne zusätzlichen AC-Filter am Kompensatorausgang und bei einer Schaltfrequenz von nur $F=300\text{Hz}$ jedoch problematisch. Wie sich die Oberschwingungsbelastung durch den Einbau eines AC-Filters am Kompensatorausgang bei diesen Konfigurationen mit wenigen WR-Brücken bei eher kurzen Leitungslängen ändert ist in Kapitel 4.2.3 durch Computersimulation und FFT gezeigt.

e) Wegfall einer WR-Brücke

Mit Hilfe eines AC-Schalters am Ausgang jeder seriegeschalteten WR-Brücke kann der Kompensator fehlerredundant aufgebaut werden (vgl. Kapitel 3.4 und Kapitel 6.3). Ist eine (oder mehrere) WR-Brücke fehlerhaft, so kann sie mit dem schnellen Bypass-AC-Schalter im Betrieb überbrückt werden und der Kompensator kann mit den restlichen WR-Brücken ohne Unterbruch weiterbetrieben werden, allerdings mit einem reduzierten Regelbereich. Beim Wegfall einer WR-Brücke bestehen für die restlichen $X-1$ in Betrieb bleibenden WR-Brücken bezüglich der versetzten Taktung mit dem USV folgende zwei Möglichkeiten:

- Beibehalten der Versetzungswinkel $\Gamma_x = (x-1) \cdot \pi / X$ der Hilfssteuerspannungen $u_{Hx1,2}$ jeder WR-Brücke x ,
- Neuzuteilung der Versetzungswinkel $\Gamma_{x'} = (x'-1) \cdot \pi / (X-1)$ der Hilfssteuerspannungen $u_{Hx'1,2}$ jeder im Betrieb verbleibenden WR-Brücke x' .

Im ersten Fall werden die Harmonischen der Kompensatorspannung nicht optimal reduziert. Im zweiten Fall kann eine optimale Oberschwingungsreduktion der eingespeisten Kompensatorsspannung mit den verbleibenden $(X-1)$ WR-Brücken erreicht werden. Die Oberschwingungsbelastung entspricht dann derjenigen der nächstkleineren Konfiguration.

In Figur 4.16 sind die Zeitverläufe und Amplitudenspektren der Kompensatorspannung u_{komp} (oben) und des Leitungsstromes i_2 (unten) sowie der Frequenzgang der Leitungsimpedanz $|Z_{Lg\sigma 12}|$ mit Punkten bei den in u_{komp} auftretenden Oberschwingungen dargestellt für

- eine Konfiguration mit $X=6$ seriegeschalteten WR-Brücken (dunkelgrau)
- der gleichen Konfiguration bei Wegfall einer WR-Brücke ($X=6-1$) unter Beibehalten der gleichen Versetzungswinkel Γ_x (schwarz)
- einer Konfiguration mit $X=5$ WR-Brücken (hellgrau), was der Konfiguration mit $X=6$ und Wegfall einer WR-Brücke mit Neuzuteilung der Versetzungswinkel $\Gamma_{x'}$ entspricht.

Beim Wegfall einer WR-Brücke unter Beibehalten der gleichen Versetzungswinkel Γ_x löschen sich gewisse Oberschwingungen der Kompensatorspannung u_{komp} nicht mehr gegenseitig aus wie bei der Berechnung in (4.1) angenommen. Die Berechnung der Oberschwingungen der resultierenden Kompensatorspannung u_{komp} muss daher mit Hilfe der Gleichungen (4.3) durchgeführt werden, wobei nur die WR-Spannungen u_{WRx} (4.2) der verbleibenden $X-1$ WR-Brücken in (4.3) aufsummiert werden.

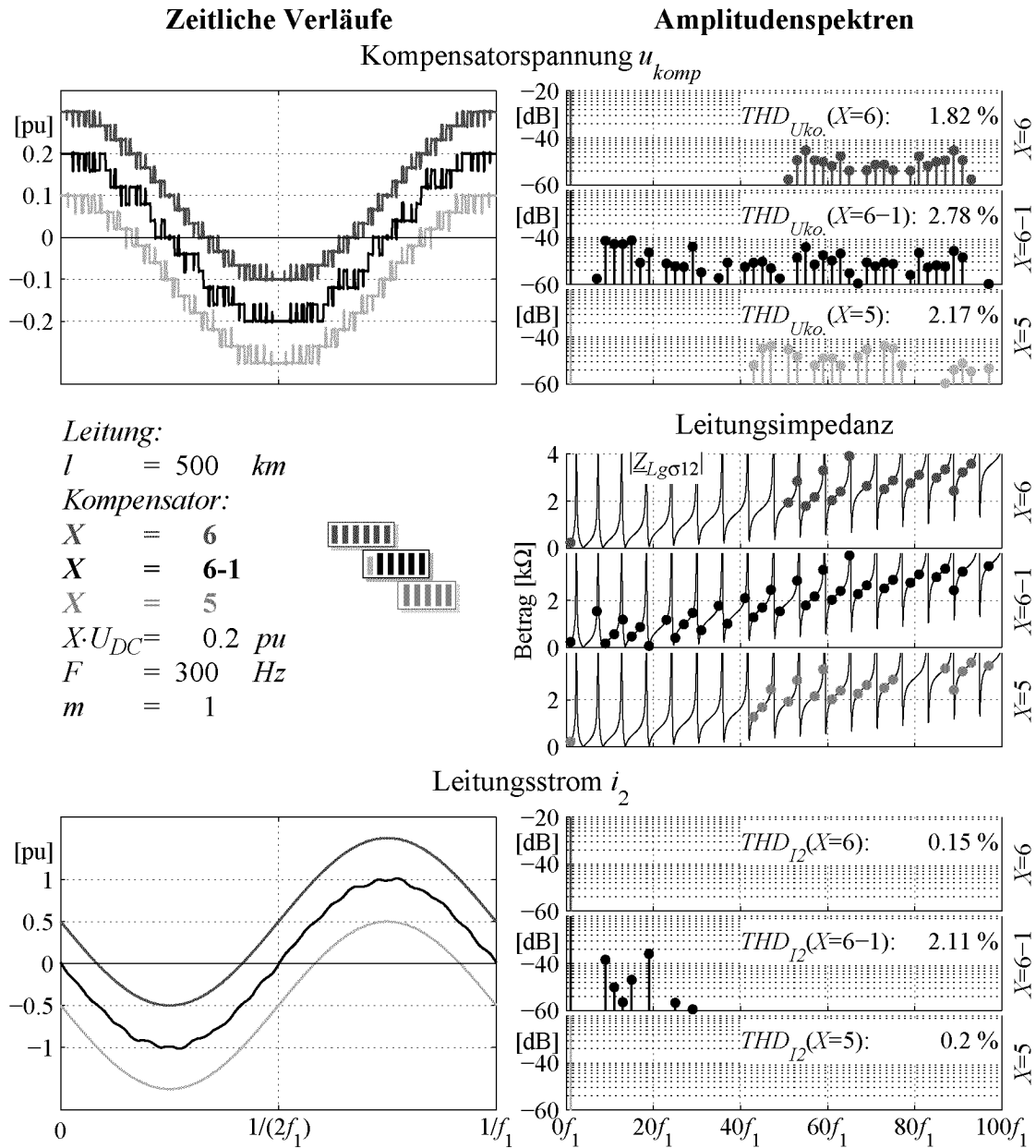
Um die Oberschwingungsbelastung der drei dargestellten Konfigurationen ($X=6$, $X=6-1$ und $X=5$) miteinander vergleichen zu können sind die DC-Spannungen U_{DC} der in Betrieb bleibenden WR-Brücken so dimensioniert worden, dass die Gesamtspannung $X \cdot U_{DC}$ des Kompensators konstant auf

die bekannten $0.2pu$ bleibt. Die Anzahl berücksichtigter Oberschwingungen entspricht wiederum den Einstellungen in Tabelle 4.2. Die zeitlichen Verläufe sind zur besseren Veranschaulichung in der Höhe versetzt dargestellt, die Amplitudenspektren sind aus dem gleichen Grunde für jede Konfiguration einzeln und nur zwischen $-60dB$ und $-20dB$ (statt $0dB$) aufgetragen.

Figur 4.16 zeigt: Obwohl der $THD_{U_{komp}}$ der eingespeisten Kompensatorspannung u_{komp} der Konfiguration mit Wegfall einer WR-Brücke unter Beibehaltung der Versetzungswinkel Γ_x ($X=6-1$) nicht wesentlich grösser wird gegenüber den Konfigurationen mit optimalem Versetzungswinkel ($X=6$, $X=5$), steigt der THD_{I_2} des Leitungstromes i_2 um fast das Zehnfache an.

Der Grund dafür liegt darin, dass bei der Konfiguration $X=6-1$ durch die nicht optimalen Versetzungswinkel Γ_x für $X=6$ wiederum tieffrequente Oberschwingungen in der Kompensatorspannung u_{komp} auftreten, welche bei den anderen beiden Konfigurationen ($X=6$, $X=5$) eliminiert sind. Diese tieffrequenten Oberschwingungen treffen wieder auf Resonanzstellen der Leitungsimpedanz $|Z_{Lg\sigma 12}|$, welche relativ hohe Resonanzströme hervorrufen.

Beim Wegfall einer seriegelagerten WR-Brücke ist es daher empfehlenswert, neue Versetzungswinkel $\Gamma_{x'}$ den Hilfssteuerspannungen $u_{Hx'1,2}$ jeder in Betrieb verbleibenden WR-Brücken x' zuzuteilen.



Figur 4.16: Kompensatorspannungs-Oberschwingungen und resultierende Leitungsresonanzströme bei $X=6$ WR-Brücken (dunkelgrau), bei **Wegfall einer WR-Brücke ($X=6-1$, schwarz)** sowie bei $X=5$ WR-Brücken (hellgrau).

4.2 Realitätsnähere Simulation der Oberschwingungsbelastung der Leitung

Im vorangegangenen Kapitel 4.1.5 ist die Oberschwingungsbelastung der Leitung durch den Kompensator analytisch und numerisch berechnet worden. Für die Berechnungen waren folgende vereinfachende Annahmen gemacht worden:

- gleiche Steuerspannung u_{st} für alle seriegeschalteten WR-Brücken X .
 - konstante DC-Spannung U_{DC} aller seriegeschalteten WR-Brücken X .
- Durch Computersimulation und anschließender FFT kann die Oberschwingungsbelastung im stationären Betrieb ohne diese vereinfachenden Annahmen ermittelt werden, da in der Computersimulation
- die regelungsbedingten kleinen individuellen Unterschiede in der Steuerspannung $u_{st}(x)$ jeder seriegeschalteten WR-Brücke x ,
 - die durch die einphasige Anordnung bedingte 100Hz Pulsation der DC-Spannung $u_{DC}(x)$ jeder seriegeschalteten WR-Brücke x
- mitberücksichtigt werden.

Die Ergebnisse dieser realitätsnäheren Ermittlung der Oberschwingungen sind anhand von Spektralanalysen in diesem Kapitel dargestellt. Nach der Vorstellung des verwendeten Simulationswerkzeugs wird zuerst aufgezeigt, welche Unterschiede sich gegenüber der idealisierten Berechnung im vorangegangenen Kapitel ergeben. Im Speziellen wird dabei untersucht, welche Unterschiede sich in der Oberschwingungsbelastung zwischen kapazitivem und induktivem Betrieb des Kompensators ergeben. Im zweiten Teil dieses Kapitels wird dann aufgezeigt, inwieweit sich ein AC-Glättungsfilter am Kompensatorausgang zur Filterung der erzeugten Oberschwingungen eignet.

4.2.1 Simulationswerkzeug und Simulationmethode

Die folgenden Ergebnisse sind durch Computersimulationen in Matlab/Simulink ermittelt worden. Dabei wurde das gleiche Übertragungssystem von Tafel 4.3 wie bei der Berechnung der Oberschwingungsbelastung in den vorangegangenen Kapiteln verwendet.

Die verlustbehaftete Leitung wurde mit dem Leitungsmodell mit verteilten Parameter aus der Simulink-Toolbox 'Power System Blocksets' nachgebildet. Dieses Leitungsmodell stützt sich auf die stationären Vierpolgleichungen der Leitung ab wie sie im Kapitel 2.2 beschrieben und im Anhang A hergeleitet sowie in den vorangegangenen Unterkapiteln zur Berechnung der Oberschwingungsbelastung verwendet worden sind.

Eine übergeordnete Netzregelung der Netzanschlussspannungen u_1 und u_2 sorgt dafür, dass unabhängig von der eingespeisten Kompensatorspannung immer der gleiche Grundschrwingungsstrom $I_{2GS}=1pu$ am Leitungsende 2 aus der Leitung fließt. Dadurch können die Resultate mit denen aus der Berechnung verglichen werden.

Jede DC-Spannung $u_{DC}(x)$ der serriegeschalteten WR-Brücken $x=1...X$ wird einzeln auf ihren Sollwert geregelt. Die Auswirkungen der 100Hz DC-Spannungspulsation auf die Grundschrwingung u_{kompGS} der erzeugten Kompensatorspannung u_{komp} wird in der Steuerspannung $u_{st}(x)$ jeder WR-Brücke x kompensiert. Die Leistungsflussregelung, die Regelung der DC-Spannungen und die Kompensation der 100Hz-Pulsation sind in Kapitel 5 detailliert beschrieben.

Die Simulation wurde mit einem variablen Zeitschritt durchgeführt. Für die FFT wurden die Signale mit einem festen Zeitschritt vorgängig abgetastet. Dabei wurden wiederum Oberschrwingungen bis zur 1000. Harmonischen (50kHz) berücksichtigt (vgl. Tabelle 4.2).

Die verwendete Dimensionierung von Kompensator und Übertragungsleitung entspricht derjenigen der Berechnung im vorangegangenen Kapitel. (vgl. Kapitel 3.5 und Anhang D).

4.2.2 Vergleich von idealisierter Berechnung und realitätsnäherer Simulation

a) Spektralanalyse im kapazitiven Kompensatorbetrieb

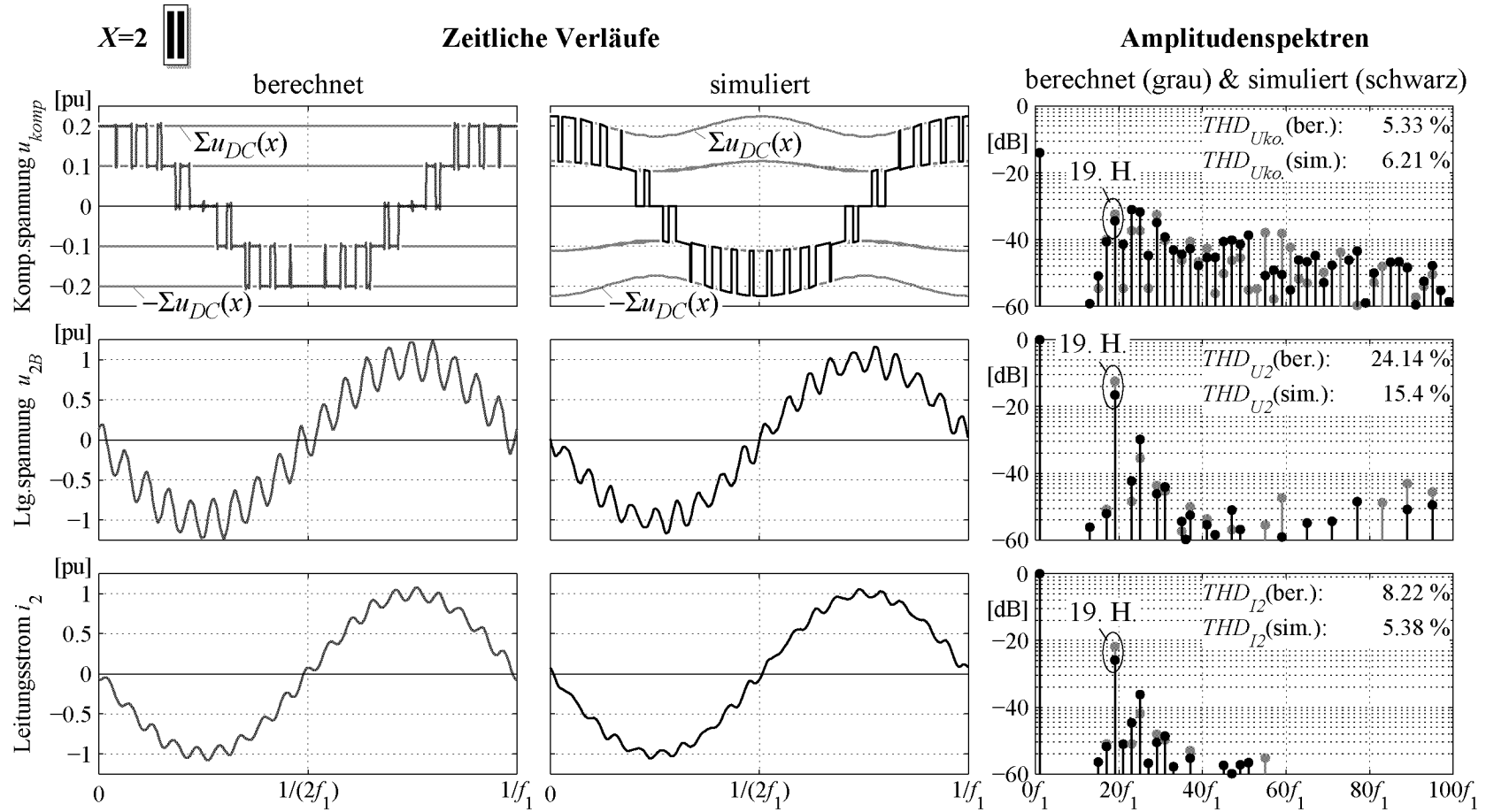
Der wesentliche Unterschied zwischen den Resultaten aus der Berechnung im vorangegangenen Kapitel und der Simulation in diesem Kapitel begründen sich durch die Berücksichtigung folgender Punkte in der Simulation:

- Individuelle DC-Spannungsregelung jeder einzelnen DC-Spannung $U_{DC}(x)$ der serriegeschalteten WR-Brücken X mit Hilfe einer individuellen Steuerspannung $u_{st}(x)$.
- 100Hz Pulsation der DC-Spannungen $U_{DC}(x)$.
- Kompensation der 100Hz Pulsation im Steuersignal $u_{st}(x)$.

Da die DC-Spannung $U_{DC}(x)$ jeder serriegeschalteten WR-Brücke x einzeln geregelt werden muss ist erstens die Steuerspannung $u_{st}(x)$ und zweitens auch die DC-Spannung $U_{DC}(x)$ nie für alle X WR-Brücken genau gleich gross. Dadurch ergibt sich nie eine totale Auslöschung gewisser und vor allem der tiefen Harmonischen, wie das bei der analytischen Berechnung der Fall ist. Zudem weist jede DC-Spannung $U_{DC}(x)$ eine mit der doppelten Grundfrequenz $2f=100Hz$ pulsierende Form auf, welche vom konstant angenommenen Wert abweicht (siehe Kapitel 3.6). Diese Pulsation kann in der

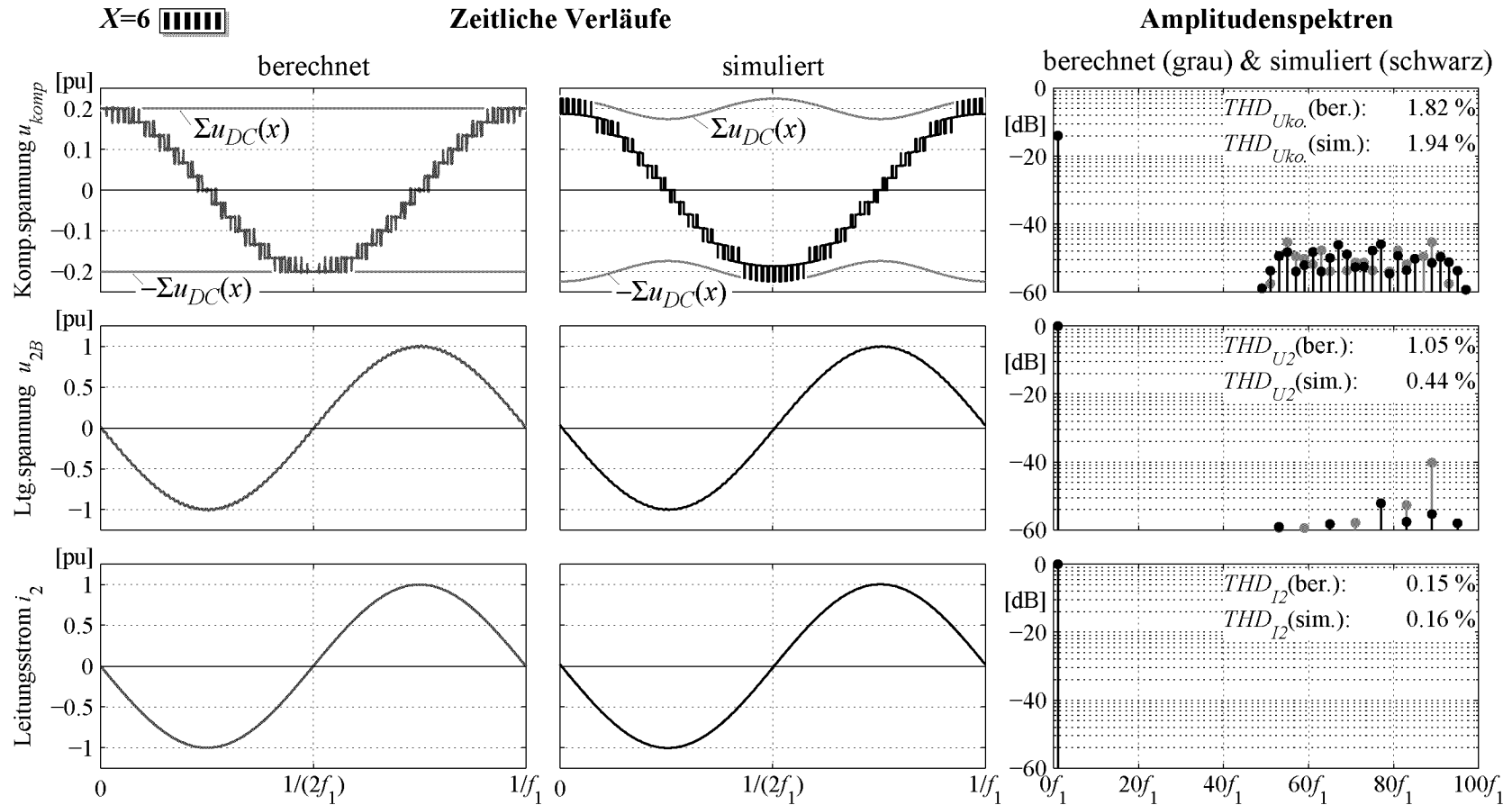
Figur 4.17: Simulierte und berechnete Zeitverläufe und Amplitudenspektren im kapazitiven Betrieb für $X=2$ seriegeschaltete WR-Brücken.

Einstellungen: $m=1, F=300\text{Hz}, X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}, l=500\text{km}$



Figur 4.18: Simulierte und berechnete Zeitverläufe und Amplitudenspektren im kapazitiven Betrieb für $X=6$ seriegeschaltete WR-Brücken.

Einstellungen: $m=1, F=300\text{Hz}, X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}, l=500\text{km}$



Steuerspannung $u_{st}(x)$ jeder einzelnen WR-Brücke x so kompensiert werden, dass der Kurzzeitmittelwert der Ausgangsspannung u_{komp} wiederum die gewünschte Sinusform mit der gewünschten Amplitude U_{komp} aufweist (siehe Kapitel 5.5). Die Kompensation beeinflusst die Steuerspannung $u_{st}(x)$ jedoch so, dass sich eine unterschiedliche maximale Aussteuerung bei den beiden Betriebsarten kapazitiv und induktiv ergibt. Wie stark sich die individuellen Unterschiede der seriegeschalteten WR-Brücken sowie der Einfluss der DC-Spannungspulsation und deren Kompensation auf die Oberschwingungsbelastung der Leitung auswirken soll in diesem Kapitel untersucht werden.

In Figur 4.17 und in Figur 4.18 sind die zeitlichen Verläufe und die Amplitudenspektren von

- Kompensatorspannung u_{komp} ,
- Leitungsanschlussspannung u_{2B} und
- Leitungsstrom i_2

für eine Grundschwingungsperiode im stationären kapazitiven Betrieb aufgetragen,

- in Figur 4.17 für $X=2$,
- in Figur 4.18 für $X=6$

seriegeschaltete WR-Brücken, wobei jeweils

- grau die berechneten Verläufe und Spektren,
- schwarz die simulierten Verläufe und Spektren

dargestellt sind. Sowohl in der Berechnung als auch in der Simulation sind ein Modulationsgrad von $m=1$ und eine gesamte DC-Spannung von $X \cdot U_{DC}=0.2pu$ sowie einer $400kV$ Leitung der Länge $l=500km$ verwendet worden.

Bei beiden Konfigurationen stimmen die simulierten Ergebnisse relativ gut mit den berechneten überein. Bei der Konfigurationen mit $X=2$ tritt auch in der Simulation die Resonanz bei der 19. Harmonischen dominant auf.

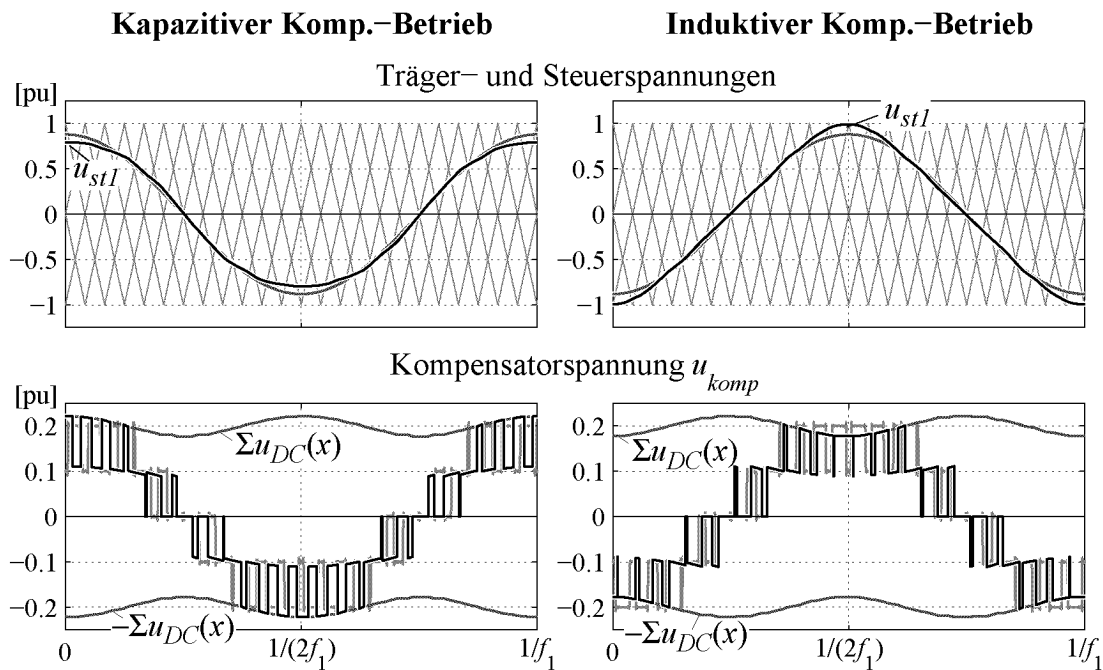
Es ergeben sich jedoch trotzdem leichte Unterschiede im Spektrum der Kompensatorspannung u_{komp} und als Folge davon auch der Anschlussspannung u_{2B} und des Leitungsstromes i_2 . Bei der Konfiguration mit $X=2$ WR-Brücken ist vor allem die dominante 19. Harmonische der Kompensatorspannung u_{komp} in der Simulation kleiner als in der Berechnung. Dadurch ergeben sich auch Unterschiede in den THD-Werten THD_{U2B} und THD_{I2} von Anschlussspannung u_{2B} und Leitungsstrom i_2 . Bei der Konfiguration mit $X=6$ WR-Brücken sind die Unterschiede zwischen Berechnung und Simulation in allen THD-Werten relativ klein, da die auftretenden Oberschwingungen oberhalb der gefährlichen Resonanzen der Leitung liegen.

Der Grund für die Unterschiede vor allem von THD_{U2B} und THD_{I2} der An-

schlussspannung u_{2B} und des Leitungsstrom i_2 liegt offenbar in der 100Hz Pulsation der DC-Spannung u_{DC} und deren Kompensation im Steuersignal u_{st} . Diese Kompensation bewirkt einen unterschiedlichen Aussteuerungsgrad des Kompensators gegenüber dem vorgegebenen Modulationsgrad m . Die Unterschiede ergeben sich nicht nur zwischen Berechnung und Simulation, sondern sind grundsätzlich auf die unterschiedliche Auswirkung der 100Hz DC-Spannungspulsation und deren Kompensation auf die Betriebsarten kapazitiv und induktiv zurückzuführen. Das wird nun näher ausgeführt.

b) Unterschiede in der Oberschwingungsbelastung bei den beiden Kompensatorbetriebsarten kapazitiv und induktiv

Der wesentliche Unterschied in der Oberschwingungsbelastung zwischen dem kapazitiven und dem induktiven Kompensatorbetrieb kann anhand von Figur 4.19 veranschaulicht werden.



Figur 4.19: Veranschaulichung der unterschiedlichen Auswirkung der DC-Spannungspulsation auf die Kompensatorspannung im kapazitiven (links) und im induktiven (rechts) Betrieb.
 Einstellungen: $m=0.88$, $F=300\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}$, $X=2$

Wie bereits im Kapitel 3.6 beschrieben weist die DC-Spannung $u_{DC}(x)$ jeder seriegeschalteten WR-Brücke x durch die einphasige Einkopplung des Kompensators eine Pulsation mit der doppelten Netzfrequenz $2f_1=100\text{Hz}$ auf. Damit diese Pulsation keine Auswirkungen auf die Grundschwingung

u_{kompGS} der Kompensatorspannung u_{komp} hat, muss sie im Steuersignal jeder WR-Brücke kompensiert werden (siehe Kapitel 5.5.1). In Figur 4.19 ist der Kompensator links im kapazitiven und rechts im induktiven Betrieb dargestellt. Beide Betriebsarten sind mit dem gleichen Modulationsgrad $m=0.88$ und folglich auch mit der gleichen Grundswingungsamplitude U_{kompGS} der Kompensatorspannung u_{komp} simuliert und dargestellt. Oben ist die Steuerspannung u_{st1} und die Trägersignale der ersten der zwei WR-Brücken dargestellt. Grau im Hintergrund ist die nicht kompensierte Steuerspannung dargestellt, deren Amplitude entspricht dem gewünschten Modulationsgrad $m=0.88$.

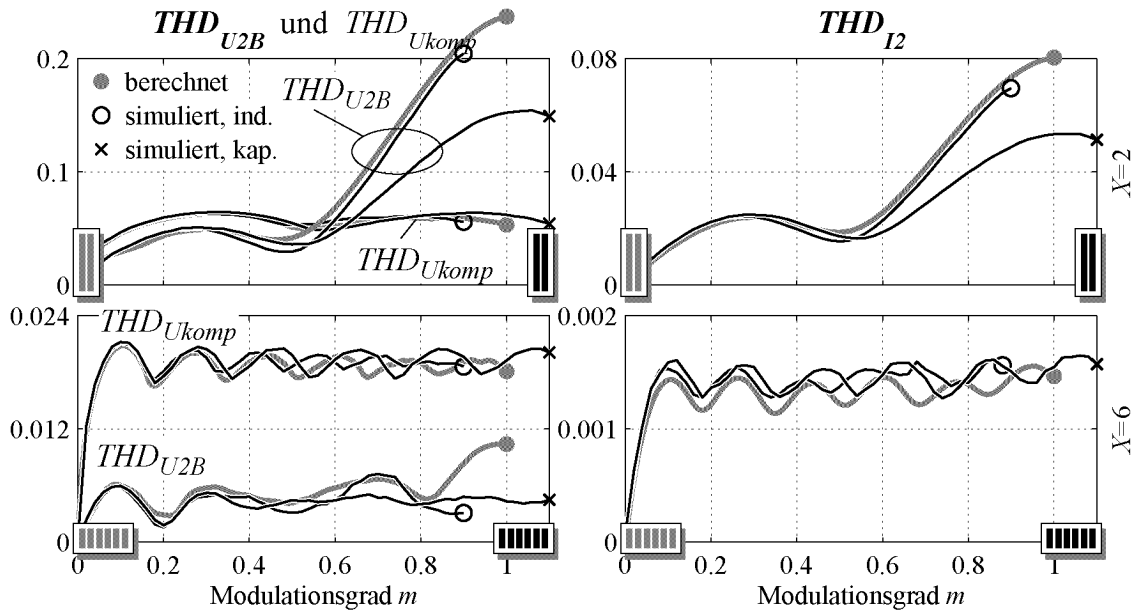
Unterschiedliche momentane Aussteuerung: Die Kompensation der 100Hz Pulsation der DC-Spannung $u_{DC}(x=1)$ hat auf die momentane Aussteuerung folgenden Einfluss:

- Im kapazitiven Betrieb (Figur 4.19 links) wird die momentane Aussteuerung (Amplitude U_{st1} der Steuerspannung u_{st1}) gegenüber der nicht kompensierten momentanen Aussteuerung verkleinert.
- Im induktiven Betrieb (Figur 4.19 rechts) wird die momentane Aussteuerung (Amplitude U_{st1} der Steuerspannung u_{st1}) gegenüber der nicht kompensierten momentanen Aussteuerung vergrößert.

Unterschiedliche maximal mögliche Aussteuerung: Durch die 100Hz-Kompensation im Steuersignal u_{st} ergibt sich bei den beiden Betriebsarten eine unterschiedliche maximale Aussteuerbarkeit. Das ist anhand der Darstellungen der Kompensatorspannung u_{komp} in Figur 4.19 unten erkennbar. Bei dem hier gewählten Modulationsgrad von $m=0.88$ ist der Kompensator im induktiven Betrieb (rechts) bereits voll angesteuert, während er im kapazitiven Betrieb (links) noch deutlich unter der maximal möglichen Aussteuerung liegt.

Unterschiedliche Oberschwingungsbelastung: Um die Auswirkungen dieser unterschiedlichen momentanen und maximal möglichen Aussteuerung der beiden Betriebsarten auf die Oberschwingungsbelastung der Leitung zu untersuchen wurde der Kompensator im stationären kapazitiven und induktiven Betrieb für verschiedene Modulationsgrade m simuliert. In Figur 4.20 sind die daraus ermittelten THD-Werte aufgetragen, oben für eine Konfiguration mit $X=2$ und unten für eine Konfiguration mit $X=6$ seriengeschalteten WR-Brücken. Die THD-Werte im kapazitiven Betrieb sind mit 'x' gekennzeichnet, die THD-Werte im induktiven Betrieb mit 'o'. Zusätzlich sind auch die berechneten THD-Verläufe (grau) zum Vergleich eingetragen, bei welchen die DC-Spannungspulsation ja nicht berücksichtigt worden ist.

Aus Figur 4.20 ist ersichtlich, dass im induktiven Betrieb die maximal mög-



Figur 4.20: THD-Verläufe im simulierten kapazitiven (x) und induktiven (o) Betrieb sowie die berechneten Verläufe (grau) in Abhängigkeit des Modulationsgrades m für $X=2$ (oben) und $X=6$ (unten) WR-Brücken.

Einstellungen: $m=0\dots 1.1$, $F=300\text{Hz}$, $X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}$

liche Aussteuerung gestaucht (o), im kapazitiven Betrieb gestreckt wird (x). Im kapazitiven Betrieb kann der Kompensator dadurch im gegebenen Arbeitspunkt ($I_{2GS}=I_N$, $X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}$) bis zu einem maximalen Modulationsgrad von $m_{max}=1.1$ betreiben werden, während im induktiven Betrieb ein maximaler Modulationsgrad von nur etwa $m_{max}=0.88$ möglich ist, bevor der Kompensator übersteuert.

Durch die unterschiedliche momentane Aussteuerung der beiden Betriebsarten werden - ähnlich wie bei der berechneten Abhängigkeit vom Modulationsgrad m in Kapitel 4.1.5b) - unterschiedliche Oberschwingungen unterschiedlich gross. Wie in Figur 4.17 gezeigt, wird bei der Konfiguration mit $X=2$ WR-Brücken die dominante 19. Harmonische der Kompensatorspannung u_{komp} im kapazitiven Betrieb verkleinert, wodurch sich auch die tiefere Oberschwingungsbelastung beim THD_{U2B} und beim THD_{I2} bei nahezu gleichbleibendem THD_{Ukomp} im kapazitiven Betrieb gegenüber dem induktiven Betrieb erklären lässt.

Im Übrigen stimmen die simulierten Werte gut mit den berechneten überein, vor allem bei der Konfiguration mit $X=6$ WR-Brücken (unten), wo der Einfluss der Leitungsresonanz und dadurch auch der unterschiedlichen Aussteuerung der Betriebsarten klein ist.

Fazit

Die beiden Betriebsarten kapazitiv und induktiv unterscheiden sich durch die 100Hz-Pulsation auf der DC-Spannung und deren Kompensation im Steuersignal zur Beibehaltung der gleichen Kompensatorspannungs-Grundschiwingung grundsätzlich in ihrer momentanen Aussteuerung.

- Im kapazitiven Kompensatorbetrieb resultiert ein erweiterter Aussteuerungsbereich und als Folge davon auch eine höhere maximal mögliche Kompensatorspannungs-Grundschiwingung gegenüber dem Betrieb bei konstant angenommener DC-Spannung.
- Im induktiven Betrieb resultiert ein reduzierter Aussteuerungsbereich und als Folge davon auch eine kleinere maximale mögliche Kompensatorspannungs-Grundschiwingung gegenüber dem Betrieb bei konstant angenommener DC-Spannung.

Dieser Effekt - der erweiterte Aussteuerungsbereich im kapazitiven Kompensatorbetrieb gegenüber dem reduzierten Aussteuerungsbereich im induktiven Kompensatorbetrieb - ist eher positiv zu werten, denn in der realen Leistungsflussregelung wird in den meisten Fällen eine Leistungsflusssteigerung, also der erweiterte kapazitive Kompensatorbetrieb erwünscht.

Die Oberschwingungsbelastung ist abhängig von der momentanen Aussteuerung des Kompensators. Weil diese sich bei gleichem Modulationsgrad (und Kompensatorspannungs-Grundschiwingung) beim kapazitiven und beim induktiven Kompensatorbetrieb unterscheidet, unterscheidet sich auch die Oberschwingungsbelastung. Bei einer Konfiguration mit $X=6$ WR-Brücken ist dieser Unterschied jedoch gering, da bei dieser Konfigurationen einerseits keine Harmonischen mehr auftreten, welche durch Leitungsresonanzen dominant werden können, andererseits die Abhängigkeit der Oberschwingungsbelastung von der momentanen Aussteuerung klein ist (vgl. dazu auch Figur 4.10).

4.2.3 Berücksichtigung eines AC-Glättungsfilters

Durch die Serieschaltung und versetzte Taktung von WR-Brücken lässt sich der Oberschwingungsgehalt der eingespeisten Kompensatorspannung u_{komp} stark reduzieren. Bei einer hohen resultierenden Pulsfrequenz F_{komp} der Kompensatorausgangsspannung werden, wie in den vorangegangenen Kapiteln gesehen, die Resonanzen der Leitung nicht stark angeregt. In einer solchen Konfiguration ist die Verwendung eines AC-Filters am Kompensatorausgang je nach Anforderung des Netzbetreibers nicht erforderlich.

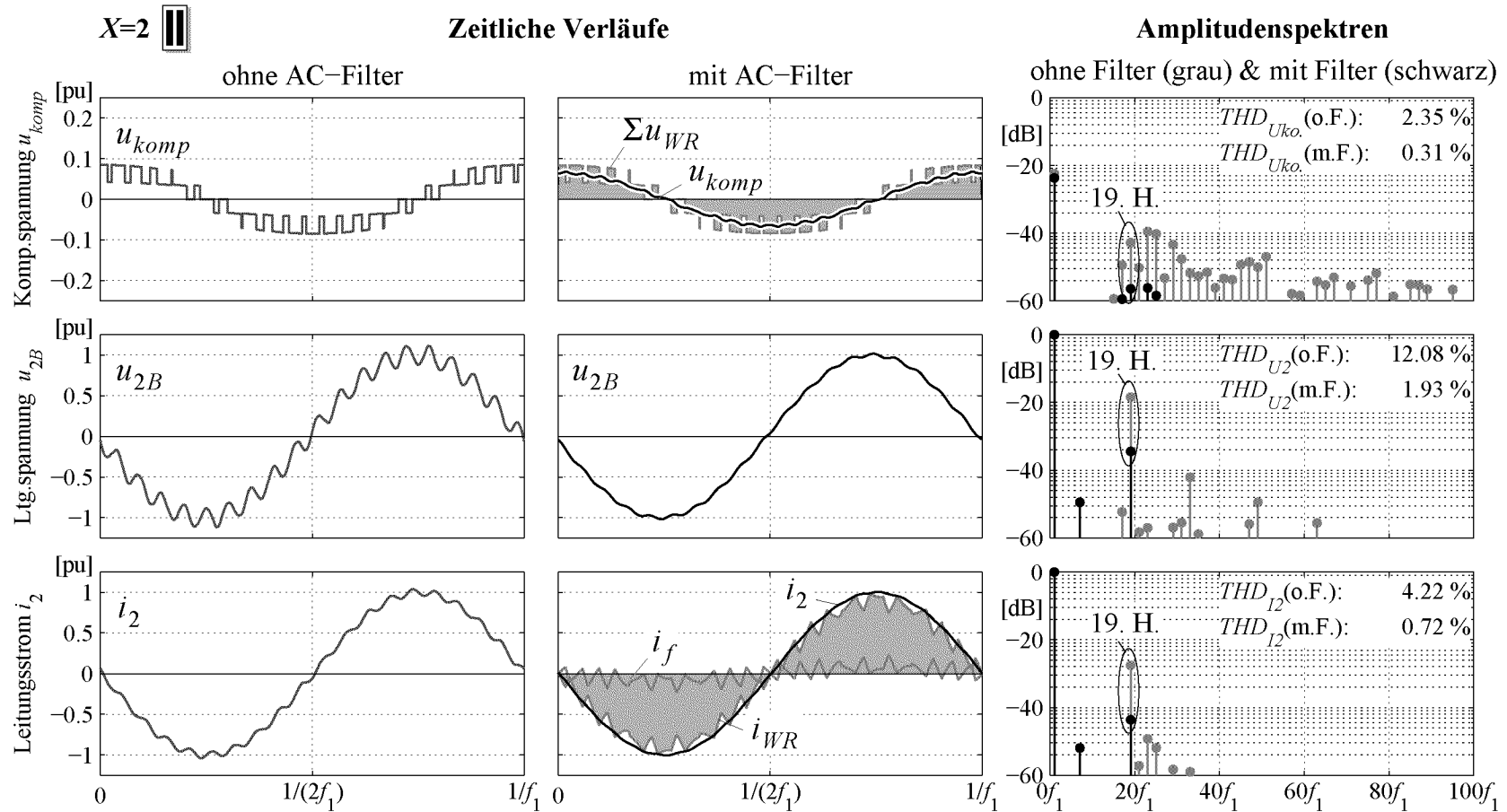
Wird jedoch nur eine kleine Kompensatorleistung benötigt, z.B. in einer kurzen Leitung, so ist die Serieschaltung von WR-Brücken zum Aufbau der nötigen Spannung nicht mehr erforderlich. Durch eine kleine Anzahl seriegeschalteter WR-Brücken reduziert sich jedoch auch die resultierende Pulsfrequenz des Kompensators. Ein AC-Filter am Kompensatorausgang wird dann wieder nötig, um den Oberschwingungsgehalt des Leitungsstromes klein zu halten und vor allem, um die Anregung von Leitungsresonanzen und die Erzeugung gefährlicher Stromspitzen zu vermeiden.

In diesem Kapitel soll aufgezeigt werden, wie gross der Einfluss eines solchen AC-Filters auf die Oberschwingungsbelastung der Leitung ist. Dabei wird auch aufgezeigt, dass Grenzen für den Einsatz eines AC-Filters bestehen.

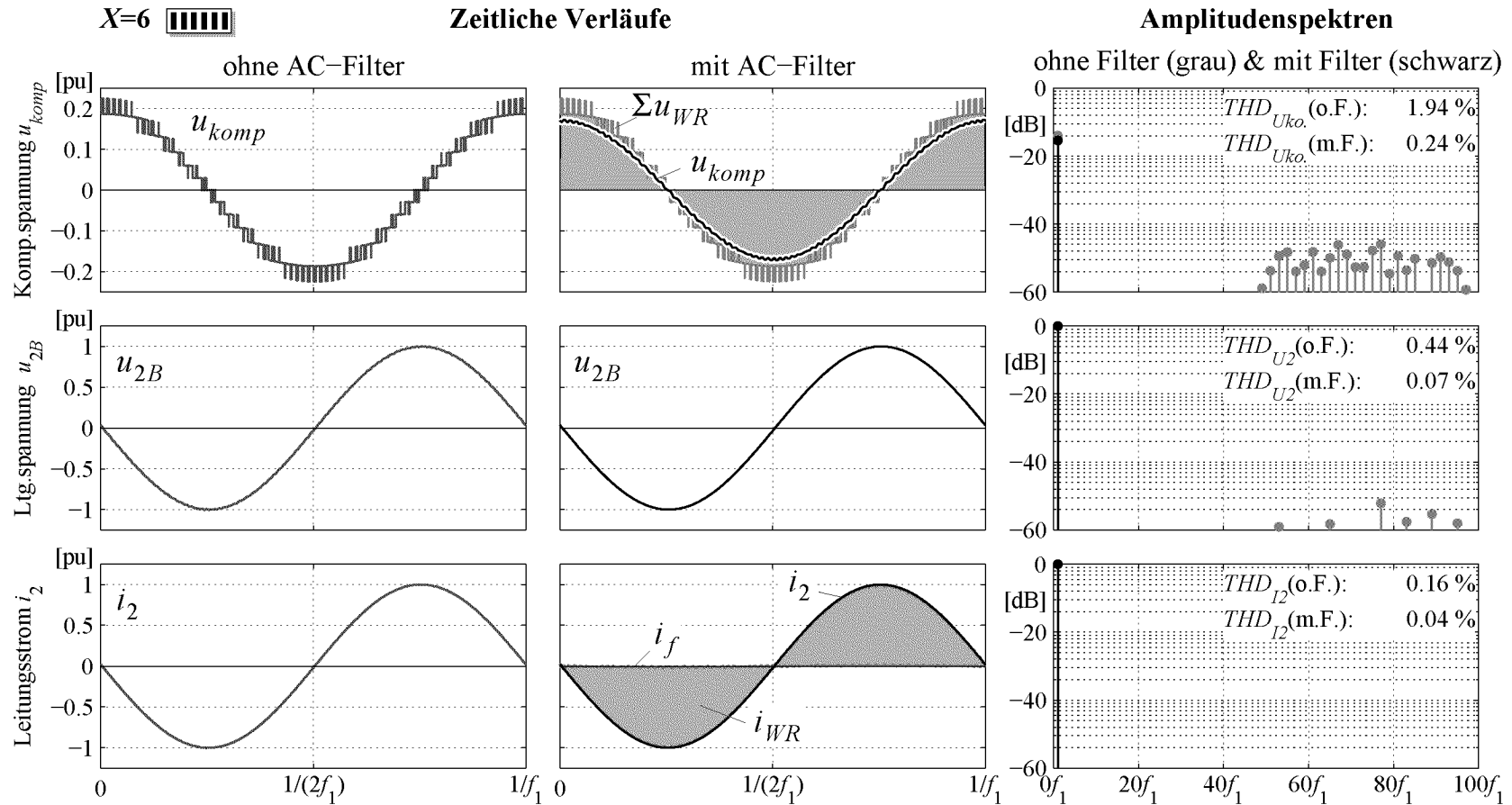
Bei einer 50km-Leitung muss der Kompensator - bei Vernachlässigung des Einflusses der Leitungstransformatoren wie in Kapitel 4.1.4 beschrieben - nur für eine Spannung von $X \cdot U_{DC} = 0.02 pu$, also nur zu einem Zehntel so hoch dimensioniert werden wie ein Kompensator mit dem gleichen Regelbereich bei einer 500km Leitung ($X \cdot U_{DC} = 0.2 pu$). Diese Dimensionierung des Kompensators würde es erlauben, nur eine einzige 2-Punkt WR-Brücke ($X=1$) mit gleichzeitiger direkter Serieschaltung einer vernünftigen Anzahl von Halbleiterschaltern zu verwenden. Allerdings liegt bei einer solchen Konfiguration mit einer einzigen 2-Punkt WR-Brücke ($X=1$) die resultierende Pulsfrequenz F_{komp} bei einer Schaltfrequenz von $F=300 Hz$ nur bei $F_{komp}=600 Hz$. Dadurch ist die Gefahr von Resonanzanregungen in der Leitung gross.

Um die Oberschwingungsbelastung bei der gleichen Konfiguration zu verkleinern kann nun wie im Kapitel 3.6 beschrieben ein AC-Filter am Kompensator-Ausgang eingebaut werden. Die Filterresonanzfrequenz F_{res} dieses Filters zweiter Ordnung muss wie ebenfalls im Kapitel 3.6 beschrieben zwischen der Grundfrequenz $f=50 Hz$ und der resultierenden Pulsfrequenz $F_{komp}=600 Hz$ zu liegen kommen. Der Abstand zwischen diesen beiden Frequenzen ist in diesem Fall mit einer einzigen 2-Punkt WR-Brücke ($X=1$) sehr klein. Dadurch wird die Wahl der Filterresonanzfrequenz F_{res} schwie-

Figur 4.21: Simulierte Zeitverläufe und Amplitudenspektren im kapazitiven Betrieb für $X=2$ seriengeschaltete WR-Brücken, ohne und mit AC-Filter am Kompensatorausgang
 Einstellungen: $m=1, F=300\text{Hz}, X \cdot U_{DC}=0.076\text{pu}, l=189\text{km}, F_{res}=400\text{Hz}$



Figur 4.22: Simulierte Zeitverläufe und Amplitudenspektren im kapazitiven Betrieb für $X=6$ seriegeschaltete WR-Brücken, ohne und mit AC-Filter am Kompensatorausgang
 Einstellungen: $m=1, F=300\text{Hz}, X \cdot U_{DC}=0.2\text{pu}, l=500\text{km}, F_{res}=1200\text{Hz}$



rig. Zu nahe an der Grundfrequenz f bewirkt, dass ein zu grosser Grundschwingungsstrom i_f durch die Filterkapazität C_f fliesst und dadurch der Regebereich des Kompensators verkleinert wird. Zu nahe an der resultierenden Pulsfrequenz F_{komp} bewirkt eine schlechte Filterung der auftretenden tieffrequenten Oberschwingungen und folglich einen ungenügenden Schutz gegen die Anregung von Leitungsresonanzen. Zudem könnte die Filterresonanzfrequenz F_{res} dieses Filters zweiter Ordnung durch Oberschwingungen des Kompensators (Seitenbänder von $F_{komp}=600\text{Hz}$) angeregt werden. Aus diesem Grunde ist bei einer so tiefen Schaltfrequenz ($F=300\text{Hz}$) die Konfiguration mit einer einzigen WR-Brücke ungeeignet ($X=1$).

Bei einer Serieschaltung von z.B. zwei WR-Brücken ($X=2$) ist die resultierende Pulsfrequenz $F_{komp}=1200\text{Hz}$, was die Wahl einer höheren Filterresonanzfrequenz (z.B. $F_{res}=400\text{Hz}$) erlaubt. In Figur 4.21 sind die zeitlichen Verläufe und die Amplitudenspektren von Kompensatorspannung u_{komp} , Leitungsanschlussspannung u_{2B} und Leitungsstrom i_2 bei Verwendung einer solchen Konfiguration ($X=2$) ohne und mit AC-Filter bei einer Leitung der Länge $l=189\text{km}$ dargestellt. Diese Leitungslänge wird gewählt, da sie bei Verwendung eines Kompensators mit zwei seriegeschalteten WR-Brücken bei der Berechnung in Figur 4.14 einen Spitzenwert des $THD_{U_{2B}}$ und des THD_{I_2} aufweist und daher einen 'worst case' beschreibt.

Figur 4.21 zeigt, dass bei dieser Konfiguration ($X=2$) die 19. Harmonische für die relativ hohen $THD_{U_{2B}}$ bzw. THD_{I_2} ohne AC-Filter am Ausgang (grau) verantwortlich ist. Im Vergleich dazu sind die Kurvenverläufe und Oberschwingungen der gleichen Konfiguration bei Verwendung eines AC-Filters am Kompensatorausgang (schwarz) dargestellt. Der Filter wurde dabei wie in Kapitel 3.6.2 beschrieben im Ein-Filter Aufbau mit einer einzigen Kapazität über beide WR-Brücken aufgebaut. Die Filterresonanzfrequenz wurde hier auf $F_{res}=400\text{Hz}$ festgelegt. Dadurch ist der Grundschwingungsanteil des Filterstromes i_f relativ klein. Durch den AC-Filter wird sowohl die Resonanz bei der 19. Harmonischen als auch die übrigen höherfrequenten Oberschwingungen gut gedämpft. Die THD-Werte werden durch Verwendung des AC-Filters deutlich gesenkt gegenüber der Konfiguration ohne AC-Filter. Sowohl der $THD_{U_{2B}}$ als auch der THD_{I_2} werden um den Faktor 6 gesenkt und liegen nun bei sehr tiefen 2% bzw. 7%.

Zur Vervollständigung der Untersuchungen des Einflusses eines LC-Filters am Kompensatorausgang auf die Oberschwingungsbelastung der Leitung wird die Konfiguration mit sechs seriegeschalteten WR-Brücken ($X=6$) untersucht. In Figur 4.22 sind die entsprechenden zeitlichen Verläufe und Am-

plitudenspektren von Kompensatorspannung u_{komp} , Leitungsanschlussspannung u_{2B} und Leitungsstrom i_2 ohne und mit AC-Filter am Ausgang dargestellt. Sowohl die THD-Werte als auch die auftretenden Oberschwingungen sind bei dieser Konfiguration sehr klein, was bereits bei der Berechnung in Kapitel 4.1.3 festgestellt werden konnte. Dadurch ist ein AC-Filter am Kompensatorausgang nicht unbedingt nötig. Wird ein solches Filter trotzdem verwendet, so können die Werte weiter verbessert werden, wie das Figur 4.22 anhand von zwei Simulation ohne und mit AC-Filter zeigt. Die Filterresonanzfrequenz wurde bei $F_{res}=1200\text{Hz}$ festgelegt. Der $THD_{U_{komp}}$ der Kompensatorspannung u_{komp} sinkt durch die Verwendung des AC-Filters auf lediglich 2.4‰, was ca. 1/10 des Wertes ohne LC-Filter ist. Der $THD_{U_{2B}}$ der Anschlussspannung u_{2B} beträgt mit 0.7‰ noch etwa 1/6, der THD_{I_2} des Leitungsstrom i_2 mit ca. 0.4‰ noch etwa 1/4 des bereits sehr tiefen Wertes ohne LC-Filter.

Da bei dieser Konfiguration ($X=6$) mit einer hohen resultierenden Pulsfrequenz $F_{komp}=3600\text{Hz}$ die Filterresonanzfrequenz $F_{res}=1200\text{Hz}$ hoch gewählt werden kann, reduziert sich auch die Baugröße des LC-Filters. Andererseits bleiben tieffrequente Oberschwingungen, die bei unsymmetrischer Auslastung der WR-Brücken auftreten können, ungefiltert. Unter diesem Gesichtspunkt macht die Wahl einer tieferen Filterresonanzfrequenz, dann eventuell gar im modularen Filteraufbau (vgl. Kapitel 3.6.2), wieder Sinn.

4.3 Zusammenfassung

Die untersuchte Methode des Unterschwingungsverfahrens liefert bei Serieschaltung mehrerer WR-Brücken gute Ergebnisse. Trotz tiefer Taktungsrate der Halbleiter (300Hz) und dadurch hoher Effizienz der Wechselrichter kann durch versetzte Taktung der seriegelagerten WR-Brücken der Oberschwingungsgehalt der eingebrachten Spannung stark vermindert werden. Die Leitungsimpedanz weist allerdings Resonanzstellen auf, die je nach Leitung und je nach angeschlossenen Lasten unterschiedlich sind. Die Streuinduktivität eines Leitungstransformators oder zusätzlich installierte Induktivitäten wirken nur zum Teil als Entkopplung. Da sie in Serie zur Leitung angeschlossen sind weisen sie mit der Leitungsimpedanz zusammen ebenfalls Resonanzstellen auf. Durch den ohmschen Leitungsbelag sind diese minimalen Leitungsimpedanzen nach unten begrenzt und steigen zudem mit zunehmender Frequenz an. Bei höheren Frequenzen sind die durch die versetzt getaktete Kompensatorspannung erzeugten Stromspitzen dadurch gut gedämpft, zumal die Leistung des Kompensators in den meisten

Fällen klein ist im Vergleich zur Nennübertragungsleistung der Leitung (z.B. 20%). Bei einer Serieschaltung von sechs 2-Punkt WR-Brücken mit einer Taktfrequenz von 300Hz der einzelnen Halbleiter liegen sowohl die THD-Werte als auch die auftretenden Oberschwingungen im schlimmsten Fall nur im Promille-Bereich.

Die gezeigten THD-Werte sind bereits ohne zusätzlichen AC-Filter am Kompensatorausgang sehr tief. Nimmt man aber an, dass die seriegeschalteten WR-Brücken im Fehlerfall mit einer kleineren Anzahl WR-Brücken auskommen muss und die versetzte Taktung nicht an die reduzierte Anzahl WR-Brücken angepasst wird, so treten auch bei einer Konfiguration mit sechs versetzt getakteten WR-Brücken wiederum tieffrequente Oberschwingungen auf, welche auf gefährliche Resonanzstellen der Leitung treffen können. Je nach Anwendung, Konfiguration, Dimensionierung und maximale unsymmetrische Auslastung des Kompensators muss dabei speziell beurteilt werden, ob ein Filter, wie er in Kapitel 3.6 beschrieben worden ist, am Kompensatorausgang eingebaut werden muss oder nicht. Beim Einsatz eines AC-Filters können die THD-Werte sowohl der Kompensatorspannung als auch der Leitungsanschlussspannung und des Leitungsstromes zusätzlich reduziert werden.

Die Modulation mittels USV ist für den Einsatz bei versetzter Taktung seriegeschalteter WR-Brücken bestens geeignet. Sie liefert gute Ergebnisse bezüglich der erzeugten Oberschwingungen und ist einfach in der Anwendung. Aus diesem Grund wurden keine weiteren Modulationsarten wie die off-line optimierten Pulsmuster oder das USV mit unsymmetrischen Trägerformen in Betracht gezogen.

5 Regelung

Dieses Kapitel behandelt die Regelung des reaktiven Seri kompensators. Nach einer kurzen Einführung in die Problematik in Kapitel 5.1 wird das für die folgenden Untersuchungen verwendete vereinfachte einphasige Modell in Kapitel 5.2 vorgestellt. Der mögliche Regelbereich des Kompensators und das dynamische Systemverhalten werden unter Berücksichtigung der Verluste des Kompensators und der Leitung in Kapitel 5.3 veranschaulicht. Die Untersuchungen des dynamischen Systemverhaltens zeigen, dass die zwei nötigen Teilregelungen von Leitungsstrom und DC-Spannung gekoppelt sind. Eine einfach implementierbare Entkopplung des Systems wird in Kapitel 5.4 vorgestellt. In den Kapiteln 5.5 und 5.6 werden zwei mögliche Regelungsverfahren zur Regelung des reaktiven Seri kompensators beschrieben und die Funktionsweise anhand von Simulationen veranschaulicht. Das zweite Regelungsverfahren in Kapitel 5.6 bietet dabei wesentliche Effizienzvorteile gegenüber dem ersten Verfahren in Kapitel 5.5, welches einfacher in der Implementierung ist. Die Regelungsverfahren werden zusätzlich in Kapitel 6 anhand von Laborversuchen verifiziert.

5.1 Einführung

Die Hauptaufgabe des reaktiven Seri kompensators ist die Leistungsflussregelung in einer Übertragungsleitung. Im Kapitel 2 ist bereits aufgezeigt worden, inwieweit diese Aufgabe allein mit Blindleistung erfüllbar ist. Die Untersuchungen in Kapitel 2 haben gezeigt, dass allein durch die serielle Einspeisung von Blindleistung nicht direkt der Leistungsfluss durch die Leitung, sondern 'nur' die Stromamplitude geregelt werden kann. Diese Einschränkung resultiert aus der Einsparung des Transformators und damit auch einer separaten Wirkleistungsspeisung.

In Kapitel 2 ist jedoch auch aufgezeigt worden, dass die Regelung der Stromamplitude in weiten Teilen des nominalen Arbeitsbereiches der Leitung mit der Leistungsflussregelung übereinstimmt. Der Einfachheit halber waren dort sowohl der Kompensator als auch die Übertragungsleitung als verlustlos angenommen worden.

In diesem Kapitel werden die Verluste mitberücksichtigt. Dadurch ergeben sich weitere Einschränkungen des möglichen Regelbereiches. Diese Einschränkungen sind jedoch vor allem bei Nenn-Durchflussleistung durch die Leitung gering, wie die folgenden Untersuchungen zeigen werden. Die Ver-

luste des Kompensators müssen nämlich durch einen entsprechenden Wirkleistungsbezug aus der Leitung gedeckt werden. Je nach Arbeitspunkt der Leitung (grosse oder kleine Durchflussleistung durch die Leitung) bewirkt das eine unterschiedlich grosse Einbusse an Regelbereich des Leitungsstromes.

Die Regelung des transformatorlosen reaktiven Seriekompensators lässt sich somit grundsätzlich in zwei Teilregelungen aufteilen:

- Regelung der Grundswingungsamplitude des Leitungsstromes (Stromregelung) mit Hilfe von Blindleistung.
- Regelung der DC-Spannung jeder seriegeschalteten WR-Brücke in jeder Phase der Leitung (DC-Spannungsregelung) mit Hilfe von Wirkleistung.

Mit Hilfe der stationären Systemgleichungen des auf diese Weise geregelten Systems lässt sich der Regelbereich des verlustbehafteten Kompensators in der verlustbehafteten Leitung ermitteln. Mit Hilfe der dynamischen Systemgleichungen lässt sich das dynamische Verhalten des geregelten Systems veranschaulichen. Aus den dynamischen Systemgleichungen wird auch ersichtlich, dass die zwei Teilaufgaben einerseits dynamisch gekoppelt und andererseits vom stationären Arbeitspunkt der Leitung und des Kompensators abhängig sind. Durch eine geschickte Entkopplung lassen sich die Teilaufgaben sowohl voneinander als auch vom stationären Arbeitspunkt entkoppeln.

Mit dem nunmehr entkoppelten System werden zwei Regelungsverfahren untersucht:

- Die Stromregelung und die DC-Spannungsregelung werden unabhängig voneinander durchgeführt. Die DC-Spannungsregelung hält dabei durch Bezug von Wirkleistung aus der Leitung die DC-Spannung auf ihren Sollwert. Die Stromregelung regelt die Amplitude des Leitungsstromes unabhängig von der DC-Spannungsregelung durch Bezug von Blindleistung. Im einfachsten Fall wird die DC-Spannung konstant auf ihren Nennwert gehalten.
- Die Stromregelung wird mit der minimal nötigen DC-Spannung durchgeführt. Der Sollwert der DC-Spannungsregelung muss dafür von der Stromregelung abhängig gemacht werden. Die DC-Spannung wird dann mittels Wirkleistung auf Verlangen der Stromregelung so angepasst, dass sie innerhalb der möglichen Grenzen immer auf den zur Erfüllung der Stromregelung minimalen Wert eingestellt wird.

Während das erste Regelungsverfahren einfacher in der Implementierung ist bietet das Verfahren mit angepasster DC-Spannung verschiedene Vorteile:

- Reduktion der Verluste des Kompensators
- Reduktion der Oberschwingungsbelastung der Leitung

- Erweiterung des Regelbereiches für kleine Durchflussleistungen durch die Leitung

Diese Vorteile werden zum Schluss dieses Kapitels anhand von Grafiken veranschaulicht.

5.2 Vereinfachtes einphasiges Modell einer geregelten Leitung

Der transformatorlose reaktive Seri kompensator muss wegen der transformatorlosen Einkopplung in die Leitung grundsätzlich einphasig aufgebaut werden. In einem dreiphasigen System wird er dreimal einphasig aufgebaut. Die Regelung ist demzufolge ebenfalls grundsätzlich einphasig und muss in einem dreiphasigen System für jede Phase einzeln implementiert werden. Der Aufbau des Kompensators ist in Kapitel 3.1 beschrieben worden.

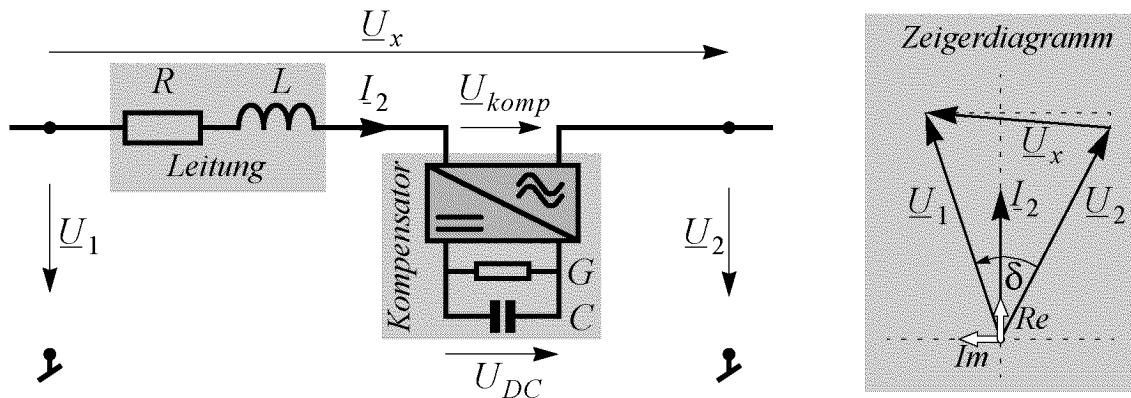
Sowohl im einphasigen als auch im dreiphasigen System liegen alle verwendeten WR-Brücken auf unterschiedlichen Potentialen. Das bedeutet auch, dass - sowohl im einphasigen als auch im dreiphasigen System - die Übertragung der Messsignale von der Anlage zur Regelungseinheit sowie der Steuersignale von der Regelungseinheit zurück zur Anlage galvanisch getrennt werden muss.

Die Regelung ist auf der komplexen Zeigerebene implementiert. Bei der Bildung von Zeigern im einphasigen System entstehen Zeitverzögerungen (siehe Anhang C). Im dreiphasigen System können die Zeiger direkt ohne Zeitverzögerung gebildet werden.

Aus diesen Gründen wird die Regelung für ein einphasiges System beschrieben.

Um das in Bezug auf das Regelverhalten Wesentliche einfacher darstellen zu können ist es von Vorteil, die taktenden WR des Kompensators nur bezüglich ihres Kurzzeitmittelwertverhaltens zu beschreiben. Der Kurzzeitmittelwert ist eine nicht ganz sauber definierte Grösse, welche die volle Regeldynamik berücksichtigt, die taktfrequenten Anteile jedoch nicht enthält. Der Einfluss der Taktung auf die Oberschwingungsbelastung der Leitung ist im Kapitel 4 ausführlich untersucht worden. Aus diesem Grund werden die realen, taktenden WR für die folgend Betrachtungen der Regelung durch einen idealen WR ersetzt, der unverzüglich und fehlerfrei die von der Regelung geforderte Kompensationsspannung in die Leitung einspeist.

Das für die folgenden Untersuchungen verwendete einphasige Modell ist in Figur 5.1 dargestellt.



Figur 5.1: Vereinfachtes Modell einer mit einem idealen WR geregelten einphasigen Leitung.

Da die Regelung nur bezüglich ihres Kurzzeitmittelwertverhaltens untersucht wird, genügt für die Modellierung der Leitung ein ohmscher Widerstand R und eine Induktivität L . Der Kompensator wird mit einem bezüglich der Taktung idealen WR modelliert, welcher auf der Ausgangsseite eine dynamisch geregelte, ideale Spannung \underline{U}_{komp} in die Leitung einspeist. Auf der DC-Seite befindet sich die DC-Kapazität C und parallel dazu ein Leitwert G , welcher die von der DC-Spannung abhängigen ohmschen Verluste des Kompensators modelliert. Darunter fallen die Schaltverluste und die DC-Kapazitätsverluste, nicht aber die Leitverluste im Kompensator. Diese sind wie der ohmsche Anteil der Leitung (R) nur vom Leitungsstrom I_2 abhängig (und sind daher im Leitungswiderstand R enthalten). Damit die folgenden Gleichungen einigermaßen kurz bleiben sind die Bezeichnungen der Elemente in Figur 5.1 bewusst kurz gewählt worden.

5.3 Systemgleichungen

Das Verhalten einer Drehstromleitung bei reaktiver Seriiekompensation mit einem TL-RSC kann mit Hilfe von stationären und dynamischen Zeigergleichungen beschrieben werden. Anhand der stationären Gleichungen kann eine wichtige Aussage über den möglichen Regelbereich des verlustbehafteten reaktiven Seriiekompensators in der verlustbehafteten Leitung gemacht werden. Die dynamischen Gleichungen demgegenüber beschreiben die Regelstrecken und zeigen das gekoppelte dynamische Systemverhalten auf. Die Gleichungen basieren auf das in Figur 5.1 dargestellte vereinfachte Modell einer mit einem verlustbehafteten reaktiven Seriiekompensator geregelten verlustbehafteten einphasigen Leitung. Eine detaillierte Herleitung der

Systemgleichungen ist im Anhang B beschrieben. In diesem Kapitel werden die stationären und die dynamischen Systemgleichungen nur soweit aufbereitet, dass die interessierenden Aussagen über den möglichen Regelbereich und das geregelte Systemverhalten einfach veranschaulicht werden können.

5.3.1 Differentialgleichungen des Gesamtsystems

Das dynamische Verhalten des einphasigen Systems von Figur 5.1 kann mit den zwei Differentialgleichungen (5.1) und (5.2) beschrieben werden. Die in (5.1) und (5.2) als Systemvariablen verwendeten Zeiger (5.3)-(5.5) können relativ zu einem festzulegenden Referenzsystem in eine reelle d- und eine imaginäre q-Komponente aufgeteilt werden. Die Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} in (5.5) kann darüber hinaus mit Hilfe der zwei Modulationssignale m_d und m_q und der DC-Spannung U_{DC} beschrieben werden. Die Modulationssignale m_d und m_q können beide Vorzeichen annehmen. Die Bedeutung dieser Vorzeichen wird weiter unten näher erläutert.

$$\underline{U}_x - \underline{U}_{komp} = L \cdot \left(\frac{d}{dt} I_2 + j\omega I_2 \right) + R \cdot I_2 \quad (5.1)$$

$$\frac{1}{2} \text{Re}(\underline{U}_{komp} \cdot I_2') = u_{DC} \cdot \left(C \cdot \frac{du_{DC}}{dt} + G \cdot u_{DC} \right) \quad (5.2)$$

$$\underline{U}_x = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 = u_{xd} + ju_{xq} \quad (5.3)$$

$$I_2 = i_{2d} + ji_{2q} \quad (5.4)$$

$$\underline{U}_{komp} = u_{kompd} + ju_{kompq} = u_{DC} \cdot (m_d + jm_q) \quad (5.5)$$

5.3.2 Linearisierung und Referenzsystem

Die zwei Systemgleichungen in (5.1) und (5.2) sind nichtlinear. Um das Systemverhalten anhand von Übertragungsfunktionen analysieren zu können müssen die Systemgrößen in einem stationären Arbeitspunkt linearisiert werden. Jede Variable kann dann beschrieben werden durch eine stationäre Komponente (Index o), und eine dynamische Komponente (Δ), welche eine Abweichung vom stationären Arbeitspunkt beschreibt.

$$\begin{aligned} i_{2d} &= i_{2do} + \Delta i_{2d}; & i_{2q} &= i_{2qo} + \Delta i_{2q}; & u_{DC} &= u_{DCo} + \Delta u_{DC}; \\ m_d &= m_{do} + \Delta m_d; & m_q &= m_{qo} + \Delta m_q; & & \\ u_{xd} &= u_{xdo} + \Delta u_{xd}; & u_{xq} &= u_{xqo} + \Delta u_{xq} & & \end{aligned} \quad (5.6)$$

Ein komplexes d-q Referenzsystem kann nun so gelegt werden, dass die reelle Achse für den stationären Fall (Index o) in Richtung des Stromzeigers

I_{2o} zu liegen kommt. Dies kann im einphasigen System durch einen einphasigen PLL erreicht werden, wie er im Anhang C beschrieben ist. Die Synchronisierung des Referenzsystems mit dem Leitungsstrom I_2 bietet nämlich den Vorteil, dass im stationären Fall (o) die q-Komponente i_{2qo} des Stromes I_2 zu Null wird und die d-Komponente $I_{2o}=i_{2do}$ gerade die zu regelnde Stromamplitude I_2 darstellt.

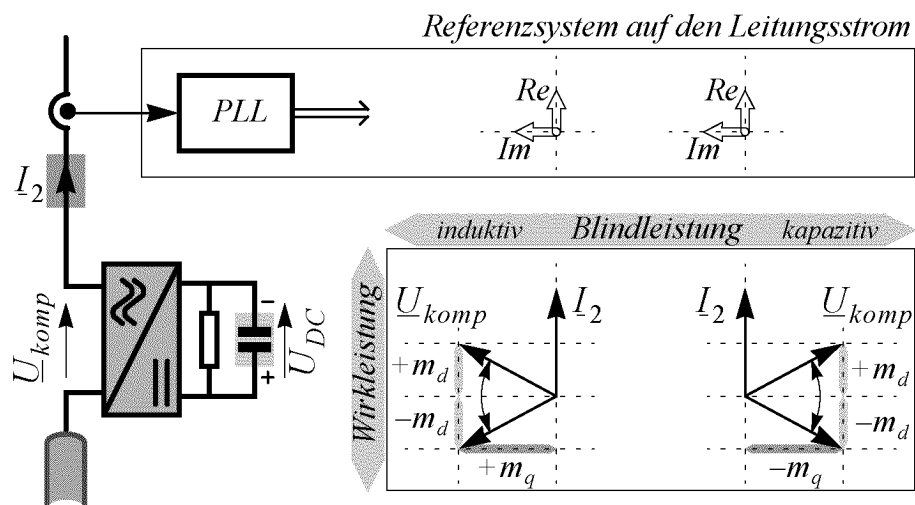
$$I_{2o} = i_{2do} + j i_{2qo} = i_{2do} = I_2; \quad i_{2qo} = 0 \quad (5.7)$$

Desweiteren erhalten die Modulationssignale m_d und m_q durch diese Wahl des Referenzsystems eine einfache und für die Regelung der beiden Teilaufgaben praktische Bedeutung, welche in Figur 5.2 veranschaulicht ist.

m_q positiv / negativ: induktiver / kapazitiver Blindleistungsbezug

m_d positiv / negativ: Wirkleistungsbezug / Wirkleistungsabgabe

m_q :	Stellsignal für die Stromregelung
m_d :	Stellsignal für die Regelung der DC-Spannung



Figur 5.2: Bildung eines Referenzsystems auf den Leitungsstrom I_2 und Bedeutung der Modulationssignale m_d und m_q .

Wie im Kapitel 2.3.3 für die verlustlose Leitung und den verlustlosen Kompensator erklärt, muss die Kompensatorspannung U_{komp} des rein reaktiven Seri kompensators 90° vor- oder nachteilend zum Leitungsstrom I_2 eingespeist werden. Dabei bedeutete eine positive Amplitude U_{komp} induktiven, eine negative Amplitude U_{komp} kapazitiven Blindleistungsbezug. Diese Blindkomponente der Kompensatorspannung U_{komp} wird hier entsprechend durch ein positives oder negatives Modulationssignal m_q gebildet. Das Modulationssignal m_q dient dementsprechend als Stellsignal zur Regelung des

Leitungsstromes i_2 mittels Blindleistung.

Beim verlustbehafteten Kompensator kommt nun eine Wirkkomponente m_d zur Deckung der Verluste des Kompensators hinzu. Dieses Modulationssignal m_d kann folglich als Stellsignal zur Regelung der DC-Spannung u_{DC} mittels Wirkleistung verwendet werden.

Für den Arbeitspunkt der Leitung wird in der Folge des einfacheren Verständnisses wegen

- der Betrag U_{xo} der Querspannung $\underline{U}_{xo} = \underline{U}_{1o} - \underline{U}_{2o}$ oder je nach Ansichtspunkt

- der Winkel $\delta_o = \varphi_{u1o} - \varphi_{u2o}$ zwischen den Spannungen $\underline{U}_{1o} = U_N e^{j\varphi_{u1o}}$ und $\underline{U}_{2o} = U_N e^{j\varphi_{u2o}}$ der beiden Netze an den Enden der Leitung verwendet (siehe Zeigerdiagramm in Figur 5.1). Der Winkel δ_o steht dabei zum Betrag U_{xo} in folgendem einfachen trigonometrischen Verhältnis.

$$U_{xo} = 2 \cdot U_N \cdot \sin(\delta_o/2) \quad (5.8)$$

Dadurch reduziert sich der Arbeitspunkt der Leitung von zwei Grössen u_{xdo} und u_{xqo} auf eine einzelne (U_{xo} oder δ_o). Für den Betrag U_{xo} der Querspannung \underline{U}_{xo} gilt:

$$U_{xo}^2 = u_{xdo}^2 + u_{xqo}^2 \quad (5.9)$$

5.3.3 Bestimmung des möglichen Regelbereiches des verlustbehafteten Kompensators anhand der stationären Systemgleichungen

Aus den Differentialgleichungen (5.1) und (5.2) lassen sich nun mit den Definitionen (5.3)-(5.5) sowie der Linearisierung (5.6) und der Wahl des Referenzsystems (5.7) folgende stationäre Systemgleichungen schreiben:

$$u_{xdo} = m_{do} \cdot u_{DCo} + R \cdot i_{2do} \quad (5.10)$$

$$u_{xqo} = m_{qo} \cdot u_{DCo} + \omega L \cdot i_{2do} \quad (5.11)$$

$$u_{DCo} = m_{do} \cdot i_{2do} / 2G \quad (5.12)$$

Die Wirk-Komponente m_{do} ist im stationären Fall genau so gross, dass die Verluste des Kompensators (G) gedeckt sind. Das ist in der stationären Gleichung (5.12) ausgedrückt, welche wie folgt für die stationäre Wirkkomponente m_{do} des Modulationssignals umgeschrieben werden kann:

$$m_{do} = \frac{2Gu_{DCo}}{i_{2do}} \quad (5.13)$$

Gleichung (5.13) zeigt, dass es bei endlicher DC-Spannung u_{DCo} z.B. keinen Arbeitspunkt m_{do} des Kompensators bei Nullstrom $I_{2o}=i_{2do}=0$ durch die Leitung gibt! Der Regelbereich des Kompensators ist durch seine Verluste (G) eingeschränkt. In der Folge wird hier der mögliche Regelbereich des Kompensators näher untersucht.

Mit (5.9) und den stationären Gleichungen (5.10)-(5.12) lassen sich Bedingungen für den Betrieb des verlustbehafteten Kompensators formulieren.

Aus (5.9) folgt direkt für die q-Komponente u_{xqo} der Querspannung \underline{U}_x .

$$u_{xqo} = \pm \sqrt{U_{xo}^2 - u_{xdo}^2} \quad (5.14)$$

Die q-Komponente u_{xqo} selbst ist eine reelle Grösse, womit gilt:

$$U_{xo}^2 - u_{xdo}^2 \geq 0 \quad (5.15)$$

Aus (5.10), (5.13) und (5.15) folgt schliesslich die folgende Ungleichung:

$$R(i_{2do})^2 - U_{xo}i_{2do} + 2G(u_{DCo})^2 \leq 0 \quad (5.16)$$

Diese Ungleichung beschreibt den möglichen Einstellbereich des Leitungsstromes $I_{2o}=i_{2do}$ durch den verlustbehaftete Kompensator bei gegebener DC-Spannung u_{DCo} und bei gegebenem Arbeitspunkt der Leitung U_{xo} . Die Grenzen dieses Bereiches werden durch den minimalen und den maximalen Strom $i_{2do}[min;max]$ gebildet. Diese Grenzen berechnen sich aus der Lösung der Gleichung in (5.16):

$$i_{2do}[min;max] = \frac{U_{xo} \pm \sqrt{U_{xo}^2 - 8RG(u_{DCo})^2}}{2R} \quad (5.17)$$

Da die Stromkomponente $i_{2do}[min;max]$ reell ist liefert die Diskriminante in (5.17) für $U_{xo} \geq 0$ eine Bedingung für den Regelbereich des Kompensators:

$$U_{xo} \geq u_{DCo} \cdot \sqrt{8RG} \quad (5.18)$$

Die Ungleichung in (5.18) beschreibt den minimalen Betrag U_{xo} der Querspannung \underline{U}_x zwischen den beiden Netzen für den Betrieb des Kompensators mit gegebenen Verlusten G und DC-Spannung u_{DCo} . Mit anderen Worten: es existiert eine maximale DC-Spannung u_{DCo} für den Betrieb des Kompensators bei einem gegebenen Arbeitspunkt der Leitung U_{xo} . Ist der Phasenunterschied δ_o zwischen den Netzen an den Enden der Leitung und damit der Betrag U_{xo} klein, so reduziert sich auch die maximal mögliche DC-Spannung u_{DCo} . Betreibt man den Kompensator immer mit der minimal möglichen DC-Spannung u_{DCo} , so ist ein erweiterter Regelbereich gegen-

über dem Betrieb mit konstanter DC-Spannung u_{DCo} möglich. Diesem Sachverhalt trägt das im Kapitel 5.6 beschriebene Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung Rechnung.

Für die Lösung (5.17) des minimalen und des maximalen Stromes $I_{2o}=i_{2do}$ durch die Leitung $i_{2do}[min;max]$ bei gegebenem Arbeitspunkt der Leitung (U_{xo}) und des Kompensators (u_{DCo}) gilt das Gleichheitszeichen in (5.16) und damit auch in (5.15). Das bedeutet, dass für diese Grenzpunkte bei minimalem und bei maximalem Strom $i_{2do}[min;max]$ für den Arbeitspunkt der Leitung die Beziehung $U_{xo} = u_{xdo}$ bzw. $u_{xq0} = 0$ gilt. Damit lässt sich neben dem bereits bekannten Modulationssignal m_{do} in (5.13) nun auch der stationäre Wert des Modulationssignal m_{qo} für die Grenzpunkte des Stromes $i_{2do}[min;max]$ einfach aus (5.11) und (5.13) ermitteln.

$$m_{qo} = -\frac{2\omega_1 LG}{m_{do}} \quad (5.19)$$

Schlussendlich muss noch eine letzte Bedingung beachtet werden. Sie betrifft den möglichen Aussteuerbereich des Kompensators ohne zu übersteuern.

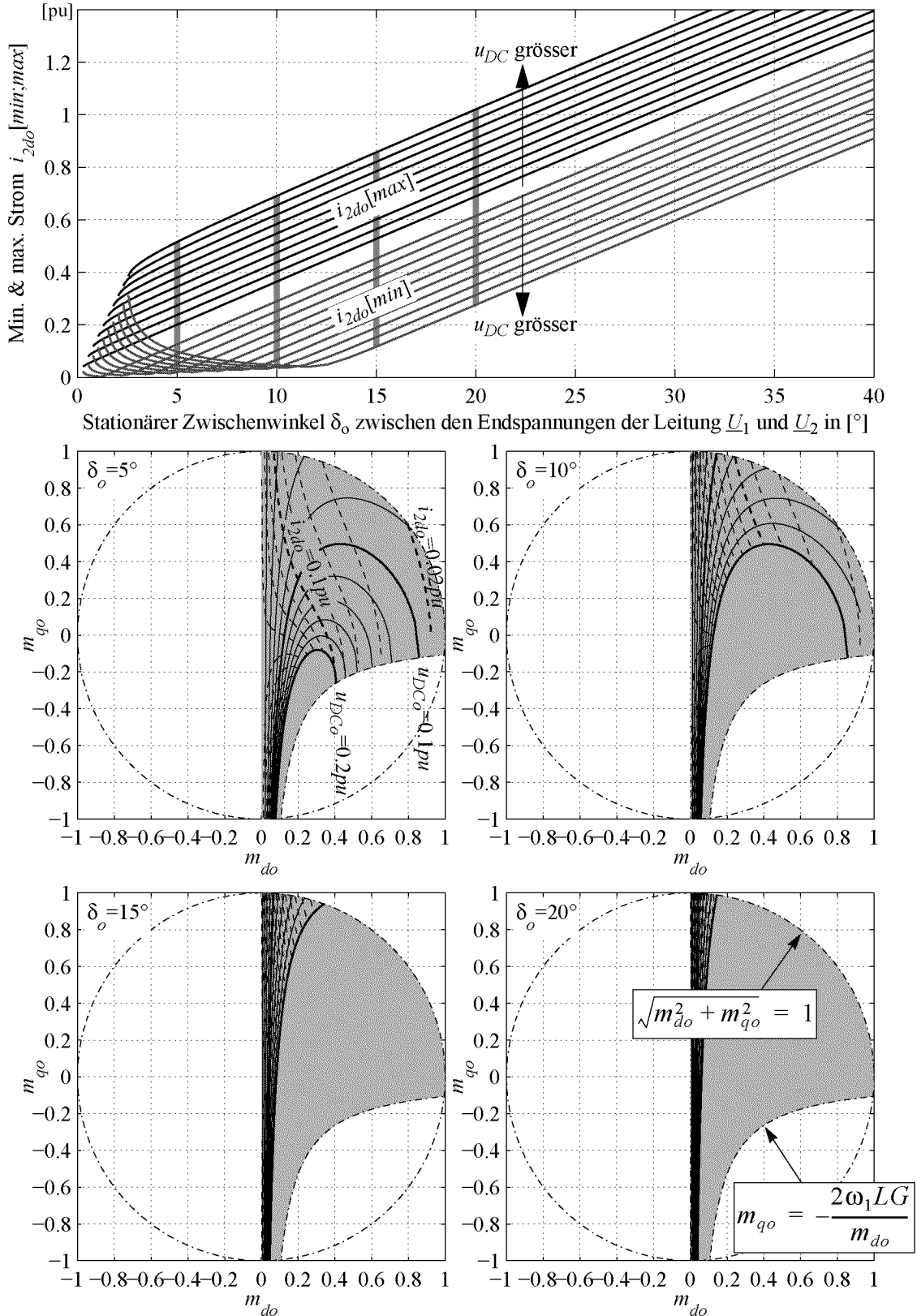
$m = \sqrt{m_{do}^2 + m_{qo}^2} \leq 1 \quad (5.20)$
--

Mit den Bedingungen (5.16), (5.18) und (5.20) lässt sich nun der mögliche Regelbereich des verlustbehafteten Kompensators berechnen und grafisch darstellen.

Figur 5.3 zeigt im Plot oben den minimalen und den maximalen Leitungsstrom $i_{2do}[min;max]$ in Funktion des Arbeitspunktes der Leitung, gegeben hier durch den Winkel δ_o zwischen den Netzspannungen \underline{U}_{1o} und \underline{U}_{2o} . Der Arbeitspunkt der DC-Spannung u_{DCo} dient als Parameter. Dieser Plot zeigt, dass bei klein werdendem Zwischenwinkel δ_o , d.h. bei kleiner Durchflussleistung durch die Leitung, die Regelung des Leitungsstromes $I_{2o}=i_{2do}$ mit konstant bleibender DC-Spannung u_{DCo} eingeschränkt wird und der Regelbereich des Kompensators abnimmt.

Die vier Plots unten zeigen zu den vier grau unterlegten Arbeitspunkten der Leitung δ_o im obern Plot den möglichen Regelbereich des Kompensators in der m_{do} - m_{qo} Ebene. Dabei stellen die gestrichelten Trajektorien Arbeitspunkte bei konstantem Strom $I_{2o}=i_{2do}$, die durchgezogenen Trajektorien Arbeitspunkte bei konstanter DC-Spannung u_{DCo} dar. Der durch die oben aufgeführten Bedingungen definierte mögliche Regelbereich ist schraffiert dargestellt (siehe auch Beschriftungen im vierten Plot unten).

Bei einem Winkel von $\delta_o=5^\circ$ im ersten der vier Plots unten ist die Regelung des Stromes $I_{2o}=i_{2do}$ über das Modulationssignal m_{qo} bei grosser DC-Span-



Figur 5.3: Möglicher Regelbereich des verlustbehafteten Kompensators bei 2% DC-Spannungsabhängigen Verlusten (G) bezogen auf die Kompensatorleistung ($S_{komp}=0.2pu$).

nung u_{DC0} eingeschränkt. Folgt man z.B. der Trajektorie für maximale DC-Spannung $u_{DC0}=0.2pu$, so können mit grösser werdendem m_{q0} nicht alle Stromtrajektorien $I_{2o}=i_{2do}$ erreicht werden. Bei diesem Arbeitspunkt der Leitung kann mit einer DC-Spannung $u_{DC0}=0.2pu$ nicht einmal ein positives m_{q0} , also induktiver Betrieb eingestellt werden. Der Strom $I_{2o}=i_{2do}$ muss hier durch einen minimalen kapazitiven Betrieb des Kompensators ($m_{q0}<0$) so gross gehalten werden, dass die DC-Spannungsregelung über m_{do} die Verluste des Kompensators bei dieser maximalen DC-Spannung von $u_{DC0}=0.2pu$ decken kann. Um alle Stromtrajektorien bei diesem Arbeitspunkt der Leitung ($\delta_0=5^\circ$) erreichen zu können muss die DC-Spannung u_{DC0} verkleinert werden.

Bei einem Arbeitspunkt von $\delta_0=10^\circ$ im zweiten Plot unten kann die Regelung des Stromes $I_{2o}=i_{2do}$ immer noch nicht bei jeder über m_{do} geregelten DC-Spannung u_{DC0} jeden Strom $I_{2o}=i_{2do}$ nur mittels m_{q0} erreichen. Erst beim dritten ($\delta_0=15^\circ$) und vierten Plot ($\delta_0=20^\circ$) weisen alle Trajektorien Schnittpunkte im möglichen Regelbereich des Kompensators auf.

5.3.4 Bestimmung des Systemverhaltens der kompensierten Leitung anhand der dynamischen Systemgleichungen

Für die Regelung ist das dynamische Verhalten der beiden Systemgrössen Leitungsstrom i_{2d} und DC-Spannung u_{DC} in Abhängigkeit der Stellgrössen m_d und m_q interessant. Durch Transformation in den Laplace-Bereich lassen sich die dynamischen Übertragungsfunktionen dieser beiden Systemvariablen Δi_{2d} und Δu_{DC} ermitteln. Die Herleitung dieser Gleichungen ist im Anhang B beschrieben. In (5.21)-(5.26) sind die für die Untersuchung des Führungsverhaltens der Regelung interessanten Übertragungsfunktionen gegeben. Die dynamische Stromkomponente Δi_{2q} ist für die beschriebene Regelung nicht interessant und wird hier nicht weiter betrachtet (siehe auch Anhang B).

Die Matrix A in (5.21) beschreibt das Führungsverhalten, die Matrix B das Störverhalten der offenen Regelstrecke.

Störverhalten

Die Störgrössen Δu_{xd} und Δu_{xq} sind die dynamischen d- und q-Komponenten der Spannung \underline{U}_x zwischen den Spannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 an den Enden der Leitung. Diese Spannungen ändern sich relativ zu den Stellgrössen Δm_q und Δm_d langsam, bedingt durch die langsame übergeordnete Netzregelung (Primärregelung). Die Übertragungsfunktionen B des Störverhaltens sind zudem denen des Führungsverhaltens A sehr ähnlich (vgl. Anhang B Tafel B.1). Deswegen wird das Störverhalten hier nicht speziell untersucht.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{2d} \\ \Delta u_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}_A \cdot \begin{bmatrix} \Delta m_q \\ \Delta m_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}_B \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{xq} \\ \Delta u_{xd} \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$a_{11} = -u_{DCo} \cdot [(2\omega LC)s + (2\omega LG - m_{do}m_{qo})]/Nn \quad (5.22)$$

$$a_{12} = -[(2LCu_{DCo})s^2 + (2RCu_{DCo} + 4LGu_{DCo})s + (m_{qo}^2u_{DCo} + 4RGu_{DCo} + \omega Lm_{qo}i_{2do})]/Nn \quad (5.23)$$

$$a_{21} = -u_{DCo} \cdot [(Lm_{qo})s + (\omega Lm_{do} + Rm_{qo})]/Nn \quad (5.24)$$

$$a_{22} = [(L^2i_{2do})s^2 + (2RLi_{2do} - Lm_{do}u_{DCo})s + (\omega Lm_{qo}u_{DCo} - Rm_{do}u_{DCo} + (\omega^2L^2 + R^2)i_{2do})]/Nn \quad (5.25)$$

wobei

$$Nn = (2L^2C)s^3 + (4RLC + 2L^2G)s^2 + [2R^2C + 4RLG + 2(\omega L)^2C + L(m_{do}^2 + m_{qo}^2)]s + 2R^2G + 2(\omega L)^2G + R(m_{do}^2 + m_{qo}^2) \quad (5.26)$$

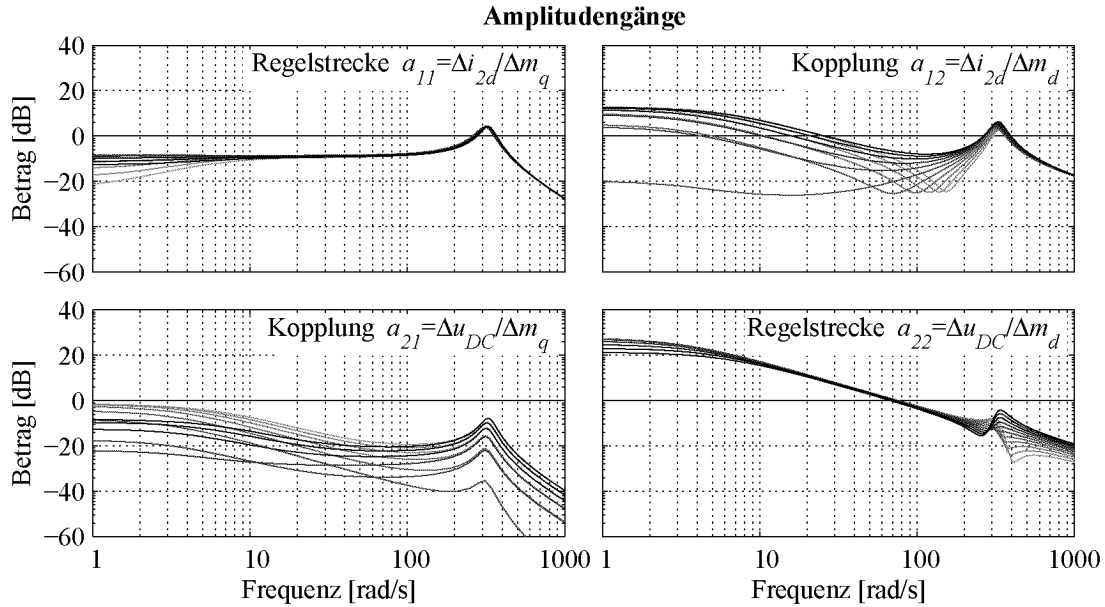
Führungsverhalten

Die Übertragungsfunktionen (5.22)-(5.26) der Matrix A in (5.21) zeigen, dass das dynamischen Führungsverhalten der beiden zu regelnden Grössen Δi_{2d} und Δu_{DC} unglücklicherweise gekoppelt ist. Die Stellgrösse Δm_q beeinflusst nicht nur wie gewünscht die Stromkomponente Δi_{2d} sondern auch die DC-Spannung Δu_{DC} . Entsprechend bewirkt eine Änderung der Stellgrösse Δm_d um die DC-Spannung Δu_{DC} zu regeln gleichzeitig auch eine Veränderung der Stromkomponente Δi_{2d} . Wie stark die verschiedenen Komponenten voneinander abhängig sind ist in Figur 5.4 dargestellt. Der besseren Veranschaulichung der Kopplungseffekte wegen sind nur die Amplitudengänge dargestellt, und zwar für folgende Arbeitspunkte:

- einen Arbeitspunkt der Leitung von $\delta_0=30^\circ$,
- eine DC-Spannung des Kompensators $u_{DCo}=0.2pu$,
- resultierende Leitungsstrom-Amplituden $I_{2o}=i_{2do}$ zwischen dem an diesem Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=30^\circ$ mit der DC-Spannung $u_{DCo}=0.2pu$ erreichbaren minimalen und maximalen Strom $i_{2do}[min;max]$,
- zur Erzielung der Strom-Amplituden $I_{2o}=i_{2do}$ nötigen Steuersignale m_{do} und m_{qo} unter Einhaltung der oben genannten Bedingungen für die Grenzen des Regelbereiches.

Die Graustufe der Linien entspricht dabei der Stromstärke $I_{2o}=i_{2do}$ (schwarz = maximaler Strom $I_{2o}=i_{2do}$, hellgrau = minimaler Strom $I_{2o}=i_{2do}$).

Die Diagonalelemente a_{11} und a_{22} der Matrix A beschreiben die für die bei-



Figur 5.4: Dynamisches Verhalten der gekoppelten offenen Regelstrecke. Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=30^\circ$. Arbeitspunkt der DC-Spannung $u_{DC0}=0.2pu$. Arbeitspunkt des durch den Kompensator (m_{d0} und m_{q0}) einstellbaren Leitungstromes $i_{2do}[min...max]$ als Parameter ([grau...schwarz]).

den Teilregelung interessanten Regelstrecken $\Delta i_{2d}/\Delta m_q$ und $\Delta u_{DC}/\Delta m_d$, die Elemente a_{12} und a_{21} die beiden unerwünschten Kopplungen $\Delta i_{2d}/\Delta m_d$ und $\Delta u_{DC}/\Delta m_q$. Figur 5.4 zeigt folgende interessante Sachverhalte:

- Die Kopplung $a_{12}=\Delta i_{2d}/\Delta m_d$ ist für hohe Ströme $I_{2o}=i_{2do}$ und tiefe Frequenzen mehr als $20dB$ höher als die Regelstrecke $a_{11}=\Delta i_{2d}/\Delta m_q$.
- Die Kopplung $a_{21}=\Delta u_{DC}/\Delta m_q$ ist demgegenüber kleiner als die Regelstrecke $a_{22}=\Delta u_{DC}/\Delta m_d$.
- Die Kopplungsterme $a_{12}=\Delta i_{2d}/\Delta m_d$ und $a_{21}=\Delta u_{DC}/\Delta m_q$ sind stark vom stationär fließenden Leitungstrom $I_{2o}=i_{2do}$ abhängig.
- Die Regelstrecken $a_{11}=\Delta i_{2d}/\Delta m_q$ und $a_{22}=\Delta u_{DC}/\Delta m_d$ sind ebenfalls vom Leitungstrom $I_{2o}=i_{2do}$ abhängig, jedoch nicht so stark wie die Kopplungen.

5.4 Entkopplung

Die Entkopplung der gekoppelten Regelstrecken kann grundsätzlich auf zwei Arten geschehen:

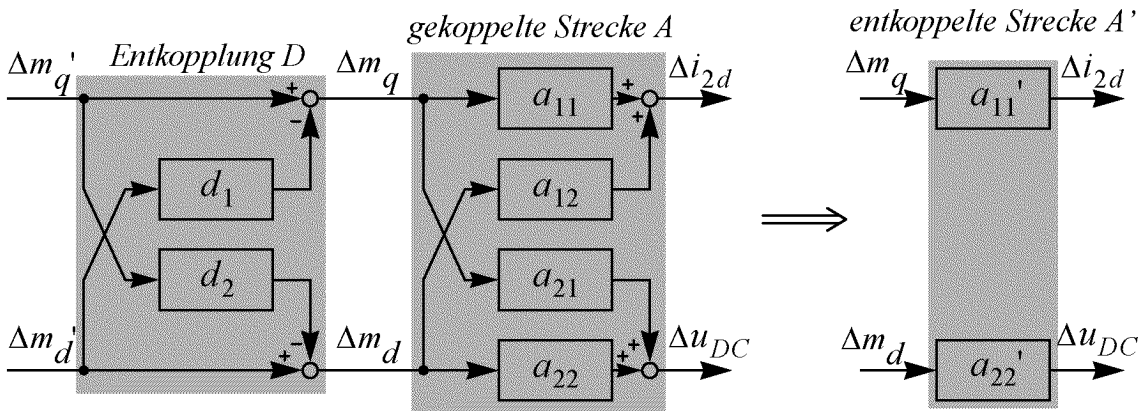
- basierend auf den **linearisierten** dynamischen Übertragungsfunktionen,
- basierend auf den **nichtlinearen** Differentialgleichungen.

Mit der ersten Methode kann das Systemverhalten bei idealer Entkopplung der beiden Regelstrecken aufgezeigt werden. Diese Methode ist allerdings für die praktische Anwendung ungeeignet.

Die zweite Methode entkoppelt nicht ideal, jedoch hinreichend, ist aber für die praktische Anwendung gut geeignet. Hier werden beide Methoden beschrieben.

5.4.1 Theoretische Entkopplung basierend auf den linearisierten dynamischen Systemgleichungen (lineare Entkopplung)

Basierend auf den oben beschriebenen linearisierten dynamischen Übertragungsfunktionen (5.21) kann eine Vorsteuerung wie in Figur 5.5 dargestellt installiert werden, welche die dynamischen Kopplungen a_{12} und a_{21} aufheben soll.



Figur 5.5: Lineare Entkopplung der gekoppelten Regelstrecke.

Die Übertragungsfunktionen d_1 und d_2 sind die Elemente einer Entkopplungsmatrix D . Diese erzeugt aus den beiden dynamischen, nicht entkoppelten Anteilen $\Delta m_d'$ und $\Delta m_q'$ der von der Regelung kommenden Stellgrößen m_d' und m_q' wie in (5.27) beschrieben die zwei entkoppelten dynamischen Anteile Δm_d und Δm_q der Modulationssignale m_d und m_q . Die Herleitung dieser Terme ist im Anhang B beschrieben.

$$\begin{bmatrix} \Delta m_q \\ \Delta m_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -d_1 \\ -d_2 & 1 \end{bmatrix}_D \cdot \begin{bmatrix} \Delta m_q' \\ \Delta m_d' \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

wobei:

$$d_1 = \frac{(2LC)s^2 + (4LG + 2RC)s + (4RG + m_{qo}^2 + 2\omega LG m_{qo}/m_{do})}{(2\omega LC)s + (2\omega LG - m_{do}m_{qo})} \quad (5.28)$$

$$d_2 = \frac{-m_{do} \cdot ((Lm_{qo})s + \omega Lm_{do} + Rm_{qo})}{(2L^2G)s^2 + (4RLG - Lm_{do}^2)s + 2G(R^2 + \omega^2L^2) + \omega Lm_{qo}m_{do} - Rm_{do}^2} \quad (5.29)$$

Das resultierende ideal entkoppelte dynamische System ist durch die Matrix A' in (5.30) gegeben. Die Matrix A' bei dieser idealen Entkopplung weist nun nur noch die Diagonalelemente a_{11}' und a_{22}' auf.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}' & 0 \\ 0 & a_{22}' \end{bmatrix}_{A'} \cdot \begin{bmatrix} \Delta m_q' \\ \Delta m_d' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}_B \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{xq} \\ \Delta u_{xd} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

wobei:

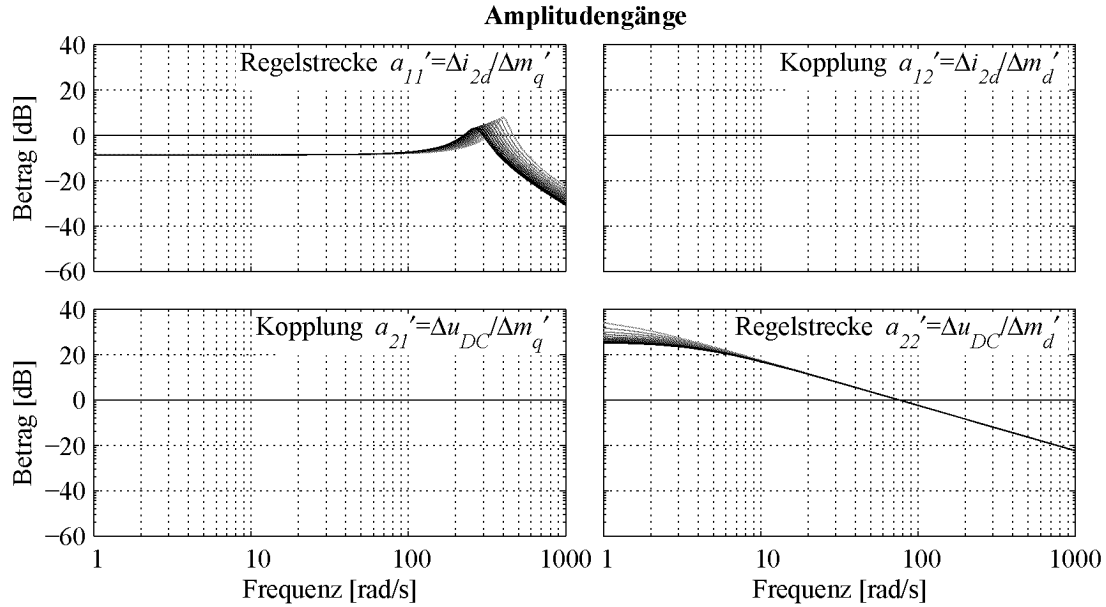
$$a_{11}' = \frac{-m_{do} \cdot (m_{qo}u_{co} + \omega Li_{do})}{(2L^2G)s^2 + (4RLG - Lm_{do}^2)s + 2G(R^2 + \omega^2L^2) + \omega Lm_{qo}m_{do} - Rm_{do}^2} \quad (5.31)$$

$$a_{22}' = \frac{m_{qo}u_{co} + \omega Li_{do}}{(2\omega LC)s + 2\omega LG - m_{do}m_{qo}} \quad (5.32)$$

Figur 5.6 zeigt die entsprechenden Amplitudengänge der Elemente a_{11}' und a_{22}' der entkoppelten Matrix A' für die gleichen Arbeitspunkte wie in Figur 5.4.

Die Kopplungsterme sind durch die Entkopplung vollkommen aufgehoben. Die Entkopplung wirkt sich auch auf die Übertragungsfunktionen a_{11}' und a_{22}' der Regelstrecken aus, indem sie die Abhängigkeit vom Arbeitspunkt verkleinert. Bei der Regelstrecke a_{11}' bleibt eine Abhängigkeit vom Arbeitspunkt des Stromes $I_{2o}=i_{2do}$ vorhanden, sie wird aber zu höheren Frequenzen hin verschoben. bei der Regelstrecke a_{22}' nimmt diese Abhängigkeit vom Arbeitspunkt stark ab. Die Regelstrecke a_{22}' bekommt darüber hinaus einen reinen Tiefpasscharakter, was die Auslegung einer Regelung stark vereinfacht.

Die Realisierung dieser Entkopplung basierend auf den linearisierten dynamischen Systemgleichungen ist problematisch. Die Modulationssignale m_d' und m_q' müssten in die zwei Anteile stationär (o) und dynamisch (Δ) aufgeteilt werden. Die Übertragungsfunktionen d_1 und d_2 sollten dabei nur auf die dynamischen Anteile wirken. Die Übertragungsfunktionen d_1 und d_2



Figur 5.6: Dynamisches Verhalten der ideal entkoppelten offenen Regelstrecke. Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=30^\circ$. Arbeitspunkt der DC-Spannung $u_{DC0}=0.2pu$. Arbeitspunkt des durch den Kompensator (m_{do} und m_{qo}) einstellbaren Leitungsstromes $i_{2do}[\min...max]$ als Parameter ([grau...schwarz]).

selbst sind von den stationären Anteilen und in wesentlichem Masse auch von den Systemparametern R, L, C und G abhängig. Auf der anderen Seite steht die nichtlineare Realität, welche zudem von Anwendung zu Anwendung unterschiedlich aussieht. Die beschriebene Entkopplung basierend auf den linearisierten dynamischen Übertragungsfunktionen ist also für die praktische Anwendung ungeeignet und in dieser nicht vereinfachten Form nicht realisierbar.

Aus diesem Grunde wurde ein neuer, mehr pragmatischer Ansatz basierend auf den nichtlinearen, zeitabhängigen Differentialgleichungen (5.1) und (5.2) gewählt.

5.4.2 Praktische Entkopplung basierend auf den nichtlinearen Differentialgleichungen (nichtlineare Entkopplung)

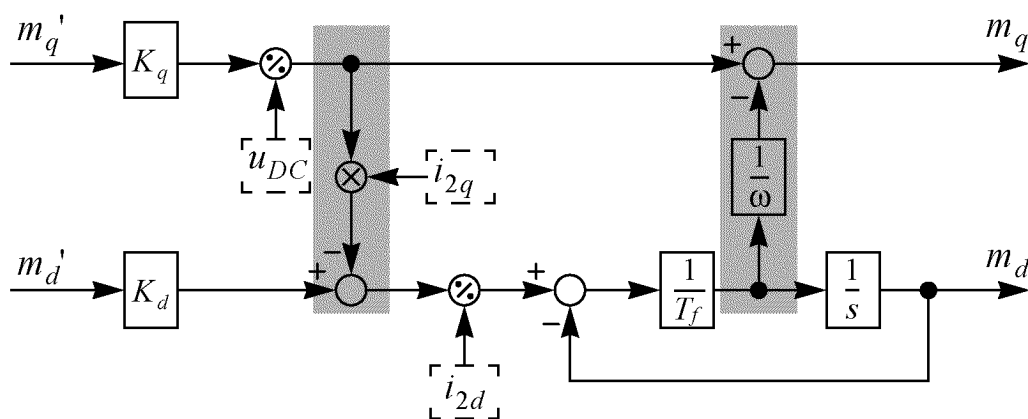
Ausgehend von den nichtlinearen Differentialgleichungen (5.1) und (5.2) lassen sich wie im Anhang B beschrieben die folgenden Entkopplungsgleichungen (5.33) und (5.34) herleiten. Dabei werden die Konstanten K_d und K_q - wie ebenfalls im Anhang B beschrieben - auf die Werte $K_d = I_N$ (Nennstrom) und $K_q = U_{DCmax}$ (maximale DC-Spannung) festgesetzt.

$$m_d = \frac{1}{i_{2d}} \left(K_d m_d' - \frac{i_{2q} K_q m_q'}{u_{DC}} \right) \quad (5.33)$$

$$m_q = \frac{K_q m_q'}{u_{DC}} - \frac{1}{\omega} \cdot \frac{dm_d}{dt} \quad (5.34)$$

In den Gleichungen (5.33) und (5.34) sind einerseits die ohmschen Verluste von Leitung und Kompensator, andererseits auch Terme mit untergeordneter Bedeutung vernachlässigt (siehe Anhang B). Die folgenden Untersuchungen zeigen, dass die gemachten Vereinfachungen die Funktionalität der Entkopplung nicht allzu stark beeinträchtigen. Die vereinfachten Entkopplungsgleichungen (5.33) und (5.34) sind nun aber nicht mehr von Systemparametern wie R , L , C und G abhängig und zudem relativ einfach implementierbar. Die einzige Schwierigkeit liegt in der Implementierung der Ableitung dm_d/dt in (5.34). Dieser Term ist für die dynamische Entkopplung des Systems von entscheidender Bedeutung und kann daher nicht vernachlässigt werden.

Eine mögliche Implementierung dieser Gleichungen ist in Figur 5.7 dargestellt.



Figur 5.7: Implementierung der nichtlinearen Entkopplung.

In dieser Implementierung ist das Signal m_d durch einen zusätzlichen Tiefpassfilter erster Ordnung gefiltert. Wählt man die Zeitkonstante T_f im Ver-

gleich zur Systemantwortzeit relativ klein, so hat dieser Tiefpass nur einen geringen Einfluss auf das dynamische Verhalten des Modulationssignals m_d . (Die Zeitkonstante T_f muss allerdings mindestens so gross gewählt werden wie die Abtastzeit des in der realen Anlage verwendeten Rechners.) Dieser Tiefpass liefert aber die erforderliche Ableitung dm_d/dt für die Entkopplung des Modulationssignals m_q .

Aus Figur 5.7 ist ersichtlich, dass die vom Regler kommenden Stellgrössen m_q' und m_d' direkt auf die Entkopplung gegeben werden können. Das ist eine wesentliche Vereinfachung gegenüber der linearen Entkopplung, wo die dynamischen Komponenten von den stationären Komponenten getrennt werden müssten.

Die beiden grau unterlegten Querverbindungen zwischen dem oberen m_q -Pfad und dem unteren m_d -Pfad bewirken die Entkopplung der beiden Regelstrecken voneinander. Diese Querverbindungen sind nur im dynamischen Fall wirksam. Die erste Querverbindung vom oberen m_q -Pfad zum unteren m_d -Pfad enthält eine Multiplikation mit der q-Komponente i_{2q} des Stromes i_2 , welche durch den PLL nur im dynamischen Fall ungleich Null ist. Die zweite Querverbindung vom unteren m_d -Pfad zum oberen m_q -Pfad beinhaltet die benannte Ableitung dm_d/dt des Modulationssignals m_d . Auch diese Komponente wird im stationären Fall zu Null.

Die in die Entkopplung einflussenden Grössen i_{2d} und u_{DC} sind sowohl im dynamischen als auch im stationären Fall wirksam. Während die beschriebenen Querverbindungen die Kopplungen zwischen den beiden Regelstrecken vermindern, bewirken die Terme K_q/u_{DC} bzw. K_d/i_{2d} die Entkopplung der Regelstrecken vom momentanen Arbeitspunkt der DC-Spannung u_{DC} bzw. des Leitungstromes i_{2d} .

Für die Regelung des Stromes i_{2d} bedeutet diese Entkopplung vom Arbeitspunkt, dass das Modulationssignal m_q gegenüber dem von der Regelung kommenden Stellsignal m_q' um so mehr verstärkt wird, je kleiner die momentane DC-Spannung u_{DC} ist. Mit anderen Worten gesagt bedeutet das, dass die Stromregelung für einen Sollwertschritt immer die gleiche Schrittantwort aufweist, unabhängig vom momentanen stationären Wert der DC-Spannung u_{DC0} . Lässt man einmal die dynamische Entkopplung ausser Acht, so ist die für die Stromregelung wichtige q-Komponente u_{kompq} der Kompensatorspannung u_{komp} unabhängig vom Arbeitspunkt der DC-Spannung u_{DC} .

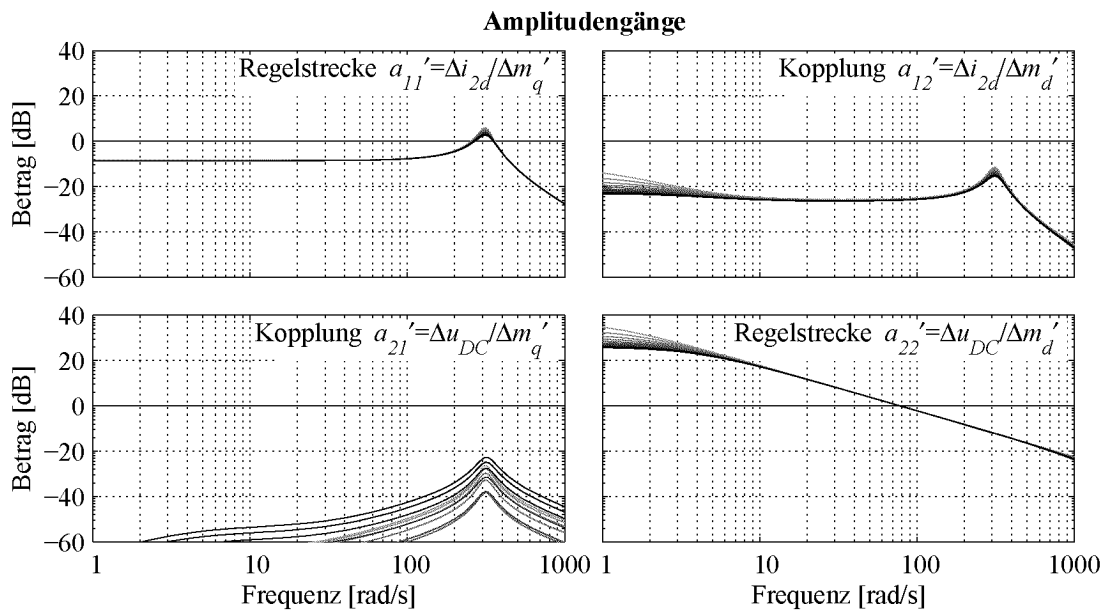
$$u_{kompq} = u_{DC0} \cdot m_q = K_q \cdot m_q' \quad (5.35)$$

Demgegenüber wird die Regelung der DC-Spannung u_{DC} vom Arbeitspunkt des Leitungstromes i_{2d} entkoppelt. Das soll bewirken, dass die DC-Span-

nungsregelung für einen Sollwertschritt immer die gleiche Schrittantwort aufweist, unabhängig vom momentan fließenden Leitungsstrom $I_{2o}=i_{2do}$. Lässt man wiederum die dynamische Entkopplung ausser Acht, so berechnet sich die für die DC-Spannungsregelung wichtige d-Komponente u_{kompd} der Kompensatorspannung u_{komp} mit Hilfe von (5.13) zu:

$$u_{kompd} = u_{DCo} \cdot m_d = \frac{u_{DCo}}{i_{2do}} \cdot K_d \cdot m_d' = \frac{m_{do}}{2G} \cdot K_d \cdot m_d' \quad (5.36)$$

Die d-Komponente u_{kompd} in (5.36) ist immer noch vom Arbeitspunkt m_{do} und dadurch gemäss (5.13) sowohl vom momentanen Leitungsstrom $I_{2o}=i_{2do}$ als auch von der momentanen DC-Spannung u_{DCo} abhängig. Die DC-Spannungsregelung ist durch die beschriebene Entkopplung folglich nicht so gut vom Arbeitspunkt des Stromes $I_{2o}=i_{2do}$ und der DC-Spannung u_{DCo} entkoppelt wie die Stromregelung. Wie stark der verbleibende Einfluss des Arbeitspunktes ist zeigen die folgenden Amplitudengänge der entkoppelten Übertragungsfunktionen.



Figur 5.8: Dynamisches Verhalten der nichtlinear entkoppelten offenen Regelstrecke. Arbeitspunkt der Leitung $\delta_o=30^\circ$. Arbeitspunkt der DC-Spannung $u_{DCo}=0.2pu$. Arbeitspunkt des durch den Kompensator (m_{do} und m_{qo}) einstellbaren Leitungsstromes $i_{2do}[\min...max]$ als Parameter ([grau...schwarz]).

Das dynamische Verhalten der nichtlinearen Entkopplung ist in Figur 5.8 veranschaulicht. Die Herleitung dieser wiederum linearisierten dynamischen Übertragungsfunktionen A' ist im Anhang B beschrieben. In Figur 5.8

ist das Übertragungsverhalten wiederum für die gleichen Arbeitspunkte dargestellt wie das Übertragungsverhalten der nicht entkoppelten Regelstrecken in Figur 5.4, nämlich für

- einen Arbeitspunkt der Leitung von $\delta_0=30^\circ$,
- eine DC-Spannung des Kompensators $u_{DC0}=0.2pu$,
- Leitungsstrom-Amplituden $I_{20}=i_{2do}$ zwischen dem an diesem Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=30^\circ$ mit der DC-Spannung $u_{DC0}=0.2pu$ erreichbaren minimalen und maximalen Strom $i_{2do}[\min;max]$,
- zur Erzielung von $I_{20}=i_{2do}$ nötige Steuersignale m_{do} und m_{qo} unter Einhaltung der genannten Bedingungen für die Grenzen des Regelbereiches.

Figur 5.8 zeigt den Einfluss der nichtlinearen, vereinfachten Entkopplung auf die Übertragungsfunktionen der offenen Regelstrecke:

- Die Entkopplung ist nicht ideal, es treten Kopplungen $a_{12}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_d'$ und $a_{21}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_q'$ zwischen den beiden Regelstrecken auf.
- Die Kopplungen $a_{12}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_d'$ und $a_{21}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_q'$ sind jedoch stark reduziert worden.
- Die Kopplung $a_{12}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_d'$ liegt jetzt ungefähr $20dB$ tiefer als ohne Entkopplung (a_{12}). Sie liegt nun auch über den ganzen Frequenzbereich mehr als $10dB$ tiefer als die Regelstrecke $a_{11}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_q'$.
- Die Kopplung $a_{21}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_q'$ ist stark reduziert und weist nun noch eine maximale Verstärkung von $-20dB$ bei der Resonanzfrequenz auf.
- Die Regelstrecken $a_{11}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_q'$ und $a_{22}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_d'$ sind nahezu unabhängig vom Leitungsstrom $I_{20}=i_{2do}$.
- Wie oben erwähnt bleibt bei der Regelstrecke $a_{22}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_d'$ der DC-Spannung im Gegensatz zur Regelstrecke $a_{11}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_q'$ des Leitungsstromes bei tiefen Frequenzen eine Abhängigkeit vom Arbeitspunkt des Leitungsstromes $I_{20}=i_{2do}$.

Die bisher dargestellten Amplitudengänge beschreiben das dynamische Verhalten der offenen Regelstrecke für den gesamten durch den Kompensator (m_{do} und m_{qo}) erreichbaren Bereich des Leitungsstromes $i_{2do}[\min\dots max]$. Sie sind aber immer im Nenn-Arbeitspunkt der Leitung ($\delta_0=30^\circ$) und für die Nenn-DC-Spannung des Kompensators ($u_{DC0}=0.2pu$) ausgeführt. Damit sind wohl die wichtigsten stationären Betriebspunkte beschrieben. Der Einfluss des Arbeitspunktes der Leitung, gegeben durch den Zwischenwinkel δ_0 zwischen den Endspannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 , sowie des Kompensators, gegeben durch die stationäre DC-Spannung u_{DC0} , wird nun noch durch die folgenden Darstellungen veranschaulicht.

5.4.3 Abhängigkeit der nichtlinear entkoppelten Regelstrecken vom Arbeitspunkt der DC-Spannung des Kompensators

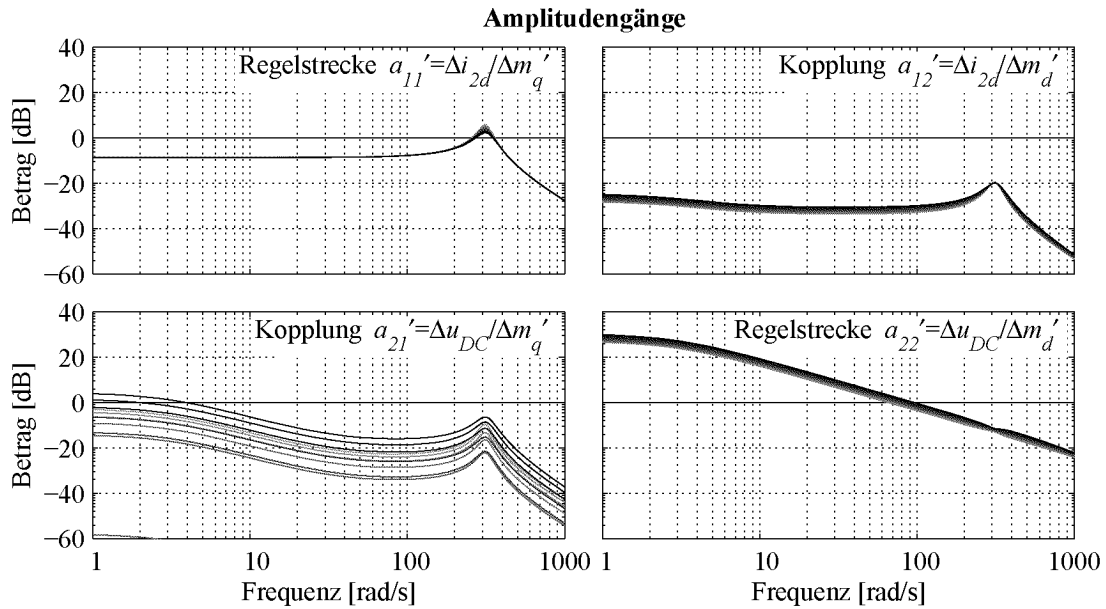
Die Figuren 5.9 und 5.10 zeigen die Amplitudengänge der Übertragungsfunktionen der nichtlinear entkoppelten Matrix A' für die Arbeitspunkte der DC-Spannung $u_{DC0}=0.1pu$ (50%) bzw. $u_{DC0}=0.02pu$ (10%).

- Die Kopplung $a_{12}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_d'$ nimmt ab, je weiter sich der Arbeitspunkt der DC-Spannung u_{DC0} vom Nennarbeitspunkt $K_q=0.2pu$ wegbewegt.
- Die Kopplung $a_{21}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_q'$ nimmt zu, je weiter sich der Arbeitspunkt der DC-Spannung u_{DC0} vom Nennarbeitspunkt $K_q=0.2pu$ wegbewegt.
- Die für die Regelungen wichtigen Übertragungsfunktion $a_{11}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_q'$ und $a_{22}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_d'$ werden durch den Arbeitspunkt der DC-Spannung u_{DC0} kaum beeinflusst.
- Wie oben erwähnt weist die Regelstrecke $a_{22}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_d'$ der DC-Spannung eine stärkere Abhängigkeit vom Arbeitspunkt der DC-Spannung u_{DC0} auf als die Regelstrecke $a_{11}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_q'$.

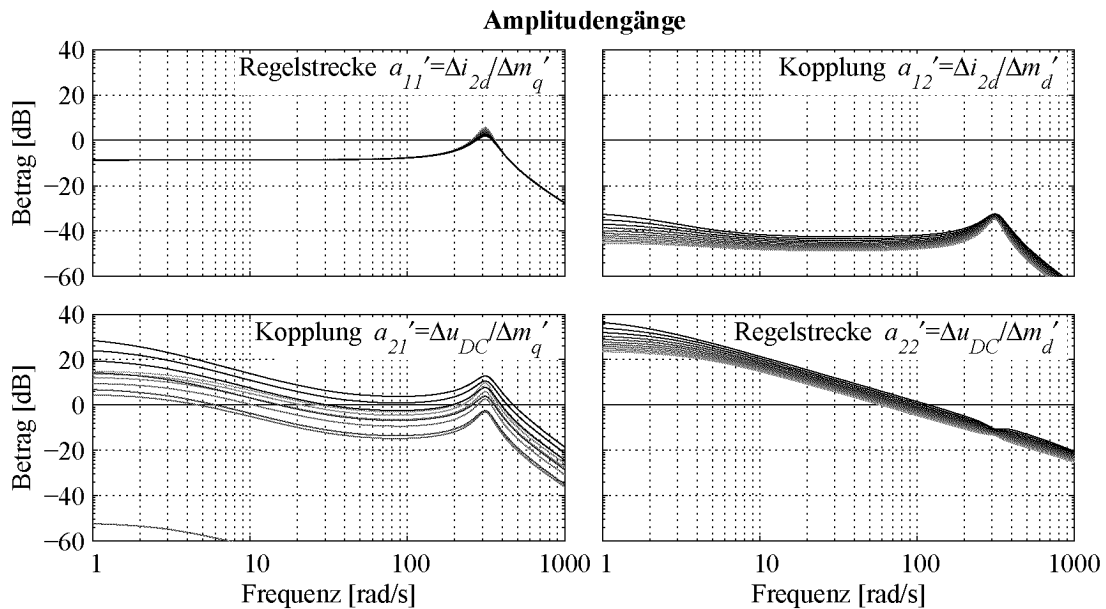
5.4.4 Abhängigkeit der nichtlinear entkoppelten Regelstrecken vom Arbeitspunkt der Leitung

Die Figuren 5.11 und 5.12 zeigen die Amplitudengänge der Übertragungsfunktionen der nichtlinear entkoppelten Matrix A' für die Arbeitspunkte der Leitung $\delta_0=15^\circ$ (50%) bzw. $\delta_0=5^\circ$ (17%).

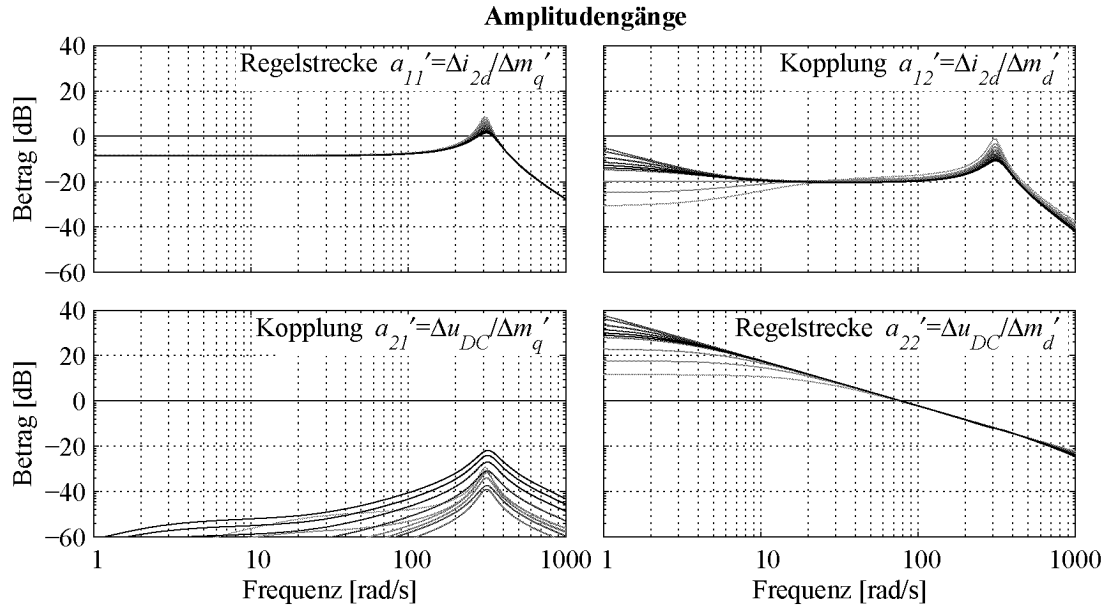
- Die Kopplung $a_{12}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_d'$ nimmt zu, je weiter sich der Arbeitspunkt der Leitung δ_0 und damit der Leitungsstrom $I_{20}=i_{2d0}$ vom Nennstrom $K_d=1pu$ wegbewegt.
- Die Kopplung $a_{21}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_q'$ bleibt für Arbeitspunkte mit kleinerem Zwischenwinkel δ_0 nahezu unverändert klein.
- Die für die Regelungen wichtigen Übertragungsfunktion $a_{11}'=\Delta i_{2d}/\Delta m_q'$ und $a_{22}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_d'$ werden durch den Arbeitspunkt der Leitung δ_0 kaum beeinflusst.
- Bei der Regelstrecke $a_{22}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_d'$ der DC-Spannung u_{DC} nimmt die Abhängigkeit vom Arbeitspunkt des Leitungsstromes $I_{20}=i_{2d0}$ für tiefe Frequenzen zu.



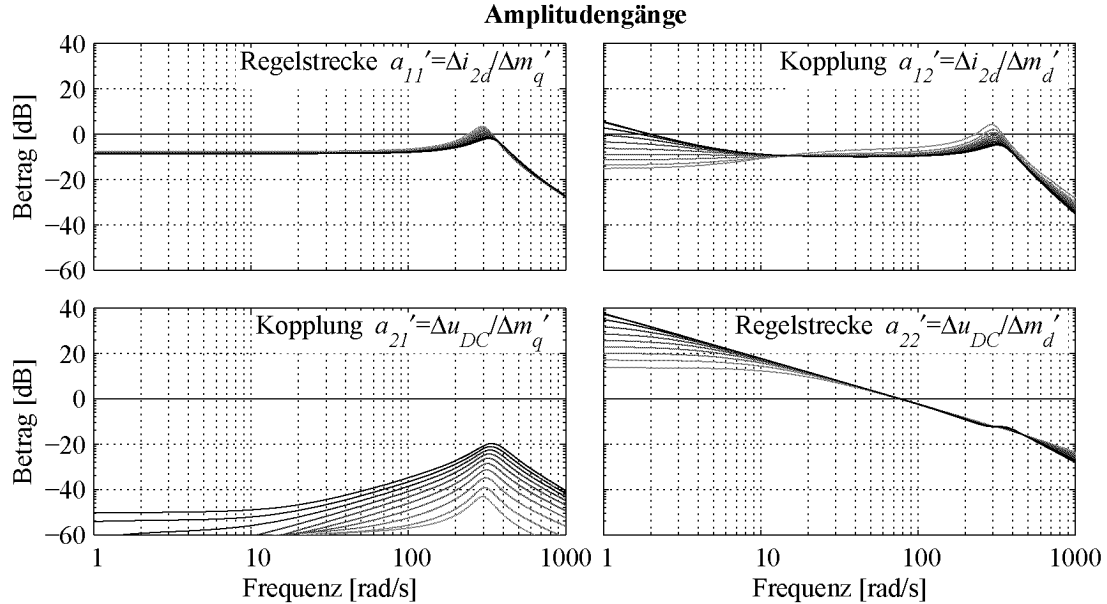
Figur 5.9: Dynamisches Verhalten der nichtlinear entkoppelten offenen Regelstrecke. Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=30^\circ$. Arbeitspunkt der DC-Spannung $u_{DC0}=0.1pu$ (50%). Arbeitspunkt des durch den Kompensator einstellbaren Leitungsstromes $i_{2do}[\min...max]$) als Parameter.



Figur 5.10: Dynamisches Verhalten der nichtlinear entkoppelten offenen Regelstrecke. Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=30^\circ$. Arbeitspunkt der DC-Spannung $u_{DC0}=0.02pu$ (10%). Arbeitspunkt des durch den Kompensator einstellbaren Leitungsstromes $i_{2do}[\min...max]$) als Parameter.



Figur 5.11: Dynamisches Verhalten der nichtlinear entkoppelten offenen Regelstrecke. Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=15^\circ$ (50%). Arbeitspunkt der DC-Spannung $u_{DC0}=0.2pu$. Arbeitspunkt des durch den Kompensator einstellbaren Leitungsstromes $i_{2do}[\min \dots \max]$ als Parameter.



Figur 5.12: Dynamisches Verhalten der nichtlinear entkoppelten offenen Regelstrecke. Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=5^\circ$ (17%). Arbeitspunkt der DC-Spannung $u_{DC0}=0.2pu$. Arbeitspunkt des durch den Kompensator einstellbaren Leitungsstromes $i_{2do}[\min \dots \max]$ als Parameter.

5.4.5 Fazit

Durch die nichtlineare Entkopplung kann das Übertragungsverhalten verbessert und die Auslegung der Regler erleichtert werden:

- Die Entkopplung ist einfach implementierbar.
- Die Entkopplung ist unabhängig von jeglichen Systemparametern wie Leitungsbeläge und Verluste von Leitung und Kompensator.
- Die Kopplungen zwischen den zwei Regelstrecken sind hinreichend reduziert.
- Die Regelstrecke für die Regelung der DC-Spannung erhält einen einfachen Tiefpasscharakter.
- Die Regelstrecken sind nahezu unabhängig vom Arbeitspunkt der Leitung und des Kompensators.
- Die Kopplungen nehmen zu, je weiter weg sich der momentane Arbeitspunkt vom Nennarbeitspunkt wegbewegt.

Die Entkopplungen der Regelstrecken vom Arbeitspunkt (K_d/i_{2do} und K_q/u_{DCo}) bewirken, dass das Übertragungsverhalten der Regelstrecken nahezu konstant bleibt, unabhängig vom momentanen Arbeitspunkt des Leitungsstromes ($I_{2o}=i_{2do}$) und der Kompensatorspannung (u_{DCo}). Gleichzeitig bewirkt diese Entkopplung vom Arbeitspunkt aber eine Zunahme der entsprechenden Kopplungen, sobald sich der Arbeitspunkt des Leitungsstromes $I_{2o}=i_{2do}$ und der DC-Spannung u_{DCo} von den Nenn-Arbeitspunkten $K_d=I_N$ bzw. $K_q=U_{DCmax}$ wegbewegt. Vor allem die Kopplung $a_{21}'=\Delta u_{DC}/\Delta m_q'$ vom Stellsignal des Stromes $\Delta m_q'$ auf die DC-Spannung Δu_{DC} wird bei kleinen Arbeitspunkten der DC-Spannung u_{DCo} wesentlich erhöht.

Wie sich aber durch die folgenden Simulationen zeigen wird, sind die Kopplungseffekte auch ohne Entkopplung relativ gering und können durch die vorgestellte nichtlineare Entkopplung hinreichend reduziert werden. Zudem sind Sollwertänderungen bei Leistungsflussregelung in Hochspannungsleitungen in der Realität sehr langsam im Vergleich zu den hier simulierten Sollwertänderungen. Dadurch werden die dynamischen Kopplungen zwischen den Regelstrecken vernachlässigbar klein.

5.5 Entkoppelte Regelung von Leitungsstrom und DC-Spannung

In den vorangegangenen Kapiteln 5.3 und 5.4 ist das grundlegende Regelungsprinzip der entkoppelten Regelung von Leitungsstrom und DC-Spannung mittels Blind- bzw. Wirkleistungsbezug aus der Leitung aufgezeigt worden. In Figur 5.13 ist die einfachste Implementation dieser Regelung für das vereinfachte Modell von Figur 5.1 dargestellt. Zur Regelung werden grundsätzlich folgende Messgrößen verwendet:

- der Leitungsstrom i_2
- die DC-Spannung u_{DC}

Bei einem mehr-phasigen System und bei einem realen Kompensator bestehend aus mehreren seriegelagerten WR-Brücken müssen dementsprechend die Phasenströme jeder Phase und die DC-Spannungen jeder WR-Brücke gemessen werden. Das in der Folge beschriebene Regelungsverfahren für das einphasige Modell von Figur 5.1 ist einfach auf ein mehr-phasiges Übertragungssystem und auf eine Konfiguration mit mehreren seriegelagerten WR-Brücken übertragbar.

5.5.1 Funktionsweise

Bei der entkoppelten Regelung können Leitungsstrom i_2 und DC-Spannung u_{DC} unabhängig voneinander eingestellt werden. In der Regel wird die DC-Spannung u_{DC} dabei auf ihren Maximalwert u_{DCmax} gehalten, während die Stromregelung den Leitungsstrom i_2 in dem mit dieser DC-Spannung und mit den gegebenen Verlusten des Kompensators möglichen Regelbereich auf den von der übergeordneten Netzregelung gewünschten Sollwert regelt.

Referenzsystem

Dazu muss wie in Figur 5.13 gezeigt der gemessene Leitungsstrom i_2 auf einen PLL geführt werden. Dieser PLL liefert ein Strom-phasensynchrones Referenzsystem. Dieses Referenzsystem dient einerseits zur Bildung der Zeigergrößen (1ph-d/q) aus dem gemessenen Phasenstrom i_2 selbst, wodurch die Strom-d-Komponente $I_{2o}=i_{2do}$ im stationären Fall gerade der zu regelnden Stromamplitude I_{2o} entspricht. Andererseits dient das Referenzsystem zur Bildung der Steuerspannung u_{st}' aus den Modulationssignalen m_d und m_q , wodurch die Modulationssignale m_{do} und m_{qo} im stationären Fall gerade Wirk- und Blindanteil der Kompensatorspannung u_{kompo} festlegen. Im einphasigen Fall sind sowohl der PLL als auch die Phasen-Zeigerumwandlung mit einer zeitlichen Verzögerung verbunden (vgl. Anhang C).

Stromregelung

Die nun vorhandene d-Komponente des Leitungsstromes i_{2d} wird auf einen I-Regler geführt, welcher als Ausgang das nicht entkoppelte Stellsignal m_q' liefert. Durch einen 'Anti-Reset-Windup' (ARW) wird dieses Signal innerhalb der erlaubten Grenzen von ± 1 gehalten. (In einem weiteren Schritt müssen diese Grenzen an den Arbeitspunkt des Kompensators angepasst werden. Vgl. dazu Kapitel 5.7.1). Der I-Regler wurde mit Hilfe der Übertragungsfunktion a_{11}' der offenen Regelstrecke in Figur 5.8 so ausgelegt, dass die Durchtrittskreisfrequenz ω_D der geregelten offenen Regelstrecke auf 20rad/s zu liegen kommt.

DC-Spannungsregelung

Die gemessene DC-Spannung u_{DC} muss für die Regelung zuerst gefiltert werden. Zur Filterung der 100Hz Pulsation wird ein 'Moving Average' Filter mit einer Zeitkonstante von 10ms verwendet (siehe Anhang C). Die gefilterte DC-Spannung u_{DCf} wird dann auf einen PI-Regler geführt. Das Ausgangssignal des Reglers ist das nicht entkoppelte Stellsignal m_d' , welches wiederum durch einen ARW auf ± 1 begrenzt ist. Der PI-Regler wurde mit Hilfe der Übertragungsfunktion a_{22}' der offenen Regelstrecke in Figur 5.8 so ausgelegt, dass die Durchtrittskreisfrequenz ω_D der geregelten offenen Regelstrecke auf 30rad/s zu liegen kommt.

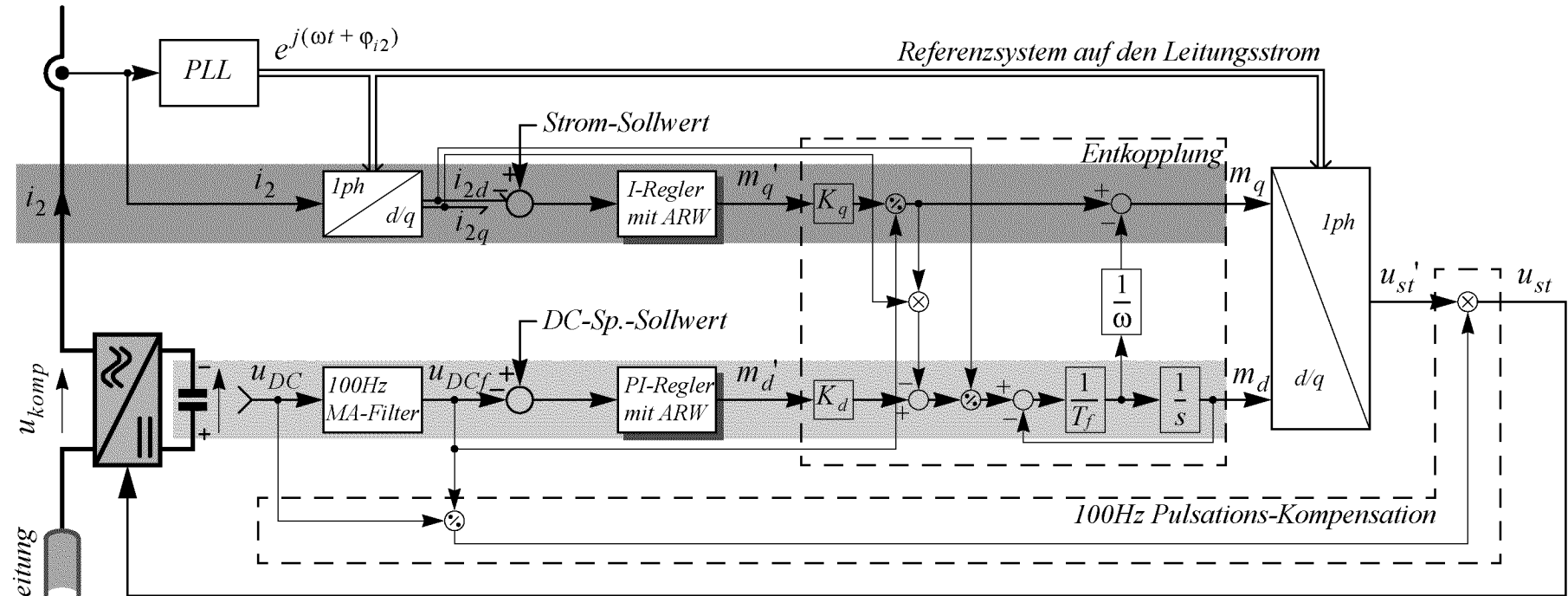
Kompensation der DC-Spannungs 100Hz Pulsation

Aus den beiden Stellsignalen m_q' von der Stromregelung und m_d' von der DC-Spannungsregelung entstehen nach der in Kapitel 5.4.2 bereits beschriebenen Entkopplung die Modulationssignale m_q und m_d . Diese werden dann wie oben beschrieben mittels des Referenzsystems in eine Steuerspannung u_{st}' umgewandelt. Auf diese Steuerspannung u_{st}' wirkt schliesslich die Kompensation der 100Hz -Pulsation der DC-Spannung. Die kompensierte Steuerspannung u_{st} berechnet sich aus der nicht kompensierten Steuerspannung u_{st}' mit Hilfe der ungefilterten DC-Spannung u_{DC} und der gefilterten DC-Spannung u_{DCf} wie folgt:

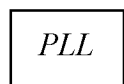
$$u_{st} = u_{st}' \cdot \frac{u_{DCf}}{u_{DC}} \quad (5.37)$$

Diese Kompensation der 100Hz -Pulsation der DC-Spannung hat einen Einfluss auf den möglichen Aussteuerbereich des Kompensators. Hier wurde dieser Einfluss der Einfachheit halber vernachlässigt, die Stellsignale m_d' und m_q' wurden fest auf ± 1 begrenzt. Die adaptive vom Arbeitspunkt abhängige Begrenzung dieser Stellsignale ist in Kapitel 5.7.1 näher beschrieben.

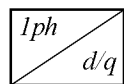
Figur 5.13: Entkoppeltes Regelungsverfahren zur unabhängigen Regelung des Leitungsstromes i_2 mittels Blindleistungs- und der DC-Spannung u_{DC} mittels Wirkleistungsbezug aus der Leitung.



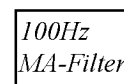
Legende: (vgl. dazu auch Anhang C)



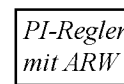
Einphasiger PLL: Bestimmung des Referenzsystems (mit zeitlicher Verzögerung verbunden).



Bestimmung eines Zeigers aus einer einphasigen Grösse (mit zeitlicher Verzögerung verbunden).



'Moving Average'-Filter zur Filterung der 100Hz Pulsation auf der DC-Spannung u_{DC} .



Proportional/Integral Regler mit 'Anti Reset Windup' Der ARW begrenzt m_q' bzw. m_d' auf ± 1 .

5.5.2 Computersimulation: Vergleich der entkoppelten mit der nicht entkoppelten Regelung

In Figur 5.14 ist eine Computersimulation mit dem beschriebenen entkoppelten Regelungsverfahren gezeigt. Grau im Hintergrund ist eine Simulation ohne das Entkopplungsnetzwerk abgebildet ($m_d=m_d'$ bzw. $m_q=m_q'$ in Figur 5.13). Die vier Plots stellen folgende Kurvenverläufe dar:

- Leitungsstrom i_2 , seine d-Komponente i_{2d} und sein Sollwert (gestrichelt)
- DC-Spannung u_{DC} und ihr Sollwert (gestrichelt)
- Modulationssignale m_d und m_q
- eingespeiste Kompensatorspannung u_{komp}

Der Arbeitspunkt der Leitung beträgt $\delta_0=30^\circ$. In diesem Arbeitspunkt fließt ohne Kompensatoreinwirkung Nennstrom ($I_{2o}=i_{2do}=1pu$) durch die Leitung.

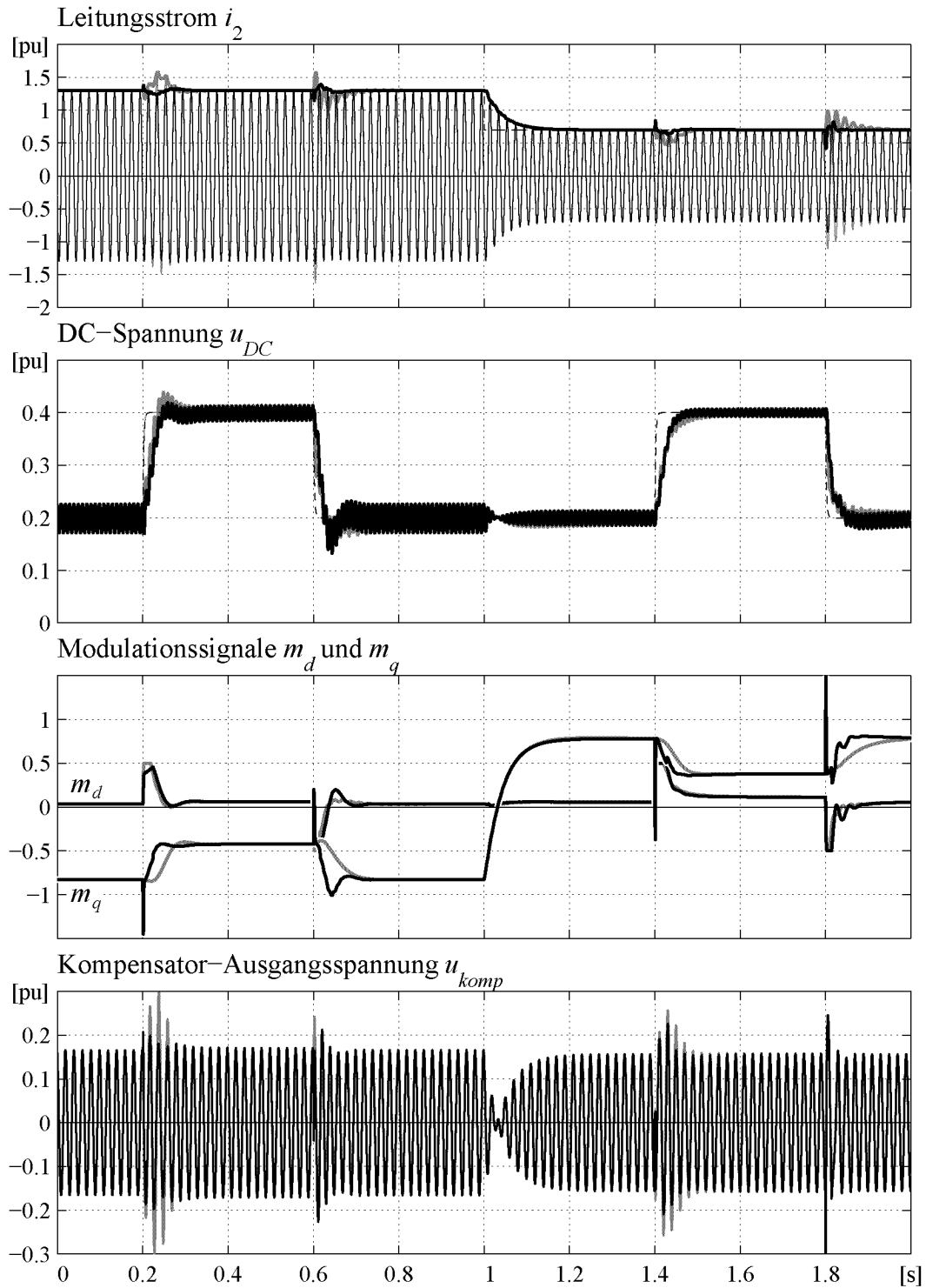
Der Sollwert des Leitungsstromes i_{2d} im ersten Plot wird beim Zeitpunkt 1s von $0.7pu$ auf $1.3pu$ gesetzt. Der Kompensator regelt den Leitungsstrom i_{2d} indem er vom induktivem zum kapazitiven Betrieb wechselt. Wie das Modulationssignal m_q im dritten Plot zeigt, muss er dabei nicht voll (± 1) angesteuert werden.

Gleichzeitig wird der Sollwert der DC-Spannung u_{DC} im zweiten Plot je einmal im induktiven und einmal im kapazitiven Betrieb von $0.2pu$ auf den doppelten Wert von $0.4pu$ gestellt und zurück. Die DC-Spannung u_{DC} folgt dabei dem Sollwert mitsamt ihrer 100Hz Pulsation.

Diese Sollwertvorgaben wurden gewählt, um die Funktionalität der entkoppelten Regelung gegenüber der nicht entkoppelten Regelung aufzuzeigen. In der Realität werden einerseits nicht so schnelle Sollwertänderungen des Leitungsstromes i_{2d} auftreten, andererseits wird die DC-Spannung u_{DC} mit diesem Regelungsverfahren konstant auf ihren dimensionierten Maximalwert ($U_{DCmax}=0.2pu$) gehalten werden.

Figur 5.14 zeigt einerseits, dass die Kopplung der DC-Spannung u_{DC} auf den Leitungsstrom i_2 bei den Sollwertschritten der DC-Spannung auch ohne Entkopplung relativ klein sind. Durch das Entkopplungsnetzwerk können sie zusätzlich vermindert werden. Andererseits ist ersichtlich, dass die Kopplung vom Strom i_{2d} auf die DC-Spannung u_{DC} beim Sollwertschritt des Stromes nahezu vernachlässigbar ist. Dieser Kopplungseffekt ist also für die Regelung nicht gefährlich, zumal in der Realität im Nennbetrieb nie so schnelle Sollwertänderungen des Leitungsstromes auftreten werden.

Die Modulationssignale m_d und m_q im dritten Plot zeigen wie die Regelung funktioniert: während das Modulationssignal m_q vorwiegend für die Einstellung des Leitungsstromes i_{2d} verantwortlich ist bewirkt das Modulationssignal m_d einen kurzzeitigen Wirkleistungsfluss in die DC-Kapazität C und



Figur 5.14: Simulation des entkoppelten Regelungsverfahrens. Grau im Hintergrund eine Simulation der Regelung ohne Entkopplungsnetzwerk ($m_d=m_d'$ bzw. $m_q=m_q'$). Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=30^\circ$ (Nennarbeitspunkt der Leitung). Die Sollwerte von Leitungsstromamplitude I_2 und DC-Spannung u_{DC} sind gestrichelt eingezeichnet.

stellt dadurch die DC-Spannung u_{DC} ein. Im stationären Fall muss das Modulationssignal m_{do} nur die Verluste des Kompensators (G) decken und ist in diesem Arbeitspunkt der Leitung ($\delta_o=30^\circ$) daher nahezu Null.

Die Modulationssignale m_d und m_q im dritten Plot und die Kompensatorspannung u_{komp} im vierten Plot zeigen auch, dass durch die Entkopplung nur kurzzeitig übermoduliert wird. Im stationären Fall bleiben die Modulationssignale innerhalb der vorgegebenen Grenzen.

5.6 Regelung des Leitungsstromes mit Anpassung der DC-Spannung

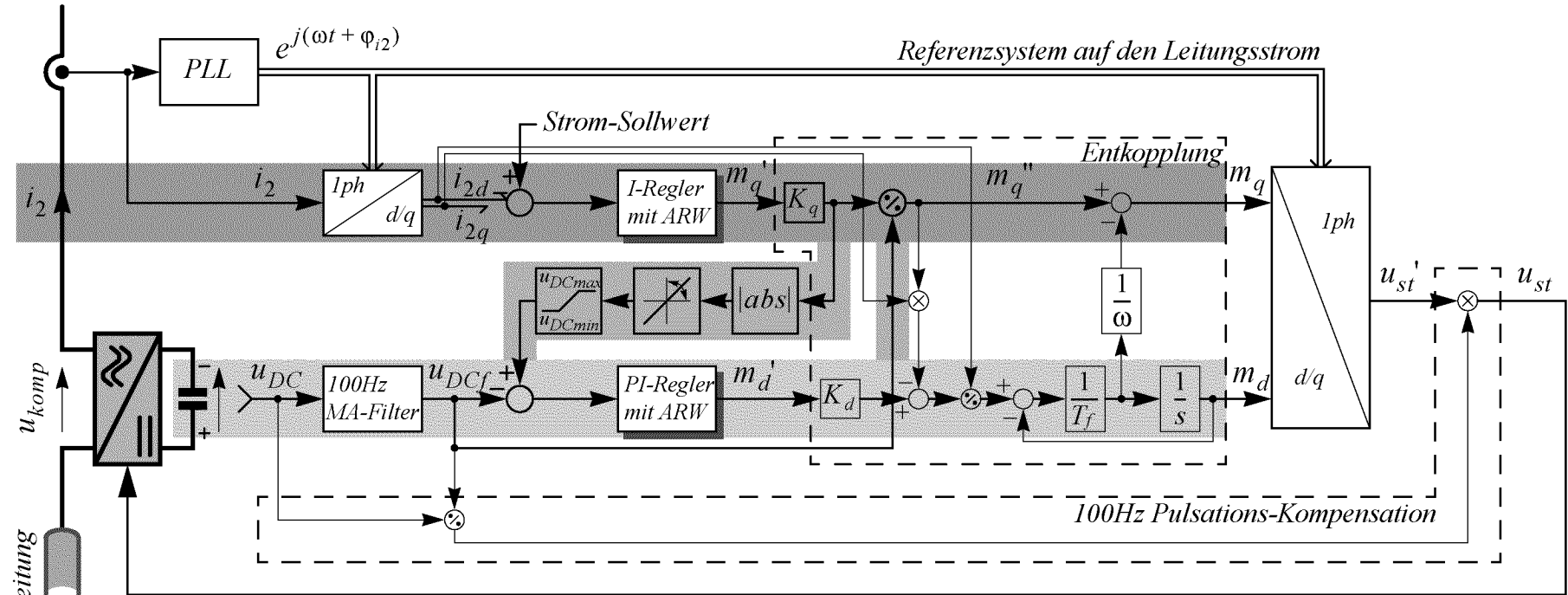
Verwendet man das in Kapitel 5.5 erläuterte entkoppelte Regelungsverfahren, so wird im Normalfall die DC-Spannung u_{DC} über das Modulationssignal m_d auf ihren Maximalwert U_{DCmax} gehalten, während die Stromregelung über das Modulationssignal m_q den Strom durch die Leitung in dem mit dieser konstanten DC-Spannung $u_{DC}=U_{DCmax}$ möglichen Bereich regelt.

Je nachdem wo und zu welchem Zweck der Kompensator eingesetzt wird arbeitet er aber nicht dauernd an der Grenze seiner Dimensionierung, sondern irgendwo zwischen maximal induktivem und maximal kapazitiven Betrieb. Sollwertänderungen des Leitungsstromes i_{2d} sind zudem wie oben erwähnt in Übertragungssystemen hoher Leistung sehr langsam. Darum ist es sinnvoll, die DC-Spannung u_{DC} nicht auf ihren Maximalwert zu halten, sondern sie an die momentan erforderliche Ausgangsspannung des Kompensators anzupassen. Eine tiefere DC-Spannung u_{DC} bedeutet:

- Reduktion der Verluste des Kompensators
- Reduktion der eingespeisten Harmonischen
- Erweiterung des Regelbereiches für Arbeitspunkte der Leitung mit kleinem Leistungsfluss

Diese Vorteile werden im zweiten Teil dieses Kapitels genauer aufgezeigt. Die DC-Spannung u_{DC} kann nicht beliebig klein gemacht werden. Sie muss einen minimalen positiven Betrag aufweisen, damit die Funktionalität der Wechselrichter gewährleistet ist. Zudem muss die 100Hz-Pulsation berücksichtigt werden, welche der DC-Spannung u_{DC} überlagert ist. Aus diesen Gründen kann die DC-Spannung u_{DC} nur zwischen einem minimalen Wert u_{DCmin} und einem maximalen Wert u_{DCmax} variiert werden. Der maximale Wert u_{DCmax} ist durch die Dimensionierung des Kompensators gegeben.

Figur 5.15: Regelungsverfahren zur Regelung des Leitungsstromes i_2 mit Anpassung der DC-Spannung u_{DC} auf den minimal dafür nötigen und möglichen Wert.



Legende: (weitere Blöcke sind bereits in Figur 5.13 erläutert)



Absolutwertbildner für den Sollwert der DC-Spannung u_{DC} . DC-Spannung u_{DC} muss immer positiv sein.



Begrenzt die An-/Abstiegsgeschwindigkeit des Sollwertes der DC-Spannung u_{DC} .



Begrenzt den Sollwert der DC-Spannung u_{DC} zwischen dem minimalen Wert u_{DCmin} und dem maximalen Wert u_{DCmax} .

5.6.1 Funktionsweise

In Figur 5.15 ist das Regelungsverfahren dargestellt, welches genau diese Zielsetzung verfolgt. Gegenüber dem Verfahren von Figur 5.13 wird der Sollwert der DC-Spannung u_{DC} nicht von aussen vorgegeben, sondern ist an die Stromregelung gekoppelt. Die Entkopplung der Stromregelung vom Arbeitspunkt der DC-Spannung K_q/u_{DC} wird darüber hinaus als Teil der Funktionalität dieses Regelungsverfahrens genutzt.

Der Stromregler liefert nach wie vor ein Stellsignal m_q' , welches zwischen ± 1 beschränkt ist und dem gewünschten Aussteuerungsgrad des Kompensators entspricht. Dieses Stellsignal m_q' wird nun aber nicht nur nach der Entkopplung auf den Modulator gegeben, sondern wird (mit der konstanten K_q skaliert) zwischen den besagten positiven Grenzen u_{DCmin} und u_{DCmax} als Sollwert der DC-Spannungsregelung zugeführt. Durch die Arbeitspunkt-Entkopplung K_q/u_{DC} bleibt das Stellsignal m_q'' solange auf dem Maximalwert wie der Sollwert der DC-Spannung u_{DC} zwischen den Grenzen u_{DCmin} und u_{DCmax} liegt, solange also, bis die DC-Spannung u_{DC} ihren Minimalwert u_{DCmin} erreicht hat. Mathematisch lässt sich das folgendermassen erklären (der Begrenzer der An-/Abstiegsgeschwindigkeit wird dabei im Moment noch vernachlässigt).

$$m_q'' = \frac{K_q}{u_{DC}} \cdot m_q' \quad (5.38)$$

Falls der Absolutwert des DC-Spannungssollwertes $|K_q \cdot m_q'|$ zwischen den Grenzwerten u_{DCmin} und u_{DCmax} liegt und die DC-Spannungsregelung als sehr schnell angenommen wird, gilt:

$$u_{DC} = |K_q \cdot m_q'| \Big|_{(u_{DCmin} \leq |K_q \cdot m_q'| \leq u_{DCmax})} \quad (5.39)$$

Für das Arbeitspunkt-kompensierte Stellsignal m_q'' ergibt sich somit in diesem Bereich $u_{DCmin} \leq |K_q \cdot m_q'| \leq u_{DCmax}$, wo die DC-Spannung u_{DC} nicht minimal ist:

$$\begin{aligned} m_q'' &= \frac{K_q \cdot m_q'}{|K_q \cdot m_q'|} \Big|_{(u_{DCmin} \leq |K_q \cdot m_q'| \leq u_{DCmax})} = \\ &= \pm 1 \Big|_{(u_{DCmin} \leq |K_q \cdot m_q'| \leq u_{DCmax})} \end{aligned} \quad (5.40)$$

Die Begrenzung der An-/Abstiegsgeschwindigkeit bei der Sollwertvorgabe der DC-Spannung $|K_q \cdot m_q'|$ ist aus zweierlei Hinsicht wichtig. Einerseits könnte die bereits auf einem minimalen Wert liegende DC-Spannung u_{DC} durch zu schnelle Sollwertänderungen und der überlagerten 100Hz-Pulsa-

tion einen zu tiefen, für den Betrieb des Wechselrichters nicht zulässigen Wert annehmen. Andererseits können durch die Begrenzung der Geschwindigkeit, mit der sich die DC-Spannung u_{DC} ändern kann, schnelle Sollwertänderungen des Leitungsstromes i_{2d} von maximal induktivem zu maximal kapazitivem Betrieb nahezu ohne eine DC-Spannungsanpassung durchgeführt werden. Dadurch bleibt die Regelgeschwindigkeit auch bei diesem Regelungsverfahren hoch. Die Funktionsweise dieses Regelungsverfahrens wird anhand einer Computersimulation näher erläutert.

5.6.2 Computersimulation: Vergleich der beiden Regelungsverfahren mit konstant maximaler und mit angepasster DC-Spannung

In Figur 5.16 ist eine Simulation des Regelungsverfahrens mit angepasster DC-Spannung dargestellt. Grau im Hintergrund ist eine Simulation mit dem im vorangegangenen Kapitel beschriebenen entkoppelten Regelungsverfahren mit konstanter DC-Spannung dargestellt. Es sind die gleichen Grössen dargestellt wie in Figur 5.14.

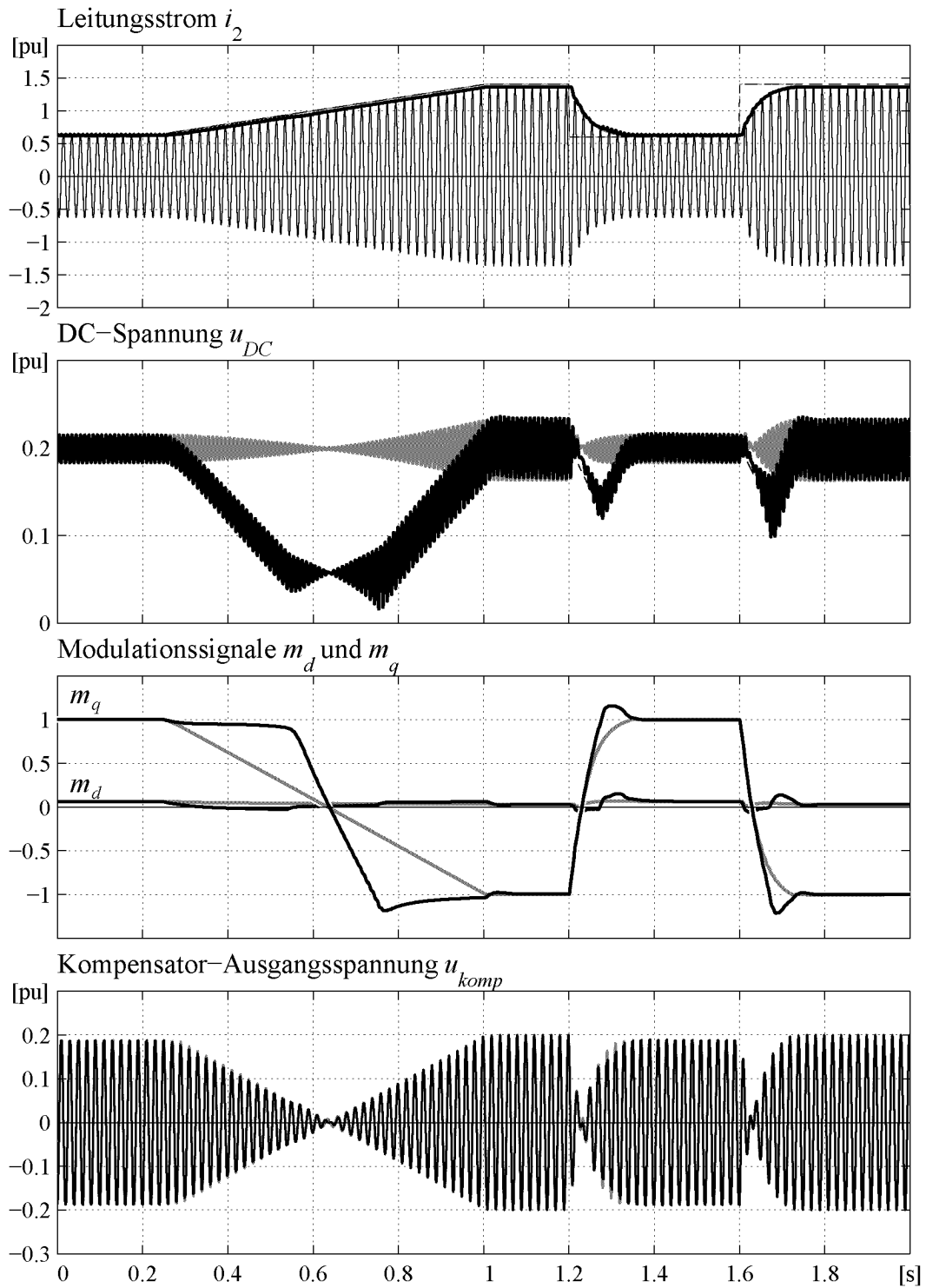
Der Stromsollwert im ersten Plot wird in der ersten Hälfte der Simulation von einem bei diesem Arbeitspunkt der Leitung ($\delta_0=30^\circ$) minimalen Strom i_{2d} von ca. $0.6pu$ langsam auf einen maximalen Strom i_{2d} von $1.4pu$ gesteigert. In der zweiten Hälfte der Simulation sind zwei Sollwertschritte von maximalem zu minimalem bzw. von minimalem zu maximalem Strom i_{2d} durchgeführt. Der maximale Regelbereich des Stromes i_{2d} von $0.6pu$ bis $1.4pu$ ist erstaunlich gross wenn man bedenkt, dass der Kompensator nur mit $0.2pu$ im Vergleich zur Nennleistung der Leitung dimensioniert ist. (Allerdings muss hier angemerkt werden, dass das verwendete Modell von Figur 5.1 nur die Leitungsimpedanz, nicht aber die angeschlossenen Transformator-Streuinduktivitäten mitberücksichtigt.)

Um den langsamen Anstieg des Leitungsstromes i_{2d} zu regeln muss der Kompensator kontinuierlich von maximal induktivem zu maximal kapazitivem Betrieb durchsteuern. Dabei wird die DC-Spannung u_{DC} langsam auf den minimalen Wert u_{DCmin} hinuntergeregelt, welcher hier auf $u_{DCmin}=30\% \cdot u_{DCmax}$ der maximalen DC-Spannung $u_{DCmax}=U_{DCmax}$ festgelegt worden ist. Bei diesem minimalen Wert u_{DCmin} angelangt wird die DC-Spannung u_{DC} konstant gehalten, was bewirkt, dass nun das Stellsignal m_q nicht mehr konstant bleibt, sondern vom maximalen induktiven Wert +1 auf den maximalen kapazitiven Wert -1 durchgesteuert wird. Das ist anhand des dynamisch entkoppelten Modulationssignales m_q im dritten Plot sichtbar. Ist der maximal kapazitive Wert für m_q (-1) erreicht, so wird die DC-Spannung u_{DC} wieder kontinuierlich auf ihren Maximalwert U_{DCmax} gesteigert. Der Leitungsstrom i_{2d} im ersten Plot wird durch beide Verfahren gleich gut

geregelt. Beim Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} kann die DC-Spannung jedoch zwischenzeitlich auf 30% ihres maximalen Wertes reduziert werden. Arbeitet der Kompensator längere Zeit in einem Arbeitspunkt, in dem der Betrieb mit reduzierter oder gar minimaler DC-Spannung u_{DC} möglich ist, so können die Verluste des Kompensators wesentlich reduziert werden. Auf die Vorteile dieses Regelungsverfahrens geht das nächste Unterkapitel näher ein.

Im zweiten Teil der Simulation von Figur 5.16 sind zwei schnelle Sollwert-schritte des Leitungsstromes i_{2d} durchgeführt. Auch hier ist kein Unterschied zwischen der Regelung des Leitungsstromes i_{2d} mittels des Verfahrens mit konstanter und mit angepasster DC-Spannung u_{DC} im ersten Plot sichtbar. Die Regelgeschwindigkeit des Leitungsstromes i_{2d} ist auch mit dem Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} nicht beeinträchtigt. Das ist in wesentlichem Masse auf die Begrenzung der An-/Abstiegsgeschwindigkeit des DC-Spannungssollwertes zurückzuführen. Diese Begrenzung ist eingeführt worden, damit die angepasste DC-Spannung u_{DC} nicht durch zu schnelle Sollwertänderungen und durch die 100Hz Pulsation transient auf zu tiefe Werte absinkt. Bei schnellen Sollwertänderungen des Leitungsstromes i_{2d} von maximal induktivem zu maximal kapazitivem Betrieb ist die DC-Spannung u_{DC} am Anfang und am Ende des schnellen Stromschrittes maximal. Daher macht es keinen Sinn, die DC-Spannung u_{DC} für einen solchen Sollwertschritt ebenfalls schnell anzupassen. Sie erreicht bei diesen schnellen Sollwertschritten des Stromes i_{2d} also nicht den minimalen Wert, sondern bleibt relativ hoch. Dies bewirkt schlussendlich, dass die Regelgeschwindigkeit der Stromregelung nicht beeinträchtigt wird. Im dritten Plot sind die Modulationssignale m_d und m_q dargestellt. Es ist hier ersichtlich, wie beim Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung das Modulationssignale m_q beim langsamen Übergang von induktivem zu kapazitivem Betrieb in der ersten Hälfte der Simulation im Vergleich zum Regelungsverfahren mit konstanter DC-Spannung nur in einem relativ kurzen Zeitbereich von +1 auf -1 wechselt und dadurch viel länger auf dem maximalen Wert bleibt. Das Modulationssignal m_d nimmt dementsprechend beim Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung zwischenzeitlich höhere Werte ein, um die DC-Spannung u_{DC} anzupassen, als beim entkoppelten Regelungsverfahren mit konstanter DC-Spannung.

Der simulierte Kurzzeitmittelwert der Kompensatorspannung u_{komp} im vierten Plot ist bei beiden Methoden identisch. Berücksichtigt man auch die Taktung, so kann eine Reduktion der eingespeisten Harmonischen beim Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} festgestellt werden. Das wird im nächsten Unterkapitel näher veranschaulicht.



Figur 5.16: Simulation des Regelungsverfahrens mit angepasster DC-Spannung. Grau im Hintergrund eine Simulation des entkoppelten Regelungsverfahrens mit konstanter, maximaler DC-Spannung. Arbeitspunkt der Leitung $\delta_0=30^\circ$ (Nennarbeitspunkt).

5.6.3 Vorteile der Anpassung der DC-Spannung gegenüber der konstant maximalen DC-Spannung

In diesem Kapitel wird das eben beschriebene Regelungsverfahren mit Anpassung der DC-Spannung verglichen mit dem entkoppelten Regelungsverfahren mit konstanter DC-Spannung, und zwar bezüglich folgender Eigenschaften:

- Verlustleistung des Kompensators
- Oberschwingungsbelastung des Leitungsstromes
- Stationärer Regelbereich des Leitungsstromes

Die Verlustleistung des Kompensators ist von Anwendung zu Anwendung verschieden und hängt darüber hinaus von ganz unterschiedlichen Parametern ab. Der Vergleich der Verlustleistung basiert daher auf einer Annahme von 4% Gesamtverlustleistung des Kompensators bezogen auf die Nennleistung des Kompensators bei einem konstanten Leitungsstromes $I_2=1pu$. Darüber hinaus wurde angenommen, dass sich diese Verlustleistung je zur Hälfte in DC-Spannungsabhängige Schaltverluste und in Leitungsstromabhängige Leitverluste unterteilt.

Für die Berechnung der Oberschwingungsbelastung des Leitungsstromes i_2 ist der THD_{I_2} -Wert aus Kapitel 4.1.5a) verwendet worden, und zwar für die Konfiguration mit $X=6$ seriegeschalteten WR-Brücken wie sie in Kapitel 3.1 beschrieben ist. Die minimale Grenze für die DC-Spannung u_{DC} wurde wiederum auf $u_{DCmin}=30\%U_{DCmax}$ festgelegt.

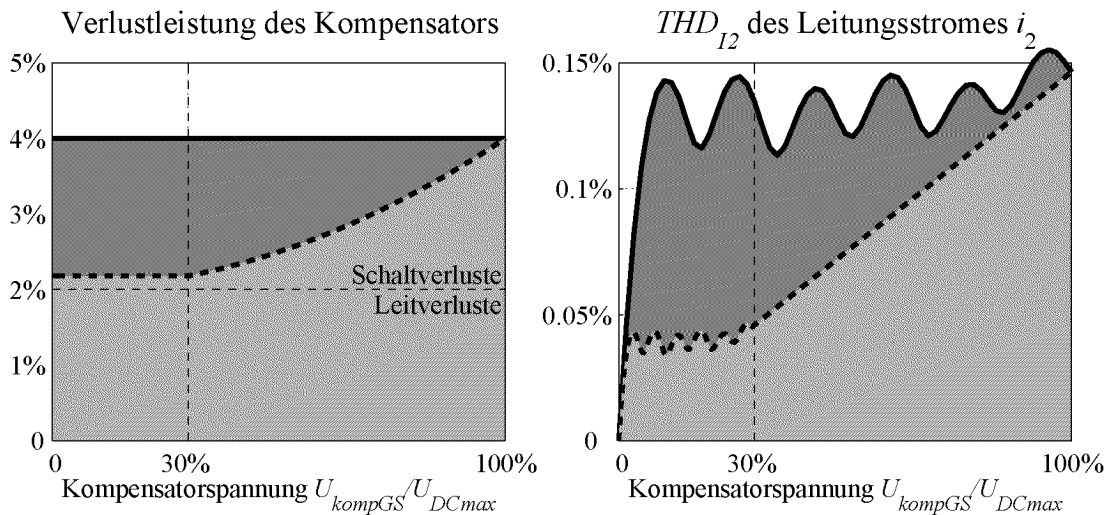
Verlustleistung des Kompensators

In Figur 5.17 links ist die Verlustleistung des Kompensators bezogen auf die Nennleistung des Kompensators in Abhängigkeit der eingebrachten Kompensatorspannungsamplitude aufgetragen. Die Verlustleistung bei Verwendung des Regelungsverfahrens mit angepasster DC-Spannung u_{DC} (gestrichelte Linie) kann gegenüber der konstant maximalen Verlustleistung von 4% bei konstant maximaler DC-Spannung u_{DC} mit kleiner werdender Kompensatorspannung stark verkleinert werden. Bei Kompensatorspannungen unter 30%, d.h. bei minimaler DC-Spannung u_{DC} , beträgt sie fast nur noch die Leitverluste von 2%.

Oberschwingungsbelastung des Leitungsstromes

In Figur 5.17 rechts ist die Oberschwingungsbelastung des Leitungsstromes i_2 anhand des THD_{I_2} dargestellt in Abhängigkeit der eingebrachten Kompensatorspannungsamplitude. Durch das Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} kann der Modulationsgrad m_q über einen grossen Teil des Regelbereiches des Kompensators konstant gehalten werden. Die einge-

speisten Oberschwingungen reduzieren sich in diesem Bereich mit der Höhe der DC-Spannung u_{DC} . Durch die versetzte Taktung der sechs seriegeschalteten WR-Brücken ist die Oberschwingungsbelastung des Leitungstromes i_2 bereits sehr klein ($THD_{I_2} \approx 1.5\%$). Durch das Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} wird sie zusätzlich reduziert. Bei Kompensatorspannungen unter 30% ist sie gerade noch ein Viertel so gross wie bei Verwendung des Regelungsverfahrens mit konstanter DC-Spannung u_{DC} .



Figur 5.17: Verlustleistung des Kompensators bezogen auf die Nennleistung des Kompensators (links) und Oberschwingungsbelastung (THD_{I_2}) des Leitungstromes i_2 (rechts) für die Regelungsverfahren mit konstanter (durchgezogene Linie, dunkelgraue Fläche) und mit angepasster (gestrichelte Linie, hellgraue Fläche) DC-Spannung.

Stationärer Regelbereich des Leitungstromes

In Figur 5.18 oben ist der minimale und der maximale Leitungstrom $i_{2do}[min;max]$ in Abhängigkeit des Arbeitspunktes der Leitung δ_o mit der DC-Spannung u_{DC} als Parameter dargestellt. Dies entspricht der in Figur 5.3 bereits beschriebenen Darstellung des Regelbereiches des stationären Leitungstromes $I_{2o}=i_{2do}$.

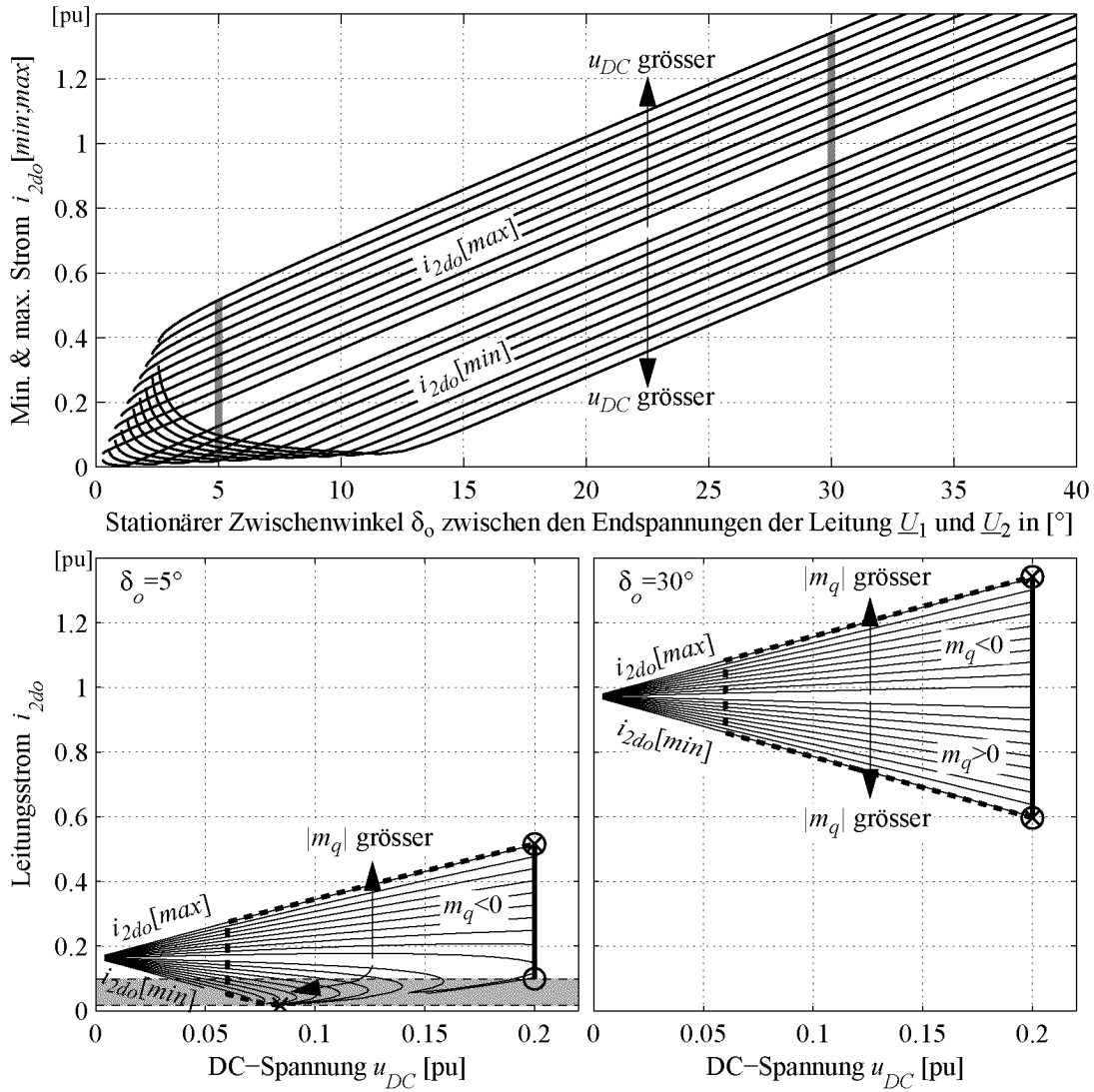
In Figur 5.18 unten ist der stationäre Regelbereich des Leitungstromes $I_{2o}=i_{2do}$ für die zwei in Figur 5.18 oben grau unterlegten Arbeitspunkte der Leitung $\delta_o=5^\circ$ (links) und $\delta_o=30^\circ$ (rechts) in Abhängigkeit der DC-Spannung u_{DC} mit dem Betrag des Modulationsgrades $|m_q|$ als Parameter dargestellt.

In den zwei Plots unten sind die Regelungstrajektorien zwischen minimalem und maximalem Leitungstrom $i_{2do}[min;max]$ der beiden Regelungs-

verfahren eingetragen. Das Regelungsverfahren mit konstanter DC-Spannung u_{DC} ist mit einer durchgezogenen Linie und \circ -Endpunkten, das Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} mit einer gestrichelten Linie und \times -Endpunkten markiert. Dabei wird beim Regelungsverfahren mit konstanter DC-Spannung $U_{DCmax}=0.2pu$ der Regelbereich nur mittels des Modulationsgrades m_q durchfahren, während beim Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung vorerst die DC-Spannung u_{DC} bis auf ihren Minimalwert von $u_{DCmin}=30\% U_{DCmax}=0.06pu$ reduziert wird.

Im Arbeitspunkt der Leitung $\delta_o=30^\circ$ (rechts) weisen beide Trajektorien dieselben Endpunkte (\otimes) und folglich auch denselben Regelbereich auf. Im Arbeitspunkt der Leitung $\delta_o=5^\circ$ (links) unterscheiden sich die beiden Regelungsverfahren jedoch im Endpunkt für minimalen Leitungsstrom $i_{2do}[min]$ ($\times\circ$). Dabei erreicht das Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} einen tieferen Wert des Leitungsstromes $i_{2do}[min]$ und weist daher auch einen erweiterten Regelbereich gegenüber dem Regelungsverfahren mit konstanter DC-Spannung u_{DC} auf. Dieser erweiterte Bereich ist mit einer grau hinterlegten Fläche veranschaulicht.

Fazit: Mit dem Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} kann die Verlustleistung des Kompensators reduziert werden. Dadurch kann der rein reaktive, aber verlustbehaftete Kompensator bei tieferen Leitungsströmen betrieben werden. Oder anders ausgedrückt, beim Regelungsverfahren mit konstanter maximaler DC-Spannung u_{DC} ist ein höherer stationärer Leitungsstrom $I_{2o}=i_{2do}$ nötig, um die Verluste des Kompensators zu decken.



Figur 5.18: Regelbereich des Leitungsstromes $I_{2o}=i_{2do}$ durch den Kompensator in Abhängigkeit des Arbeitspunktes der Leitung δ_o (oben) und der DC-Spannung u_{DC} (unten, für zwei Arbeitspunkte, $\delta_o=5^\circ$ links und $\delta_o=30^\circ$ rechts) mit 2% DC-Spannungsabhängige Verlustleistung des Kompensators.

5.7 Weitere, nicht ausführlich untersuchte Themen im Zusammenhang mit der Regelung des TL-RSC

Die folgenden Themen sind für eine weiterführende Untersuchung der Regelung des Seriekompensators von Bedeutung. Sie sind im Laufe dieser Dissertation zum Teil auch untersucht worden. Eine vertiefte Untersuchung und eine entsprechende detaillierte Beschreibung würde den Rahmen dieser Arbeit aber bei Weitem sprengen. Die Problematik dieser Themen wird daher in diesem Kapitel nur kurz vorgestellt.

5.7.1 Adaptive Begrenzung der Steuersignale zur Erzielung des maximalen Aussteuerbereiches

Damit der Kompensator nicht übersteuert, müssen die Modulationssignale m_d und m_q begrenzt werden. Die in (5.20) dafür definierte Bedingung $m = \sqrt{m_{d0}^2 + m_{q0}^2} \leq 1$ gilt, wenn die Modulationssignale m_d und m_q direkt auf den Modulator gegeben werden. Die Begrenzung geschieht in den gezeigten Regelungsverfahren durch einen ‘Anti Reset Windup’ für die Stellsignale m_d' und m_q' . Die Grenzwerte sowohl für m_d' als auch für m_q' sind bei den gemachten Untersuchungen der Einfachheit halber auf ± 1 festgelegt worden. Auf diese Stellsignale m_d' und m_q' wirken aber noch einerseits die Entkopplung vom Arbeitspunkt, andererseits die Kompensation der 100Hz Pulsation der DC-Spannung, bevor sie auf den Modulator gegeben werden. Diese Einwirkungen auf die Stellsignale m_d' und m_q' bewirken eine Arbeitspunkt-abhängige Veränderung der zuletzt effektiv für die Aussteuerung des Kompensators wirksamen Steuerspannung u_{st} . Will man den maximalen Aussteuerbereich ausnutzen ohne im stationären Betrieb zu übersteuern, so müssen die Grenzwerte der Stellsignale m_d' und m_q' adaptiv an den momentanen Arbeitspunkt der Leitung und des Kompensators angepasst werden. Der Vollständigkeit halber sei hier erwähnt, dass es eine Methode gibt, den Kompensator zu Übersteuern ohne zu übersteuern. Diese Methode ist vor allem bei dreiphasigen Systemen bekannt und in der Literatur detailliert beschrieben [7], [42], [44]. Für die Anwendung dieser Methode auf den reaktiven Seriekompensator wären ebenfalls noch weitere Untersuchungen notwendig.

5.7.2 Regelung bei Nullstrom

Der Kompensator kann durch das Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung auch noch bei sehr kleinen Durchflussleistungen durch die Leitung betrieben werden (siehe Kapitel 5.6.3). Geht der Leitungsstrom aber

noch weiter zurück oder wird er gar Null, so muss der Kompensator ausser Betrieb genommen werden. Bei sehr kleinen Leitungsströmen und bei Nullstrom kann der Kompensator nämlich seine eigenen Verluste zur Erhaltung der DC-Spannung nicht mehr decken.

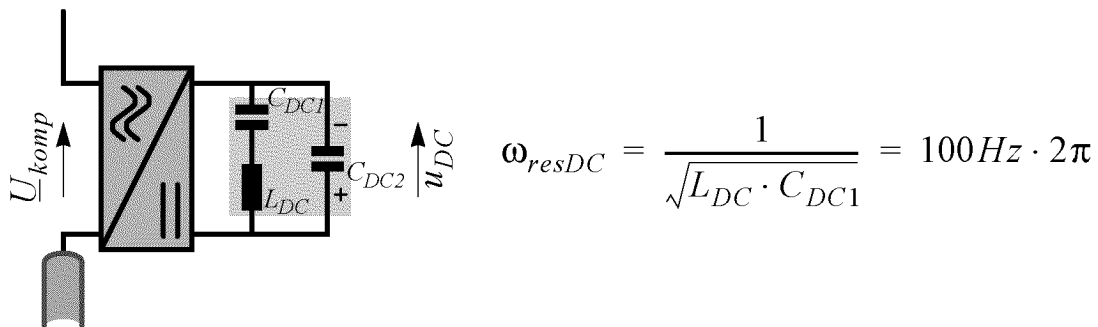
Für kurze Stromunterbrüche kann der Kompensator allein mittels des schnellen Halbleiter-AC-Schalters ausser Betrieb genommen werden. Steigt der Leitungsstrom wieder an, so kann er durch das direkte Aufstarten mit diesem AC-Schalter (siehe Kapitel 6.3) sehr schnell wieder in Betrieb genommen werden.

Der PLL wird auf den Strom synchronisiert. Im Anhang C.2 ist beschrieben, wie der PLL ausgelegt ist, damit er trotz variierender Stromamplitude stabil und genügend schnell bleibt. Bei sehr kleinen Strömen sowie bei Nullstrom kann der PLL aber nicht mehr korrekt regeln. Das ist jedoch nicht sehr tragisch, da bei sehr kleinen Strömen und bei Nullstrom der Kompensator ohnehin nicht betrieben werden kann. Der PLL sollte aber auf geschickte Weise ‘eingefroren’ werden, damit er bei wiederkehrendem Strom schnell aufsynchronisiert ist und der Kompensator schnell wieder in Betrieb gesetzt werden kann.

Die Realisierung eines solchen ‘Standby’-Modus im Fall von Nullstrom ist Gegenstand weiterer Entwicklungsarbeit, welche vor allem bei der Realisierung des Kompensators geleistet werden muss.

5.7.3 LC-Filter auf der DC-Seite

Auf der DC-Seite kann ein LC-Filter wie in Figur 5.19 dargestellt installiert werden um die 100Hz Pulsation der DC-Spannung u_{DC} zu filtern.



Figur 5.19: Installation eines 100Hz LC-Filters auf der DC-Seite

Durch die Filterung der 100Hz Pulsation der DC-Spannung u_{DC} würde eine Kompensation dieser Pulsation in der Steuerspannung $u_{st} = u_{st}' \cdot u_{DC} / u_{DC}$ und damit auch die adaptive Begrenzung des Aussteuerbereiches wie im Kapitel 5.7.1 beschrieben entfallen.

Solche LC-Filter sind auf den heutigen Lokomotiven serienmässig instal-

liert. In dieser Dissertation wurde bewusst auf die Installation eines solchen Filters verzichtet. Inwiefern sich ein LC-Filter für den Einsatz mit dem Seri kompensator eignen und welche Vor- oder Nachteile sich daraus ergeben würden wäre Gegenstand weiterer Untersuchungen. Es könnte nämlich durchaus auch sein, dass der Gesamtaufwand an reaktiven Elementen mit LC-Filter kleiner wird also ohne LC-Filter.

5.7.4 Ausregelung von DC-Anteilen im Leitungsstrom

Wenn der Kompensator DC-Anteile u_{kompDC} in der Ausgangsspannung u_{komp} aufweist, so übertragen sich diese wegen der seriellen Einkopplung des Kompensators auch direkt in einen DC-Anteil i_{2DC} des Leitungsstromes i_2 . Ein DC-Anteil i_{2DC} ist höchst unerwünscht und gefährlich, da er die an die Leitung angeschlossenen Transformatoren aufmagnetisiert und in die Sättigung treibt.

Eine DC-Komponente u_{kompDC} in der Kompensatorspannung u_{komp} kann im induktiven Betrieb durch die Kompensation der 100Hz Pulsation der DC-Spannung mitverursacht werden. Ist nämlich einmal eine kleine DC-Komponente i_{2DC} im Leitungsstrom i_2 vorhanden (durch den Kompensator transient erzeugt oder durch sonst einen Verbraucher in der Leitung), so überträgt sich diese auf die DC-Spannung u_{DC} in eine 50Hz Komponente u_{DC50Hz} . Diese wird wiederum durch die Kompensation der 100Hz Pulsation auf die Steuerspannung u_{st} übertragen. Im induktiven Betrieb liegt die Phasenlage dieser 50Hz Komponente u_{DC50Hz} zum Leitungsstrom i_2 gerade so, dass die DC-Komponente i_{2DC} im Leitungsstrom i_2 verstärkt wird. Im kapazitiven Betrieb wird die DC-Komponente i_{2DC} entsprechend gedämpft. Deswegen ist die Gefahr für die Verstärkung einer vorhandenen DC-Komponente i_{2DC} im Leitungsstrom i_2 nur im induktiven Betrieb gegeben.

Um dieser Gefahr entgegenzuwirken kann ein zusätzlicher Regler im Kompensator installiert werden, welcher die DC-Komponente i_{2DC} im Leitungsstrom i_2 ausregelt und wenn nötig gar eine DC-Komponente u_{kompDC} mit umgekehrten Vorzeichen so lange in die Leitung einspeist, bis die Magnetisierung der Transformatoren wieder rückgängig gemacht worden ist.

Die Untersuchung des Sättigungsverhaltens der Anschlusstransformatoren sowie die erweiterte Regelung zur Demagnetisierung der Anschlusstransformatoren wurde in [43] untersucht. Die Implementierung einer solchen Regelung ist zudem vor allem ein messtechnisches Problem, weil der zu erfassende magnetisierende Strom gegenüber dem Leitungsstrom sehr klein ist. Aus diesem Grunde wird dieses Problem hier nicht weiter betrachtet.

5.7.5 Der TL-RSC als Netz-Stabilisierungshilfe nach der Behebung von Netzfehlern und bei tieffrequenten Netzpendelungen

Die Hauptaufgabe des TL-RSC ist die in dieser Dissertation detailliert beschriebene Leistungsflussregelung durch eine Leitung. Der TL-RSC muss durch die Serieinkopplung nicht für die gesamte Netzspannung ausgelegt werden, um diese Aufgabe erfüllen zu können. In dieser Dissertation wurde z.B. eine Dimensionierung von 20% als genügend beschrieben.

Diese kleine Dimensionierung des TL-RSC schränkt jedoch seine Handlungsfreiheit im Fall von grossen Netzfehlern wie ein- oder mehr-phasige Phasenkurzschlüsse ein. Zudem kann er im Mittel nur Blindleistung in die Leitung liefern.

Im Fall von solchen grossen Netzfehlern muss der TL-RSC folglich vorerst von der Leitung weggeschaltet werden, um ihn vor Überströmen und Überspannungen zu schützen. Dies kann auf unterschiedliche Weise geschehen. Für diese Aufgabe kann der im Kapitel 6.3 beschriebene schnelle AC-Schalter eingesetzt werden. Im Fall von kleinen Netzfehlern wie Netzspannungseinbrüche bis etwa zur doppelten Spannungsauslegung des TL-RSC (je nach Ort des Fehlers sogar bei grösseren Fehlern) kann dieser sogar am Netz bleiben. Die Regelung des Kompensators muss in einem solchen Fall jedoch voll auf den eigenen Schutz bedacht sein. Der TL-RSC eignet sich aus diesem Grunde nicht dazu das Netz während eines Fehlers zu stützen.

Nach der Behebung eines Netzfehlers ist das Netz oft grossen Leistungsschwankungen und tieffrequenten Netzpendelungen ausgesetzt. Obwohl der TL-RSC ungeeignet ist, während des Netzfehlers netzstützend einzugreifen, kann er sehr wohl dazu eingesetzt werden, die Netzstabilität nach Behebung des Netzfehlers zu verbessern bzw. Netzpendelungen aktiv zu dämpfen. Durch den erwähnten schnellen AC-Schalter kann er nämlich sehr schnell nach Behebung des Netzfehlers wieder ans Netz geschaltet werden.

6 Realisation einer Laboranlage zur Verifikation des simulierten Systemverhaltens

Zur Verifikation der gemachten theoretischen Untersuchungen und der Computersimulationen ist im Labor ein vereinfachtes, im Leistungsniveau herunterskaliertes Modell eines geregelten Übertragungssystems aufgebaut worden. Das System besteht aus zwei dreiphasigen Netzen, einer Übertragungsleitung und einem transformatorlosen reaktiven Seri kompensator (TL-RSC) zur Leistungsflussregelung zwischen den beiden Netzen. Das eine Netz ist das Hausnetz im Labor, das andere wird durch einen Synchron-generator erzeugt. Seine dreiphasigen Ausgangsspannungen sind sowohl in der Amplitude als auch in der Frequenz regelbar. Somit können beliebige stationäre Umgebungsbedingungen für den dynamischen Betrieb des TL-RSC eingestellt werden.

In diesem Kapitel wird der Aufbau und die Funktionsweise der Laboranlage beschrieben. Im Speziellen wird auch auf die mehrfache Funktionsweise eines schnellen Bypass-AC-Schalters am Kompensatorausgang eingegangen.

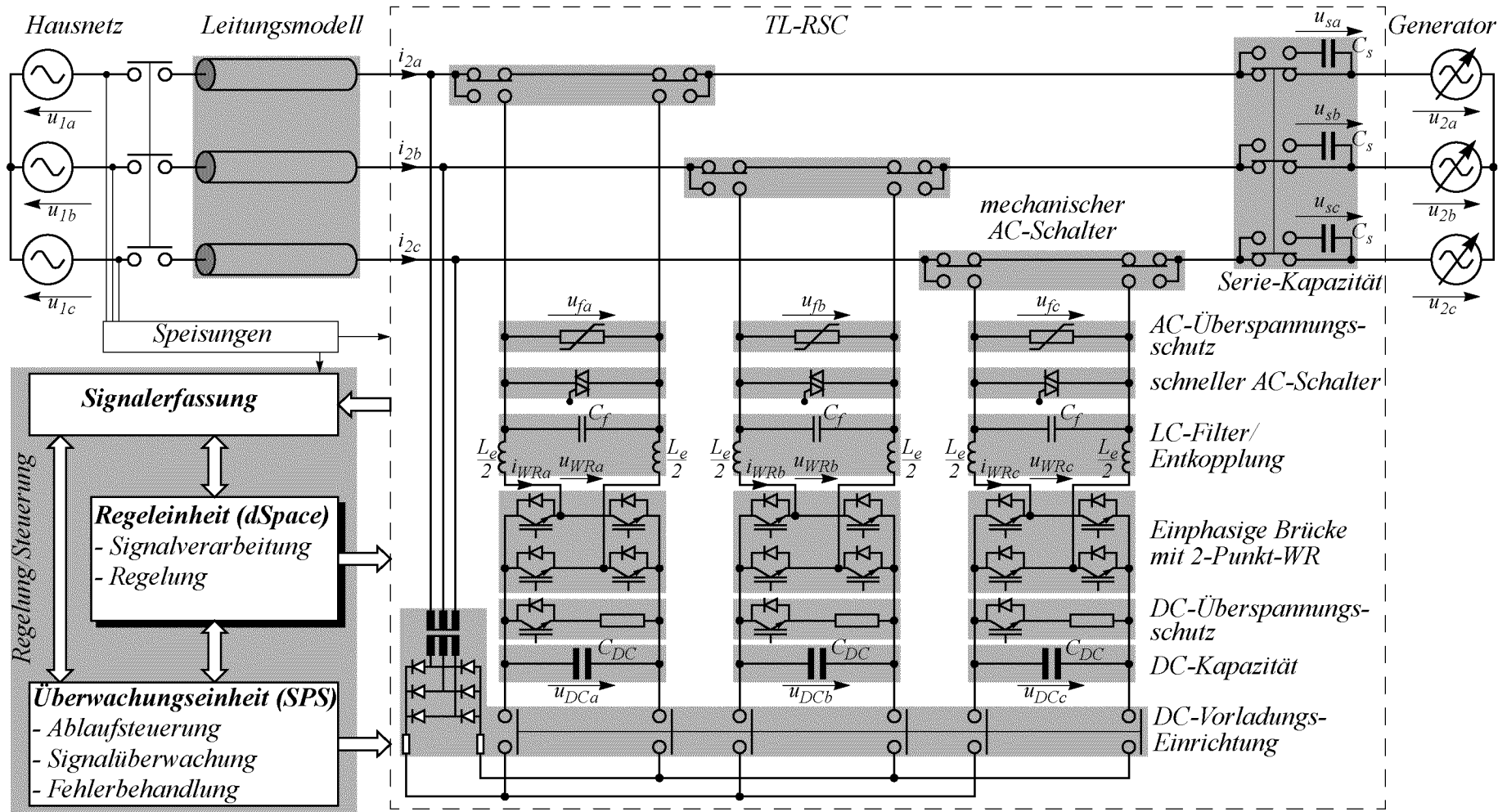
6.1 Beschreibung des Kompensators

Der Aufbau der Laboranlage ist in Tafel 6.1 schematisch dargestellt.

Die Laboranlage besteht aus

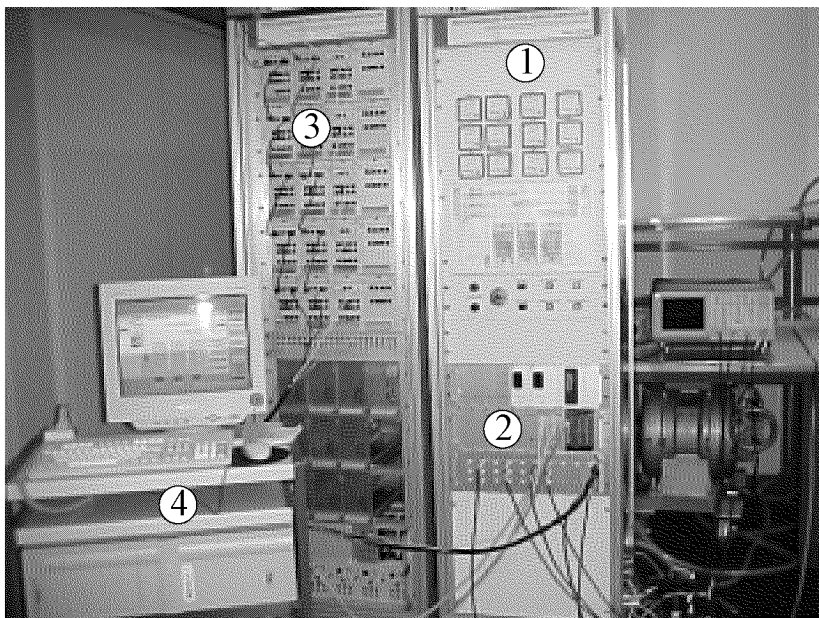
- einer WR-Einheit pro Phase, jede bestehend aus
 - zwei 2-Punkt-WR Halbbrücken, aufgebaut mit über Lichtwellenleiter ansteuerbaren IGBT-Halbleiterschaltern,
 - einem LC-Filter am Ausgang, zur Reduktion der ins Netz eingespeisten Harmonischen (je nach Anwendung nicht unbedingt nötig, siehe Kapitel 4)
 - einer DC-Kapazität auf der DC-Seite,
 - einem DC-Chopper als Überspannungsschutz auf der DC-Seite,
- einem Schutzkonzept auf der AC-Ausgangsseite bestehend aus
 - einem Varistor als Überspannungsschutz am Ausgang,
 - einem Triac (bzw. in einer Hochleistungsanlage einem antiparallelen Thyristorpaar) als multifunktionellen schnellen Bypass-AC-Schalter (vgl. Kapitel 6.3),

Tafel 6.1: Aufbau der Laboranlage mit einem TL-RSC bestehend aus je einem 2-Punkt WR pro Phase, sowie eines Übertragungssystems bestehend aus einem Generator und einem Leitungsmodell.



- einem mechanischen Schalter (Schütz) zwischen der Leitung und jedem WR, um die WR an die Leitung anzukoppeln und im Fehlerfall als Zweitstufen-Schutz von der Leitung wegzukoppeln,
- einer über einen Schütz zuschaltbaren Seriiekapazität, um den hybriden TL-RSC mit dem erweiterten Regelbereich zu modellieren,
- einer über einen weiteren Schütz an die dreiphasige Leitung schaltbaren DC-Vorladungseinrichtung zum anfänglichen Aufladen der DC-Kapazitäten (nicht notwendig, falls das direkte Aufstarten mit dem schnellen Bypass-AC-Schalter angewendet wird, vgl. Kapitel 6.3),
- einem Übertragungssystem (vgl. Kapitel 6.2), bestehend aus einem Synchrongenerator und einem Modell einer 500km, 400kV Leitung,
- einer Regel- und Steuereinrichtung, bestehend aus
 - einer zentralen SPS zur Ablaufsteuerung der verschiedenen Prozesse,
 - einer über dSpace programmierbaren DSP-Karte in einem separaten PC zur Regelung des TL-RSC und des Synchrongenerators, mit dazugehöriger Schnittstellenkarte zur Ein- und Ausgabe der Mess- bzw. Regelsignale zwischen PC und Anlage,
 - Strom- und Spannungs-Wandlern zur Erfassung der Signale für die Regel- und Steuereinrichtung,
 - elektronischen Schnittstellen zur Übertragung und Verarbeitung der Regel- und Steuersignale,
- elektronischen Speisungen für die elektronischen Komponenten der Anlage, z.T. galvanisch getrennt (z.B. für die Ansteuerung der IGBTs).

In Figur 6.1 ist die Laboranlage (ohne Synchrongenerator) abgebildet.



- 1) Turm mit Wechselrichtern, Schützen und passiven Komponenten
- 2) SPS, Signalerfassung und Signalverarbeitung
- 3) Turm mit dreiphasigem Leitungsmodell
- 4) Computer mit DSP (dSpace) für die Regelung

Figur 6.1: Bild der Laboranlage

Links ist der Turm mit den leistungselektronischen Komponenten (1) sowie den Schnittstellen zur Signalverarbeitung und der SPS (2), rechts der Turm des Leitungsmodells (3) dargestellt. Im Vordergrund steht der PC mit dem dSpace als Regeleinheit (4).

Die Dimensionierung des Kompensators und seiner Elemente ist im Anhang D beschrieben.

6.2 Beschreibung des Übertragungssystem

Um den TL-RSC zu betreiben wurde ein Übertragungssystem aufgebaut bestehend aus:

- einem Synchrongenerator zur Erzeugung eines Inselnetzes
- einem Leitungsmodell

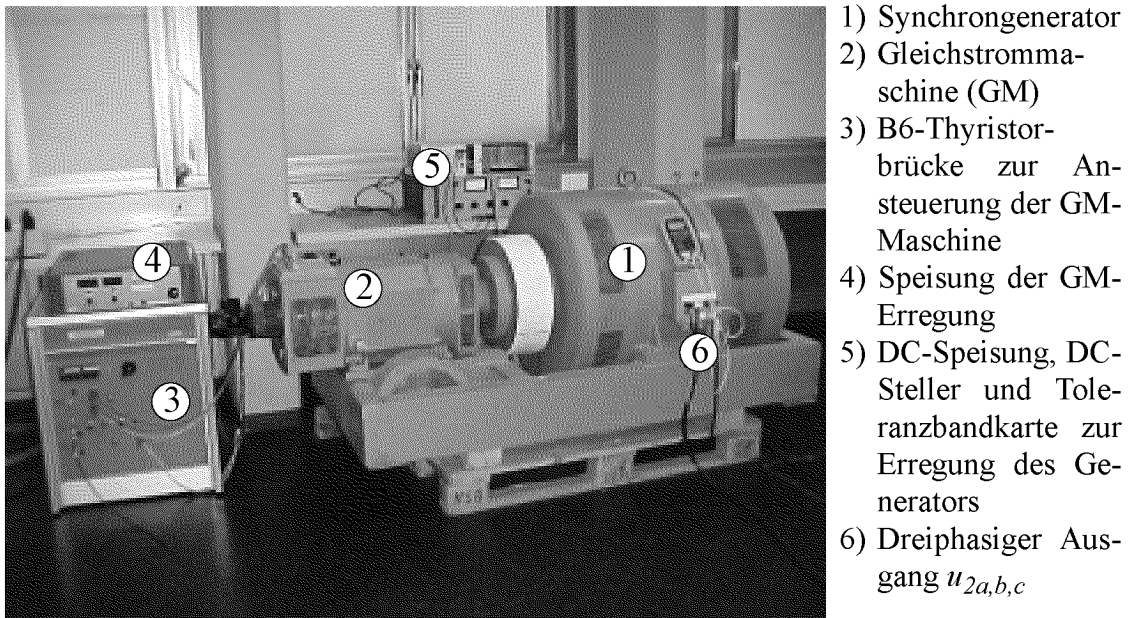
Das aufgebaute Übertragungssystem entspricht dem in Kapitel 5.1 beschriebenen vereinfachten Modell. Im Labor wurde es jedoch dreiphasig aufgebaut. Da im Labor nicht mit Hochspannung und auch nicht mit Leitungen von 500km Länge, sondern nur mit herunterskalierten Werten und Modellen gearbeitet werden kann, mussten die beiden Komponenten Synchrongenerator und Leitung auf einem tieferen Leistungsniveau modelliert werden.

Der verwendete Synchrongenerator war speziell zur Modellierung eines Netzes mit viel Kupfer und grosser Masse gebaut worden. Durch diesen speziellen über einen Gleichstrommotor - anstelle einer Turbine - angetriebenen Synchrongenerator konnte das Verhalten des realen Hochspannungs-Übertragungssystems bezüglich Güte und Zeitkonstanten sehr gut auf das kleinere Leistungsniveau abgebildet werden. Für den Betrieb des Generators wurde eine Ansteuerung und Regelung implementiert, welche folgende Anforderungen erfüllt:

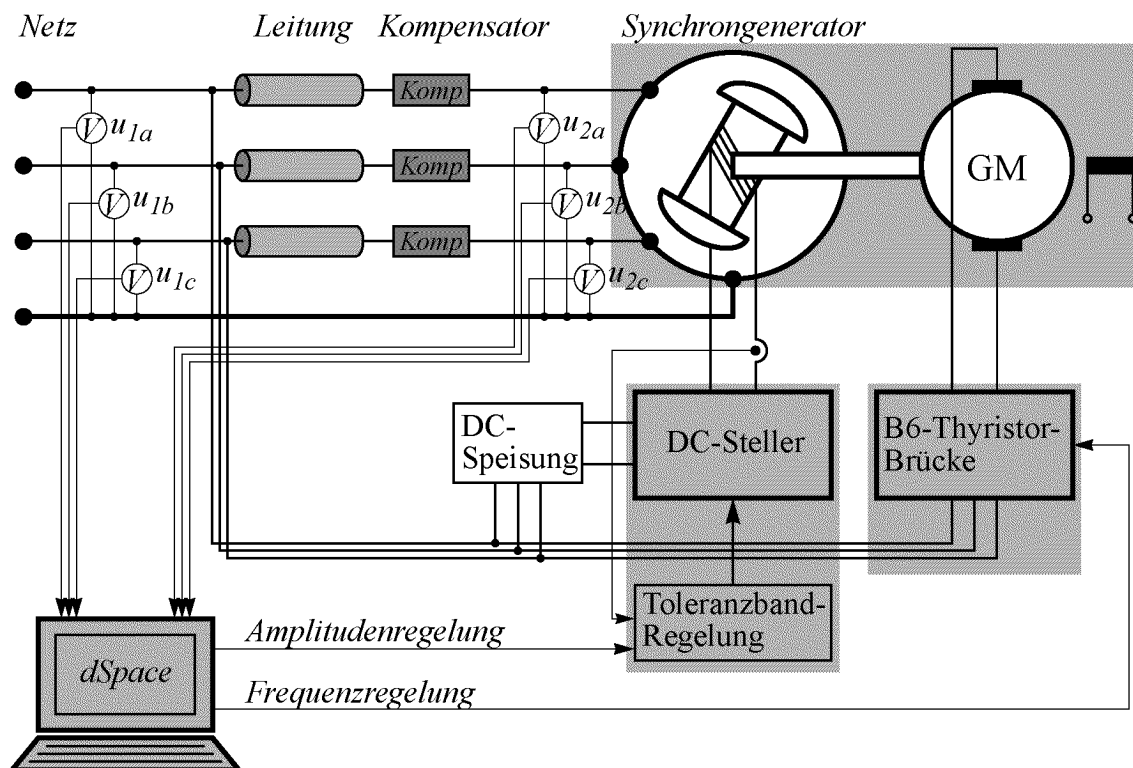
- Erzeugen einer in der Frequenz mit der Netzspannungsfrequenz synchronen, sowie in der Phasenlage zur Netzspannung einstellbaren Ausgangsspannung, wobei der Phasenfehler kleiner als 1° sein soll.
- Erzeugen einer in der Amplitude mit der Netzspannung übereinstimmenden oder einer frei einstellbaren Ausgangsspannung.

Die implementierte Ansteuerung und Regelung des Synchrongenerators ist in zwei Semesterarbeiten [46] und [47] ausführlich beschrieben. Ein Bild des Generators (1) mit Gleichstrommaschine (2) und Ansteuerungen (3-5) ist in Figur 6.2, der schematische Aufbau in Figur 6.3 dargestellt.

Die Dimensionierung des Übertragungssystems und der Leitungselemente ist im Anhang D beschrieben.



Figur 6.2: Bild des Synchrongenerators mit Gleichstrommaschine und Ansteuerung zur Regelung der Frequenz, Phasenlage und Amplitude der erzeugten Ausgangsspannungen.



Figur 6.3: Schematischer Aufbau der Ansteuerung und Regelung des Synchrongenerators, aufgeteilt in die Frequenzregelung durch die Gleichstrommaschine (GM) und die Amplitudenregelung durch die Erregung des Generators.

6.3 Multifunktioneller AC-Schalter

In Tafel 6.1 ist am Ausgang jeder WR-Brücke ein AC-Schalter dargestellt. Dieser Schalter wurde in der Laboranlage mit einem Triac – in der realen Hochspannungsanlage wäre das ein antiparalleler Thyristor – und mit einer dazugehörigen Ansteuerung realisiert. Dieser AC-Schalter kann gleich für drei verschiedene Funktionen eingesetzt werden:

- Schneller Überstrom-Schutz für die WR-Brücke: Tritt ein Überstrom in der Leitung auf so kann der Schalter sehr schnell den Leitungsstrom übernehmen und dadurch den Wechselrichter schützen. In einem zweiten Schritt muss bei längerwährendem Überstrom der mechanische Schalter (Schütz) betätigt werden um den Triac (oder antiparallelen Thyristor) vom Strom zu entlasten. Da der schnelle AC-Schalter dann nur im Fehlerfall und nur für kurze Zeit einen hohen Strom ertragen muss, braucht er wohl nicht einmal gekühlt zu werden. Das muss jedoch bei jedem Anwendungsfall einzeln beurteilt werden.
- Schnelles Überbrücken einer fehlerhaften WR-Brücke: Tritt ein Fehler im Wechselrichter selbst auf, so kann der schnelle AC-Schalter dazu verwendet werden, die fehlerhafte WR-Einheit sofort zu überbrücken, so dass der Betrieb mit den restlichen in Serie geschalteten WR-Einheiten weitergeführt werden kann, wenn auch auf einem etwas reduzierten Leistungsniveau. Da der Kompensator in Serie zur Leitung geschaltet ist, ist auch keine Minimalspannung erforderlich, um den Kompensator zu betreiben. Er kann, was sein Spannungsniveau betrifft, beliebig hoch dimensioniert werden und folglich auch mit einer beliebigen Anzahl an WR-Einheiten betrieben werden. Der AC-Schalter schafft also eine Fehler-Redundanz für den Kompensator.
- Direktes Aufstarten ohne Vorladung der DC-Kapazitäten: Beim Aufstarten der Anlage sind die DC-Kapazitäten vorerst ungeladen. Sie müssen zuerst auf eine minimale Betriebsspannung aufgeladen werden, damit der Wechselrichter überhaupt mit der Taktung beginnen kann und dann geregelt die vom Netz bezogene oder zum Netz abgegebene Wirkleistung zur Einstellung der gewünschten DC-Spannung beeinflussen kann. Da der Kompensator nur Blindleistung in die Leitung liefern muss und die zur Deckung der eigenen Verluste nötige Wirkleistung direkt aus der Leitung bezieht, benötigt er keine zusätzliche DC-Speisung. Um beim Aufstarten des Kompensators die DC-Kapazitäten auf eine minimale DC-Spannung vorzuladen würde daher eine zusätzliche Vorladeeinrichtung nötig sein. Eine solche ist für die ersten Versuche auch in der Laboranlage implementiert worden (siehe Tafel 6.1).

Diese Einrichtung kann jedoch durch eine geschickte Ansteuerung des schnellen Bypass-AC-Schalters ersetzt werden, was zu einer zusätzlichen Kostenersparnis führt. Im Labor ist der schnelle AC-Schalter mit einer solchen Regelung ausgerüstet worden, welche die DC-Kapazität bis auf einen minimalen Wert durch gezielt verzögertes Zünden des schnellen AC-Schalters vorladet. Dieses direkte Aufstarten ohne Vorladung der DC-Kapazitäten wird anhand einer Messung in Kapitel 6.4.1 noch näher beschrieben.

6.4 Laborversuche

In diesem Kapitel wird anhand von drei an der Laboranlage durchgeführten Versuchen die Machbarkeit und die Funktionsweise eines realen TL-RSC aufgezeigt.

6.4.1 Direktes Aufstarten mit dem schnellen Bypass-AC-Schalter

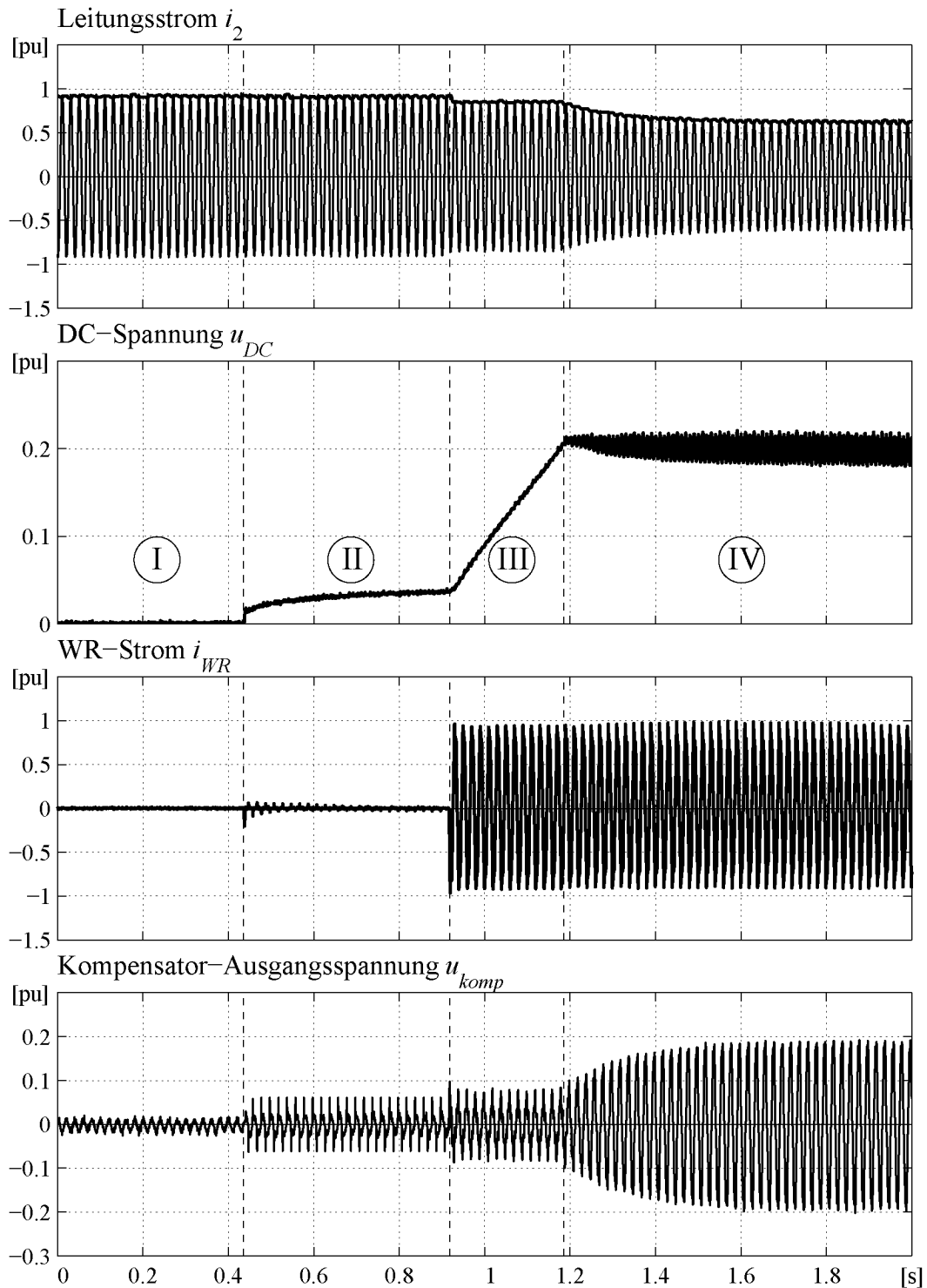
In Figur 6.4 ist das direkte Aufstarten mit dem AC-Schalter veranschaulicht. Dargestellt sind in vier Plots von oben nach unten gesehen folgende Größen der Phase a (der Index a wird in der Folge nicht mehr angegeben):

- der Leitungsstrom i_2 am Leitungsende 2 und seine Amplitude I_2 ,
- die DC-Spannung u_{DC} ,
- der Wechselrichterstrom i_{WR} auf der AC-Seite des Wechselrichters,
- die Kompensator-Ausgangsspannung u_{komp} .

Der Aufstartvorgang kann in vier Phasen (I-IV) aufgeteilt werden. Diese vier Phasen sind in Figur 6.4 mit gestrichelten Linien getrennt und im zweiten Plot bei der DC-Spannung u_{DC} beschriftet.

Phase I

Anfangs der ersten Phase wird der Wechselrichter durch den mechanischen Schalter an die Leitung gehängt. Während dieser Zeit ist der AC-Schalter dauernd eingeschaltet. Er wird also bei jedem Nulldurchgang des Stromes sofort wieder gezündet, so dass praktisch der gesamte Leitungsstrom i_2 (1.Plot) durch den AC-Schalter fließt. Der Wechselrichterstrom i_{WR} (3.Plot) bleibt dadurch auf Null genauso wie die DC-Spannung u_{DC} (2.Plot) über der DC-Kapazität. Die gefilterte Wechselrichterausgangsspannung $u_{komp}=u_f$ (4.Plot) weist nur eine kleine, von der parallel geschalteten Filterkapazität herkommende Schwingung auf.



Figur 6.4: Direktes Aufstarten mit dem AC-Schalter, ohne Vorladungs-Einrichtung. Der AC-Schalter wird dabei in der zweiten Phase (II) so verzögert getaktet, dass die DC-Spannung u_{DC} auf einen minimalen Spannungswert vorgeladen wird und der WR mit der Taktung beginnen kann.

Phase II

In der zweiten Phase wird das Zündsignal des AC-Schalters nach jedem Nulldurchgang des Stromes i_2 etwas verzögert. Diese Verzögerung ist gerade so gross, dass der Leitungsstrom i_2 , der während dieser Zeit über die antiparallelen Dioden des Wechselrichters als WR-Strom i_{WR} in die DC-Kapazität fliesst, die DC-Spannung u_{DC} auf den gewünschten minimalen Wert von $0.04pu$ aufgeladen wird. Anders gesagt: durch leicht verzögertes Zünden des AC-Schalters bei jedem Nulldurchgang des Stromes i_2 entsteht über dem Schalter eine kleine Wechselfspannung u_f , welche durch die antiparallele Diodenbrücke des Wechselrichters auf die DC-Seite gleichgerichtet wird. Die Höhe dieser minimalen DC-Spannung u_{DC} ist abhängig von der Verzögerung der Zündsignale. Je grösser die Verzögerung, um so höher wird die DC-Spannung u_{DC} vorgeladen. Da beim Zünden des AC-Schalters die parallele Filterkapazität C_f kurzgeschlossen wird, muss jedoch darauf geachtet werden, dass die Verzögerung und der entstehende Kurzschlussstrom nicht zu gross werden.

Der Kurzschlussstrom kann durch den Einbau eines kleinen Widerstandes in Serie zum AC-Schalter oder zur Filterkapazität C_f beschränkt werden. Während der Einbau beim AC-Schalter nahezu keine zusätzlichen Verluste zur Folge hat, da der Schalter ja nur kurzzeitig eingeschaltet ist, bewirkt der Einbau bei der Filterkapazität C_f Verluste während des Betriebes. Diese sind jedoch ebenfalls klein, da durch die Filterkapazität C_f mehrheitlich nur ein Oberschwingungsstrom fliesst. Zusätzlich könnte ein kleiner Widerstand bei der Filterkapazität C_f jedoch helfen, die Filterresonanz zu dämpfen. Bei der Laboranlage waren die ohnehin vorhandenen parasitären Widerstände gross genug um beides, den Kurzschlussstrom beim Aufstarten zu beschränken als auch die Filterresonanz im Betrieb zu dämpfen.

Phase III

Während der dritten Phase des Aufstartvorgangs wird der AC-Schalter nun überhaupt nicht mehr gezündet. Die minimale DC-Spannung ist erreicht und der Wechselrichter kann nun, gleichzeitig, bzw. etwas vorzeitig zur Einstellung der Zündsignale mit der Taktung beginnen. In dieser dritten Phase wird nun die WR-Ausgangsspannung so getaktet, dass vorwiegend Wirkleistung aus dem Netz bezogen wird (i_{WR} in Phase zu u_{komp}) und dadurch die DC-Spannung u_{DC} geregelt auf ihren Nennwert von $0.2pu$ hochgefahren wird. Die Regelung des Leitungsstromes i_2 ist in dieser Phase noch nicht aktiv. Die leichte Verkleinerung der Amplitude I_2 des Leitungsstromes i_2 entsteht wegen der jetzt im Strompfad sich befindenden Entkopplungsinduktivität L_e .

Phase IV

In der vierten Phase ist der Nennwert der DC-Spannung u_{DC} erreicht. Der Wechselrichter wird nun vorwiegend so getaktet, dass er Blindleistung aus der Leitung bezieht (hier induktiv: i_{WR} 90° nacheilend zu u_{komp}) und so den Leitungsstrom i_2 bzw. seine Amplitude I_2 auf den gewünschten Sollwert von $0.6pu$ regelt. Die DC-Spannung u_{DC} wird auf ihren Nennwert von $0.2pu$ gehalten, indem der Wechselrichter neben dem Blindstrom auch einen kleinen Wirkstrom bezieht und so die Verluste im Kompensator deckt.

6.4.2 Leistungsflussregelung mit angepasster DC-Spannung

Für den folgenden Laborversuch der Leistungsflussregelung wurde das in Kapitel 5.6 beschriebene Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} verwendet. Vom Entkopplungsnetzwerk in Figur 5.15 wurde beim Laborversuch der Einfachheit halber nur die Entkopplung vom Arbeitspunkt realisiert, nicht aber die dynamische Entkopplung der Modulationssignale m_d und m_q .

$$m_d = K_d / i_2 \cdot m_d' \quad (6.1)$$

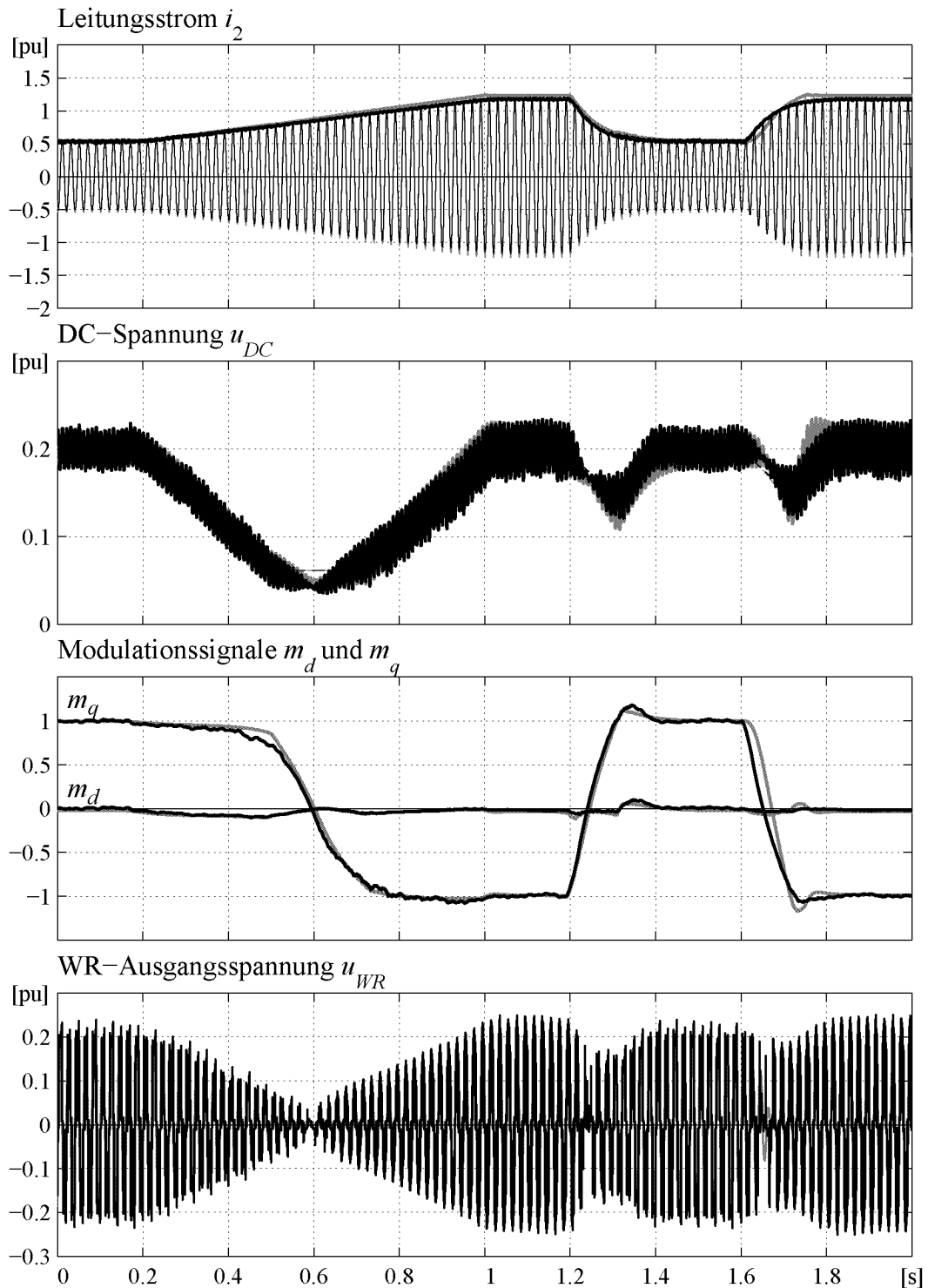
$$m_q = K_q / u_{DC} \cdot m_q' \quad (6.2)$$

Beim Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} wird zur Variation der Kompensator-Ausgangsspannung u_{komp} nicht nur das Modulationssignal m_q verwendet, sondern auch die DC-Spannung u_{DC} auf den tiefst möglichen Wert angepasst, der zur Erfüllung der Leistungsflussregelung nötig ist. Dadurch bleibt der Wechselrichter über weite Teile des Regelbereiches voll angesteuert ($m_q = \pm 1$). Nur wenn das absolut minimale DC-Spannungslevel $u_{DC} = u_{DCmin}$ erreicht ist, wird die Kompensatorspannung u_{komp} mittels des Modulationssignales m_q variiert oder vom induktiven (positives m_q) in den kapazitiven (negatives m_q) Betrieb und zurück gewechselt.

Dieses Regelungsverfahren ist im Kapitel 5.6 detailliert beschrieben. In Figur 6.5 ist ein Laborversuch mit diesem Regelungsverfahren durchgeführt. Dargestellt sind von oben nach unten gesehen folgende Größen der Phase a (Index a wird nicht weiter angegeben):

- der Leitungsstrom i_2 am Leitungsende 2 und seine Amplitude I_2 ,
- die DC-Spannung u_{DC} ,
- die Modulationssignale m_d und m_q ,
- die WR-Ausgangsspannung u_{WR}

Der Versuch ist wiederum am Arbeitspunkt der Leitung von $\delta_o = 30^\circ$ zwischen den beiden Endspannungen u_1 und u_2 durchgeführt worden. Als absoluten Minimalwert u_{DCmin} der DC-Spannung u_{DC} wurden 30% der maxima-



Figur 6.5: Leistungsflussregelungs-Versuch mit dem Regelungsverfahren mit angepasster DC-Spannung u_{DC} . Grau im Hintergrund ist eine Computersimulation mit den gleichen Parametern wie beim Labormodell zum Vergleich abgebildet. Laborversuch und Computersimulation stimmen gut überein.

len DC-Spannung $U_{DCmax}=0.2pu$ gewählt ($u_{DCmin}=0.06pu$).

Der Leitungsstrom i_2 wird in der ersten Hälfte des Versuches (0...1s) von minimaler Stromamplitude I_2 langsam auf die maximale Stromamplitude I_2 durchgeregelt. In der zweiten Hälfte des Versuches (1...2s) sind ein negativer und ein positiver maximaler Stromschritt durchgeführt. Die Stromamplitude I_2 des Leitungsstromes i_2 folgt dem Sollwert wie gewünscht.

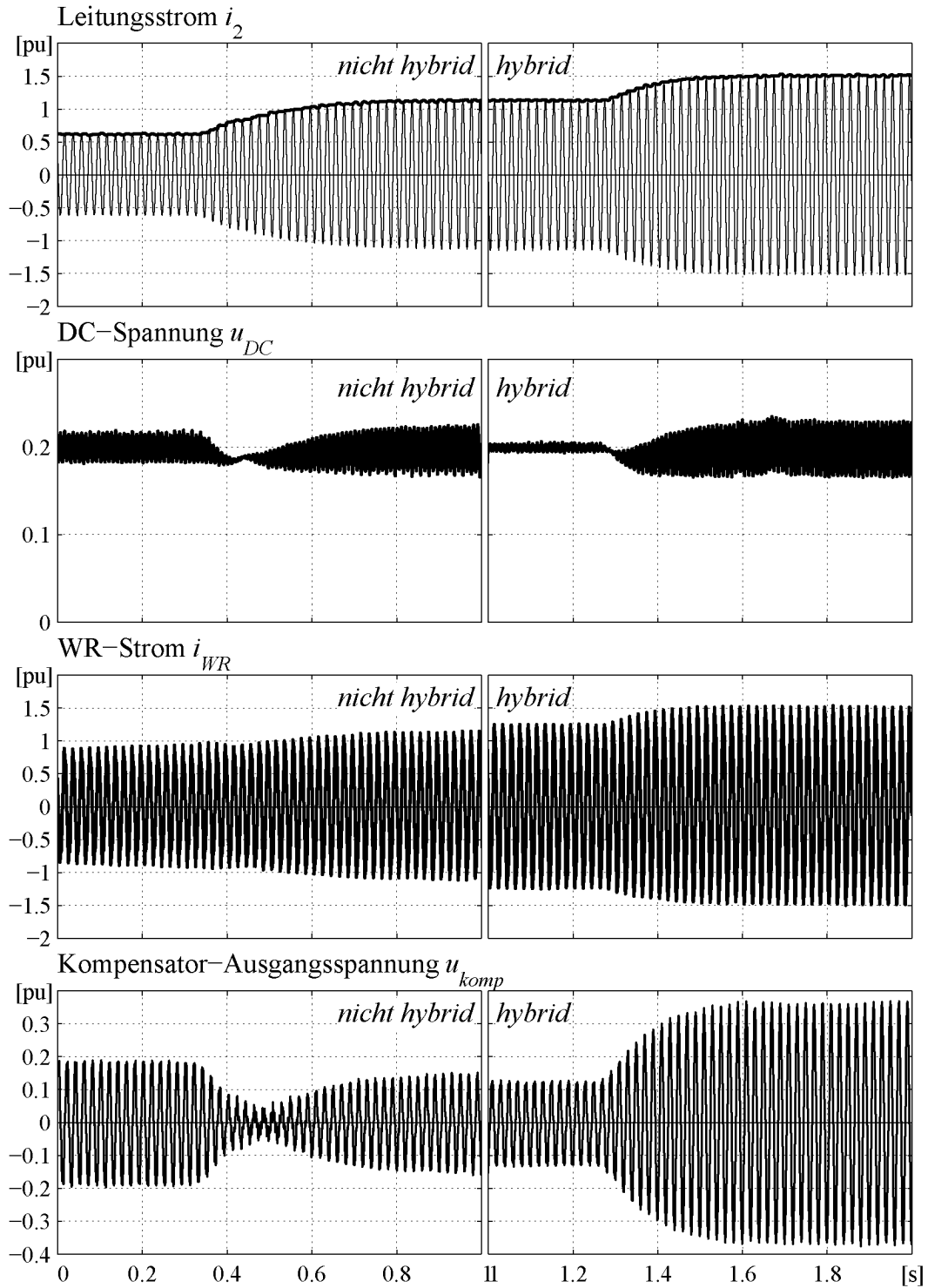
Bei der langsamen Leistungsflusssteigerung im ersten Teil des Versuches (0...1s) passt sich die DC-Spannung u_{DC} kontinuierlich an den für die Stromregelung minimal nötigen Wert an. Dies wird über das Modulationssignal m_d erreicht, indem Wirkleistung an die Leitung abgegeben wird oder (nach ca. 0.6s) wieder aus der Leitung aufgenommen wird. Während die DC-Spannung u_{DC} angepasst wird, bleibt das Modulationssignal m_q und damit auch das Pulsmuster der WR-Ausgangsspannung u_{WR} - wegen der Arbeitspunkt-Entkopplung nur nahezu - konstant auf ihrem Maximalwert von $m_{qmax}=\pm 1$. Die zur Regelung des Leitungsstromes i_2 nötige Grundschningsamplitude U_{WR} der WR-Ausgangsspannung u_{WR} wird also soweit wie möglich durch die Höhe der DC-Spannung u_{DC} bestimmt. Erst wenn die DC-Spannung u_{DC} das absolut minimale DC-Spannungslevel u_{DCmin} erreicht (beim Zeitpunkt von ca. 0.5s), wird die WR-Ausgangsspannungsamplitude U_{WR} durch das Modulationssignal m_q weiter reduziert und vom induktiven in den kapazitiven Betrieb gebracht. Darauf wird die WR-Ausgangsspannungsamplitude U_{WR} wieder durch Erhöhen der DC-Spannung u_{DC} auf ihren maximalen, nun kapazitiven Wert gebracht.

Bei den zwei Sollwertschritten im zweiten Teil des Versuches (1...2s) sorgt eine Begrenzung der An- und Abstiegsgeschwindigkeit des Modulationssignals m_d dafür, dass die Regelgeschwindigkeit des Leitungsstromes i_2 trotz der Anpassung der DC-Spannung u_{DC} hoch bleibt.

In Figur 6.5 ist im Hintergrund grau eine Computersimulation mit den Parametern der Laboranlage durchgeführt. Die Messung des Laborversuches stimmt gut mit der Computersimulation überein.

6.4.3 Erweiterter Regelbereich des hybriden TL-RSC

Die zu installierende Wechselrichterleistung ist klein im Vergleich zur geregelten Durchflussleistung der Leitung (vgl. Kapitel 2). Mit einem hybriden Aufbau bestehend aus einem Wechselrichterteil und einer in Serie geschalteten Kapazität C_s kann die zu installierende Wechselrichterleistung weiter gesenkt werden, ohne dabei den Aussteuerbereich zu verkleinern. Umgekehrt gesehen kann der Aussteuerbereich mit der gleichen installierten Wechselrichterleistung durch einen hybriden Aufbau mit einer Serienskapazität C_s vergrößert werden. Dies zeigt der Versuch in Figur 6.6.



Figur 6.6: Maximaler Aussteuerbereich des hybriden TL-RSC: von maximal induktiver zu maximal kapazitiver Kompensation ohne hybride Kapazität C_s links, und von neutraler zu maximal kapazitiver Kompensation mit hybrider Kapazität C_s rechts.

Es sind wiederum die gleichen Grössen der Phase a dargestellt wie in Figur 6.4. Von oben nach unten gesehen sind das (der Index a wird in der Folge nicht mehr angegeben):

- der Leitungsstrom i_2 am Leitungsende 2 und seine Amplitude I_2 ,
- die DC-Spannung u_{DC} ,
- der Wechselrichterstrom i_{WR} auf der AC-Seite des Wechselrichters,
- die totale Kompensatorspannung u_{komp} , bestehend aus der Summe der gefilterten WR-Ausgangsspannung u_f und der Spannung u_s über der Seriikapazität C_s .

Da im Labormodell die Seriikapazität C_s über einen Schütz nur ausser Betrieb zugeschaltet werden kann, teilt sich der gesamte Versuch in zwei Teile auf: einen Teil (0...1s, links) ohne zugeschaltete Kapazität C_s ($u_s=0$), den zweiten Teil (1...2s, rechts) mit in Serie geschalteter Kapazität C_s . Der Wechselrichterteil des Kompensators wird dabei so geregelt, dass der Leitungsstrom i_2 bzw. seine Amplitude I_2 kontinuierlich über beide Teilversuche hin von einem Minimalwert von $0.6pu$ beim Zeitpunkt $0s$ ohne hybride Kapazität C_s bis zu einem Maximalwert von $1.5pu$ beim Zeitpunkt $2s$ mit zugeschalteter hybrider Kapazität C_s geregelt wird. Der Versuch wird wiederum bei einem Arbeitspunkt der Leitung von $\delta_o=30^\circ$ zwischen den beiden Endspannungen u_1 und u_2 durchgeführt. Bei diesem Arbeitspunkt der Leitung fliesst ohne Kompensatoreinwirkung Nennstrom $I_2=I_N=1pu$ durch die Leitung. Durch die Entkopplung L_e des Kompensators ist der Regelbereich gegenüber dem Regelbereich bei den Computersimulationen in Kapitel 5 leicht in den induktiven Bereich verschoben. Das bedeutet, dass bei einer WR-Spannung $U_{WR}=0pu$ ohne Serie-Kapazität C_s ($u_s=0$) der Leitungsstrom I_2 leicht unter dem Nennwert I_N liegt. Das verwendete Regelungsverfahren entspricht hier dem in Kapitel 5.5 beschriebenen Regelungsverfahren mit konstant auf $u_{DC}=0.2pu$ gehaltener DC-Spannung.

Im ersten Teil (0...1s) muss der Kompensator zuerst maximal induktive Blindleistung beziehen. Beim Zeitpunkt $0.4s$ erfolgt ein Sollwertschritt auf maximal kapazitive Kompensation. Dadurch wird der Strom von einem Minimalwert von $0.6pu$ auf ca. $1.1pu$ angehoben. Dies entspricht einem Regelbereich von ca. $0.5pu$ durch den Wechselrichterteil des hybriden Kompensators bei einer konstanten DC-Spannung von $0.2pu$. Im zweiten Teil des Versuches ist die Seriikapazität C_s zugeschaltet. Der Wechselrichter taktet vorerst Nullspannung ($U_{WR}=0pu$). Durch die zugeschaltete Kapazität C_s ist die Kompensatorspannung u_{komp} gegeben durch die Spannung u_s über der Seriikapazität C_s und, abgesehen vom Einfluss der Entkopplungsinduktivität L_e beim momentanen Strom von $I_2=1.1pu$ etwa gleich gross wie vorher die Spannung u_f des Wechselrichterteils im kapazitiven Betrieb ohne Seriikapazität.

azität C_s . Der Strom i_2 bleibt dadurch gleich gross wie beim kapazitiven Betrieb ohne C_s . Beim Zeitpunkt $1.25s$ erfolgt dann ein Sollwertsprung auf maximal kapazitive Kompensation des Wechselrichterteils. Auf diese Weise erhöht sich der Strom i_2 weiter bis auf einen Maximalwert von $1.5pu$. Gesamthaft ist der Regelbereich des hybriden Kompensators also ca. $0.9pu$ gross, dies mit nur $0.2pu$ installierter Wechselrichterleistung und ebenfalls $0.2pu$ Leistung der Seriekapazität C_s bei Nennstrom $I_2=I_N$.

7 Schlussfolgerungen und Ausblick

Schlussfolgerungen

In dieser Dissertation ist aufgezeigt worden, dass

- allein mit der Einspeisung von Blindleistung in Serie zu einer Hochspannungsleitung der Leistungsfluss durch die Leitung in einem weiten Bereich geregelt werden kann.
- die für diese Leistungsflussregelung erforderliche Blindleistung klein ist im Vergleich zur geregelten Durchflussleistung.
- diese Blindleistung deswegen durch eine AC-seitige Serieschaltung von Spannungswechselrichter ohne zusätzliche Speisung auf der DC-Seite erreicht werden kann.
- diese Spannungswechselrichter dadurch ohne Transformator in die Leitung geschaltet werden können.
- der Aufbau dieses Kompensators dadurch grundsätzlich einphasig ist und in einem dreiphasigen System dreimal einphasig aufgebaut werden muss.
- der Kompensator durch die kleine Dimensionierung und durch die Einsparung des Transformators sehr kostengünstig gebaut werden kann.
- die Leitung zahlreiche Resonanzstellen aufweist, die durch die schaltenden Wechselrichter angeregt werden können.
- der Kompensator durch die versetzte Taktung der seriegelagerten Wechselrichter den Leitungsstrom nur geringfügig mit Oberschwingungen belastet und die Anregung hoher Resonanzströme dadurch verhindert wird.
- zur Deckung der Verluste des Kompensators ein entsprechender Wirkstrom aus der Leitung bezogen werden muss.
- der Regelbereich durch die Verluste des Kompensators vor allem bei kleinen Durchflussleistungen durch die Leitung eingeschränkt wird,
- die Verluste des Kompensators durch ein Regelungsverfahren mit Anpassung der DC-Spannung an den für die Erzielung der Leistungsflussregelung minimal nötigen Wert reduziert werden können.
- durch dieses Verfahren die Belastung des Leitungsstromes mit Oberschwingungen zusätzlich reduziert werden kann.
- als direkte Folge der Verlustreduktion der Regelbereich des Kompensators bei kleinen Durchflussleistungen durch die Leitung erweitert werden kann.

Für den kommerziellen Einsatz spielen Kosten eine wichtige Rolle. Die Elimination des Transformators ist ein effektives Mittel zur Kostensenkung. In

dieser Dissertation ist sowohl mit Computersimulationen als auch mit Versuchen an einer Laboranlage die Machbarkeit und die Funktionsweise des transformatorlosen reaktiven Seri kompensators aufgezeigt worden. Dieses moderne FACTS-Gerät verbindet eine hohe Leistungsfähigkeit mit tiefen Kosten und hat deswegen gute Aussichten, unter den ersten modernen FACTS-Geräten mit abschaltbaren Halbleitern zu sein, die kommerziell eingesetzt werden.

Ausblick auf weitere zu untersuchende Probleme

In dieser Dissertation sind vor allem die grundsätzlichen Fragen wie Machbarkeit, Oberschwingungsbelastung und Regelung des TL-RSC zur Leistungsflussregelung in einer Hochspannungsleitung untersucht worden. Für die spezifische Realisation einer solchen Anlage müssen weitere Untersuchungen durchgeführt werden. Dazu gehören

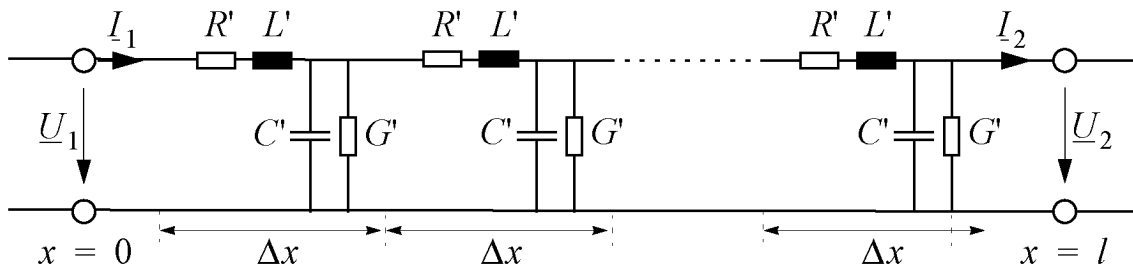
- Evaluation der besten Konfiguration (Anzahl WR, mit/ohne LC-Filter auf der AC- und/oder auf der DC-Seite) und des besten Einsatzortes in der Leitung unter Berücksichtigung der zulässigen Oberschwingungsbelastung und des nötigen Regelbereiches für den spezifischen realen Einsatz.
- Kosten-/Nutzevaluation und Vergleich mit einer konventionellen Anlage für den spezifischen realen Fall.
- Evaluation der Netzführung in einem Verbundnetz mit mehreren installierten Kompensatoren.
- Simulation von Netzfehlern und Testen des vorgeschlagenen Schutzkonzeptes.
- Simulation von WR-Fehlern und Testen des vorgeschlagenen Redundanz-Konzeptes mit Hilfe des schnellen Bypass-AC-Schalters.
- Verhinderung von DC-Anteilen im Netzstrom, welche angeschlossene Leitungstransformatoren in die Sättigung treiben könnten.
- Nutzung der Anlage für Zusatzaufgaben neben der Leistungsflussregelung, wie
 - Netzstabilisierung nach Behebung eines Netzfehlers.
 - Dämpfung von Netzpendelungen.

Anhang A

Herleitung der stationären Vierpol Zeiger- gleichungen der Leitung

A.1 Verlustbehaftete Leitung

Die verlustbehaftete Leitung kann mit Hilfe einer Reihenschaltung von RL - GC Gliedern modelliert werden wie in Figur A.1 dargestellt (vgl. [49]).



Figur A.1: Modellierung der verlustbehafteten Leitung als Vierpol mit einer Reihenschaltung von RL - GC Gliedern.

In Figur A.1 sind die Zeiger an den Enden $x=0$ und $x=l$ der Leitung gegeben durch die Zeiger (A.1) bis (A.4). Dabei bezeichnen die Indizes 1 und 2 die entsprechenden Enden der Leitung $x=0$ und $x=l$.

$$\underline{U}_1 = U_1 e^{j\Phi_{u1}} \quad (\text{A.1})$$

$$\underline{I}_1 = I_1 e^{j\Phi_{i1}} \quad (\text{A.2})$$

$$\underline{U}_2 = U_2 e^{j\Phi_{u2}} \quad (\text{A.3})$$

$$\underline{I}_2 = I_2 e^{j\Phi_{i2}} \quad (\text{A.4})$$

Das Modell der Leitung in Figur A.1 ist in einzelne Längenabschnitte Δx unterteilt. Jeder Abschnitt Δx besteht aus einem $RLGC$ Glied. Nach Kirchhoff ergibt sich für die einzelnen Abschnitte Δx :

$$u(x, t) - u(x + \Delta x, t) = R' \cdot \Delta x \cdot i(x, t) + L' \cdot \Delta x \cdot \frac{d}{dt} i(x, t) \quad (\text{A.5})$$

$$i(x, t) - i(x + \Delta x, t) = G' \cdot \Delta x \cdot u(x, t) + C' \cdot \Delta x \cdot \frac{d}{dt} u(x, t) \quad (\text{A.6})$$

Mit $\Delta x \rightarrow 0$ ergeben sich partielle Differentialgleichungen. Dabei wird $\Delta x \rightarrow \partial x$ und $dt \rightarrow \partial t$:

$$-\frac{\partial}{\partial x}u(x, t) = R' \cdot i(x, t) + L' \frac{\partial}{\partial t}i(x, t) \quad (\text{A.7})$$

$$-\frac{\partial}{\partial x}i(x, t) = G' \cdot u(x, t) + C' \frac{\partial}{\partial t}u(x, t) \quad (\text{A.8})$$

Nach Ableiten von (A.5) nach x und (A.6) nach t ergeben sich die Telegraphengleichungen der verlustbehafteten Leitung:

$$-\frac{\partial^2}{\partial x^2}u(x, t) = R'G'u(x, t) + (R'C' + L'G') \cdot \frac{\partial}{\partial t}u(x, t) + L'C' \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2}u(x, t) \quad (\text{A.9})$$

$$-\frac{\partial^2}{\partial x^2}i(x, t) = R'G'i(x, t) + (R'C' + L'G') \cdot \frac{\partial}{\partial t}i(x, t) + L'C' \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2}i(x, t) \quad (\text{A.10})$$

Mit den Phasoren $u(x, t) = \text{Re}(\underline{U}(x)e^{j\omega t})$ und $i(x, t) = \text{Re}(\underline{I}(x)e^{j\omega t})$ lassen sich die partiellen Differentialgleichungen (A.7) und (A.8) in die gewöhnlichen linearen Differentialgleichungen (A.11) und (A.12) umwandeln:

$$\frac{d}{dx}\underline{U}(x) = -(R' + j\omega L') \cdot \underline{I}(x) \quad (\text{A.11})$$

$$\frac{d}{dx}\underline{I}(x) = -(G' + j\omega C') \cdot \underline{U}(x) \quad (\text{A.12})$$

Entsprechend lassen sich auch die partiellen Differentialgleichungen (A.9) und (A.10) in die gewöhnlichen linearen Differentialgleichungen (A.13) und (A.14) umwandeln:

$$\frac{d^2}{dx^2}\underline{U}(x) = (R' + j\omega L')(G' + j\omega C') \cdot \underline{U}(x) = \underline{\gamma}^2 \cdot \underline{U}(x) \quad (\text{A.13})$$

$$\frac{d^2}{dx^2}\underline{I}(x) = (R' + j\omega L')(G' + j\omega C') \cdot \underline{I}(x) = \underline{\gamma}^2 \cdot \underline{I}(x) \quad (\text{A.14})$$

Dabei ist die Ausbreitungskonstante der Leitung definiert durch:

$$\underline{\gamma} = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (\text{A.15})$$

Die Lösung der gewöhnlichen linearen Differentialgleichung (A.13) lautet:

$$\underline{U}(x) = (\underline{U}_{a0} \cdot e^{-\underline{\gamma}x} + \underline{U}_{b0} \cdot e^{\underline{\gamma}x}) \quad (\text{A.16})$$

Nach Ableiten von (A.16) nach x und Einsetzen in (A.11) ergibt sich für den Strom schliesslich:

$$\begin{aligned} \underline{I}(x) &= \frac{\gamma}{R' + j\omega L'} \cdot (\underline{U}_{a0} \cdot e^{-\gamma x} - \underline{U}_{b0} \cdot e^{\gamma x}) = \\ &= \frac{1}{\underline{Z}_0} \cdot (\underline{U}_{a0} \cdot e^{-\gamma x} - \underline{U}_{b0} \cdot e^{\gamma x}) \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Die Wellenimpedanz der Leitung ist dabei definiert durch:

$$\underline{Z}_0 = \sqrt{\frac{(R' + j\omega L')}{(G' + j\omega C')}} \quad (\text{A.18})$$

Mit den Anfangsbedingungen $x = 0$ und $x = l$ lassen sich die zwei Teilwellen \underline{U}_{a0} und \underline{U}_{b0} bestimmen und in (A.16) und (A.17) einsetzen. Daraus resultieren schlussendlich die Vierpol Zeigergleichungen der verlustbehafteten Leitung. Dabei sind (A.19) und (A.20) zu verwenden, wenn die Grössen \underline{U}_1 und \underline{I}_1 am Leitungsende 1 bekannt sind und in Bezug darauf das Verhalten der Leitung an der Stelle x anhand der Grössen $\underline{U}(x)$ und $\underline{I}(x)$ gesucht ist. Die Gleichungen (A.21) und (A.22) sind dementsprechend zu verwenden, wenn die Grössen \underline{U}_2 und \underline{I}_2 am Leitungsende 2 bekannt sind und in Bezug darauf das Verhalten der Leitung an der Stelle x anhand der Grössen $\underline{U}(x)$ und $\underline{I}(x)$ gesucht ist.

$$\underline{U}(x) = \frac{1}{2}(\underline{U}_1 + \underline{I}_1 \underline{Z}_0) e^{-\gamma x} + \frac{1}{2}(\underline{U}_1 - \underline{I}_1 \underline{Z}_0) e^{\gamma x} \quad (\text{A.19})$$

$$\underline{I}(x) \underline{Z}_0 = \frac{1}{2}(\underline{U}_1 + \underline{I}_1 \underline{Z}_0) e^{-\gamma x} - \frac{1}{2}(\underline{U}_1 - \underline{I}_1 \underline{Z}_0) e^{\gamma x} \quad (\text{A.20})$$

$$\underline{U}(x) = \frac{1}{2}(\underline{U}_2 + \underline{I}_2 \underline{Z}_0) e^{-(x-l)\gamma} + \frac{1}{2}(\underline{U}_2 - \underline{I}_2 \underline{Z}_0) e^{(x-l)\gamma} \quad (\text{A.21})$$

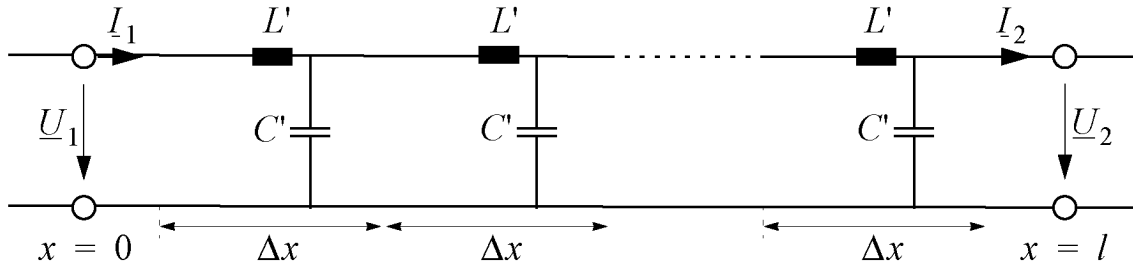
$$\underline{I}(x) \underline{Z}_0 = \frac{1}{2}(\underline{U}_2 + \underline{I}_2 \underline{Z}_0) e^{-(x-l)\gamma} - \frac{1}{2}(\underline{U}_2 - \underline{I}_2 \underline{Z}_0) e^{(x-l)\gamma} \quad (\text{A.22})$$

Die Gleichungen (A.19)-(A.22) lassen sich auch in eine mathematisch elegantere Form schreiben, wie zum Beispiel (A.19) in (A.23):

$$\begin{aligned} \underline{U}(x) &= \underline{U}_1 \cdot \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} - \underline{I}_1 \underline{Z}_0 \cdot \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2} \\ &= \underline{U}_1 \cdot \cosh(\gamma x) - \underline{I}_1 \underline{Z}_0 \cdot \sinh(\gamma x) \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

A.2 Verlustlose Leitung

Die verlustlose Leitung kann mit Hilfe einer Reihenschaltung von LC Gliedern modelliert werden wie in Figur A.2 dargestellt.



Figur A.2: Modellierung der verlustlosen Leitung als Vierpol mit einer Reihenschaltung von L - C Gliedern.

Die Gleichungen der verlustlosen Leitung können mit $R' = 0$ und $G' = 0$ direkt aus den Gleichungen der verlustbehafteten Leitung überführt werden. Für Ausbreitungskonstante $\underline{\gamma}$ und Wellenimpedanz \underline{Z}_0 resultiert dann:

$$\underline{\gamma} = j\beta = j\omega\sqrt{L'C'} \quad (\text{A.24})$$

$$\underline{Z}_0 = Z_0 = \sqrt{L'/C'} \quad (\text{A.25})$$

Mit $e^{\underline{\gamma}x} = e^{j\beta x} = \cos\beta x + j\sin\beta x$ und $e^{-\underline{\gamma}x} = e^{-j\beta x} = \cos\beta x - j\sin\beta x$ ergibt sich aus den Gleichungen (A.19) bis (A.22) der verlustbehafteten Leitung die entsprechenden Gleichungen der verlustlosen Leitung:

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_1 \cos\beta x - j\underline{I}_1 Z_0 \sin\beta x \quad (\text{A.26})$$

$$\underline{I}(x)Z_0 = \underline{I}_1 Z_0 \cos\beta x - j\underline{U}_1 \sin\beta x \quad (\text{A.27})$$

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_2 \cos\beta(l-x) + j\underline{I}_2 Z_0 \sin\beta(l-x) \quad (\text{A.28})$$

$$\underline{I}(x)Z_0 = \underline{I}_2 Z_0 \cos\beta(l-x) + j\underline{U}_2 \sin\beta(l-x) \quad (\text{A.29})$$

An den Leitungsenden $x = 0$ und $x = l$ berechnen sich die Spannungs- und Stromzeiger des anderen Leitungsendes zu:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 \cos\beta l - j\underline{I}_1 Z_0 \sin\beta l \quad (\text{A.30})$$

$$\underline{I}_2 Z_0 = \underline{I}_1 Z_0 \cos\beta l - j\underline{U}_1 \sin\beta l \quad (\text{A.31})$$

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2 \cos\beta l + j\underline{I}_2 Z_0 \sin\beta l \quad (\text{A.32})$$

$$\underline{I}_1 Z_0 = \underline{I}_2 Z_0 \cos\beta l + j\underline{U}_2 \sin\beta l \quad (\text{A.33})$$

Mit den Zeigern (A.1) bis (A.4) sowie mit (A.30) und (A.32) lassen sich die Leistungen an den Enden der verlustlosen Leitung berechnen. Dabei kann die totale Scheinleistung \underline{S} in Wirk- \underline{P} und Blindanteil \underline{Q} aufgeteilt werden. Mit $\underline{S}_1 = \underline{U}_1' \cdot \underline{I}_1$ und $\underline{S}_2 = \underline{U}_2' \cdot \underline{I}_2$ ergibt sich für die Leistungen an den Enden der verlustlosen Leitung somit:

$$\begin{aligned}\underline{S}_1 &= P_1 && + jQ_1 = \\ &= \frac{U_1 U_2 \sin(\varphi_{u1} - \varphi_{u2})}{Z_0 \sin \beta l} && + j \frac{U_1 U_2 \cos(\varphi_{u1} - \varphi_{u2}) - U_1^2 \cos \beta l}{Z_0 \sin \beta l} \quad (\text{A.34})\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\underline{S}_2 &= P_2 && + jQ_2 = \\ &= \frac{U_1 U_2 \sin(\varphi_{u1} - \varphi_{u2})}{Z_0 \sin \beta l} && - j \frac{U_1 U_2 \cos(\varphi_{u1} - \varphi_{u2}) - U_2^2 \cos \beta l}{Z_0 \sin \beta l} \quad (\text{A.35})\end{aligned}$$

Dabei sind die Wirkleistungsanteile P_1 und P_2 an beiden Leitungsenden 1 und 2 gleich, wohingegen sich die Blindleistungsanteile Q_1 und Q_2 an den Leitungsenden 1 und 2 unterscheiden.

Anhang B

Systemgleichungen und Entkopplung

B.1 Lineare Differentialgleichungen des Systems

Das vereinfachte System in Figur 5.1 in Kapitel 5.3 kann durch die zwei Differentialgleichungen (B.1) und (B.2) beschrieben werden.

$$\underline{U}_x - \underline{U}_{komp} = L \cdot \left(\frac{d}{dt} \underline{I}_2 + j\omega \underline{I}_2 \right) + R \cdot \underline{I}_2 \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{1}{2} \text{Re}(\underline{U}_{komp} \cdot \underline{I}_2') = u_{DC} \cdot \left(C \cdot \frac{du_{DC}}{dt} + G \cdot u_{DC} \right) \quad (\text{B.2})$$

- Die Gleichung (B.1) beschreibt die Dynamik der Leitung, gegeben durch die Induktivität L der Leitung. Das dynamische Verhalten des darin ‘gespeicherten’ Stromes \underline{I}_2 wird durch der über der Induktivität L liegenden Spannung $\underline{U}_x - \underline{U}_{komp}$ beeinflusst.
- Die Gleichung (B.2) beschreibt die Dynamik des Kompensators, gegeben durch die DC-Kapazität C . Das dynamische Verhalten der darin ‘gespeicherten’ Spannung u_{DC} wird durch den Wirkleistungsfluss von der AC- auf die DC-Seite beeinflusst.

Die verwendeten Systemvariablen werden relativ zu einem festzulegenden Referenzsystem in eine reelle d- und eine imaginäre q-Komponente aufgeteilt. Die Kompensatorspannung \underline{U}_{komp} wird mit Hilfe des in zwei Modulationssignale m_d und m_q aufgespalteten Modulationsgrades \underline{m} und der DC-Spannung U_{DC} beschrieben. Die Modulationssignale m_d und m_q können dabei beide Vorzeichen annehmen.

$$\underline{U}_x = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 = u_{xd} + ju_{xq} \quad (\text{B.3})$$

$$\underline{I}_2 = i_{2d} + ji_{2q} \quad (\text{B.4})$$

$$\underline{U}_{komp} = u_{kompd} + ju_{kompq} = u_{DC} \cdot \underline{m} = u_{DC} \cdot (m_d + jm_q) \quad (\text{B.5})$$

Die Differentialgleichungen (B.1) und (B.2) werden nun mit Hilfe von (B.3)-(B.5) in die Gleichungen (B.6)-(B.8) überführt. Dabei entstehen aus (B.1) zwei Gleichungen (B.6) und (B.7), je eine für den Real- und eine für den Imaginärteil bezogen auf das festzulegende Referenzsystem.

$$L \cdot \frac{di_{2d}}{dt} = u_{xd} - m_d u_{DC} + \omega L i_{2q} - R i_{2d} \quad (\text{B.6})$$

$$L \cdot \frac{di_{2q}}{dt} = u_{xq} - m_q u_{DC} - \omega L i_{2d} - R i_{2q} \quad (\text{B.7})$$

$$C \cdot \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{2}(m_d i_{2d} + m_q i_{2q}) - G u_{DC} \quad (\text{B.8})$$

B.2 Linearisierung und Referenzsystem

Die zwei Systemgleichungen in (B.1) und (B.2) sind nicht linear. Jede Variable wird deswegen mit einer stationären Komponente (Index o), und einer dynamischen linearen Komponente (Δ) beschrieben.

$$\begin{aligned} i_{2d} &= i_{2do} + \Delta i_{2d}; & i_{2q} &= i_{2qo} + \Delta i_{2q}; & u_{DC} &= u_{DCo} + \Delta u_{DC}; \\ m_d &= m_{do} + \Delta m_d; & m_q &= m_{qo} + \Delta m_q; & & \\ u_{xd} &= u_{xdo} + \Delta u_{xd}; & u_{xq} &= u_{xqo} + \Delta u_{xq} & & \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Ein komplexes d-q Referenzsystem wird nun so gelegt, dass die reelle Achse für den stationären Fall (Index o) in Richtung des Stromzeigers \underline{I}_{2o} zu liegen kommt. Dadurch wird im stationären Fall (o) die q-Komponente i_{2qo} des Stromes \underline{I}_2 zu Null und die d-Komponente i_{2do} gerade zur zu regelnden Strom-Amplitude I_2 .

$$\underline{I}_{2(o)} = i_{2do} + j i_{2qo} = i_{2do} = I_{2(o)}; \quad i_{2qo} = 0 \quad (\text{B.10})$$

B.3 Stationäre Systemgleichungen

Aus (B.6)-(B.8) ergeben sich für die stationären Anteile (o) der Linearisierung gemäss (B.9) die stationären Systemgleichungen (B.11)-(B.13).

$$u_{xdo} = m_{do} \cdot u_{DCo} + R \cdot i_{2do} \quad (\text{B.11})$$

$$u_{xqo} = m_{qo} \cdot u_{DCo} + \omega L \cdot i_{2do} \quad (\text{B.12})$$

$$u_{DCo} = m_{do} \cdot i_{2do} / 2G \quad (\text{B.13})$$

B.4 Dynamische Übertragungsfunktionen

Aus (B.6)-(B.8) ergeben sich für die dynamischen Anteile (Δ) der Linearisierung gemäss (B.9) mit Hilfe der Laplace-Transformation die dynamischen Systemgleichungen (B.14)-(B.16). Terme mit der Multiplikation zweier dynamischer Anteile ($\Delta \cdot \Delta$) sind klein und wurden der Einfachheit halber vernachlässigt.

$$(sL + R) \cdot \Delta i_{2d} = \Delta u_{xd} - (\Delta m_d \cdot u_{DCo} + m_{do} \cdot \Delta u_{DC}) + \omega L \cdot \Delta i_{2q} \quad (\text{B.14})$$

$$(sL + R) \cdot \Delta i_{2q} = \Delta u_{xq} - (\Delta m_q \cdot u_{DCo} + m_{qo} \cdot \Delta u_{DC}) - \omega L \cdot \Delta i_{2d} \quad (\text{B.15})$$

$$(sC + G) \cdot \Delta u_{DC} = (m_{do} \Delta i_{2d} + \Delta m_d i_{2do} + m_{qo} \Delta i_{2q} + \Delta m_q i_{2qo})/2 \quad (\text{B.16})$$

Löst man dieses Gleichungssystem nach den drei Systemgrössen Δi_{2d} , Δi_{2q} und Δu_{DC} auf, so resultieren schliesslich die gesuchten dynamischen Übertragungsfunktionen in (B.17). Die Komponenten der Matrizen A und B sind in Tafel B.1 gegeben.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{2d} \\ \Delta u_{DC} \\ \Delta i_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \end{bmatrix}_A \cdot \begin{bmatrix} \Delta m_q \\ \Delta m_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \end{bmatrix}_B \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{xq} \\ \Delta u_{xd} \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

Da die reelle Achse des Referenzsystems in Richtung des Stromzeigers gelegt wird beschreibt die Komponente Δi_{2d} das für die Regelung interessante Verhalten der Dynamik der Stromamplitude. Die Übertragungsfunktionen für die Komponente Δi_{2q} werden deswegen nicht weiter betrachtet. Die Systemgleichungen in (B.17) reduzieren sich somit zu (B.18).

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{2d} \\ \Delta u_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}_A \cdot \begin{bmatrix} \Delta m_q \\ \Delta m_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}_B \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{xq} \\ \Delta u_{xd} \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

Tafel B.1: Übertragungsfunktionen der Systemmatrizen A und B in Gleichung (B.17)

$$a_{11} = -u_{DCo} \cdot [(2\omega LC)s + (2\omega LG - m_{do}m_{qo})]/Nn \quad (B.19)$$

$$a_{12} = -[(2LCu_{DCo})s^2 + (2RCu_{DCo} + 4LGu_{DCo})s + (m_{qo}^2u_{DCo} + 4RGu_{DCo} + \omega Lm_{qo}i_{2do})]/Nn \quad (B.20)$$

$$a_{21} = -u_{DCo} \cdot [(Lm_{qo})s + (\omega Lm_{do} + Rm_{qo})]/Nn \quad (B.21)$$

$$a_{22} = [(L^2i_{2do})s^2 + (2RLi_{2do} - Lm_{do}u_{DCo})s + (\omega Lm_{qo}u_{DCo} - Rm_{do}u_{DCo} + (\omega^2L^2 + R^2)i_{2do})]/Nn \quad (B.22)$$

$$a_{31} = -u_{DCo} \cdot [(2LC)s^2 + (2LG + 2RC)s + (2RG + m_{do}^2)]/Nn \quad (B.23)$$

$$a_{32} = [(2\omega LCu_{DCo} - Lm_{qo}i_{do})s + (2\omega LGu_{DCo} + i_{do}(\omega Lm_{do} - Rm_{qo}) + m_{do}m_{qo}u_{DCo})]/Nn \quad (B.24)$$

$$b_{11} = [(2\omega LC)s + (2\omega LG - m_{do}m_{qo})]/Nn = -a_{11}/u_{DCo} \quad (B.25)$$

$$b_{12} = [(2LC)s^2 + (2RC + 2LG)s + (m_{qo}^2 + 2RG)]/Nn = -a_{12}/u_{DCo} - 2G/m_{do} \cdot [(Lm_{do})s + (Rm_{do} + \omega Lm_{qo})]/Nn \quad (B.26)$$

$$b_{21} = [(Lm_{qo})s + (\omega Lm_{do} + Rm_{qo})]/Nn = -a_{21}/u_{DCo} \quad (B.27)$$

$$b_{22} = [(Lm_{do})s + (-\omega Lm_{qo} + Rm_{do})]/Nn = -a_{22}/u_{DCo} + 2G/m_{do} \cdot [(L^2)s^2 + (2RL)s + (\omega^2L^2 + R^2)]/Nn \quad (B.28)$$

$$b_{31} = -[(2LC)s^2 + (2LG + 2RC)s + (2RG + m_{do}^2)]/Nn = -a_{31}/u_{DCo} \quad (B.29)$$

$$b_{32} = [(2\omega LC)s + (2\omega LG + m_{do}m_{qo})]/Nn = -a_{32}/u_{DCo} - 2G/m_{do} \cdot [(Lm_{qo})s + (Rm_{qo} - \omega Lm_{do})]/Nn \quad (B.30)$$

Dabei beträgt der Nenner Nn immer:

$$Nn = (2L^2C)s^3 + (4RLC + 2L^2G)s^2 + [2R^2C + 4RLG + 2(\omega L)^2C + L(m_{do}^2 + m_{qo}^2)]s + 2R^2G + 2(\omega L)^2G + R(m_{do}^2 + m_{qo}^2) \quad (B.31)$$

B.5 Lineare Entkopplung

Die Systemgleichungen in (B.18) sind gekoppelt. Damit die Komponenten Δi_{2d} und Δu_{DC} unabhängig voneinander über die Stellgrößen Δm_q bzw. Δm_d geregelt werden können, kann basierend auf den hergeleiteten linearisierten dynamischen Übertragungsfunktionen in (B.18) eine Vorsteuerung wie in (B.32) beschrieben berechnet werden.

$$\begin{bmatrix} \Delta m_q \\ \Delta m_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -d_1 \\ -d_2 & 1 \end{bmatrix}_D \cdot \begin{bmatrix} \Delta m_q' \\ \Delta m_d' \end{bmatrix} \quad (\text{B.32})$$

Aus (B.32) und (B.18) resultiert für die entkoppelte Matrix A' (B.33).

$$\begin{bmatrix} a_{11}' & a_{12}' \\ a_{21}' & a_{22}' \end{bmatrix}_{A'} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}_A \cdot \begin{bmatrix} 1 & -d_1 \\ -d_2 & 1 \end{bmatrix}_D \quad (\text{B.33})$$

Damit die Kopplungsterme a_{12}' und a_{21}' in (B.33) zu Null werden muss für die beiden Komponenten d_1 und d_2 der Entkopplungsmatrix D gelten:

$$d_1 = a_{12}/a_{11} \quad (\text{B.34})$$

$$d_2 = a_{21}/a_{22} \quad (\text{B.35})$$

Damit ergibt sich für die Komponenten d_1 und d_2 :

$$d_1 = \frac{(2LC)s^2 + (4LG + 2RC)s + (4RG + m_{qo}^2 + 2\omega LG m_{qo}/m_{do})}{(2\omega LC)s + (2\omega LG - m_{do} m_{qo})} \quad (\text{B.36})$$

$$d_2 = \frac{-m_{do} \cdot ((Lm_{qo})s + \omega Lm_{do} + Rm_{qo})}{(2L^2G)s^2 + (4RLG - Lm_{do}^2)s + 2G(R^2 + \omega^2 L^2) + \omega Lm_{qo}m_{do} - Rm_{do}^2} \quad (\text{B.37})$$

Die resultierenden entkoppelten Systemgleichungen sind in (B.38) gegeben.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}' & 0 \\ 0 & a_{22}' \end{bmatrix}_{A'} \cdot \begin{bmatrix} \Delta m_q' \\ \Delta m_d' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}_B \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{xq} \\ \Delta u_{xd} \end{bmatrix} \quad (\text{B.38})$$

Die Komponenten der entkoppelten Matrix A' betragen dabei:

$$a_{11}' = \frac{-m_{do} \cdot (m_{qo} u_{co} + \omega L i_{do})}{(2L^2G)s^2 + (4RLG - Lm_{do}^2)s + 2G(R^2 + \omega^2 L^2) + \omega Lm_{qo}m_{do} - Rm_{do}^2} \quad (\text{B.39})$$

$$a_{22}' = \frac{m_{qo} u_{co} + \omega L i_{do}}{(2\omega LC)s + 2\omega LG - m_{do} m_{qo}} \quad (\text{B.40})$$

B.6 Nichtlineare Entkopplung

Da die Entkopplung basierend auf den linearisierten dynamischen Übertragungsfunktionen in der Praxis schwierig und nur mit starken Vereinfachungen realisierbar ist, wurde für die Realisierung ein mehr pragmatischer Ansatz gewählt. Die in d- und q- Komponenten aufgeteilten Differentialgleichungen (B.6)-(B.8) dienen dabei als Grundlage der folgenden Berechnungen.

Durch Ableiten von (B.6) nach der Zeit t und Einsetzen von (B.7) und (B.8) in die resultierende Gleichung erhält man nach rein algebraischer Rechnung die Gleichung (B.41) für den Strom i_{2d} . Dabei wurden die Terme in Abhängigkeit der Störgrößen u_{xd} und u_{xq} vernachlässigt, da diese auf die Kopplung der Regelstrecke keinen Einfluss haben.

$$\begin{aligned} \frac{L}{\omega} \cdot \frac{d^2 i_{2d}}{dt^2} + \frac{R}{\omega} \cdot \frac{di_{2d}}{dt} + \omega L i_{2d} = & - \left(u_{DC} + \frac{m_d i_{2q}}{2\omega C} \right) m_q - \frac{m_d^2}{2\omega C} i_{2d} - \\ & - R i_{2q} - \frac{u_{DC}}{\omega} \cdot \frac{dm_d}{dt} + \frac{G u_{DC}}{\omega C} \cdot m_d \end{aligned} \quad (\text{B.41})$$

Für die DC-Spannung u_{DC} kann die Gleichung (B.8) direkt als (B.42) übernommen werden.

$$C \cdot \frac{du_{DC}}{dt} + G u_{DC} = \frac{1}{2} (m_d i_{2d} + m_q i_{2q}) \quad (\text{B.42})$$

Das Ziel der Entkopplung ist es, die Gleichungen (B.41) und (B.42) so zu vereinfachen, dass der Strom i_{2d} und die DC-Spannung u_{DC} unabhängig voneinander über die Modulationssignale m_q bzw. m_d geregelt werden können. Die Zielgleichungen können also wie in (B.43) und (B.44) formuliert werden.

$$\frac{L}{\omega} \cdot \frac{d^2 i_{2d}}{dt^2} + \frac{R}{\omega} \cdot \frac{di_{2d}}{dt} + \omega L i_{2d} = -K_q \cdot m_q' \quad (\text{B.43})$$

$$C \cdot \frac{du_{DC}}{dt} + G u_{DC} = \frac{1}{2} K_d \cdot m_d' \quad (\text{B.44})$$

Dabei sind K_q und K_d wählbare Konstanten. Die beiden Größen m_q' und m_d' sind die neuen unabhängigen Stellgrößen für die beiden Regler des Leitungsstromes i_{2d} und der DC-Spannung u_{DC} . Würde durch die gesuchte Entkopplung das System in (B.43) und (B.44) resultieren, so wäre die Ent-

kopplung perfekt. Vergleicht man nun die entkoppelten Gleichungen (B.43) und (B.44) mit den entsprechenden nicht entkoppelten Gleichungen (B.41) und (B.42), so ergeben sich die folgenden Gleichungen (B.45) und (B.46) für die neuen Stellgrössen m_q' und m_d' .

$$K_q \cdot m_q' = \left(u_{DC} + \frac{m_d i_{2q}}{2\omega C} \right) m_q + \frac{m_d^2}{2\omega C} i_{2d} + R i_{2q} + \frac{u_{DC}}{\omega} \cdot \frac{dm_d}{dt} - \frac{G u_{DC}}{\omega C} \cdot m_d \quad (\text{B.45})$$

$$K_d \cdot m_d' = m_d i_{2d} + m_q i_{2q} \quad (\text{B.46})$$

Aus diesen Gleichungen lassen sich schliesslich die gesuchten entkoppelten Modulationssignale m_q und m_d berechnen.

$$m_d = \frac{\omega R i_{2q}^2 + \omega u_{DC} K_d m_d' + \left(u_{DC} \frac{dm_d}{dt} - \omega K_q m_q' \right) i_{2q}}{\omega i_{2d} u_{DC} + \frac{1}{C} \left(G u_{DC} - \frac{K_d m_d'}{2} \right) i_{2q}} \quad (\text{B.47})$$

$$m_q = \frac{\frac{1}{C} \left(G u_{DC} - \frac{K_d m_d'}{2} \right) K_d m_d' - \left(\omega R i_{2q} + u_{DC} \frac{dm_d}{dt} - \omega K_q m_q' \right) i_{2d}}{\omega i_{2d} u_{DC} + \frac{1}{C} \left(G u_{DC} - \frac{K_d m_d'}{2} \right) i_{2q}} \quad (\text{B.48})$$

Es ist nicht möglich, die beiden Gleichungen (B.47) und (B.48) in dieser Form in der Praxis zu realisieren, da z.B. m_d von der eigenen Ableitung nach der Zeit t abhängt. Eine perfekte Entkopplung ist also nicht realisierbar. Für eine praktische Realisierung genügt jedoch eine teilweise Entkopplung. Die auf einem Rechner zu implementierenden Gleichungen sollten dabei möglichst einfach sein. Zudem ist es von Vorteil, wenn die Gleichungen nicht von Systemparametern wie C , R oder G abhängen. Diese sind oft schwer ermittelbar und von Anwendung zu Anwendung unterschiedlich. Deswegen sind die Gleichungen (B.47) und (B.48) für die Realisierung der Entkopplung folgendermassen vereinfacht worden:

- Der Term dm_d/dt in (B.47), welcher die Dynamik der Steuergrösse m_d zur Regelung der DC-Spannung beschreibt und in (B.47) auf die Steuergrösse m_d selbst angewendet wird, ist so nicht realisierbar und wird deswegen vernachlässigt.
- Die ohmschen Verluste R und G von Leitung und Kompensator sind im Allgemeinen klein und werden daher für die Entkopplung vernachlässigt ($R=0$, $G=0$).

- Die Terme $m_d' \cdot i_{2q}$ und $m_d'^2$ beschreiben die Multiplikation zweier kleiner Grössen, sind daher sehr klein und werden ebenfalls vernachlässigt. Mit diesen Vereinfachungen resultieren die nunmehr nicht perfekt entkoppelnden, jedoch auf einfache Weise realisierbaren Gleichungen (B.49) und (B.50).

$$m_d = \frac{1}{i_{2d}} \left(K_d m_d' - \frac{i_{2q} K_q m_q'}{u_{DC}} \right) \quad (\text{B.49})$$

$$m_q = \frac{K_q m_q'}{u_{DC}} - \frac{1}{\omega} \cdot \frac{dm_d}{dt} \quad (\text{B.50})$$

B.7 Übertragungsfunktionen des nichtlinear entkoppelten Systems

Zur Ermittlung der Übertragungsfunktion des nichtlinear entkoppelten Systems müssen die Entkopplungsgleichungen wiederum linearisiert werden.

$$m_d' = m_{do}' + \Delta m_d'; \quad m_q' = m_{qo}' + \Delta m_q' \quad (\text{B.51})$$

Mit der Linearisierung in (B.51) sowie in (B.9) ergeben sich aus (B.49) und (B.50) die linearisierten Entkopplungsgleichungen der nichtlinearen Entkopplung. In (B.52) und (B.53) sind zunächst die stationären Gleichungen dargestellt.

$$m_{do}' = \frac{K_d}{i_{2do}} \cdot m_{do} \quad (\text{B.52})$$

$$m_{qo}' = \frac{K_q}{u_{DCo}} \cdot m_{qo} \quad (\text{B.53})$$

Mit Hilfe der stationären Gleichungen der nichtlinearen Entkopplung lassen sich geeignete Grössen für die beiden zu definierenden Konstanten K_d und K_q bestimmen. Für die Analyse des Systemverhaltens in Kapitel 5.4.2 sind diese wie folgt gewählt worden:

$$K_d = I_N = \text{Nennstrom} \quad (\text{B.54})$$

$$K_q = 0.2 \cdot U_N = U_{DCmax} = \text{Maximale DC-Spannung} \quad (\text{B.55})$$

In (B.56) und (B.57) sind die dynamischen Entkopplungsgleichungen dargestellt. Bei den dynamischen Gleichungen wurden wiederum Terme mit dem Produkt zweier dynamischer Komponenten ($\Delta \cdot \Delta$) vernachlässigt. Zu-

dem wurde in (B.56) das Tiefpassfilter mit der Zeitkonstanten T_f - wie er in der Implementierung in Kapitel 5.4.2 beschrieben ist - mitberücksichtigt.

$$\Delta m_d = [(K_d u_{DCo} \Delta m_d' + K_d m_{do} \Delta u_{DC} - K_q m_{qo} \Delta i_{2q}) / (1 + T_f s) - m_{do} i_{2do} \Delta u_{DC} - m_{do} u_{DCo} \Delta i_{2d}] / (u_{DCo} i_{2do}) \quad (\text{B.56})$$

$$\Delta m_q = [K_q \Delta m_q' - m_{qo} \Delta u_{DC}] / (u_{DCo}) - (\Delta m_d / \omega) s \quad (\text{B.57})$$

Mit den Systemgleichungen (B.14)-(B.16) lassen sich nun die neuen, linearisierten dynamischen Übertragungsfunktionen des nichtlinear entkoppelten offenen Systems (B.58) analytisch berechnen. Die Komponenten der neuen nichtlinear entkoppelten Matrix A' sind in Tafel B.2 gegeben.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{2d} \\ \Delta u_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}' & a_{12}' \\ a_{21}' & a_{22}' \end{bmatrix}_{A'} \cdot \begin{bmatrix} \Delta m_q' \\ \Delta m_d' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}_B \cdot \begin{bmatrix} \Delta u_{xq} \\ \Delta u_{xd} \end{bmatrix} \quad (\text{B.58})$$

Tafel B.2: Übertragungsfunktionen der nichtlinear entkoppelten Systemmatrix A' in Gleichung (B.58)

Mit der Vereinfachung $K_x = \omega \cdot L \cdot i_{2do} / (m_{qo} \cdot u_{DCo})$ resultieren folgende Übertragungsfunktionen:

$$a11' = -\omega \cdot K_q \cdot [(T_f \omega \cdot L \cdot C \cdot i_{2do}) \cdot s^2 + m_{qo} \cdot (K_q \cdot C + 2 \cdot K_x \cdot T_f G \cdot u_{DCo} + K_x \cdot C \cdot u_{DCo}) \cdot s + 1/2 \cdot (4 \cdot K_q \cdot G \cdot m_{qo} + 4 \cdot \omega \cdot G \cdot L \cdot i_{2do} - 2 \cdot K_d \omega \cdot G \cdot L - K_d m_{do} \cdot m_{qo})] / Nn \quad (B.59)$$

$$a12' = -1/2 \cdot K_d u_{DCo} \cdot [(2 \cdot \omega \cdot R \cdot C + m_{do} \cdot m_{qo} + 2 \cdot \omega \cdot G \cdot L) \cdot s + 4 \cdot \omega \cdot R \cdot G] / Nn \quad (B.60)$$

$$a21' = -1/2 \cdot \omega \cdot K_q \cdot m_{qo} / u_{DCo} \cdot [(T_f L \cdot i_{2do} \cdot u_{DCo}) \cdot s^2 + (T_f R \cdot i_{2do} \cdot u_{DCo} - K_q \cdot L \cdot i_{2do} - T_f m_{do} \cdot u_{DCo}^2 + L \cdot i_{2do} \cdot u_{DCo}) \cdot s - (u_{DCo} - K_q) \cdot (m_{do} \cdot u_{DCo} - R \cdot i_{2do})] / Nn \quad (B.61)$$

$$a22' = 1/2 \cdot K_d [(K_x + 1) \cdot (L \cdot m_{qo} \cdot u_{DCo}) \cdot s^2 + (2 \cdot K_x + 1) \cdot (R \cdot m_{qo} \cdot u_{DCo}) \cdot s + \omega \cdot ((K_x + 1) \cdot (\omega \cdot L \cdot u_{DCo} \cdot m_{qo}) - R \cdot m_{do} \cdot u_{DCo} + R^2 \cdot i_{2do})] / Nn \quad (B.62)$$

Dabei beträgt der Nenner Nn :

$$Nn = [(T_f \omega \cdot L^2 \cdot C \cdot i_{2do}) s^4 + m_{qo} \cdot (K_x \cdot L \cdot C \cdot u_{DCo} + 2 \cdot T_f K_x \cdot R \cdot C \cdot u_{DCo} + T_f G \cdot L \cdot u_{DCo} + K_q \cdot L \cdot C + 2 \cdot T_f K_x \cdot G \cdot L \cdot u_{DCo}) \cdot s^3 + 1/2 \cdot (-2 \cdot K_d \omega \cdot G \cdot L^2 + 4 \cdot \omega \cdot G \cdot L^2 \cdot i_{2do} + 2 \cdot T_f \omega \cdot R^2 \cdot C \cdot i_{2do} + 2 \cdot T_f R \cdot G \cdot m_{qo} \cdot u_{DCo} + 2 \cdot T_f \omega^3 \cdot L^2 \cdot C \cdot i_{2do} - T_f m_{do}^2 \cdot m_{qo} \cdot u_{DCo} + 8 \cdot T_f \omega \cdot R \cdot G \cdot L \cdot i_{2do} + 2 \cdot K_q \cdot R \cdot C \cdot m_{qo} + 4 \cdot \omega \cdot R \cdot L \cdot C \cdot i_{2do} + 2 \cdot K_q \cdot G \cdot L \cdot m_{qo} - 2 \cdot T_f \omega \cdot R \cdot C \cdot m_{do} \cdot u_{DCo} - K_d L \cdot m_{do} \cdot m_{qo} + 2 \cdot G \cdot L \cdot m_{qo} \cdot u_{DCo}) \cdot s^2 + 1/2 \cdot (2 \cdot \omega^3 \cdot L^2 \cdot C \cdot i_{2do} + 2 \cdot K_q \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C \cdot m_{qo} - 2 \cdot \omega \cdot R \cdot C \cdot m_{do} \cdot u_{DCo} + 4 \cdot T_f \omega \cdot R^2 \cdot G \cdot i_{2do} + 2 \cdot R \cdot G \cdot m_{qo} \cdot u_{DCo} + 8 \cdot R \cdot G \cdot \omega \cdot L \cdot i_{2do} - 4 \cdot K_d \omega \cdot R \cdot G \cdot L - 4 \cdot T_f \omega \cdot R \cdot G \cdot m_{do} \cdot u_{DCo} + 2 \cdot \omega \cdot R^2 \cdot C \cdot i_{2do} + K_q \cdot m_{do}^2 \cdot m_{qo} - m_{do}^2 \cdot m_{qo} \cdot u_{DCo} + 4 \cdot T_f \omega^3 \cdot L^2 \cdot G \cdot i_{2do} + 2 \cdot K_q \cdot R \cdot G \cdot m_{qo} - K_d R \cdot m_{do} \cdot m_{qo}) \cdot s + 1/2 \cdot \omega \cdot (-K_d \omega \cdot L \cdot m_{do} \cdot m_{qo} + 4 \cdot K_q \cdot \omega \cdot G \cdot L \cdot m_{qo} - 4 \cdot R \cdot G \cdot m_{do} \cdot u_{DCo} + K_d R \cdot m_{do}^2 - 2 \cdot K_d R^2 \cdot G + 4 \cdot G \cdot i_{2do} \cdot (\omega^2 \cdot L^2 + R^2) - 2 \cdot K_d \omega^2 \cdot G \cdot L^2)] \quad (B.63)$$

Anhang C

Bestimmung von Zeigergrössen in einem einphasigen System

C.1 Bestimmung von Zeigergrössen

C.1.1 Dreiphasiges System

Die Transformation von Dreiphasengrössen in Zeiger ist in der Literatur genügend beschrieben [7]. Darum wird sie hier zum Vergleich zur Ermittlung der Zeigergrössen im einphasigen System nur im Überblick beschrieben.

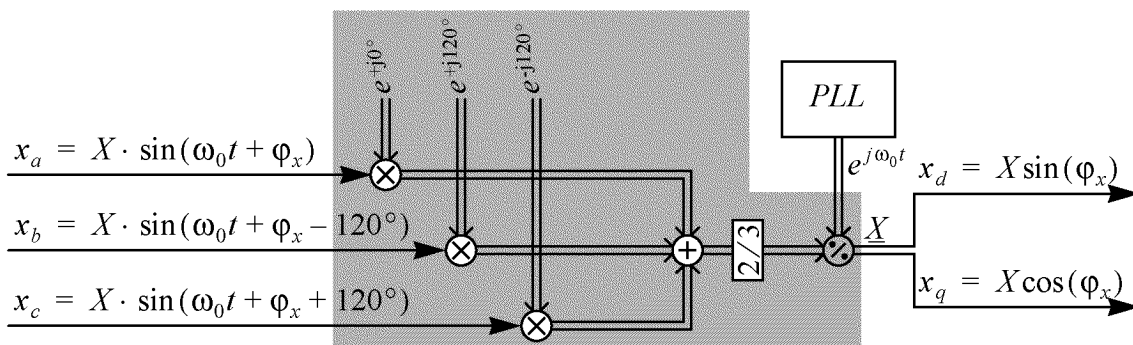
In einem dreiphasigen System lässt sich ein stehender Zeiger $\underline{X} = x_d + jx_q$ unverzüglich aus den Dreiphasengrössen x_a, x_b, x_c in Bezug auf ein synchron rotierendes Referenzsystem $e^{j\omega_0 t}$ gemäss (C.1) ermitteln.

$$\underline{X} = \frac{2}{3}(x_a + x_b \cdot e^{j120^\circ} + x_c \cdot e^{-j120^\circ}) \cdot e^{-j\omega_0 t} = x_d + jx_q \quad (\text{C.1})$$

Eine allenfalls vorhandene Nullkomponente muss separat berechnet werden und beträgt dann:

$$x_0 = \frac{1}{3} \cdot (x_a + x_b + x_c) \quad (\text{C.2})$$

Nimmt man an, dass die drei Phasengrössen x_a, x_b, x_c symmetrisch sind, so lässt sich diese Transformation wie in Figur C.1 grafisch dargestellt veranschaulichen:

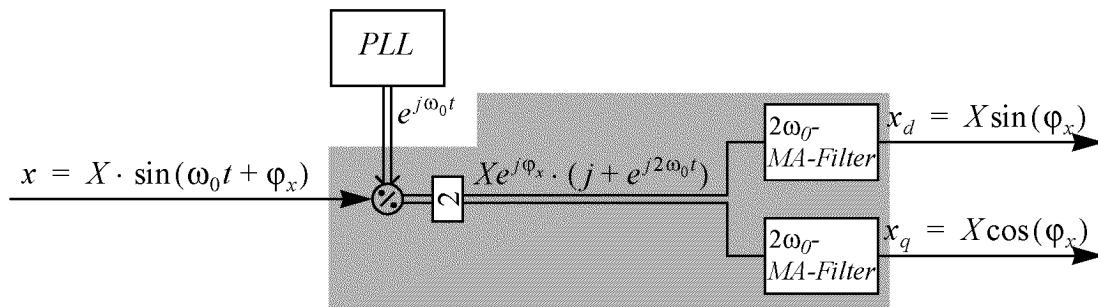


Figur C.1: Transformation von symmetrischen Dreiphasengrössen x_a, x_b, x_c in einen stillstehenden Zeiger $\underline{X} = x_d + jx_q$.

C.1.2 Einphasiges System

In einem einphasigen System ist die unverzügliche Ermittlung des Zeigers $\underline{X} = x_d + jx_q$ aus der einphasigen Grösse $x(\omega_0 t)$ nicht möglich. Es ist aber auch in einem einphasigen System einfacher, die still stehenden Komponenten eines Zeigers $\underline{X} = x_d + jx_q$ zu regeln.

Zur Bestimmung dieses Zeigers aus einer einphasigen Grösse gibt es mehrere Möglichkeiten, alle sind jedoch mit einer zeitlichen Verzögerung der resultierenden Ausgangssignale verbunden. Die in dieser Dissertation verwendete Methode ist in Figur C.2 dargestellt:



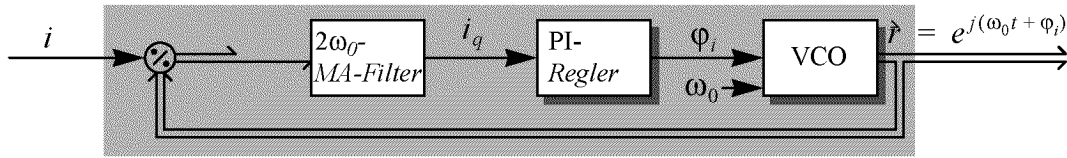
Figur C.2: Bestimmung des stillstehenden Zeigers $\underline{X} = x_d + jx_q$ aus einer einphasigen Grösse $x(\omega_0 t)$. Eine zeitliche Verzögerung resultiert dabei aus den nötigen Filtern.

Durch Multiplikation der einphasigen Grösse $x(\omega_0 t)$ mit dem von einem PLL kommenden synchron drehenden Einheits-Drehzeiger $e^{j\omega_0 t}$ entsteht ein zappelnder Zeiger, dessen reale und imaginäre Komponenten sowohl aus einem DC-Anteil als auch aus einer Schwingung mit der doppelten Frequenz $2\omega_0$ bestehen. Filtert man die $2\omega_0$ -Schwingung heraus, so bleibt der gesuchte stillstehende Zeiger \underline{X} zurück. Die Filterung der $2\omega_0$ -Schwingung ist mit einer zeitlichen Verzögerung des Ausgangssignals verbunden. Diese Verzögerung hängt von der Art und der Auslegung des Filters ab. In dieser Dissertation wurde ein ‘Moving Average’ Filter (MA) gewählt, da dieser eine spezifische Frequenz (und alle Vielfachen davon) herausfiltert, gleichzeitig aber tiefere Frequenzen nicht stark verzögert. Dieser MA-Filter ist weiter unten näher beschrieben.

C.2 Phase Locked Loop

Die Theorie des PLL (‘Phase Locked Loop’) ist in der Literatur beschrieben [48]. Hier soll sie für die einphasige Anwendung auf den Leitungsstrom wie bei den beschriebenen Regelungsverfahren in Kapitel 5 aufbereitet werden. Es sind wie bei der einphasigen Zeigerbestimmung mehrere Realisationen

eines einphasigen PLLs möglich. Der Aufbau des in dieser Dissertation verwendeten einphasigen PLLs ist in Figur C.3 dargestellt.

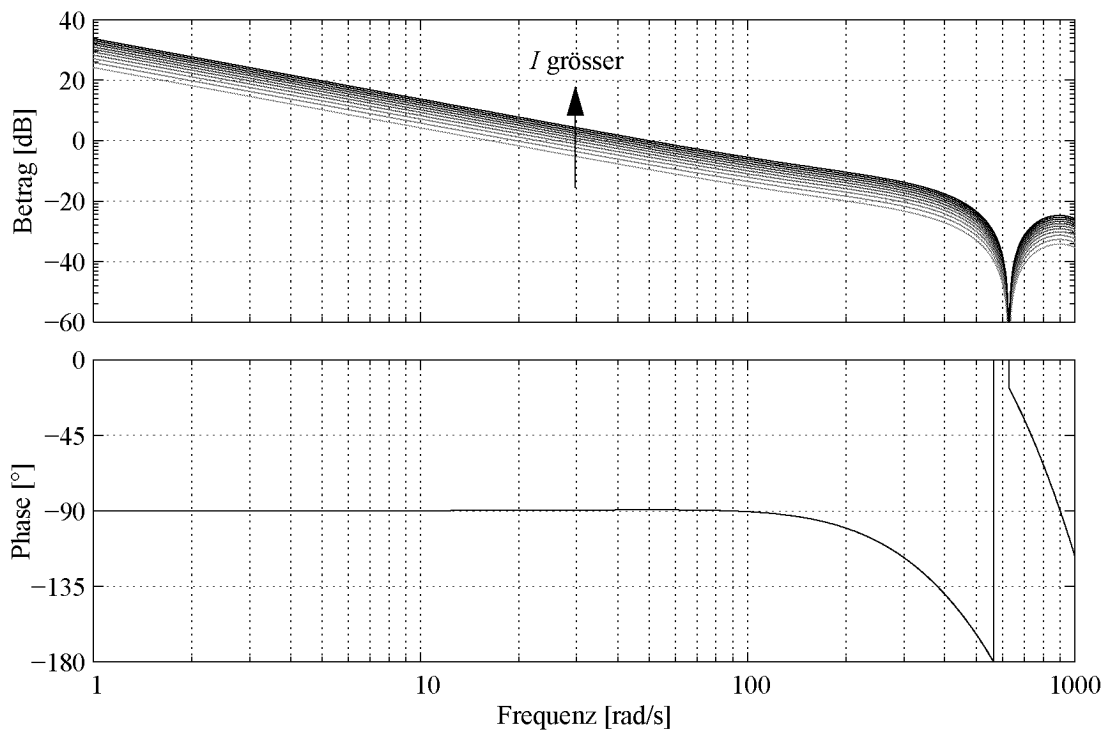


Figur C.3: Implementation eines einphasigen PLLs zur Erzeugung eines zum Eingangssignal i synchronen Referenzsystems \hat{r}

Der PLL besteht grundsätzlich aus

- einer einphasigen Zeigerbestimmung mit Hilfe eines MA-Filters,
- einem PI-Regler,
- einem gesteuerten Oszillator (VCO).

Der PI-Regler regelt dabei die Zeiger-q-Komponente i_q der Eingangsgrösse i zu Null, indem er die Phasenlage φ_i des vom Oszillator mit der Frequenz ω_0 erzeugten Referenzsystems \hat{r} steuert. Dann ist das erzeugte Referenzsystem \hat{r} im stationären Fall synchron zur Eingangsgrösse i .



Figur C.4: Frequenzgang der geregelten offenen Strecke des PLL mit der Amplitude $I=0.5-1.5pu$ des Eingangssignal i als Parameter. Maximale Amplitude $I_{max}=1.5pu$, MA-Zeitkonstante $T_{MA}=10ms$, PI-Reglerparameter für die resultierende Durchtrittsfrequenz $\omega_D(I_{max})=50rad/s$: $k_p=0.35$, $k_i=65$.

Da der PLL auf den in der Amplitude I variablen Leitungsstrom i angewendet wird, muss der PI-Regler so ausgelegt werden, dass die geschlossene Regelstrecke auch bei unterschiedlichen Amplituden I des Eingangssignals i stabil bleibt. Mit dem beschriebenen einphasigen PLL kann das erreicht werden, indem der Regler für die maximal auftretende Amplitude I_{max} ausgelegt wird. Der Frequenzgang der geregelten offenen Regelstrecke in Figur C.4 zeigt nämlich, dass der geregelte offene Regelkreis des PLL dann auch bei kleineren Amplituden $I < I_{max}$ stabil ist. In dieser Dissertation wurde der PI-Regler so ausgelegt, dass für die maximale Amplitude $I_{max}=1.5pu$ die Durchtrittsfrequenz ω_D des PLL $50rad/s$ beträgt. Damit ist dieser Regler wesentlich schneller als die anderen in den beschriebenen Regelungsverfahren auftretenden Reglern.

C.3 Der ‘Moving Average’ Filter

Zur Filterung der Frequenz $2\omega_0$ bei der Bestimmung des Zeigers und beim PLL im einphasigen System eignet sich der ‘Moving Average’ Filter. Der MA-Filter bildet den linearen Mittelwert des Eingangssignals über eine Zeitdauer T_{MA} :

$$y(t) = \frac{1}{T_{MA}} \cdot \int_{t-T_{MA}}^t x(t') dt' \quad (C.3)$$

Durch die Mittelwertbildung werden die Frequenz $f_{MA}=1/T_{MA}$ sowie alle Vielfachen $x \cdot f_{MA}$ der Frequenz f_{MA} vollständig eliminiert. Der Frequenzgang des MA-Filters lässt sich wie folgt bestimmen. Durch Laplace-Transformation von (C.3) erhält man:

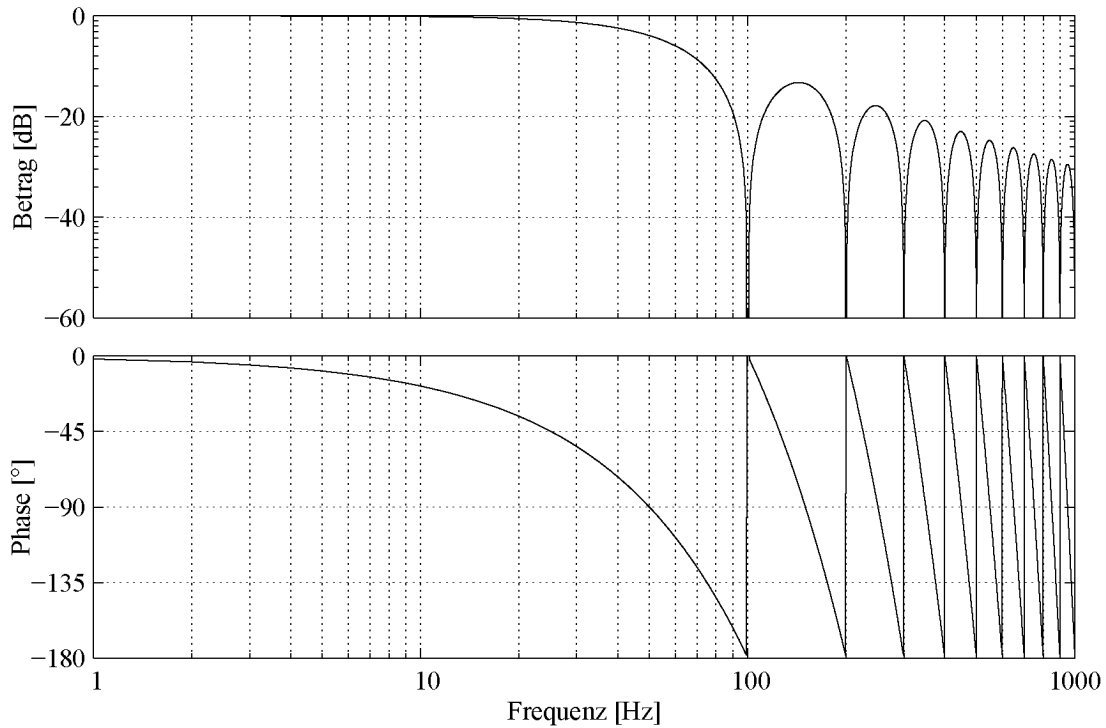
$$G_{MA}(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1 - e^{-sT_{MA}}}{T_{MA}s} \quad (C.4)$$

Mit $s = j\omega$ und $e^{j\omega T} = \cos\omega T + j\sin\omega T$ ergibt sich schliesslich für den Frequenzgang $G_{MA}(j\omega)$ des MA-Filters:

$$G_{MA}(j\omega) = \frac{(1 - \cos\omega T) + j\sin\omega T}{j\omega T} \quad (C.5)$$

Der Frequenzgang $G_{MA}(j\omega)$ ist in Figur C.5 aufgetragen:

Der Frequenzgang $G_{MA}(j\omega)$ zur Filterung der Frequenz $f_{MA}=100Hz$ zeigt, dass diese Frequenz und alle Vielfachen davon sehr gut gefiltert werden. Zudem weist der Filter einen Tiefpasscharakter erster Ordnung auf, wodurch



Figur C.5: Frequenzgang $G_{MA}(j\omega)$ des MA-Filters mit $T_{MA}=10ms$.

auch höherfrequentes Rauschen gefiltert wird.

Gleichzeitig weisen tiefere Frequenzen ($<100Hz$) jedoch keine allzustarke Phasenverschiebung auf. Bei der Grundfrequenz $f=50Hz$ ist die Phasenverschiebung 90° , was einer zeitlichen Verzögerung von einem Viertel der Grundfrequenzperiode, also $5ms$ entspricht. Würde man versuchen, die $100Hz$ Frequenz ähnlich gut mit einem Tiefpassfilter erster oder zweiter Ordnung zu filtern, so müsste die Eckfrequenz des Filters sehr tief gelegt werden, was eine wesentlich stärkere Verzögerung zur Folge hätte und daher für die beschriebenen Einsatzorte in der Regelung ungeeignet wäre.

Anhang D

Dimensionierung

D.1 Normierung

Der Amplitudenwert der Nennspannung U_N der Leitung sowie der Wellenwiderstand der Leitung Z_N beschreiben die Referenzwerte zur Normierung der verschiedenen Grössen. Aus diesen beiden Grössen lassen sich die weiteren Referenzwerte Nennstrom I_N und Nennimpedanz Z_N ableiten. Mit Hilfe der Kreisfrequenz ω_1 lassen sich desweiteren Nenninduktivität L_N und Nennkapazität C_N definieren.

Gegebene Referenzwerte: U_N, Z_N, ω_1

$$I_N = U_N / Z_N \quad (D.1)$$

$$S_N = 1/2 \cdot U_N^2 / Z_N \quad (D.2)$$

$$L_N = Z_N / \omega_1 \quad (D.3)$$

$$C_N = 1 / (Z_N \omega_1) \quad (D.4)$$

Bezogen auf diese Werte können alle auftretenden Grössen als ‘Per Unit’ (*pu*) Grössen notiert werden. Sie werden in dieser Notation kursiv gedruckt. Die Zeit bzw. die Frequenz wurde nicht normiert.

$$U(pu) = U / U_N \quad (D.5)$$

$$I(pu) = I / I_N \quad (D.6)$$

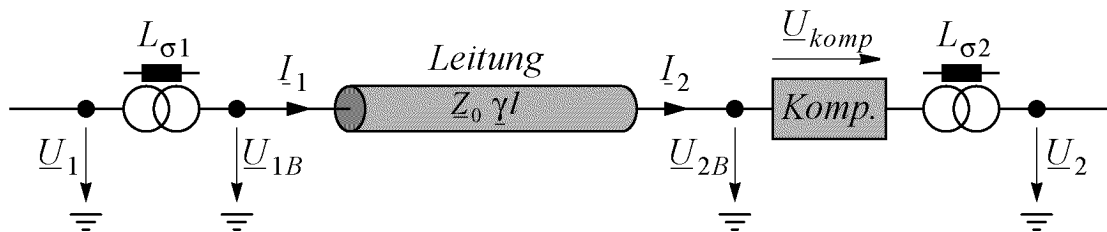
$$S(pu) = S / S_N \quad (D.7)$$

$$Z(pu) = Z / Z_N \quad L(pu) = L / L_N \quad C(pu) = C / C_N \quad (D.8)$$

D.2 Dimensionierung eines Realsystems

Die Dimensionierung des einphasigen Realsystems, welches der in dieser Dissertation gemachten Berechnungen und Simulationen zugrunde liegt, ist in Figur D.1 dargestellt. Das gewählte Realsystem besteht aus einer verlustbehafteten 500km, 400kV Hochspannungs-Übertragungsleitung, welche mit einem in Serie zur Leitung geschalteten TL-RSC geregelt wird. Die Leitung ist an beiden Enden über Transformatoren an die Netze \underline{U}_1 und \underline{U}_2 ange-

geschlossen. Die Transformatoren sind durch ihre Streuinduktivitäten $L_{\sigma 1}$ und $L_{\sigma 2}$ repräsentiert. Der TL-RSC ist zu 20% der Nennübertragungsleistung der Leitung dimensioniert und mit sechs in Reihe geschalteten 2-Punkt Wechselrichtern aufgebaut. Wie in Kapitel 2 und 3.1 dargestellt, ist das die erforderliche Grössenordnung, um den Leistungsfluss in einer solchen Hochspannungsleitung regeln zu können. Diese Dimensionierung könnte also repräsentativ sein für zukünftige vergleichbare Anlagen.



Figur D.1: Realsystem für Berechnungen und Simulationen

In Tabelle D.1 ist die gewählte Dimensionierung der Leitung gegeben. Bei den Realwerten der Spannungen und der Ströme sind dabei immer die Amplitudenwerte und nicht die Effektivwerte angegeben. Die Werte für die Leitungsbeläge R' , L' und C' sind aus [31] entnommen.

Bezeichnung		Realwerte		pu-Werte
Nennspannung	U_N	326.6	<i>kV</i>	1
Nennimpedanz (Wellenimp.)	Z_N	245.7	Ω	1
Kreisfrequenz	ω_1	100π	s^{-1}	
Nennstrom	I_N	1.3	<i>kA</i>	1
Nennleistung (1phasig)	S_N	217.6	<i>MVA</i>	1
Nenninduktivität	L_N	780	<i>mH</i>	1
Nennkapazität	C_N	13	μF	1
Widerstandsbelag / km	R'	30	<i>mΩ</i>	0.000122
Induktivitätsbelag / km	L'	827.6	μH	0.00106
Kapazitätsbelag / km	C'	13.8	<i>nF</i>	0.00106
Winkelbelag / km	β	0.06	$^\circ$	
Leitungslänge	l	500	<i>km</i>	
Transformator-Streuinduktiv.	L_σ	117	<i>mH</i>	0.15

Tabelle D.1: Dimensionierung der Übertragungsleitung, der Leitungsbeläge und der Transformator-Streuinduktivitäten.

In Tabelle D.2 ist die Dimensionierung des Kompensators bestehend aus $X=6$ seriegeschalteten 2-Punkt WR-Brücken gegeben. Die angegebenen pu-

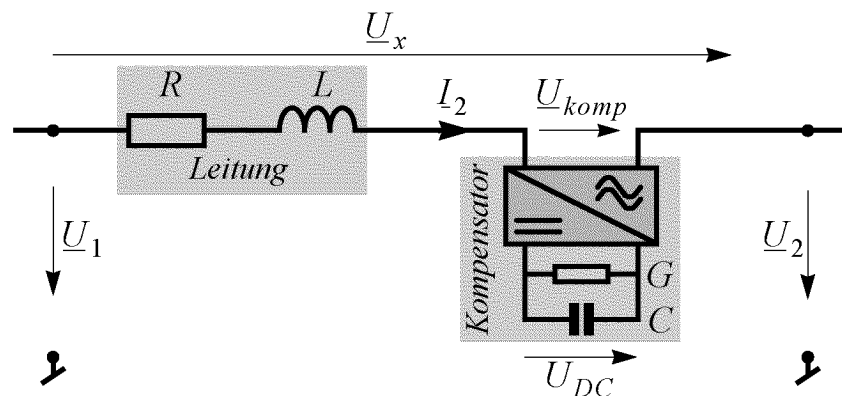
Werte der reaktiven Elemente sind immer auf die Kompensatorgrößen (20%) bezogen. Zudem ist bei der Filterkapazität C_f der Kehrwert angegeben, da diese ja parallel zum Kompensator eingebaut wird.

Bezeichnung		Effektivwerte	pu-Werte
Kompensator-Leistung	$X \cdot S_{WR}$	43.6 MVA	0.2
Kompensator-Spannung	$X \cdot U_{DC}$	65 kV	0.2
Kompensator-Impedanz	$X \cdot Z_{WR}$	49 Ω	0.2
Schaltfrequenz	F	300 Hz	
Filter-Resonanzfrequenz	F_{res}	1200 Hz	
DC-Kapazität pro WR	C_{DC}	777.3 μF	
$[1/(\omega_1 C_{DC})] / Z_{WR}$			0.5
Totale Entkopplung	$X \cdot L_e$	23.5 mH	
$[\omega_1 L_e] / Z_{WR}$			0.15
Filterkapazität (parallel)	C_f	749.7 nF	
$[\omega_1 C_f] / (1/Z_{WR})$			0.015
Hybride Seriekapazität	C_s	64.8 μF	
$[1/(\omega_1 C_s)] / Z_{WR}$			1

Tabelle D.2: Dimensionierung des TL-RSC und seiner Elemente mit $X=6$ seriegeschalteten 2-Punkt WR-Brücken.

D.3 Dimensionierung eines vereinfachten Modells des Realsystems

Für die Untersuchung des Systemverhaltens in Kapitel 5 ist das vereinfachte Modell eines Übertragungssystems in Figur D.2 eingeführt worden.



Figur D.2: Vereinfachtes Modell für Systemuntersuchungen

Die Dimensionierung der in diesem vereinfachten Modell verwendeten Elemente ist in Tabelle D.3 gegeben.

Bezeichnung	Realwerte	pu-Werte
Leitung:		
Nennspannung U_N	326.6 kV	1
Nennimpedanz (Wellenimp.) Z_N	245.7 Ω	1
Kreisfrequenz $\omega = \omega_1$	100π s ⁻¹	
Nennstrom I_N	1.3 kA	1
Nennleistung (1phasig) S_N	217.6 MVA	1
Nenninduktivität L_N	780 mH	1
Nennkapazität C_N	13 μF	1
Leitungslänge l	500 km	
Leitungswiderstand $R = l \cdot R'$	15 Ω	0.061
Leitungsinduktivität $L = l \cdot L'$	413 mH	0.529
Kompensator:		
Kompensator-Leistung S_{komp}	43.6 MVA	0.2
Maximale DC-Spannung U_{DCmax}	65 kV	0.2
Kompensator-Impedanz Z_{komp}	49 Ω	0.2
DC-Kapazität C	129.5 μF	
$[1/(\omega_1 C)] / Z_{komp}$		0.5
DC-Leitwert G	407.0 μS	
$([1/G] / Z_{komp})^{-1}$		0.02

Tabelle D.3: Dimensionierung des vereinfachten Modells mit RL-Leitung und einem (idealen) WR.

D.4 Dimensionierung des Labormodells

Die Dimensionierung des für die Laborversuche aufgebauten und im Kapitel 6 beschriebenen Labormodells ist in der Tabelle D.4 gegeben. Das Labormodell wurde - soweit die dazu notwendigen Komponenten erhältlich waren - proportional zum oben beschriebenen Realsystem dimensioniert, d.h. die bezogenen pu-Werte von Modell und Realsystem stimmen so weit wie möglich überein. Im Labormodell sind die Referenzwerte U_N und Z_N im Vergleich zum Realsystem um die Faktoren 1000 bzw. 5.3 herunterskaliert worden.

Bezeichnung		Realwerte	pu-Werte
Leitung:			
Nennspannung	U_N	326.6 V	1
Nennimpedanz (Wellenimp.)	Z_N	46.2 Ω	1
Kreisfrequenz	ω_1	$100\pi \text{ s}^{-1}$	
Nennstrom	I_N	7.1 A	1
Nennleistung (1phasig)	S_N	1.2 kVA	1
Nenninduktivität	L_N	147.0 mH	1
Nennkapazität	C_N	68.9 μF	1
Widerstandsbelag / km	R'	5.6 m Ω	0.000122
Induktivitätsbelag / km	L'	155.8 μH	0.00106
Kapazitätsbelag / km	C'	73.0 nF	0.00106
Winkelbelag / km	β	0.06 $^\circ$	
Leitungslänge	l	500 km	
Kompensator (bestehend aus einem 2-Punkt-WR):			
Kompensator-Leistung	S_{WR}	230 VA	0.2
Kompensator-Spannung	U_{DC}	65 V	0.2
Kompensator-Impedanz	Z_{WR}	9.2 Ω	0.2
Schaltfrequenz	F	450 Hz	
Filter-Resonanzfrequenz	F_{res}	290 Hz	
DC-Kapazität	C_{DC}	690.0 μF	
$[1/(\omega_1 C_{DC})] / Z_{WR}$			0.5
Entkopplung	L_e	4.4 mH	
$[\omega_1 L_e] / Z_{WR}$			0.15
Filterkapazität (parallel)	C_f	68.5 μF	
$[\omega_1 C_f] / (1/Z_{WR})$			0.2
Hybride Seriekapazität	C_s	400 μF	
$[1/(\omega_1 C_s)] / Z_{WR}$			0.86

Tabelle D.4: Dimensionierung der Übertragungsleitung, der Leitungsbeläge und des Kompensators bei der Laboranlage.

Literaturverzeichnis

- [1] N.G. Hingorani, High Power Electronics and Flexible AC Transmission System, IEEE Power Engineering Review, July 1988
- [2] N.G. Hingorani, FACTS - Flexible AC Transmission System, IEE 5th Conference on AC and DC Power Transmission, Conference Publication Nr. 345, pp. 1-7, London, 1991
- [3] N.G. Hingorani, The NGH subsynchronous resonance damping scheme, IEE 4th Conference on AC and DC Power Transmission, Conference Publication Nr. 255, xviii+pp. 598, London, 1985
- [4] D. Povh, R. Mihalic, Enhancement of Transient Stability on AC Transmission by means of Controlled Series and Parallel Compensation, IEE 5th Conference on AC and DC Power Transmission, Conference Publication Nr. 345, pp. 8-12, London, 1991
- [5] D. Povh, Leistungselektronische Anlagen für Hochspannungsnetze, Bulletin SEV/VSE 7/94
- [6] D. Povh, Load Flow Control in High Voltage Power Systems using FACTS Controllers, Cigré Technical Brochure, Electra Nr. 164, Februar 1996
- [7] H. Stemmler, Leistungselektronische Systeme I und II, Vorlesungsskriptum ETH Zürich, 1998
- [8] N.G. Hingorani, L. Gyugyi, Understanding FACTS, Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems, IEEE Press, New York, 2000
- [9] G. Scheuer, Investigation of the 3-level Voltage Source Inverter (VSI) for Flexible AC-Transmission Systems (FACTS) exemplified on a Static Var Compensator (SVC), Dissertation ETH Nr. 12389, Zürich, 1997
- [10] G. Scheuer, H. Stemmler, Analysis of a 3-level VSI Neutral-point-control for fundamental frequency modulated SVC-applications, 6th International AC and DC Transmission Conference, S. 303-310, London, 1996
- [11] A.J.F. Keri et al., Improving Transmission System Performance using Controlled Series Capacitors, CIGRE Paper SC 14/37/38-07, Paris, 1992
- [12] J.J. Vithayathil et al., Case Studies of Conventional and Novel Methods of Reactive Power Control on an AC Transmission System, CIGRE Paper SC 38-02, Paris, 1988
- [13] E.V. Larsen et al., Benefits of Thyristor Controlled Series Compensation, CIGRE Paper SC 14/37/38-07, Paris, 1992

- [14] N. Christl et al., Advanced Series Compensation (ASC) with Thyristor Controlled Impedance, CIGRE Paper SC 14/37/38-05, Paris, 1992
- [15] E.V. Larsen et al., Characteristics and Rating Considerations of Thyristor Controlled Series Compensation, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 2, pp. 992-1000, April 1994
- [16] J. Urbanek et al., Thyristor Controlled Series Compensator Prototype Installation at the Slatt 500 kV Substation, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 3, pp. 1460-1469, July 1993
- [17] L. Gyugyi, A Unified Power Flow Control Concept for Flexible AC Transmission Systems, IEE 5th Conference on AC and DC Power Transmission, London, Conference Publication Nr. 345, pp. 19-26, 1991
- [18] L. Gyugyi et al., The Unified Power Flow Controller: A New Approach to Power Transmission Control, IEEE/PES Summer Meeting, Paper Nr. 94 SM 474-7 PWRD, San Francisco, 1994
- [19] T. Erb, Untersuchung des Verhaltens des Unified Power Flow Controllers im Normalbetrieb und bei Netzstörungen, Dissertation ETH Nr. 13141, ETH Zürich, 1999
- [20] L. Gyugyi, C.D. Schauder, K.K. Sen, Static Synchronous Series Compensator: A Solid-State Approach to the Series Compensation of Transmission Lines, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No. 1, pp. 406-417, January 1997
- [21] K.K. Sen, SSSC-Static Synchronous Series Compensator: Theory, Modeling and Applications, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No.1, pp. 241-246, January 1998
- [22] H. Stemmler, A. Beer, Transformerless Reactive Series Compensators with Voltage Source Inverters, Proceedings of the International Power Conversion Conference (PCC'97), Volume I, pp. 197-202, Nagaoka, Japan, August 1997
- [23] H. Stemmler, A. Beer, H. Okayama, Transformerless Reactive Series Compensators with Voltage Source Inverters, IEE Japan Transactions on Industry Applications, Vol.118-D, No.10, October 1998
- [24] H. Stemmler, A. Beer, H. Okayama, Transformerless Reactive Series Compensator for Power Flow Control, Invited Paper at the International Conference on Electrical Power Systems Operation and Management (EPSOM'98), Proceedings Vol.1, ETH Zurich, Switzerland, September 1998
- [25] A. Beer, H. Stemmler, H. Okayama, Hybrid Transformerless Reactive Series Compensators, 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'99), CD-ROM, Lausanne, Switzerland, 1999

- [26] A. Beer, H. Stemmler, T. Fujii, H. Okayama, High Efficiency Single Phase Control Method for the Transformerless Reactive Series Compensator, 4th International Power Electronics Conference (IPEC '00), Proceedings Vol.1, pp.688-694, Tokyo, Japan, 2000
- [27] D. Westermann, M. Rahmani, H. Stemmler, A. Beer, Customized FACTS devices for cost effective system solutions, International Conference on Power System Technology, Beijing, China, August 1998
- [28] M. Rahmani, D. Westermann, A. Beer, H. Stemmler, Hybrid FACTS Device Applications for Tailor-Made Solutions, 13th Power Systems Computation Conference (PSCC'99), Trondheim, Norway, June/July 1999
- [29] A. Beer, T. Fujii, Controller for performing a Decoupling Control of a Transformerless Reactive Series Compensator, Patentanmeldung beim Europäischen Patentamt, Nr. 99124851.9, München, 15.12.1999
- [30] A. Beer, T. Fujii, Controller of Adjustable DC Voltage for a Transformerless Reactive Series Compensator, Patentanmeldung beim Europäischen Patentamt, Nr. 00107015.0, München, 31.3.2000
- [31] H. Happoldt, D. Oeding, Elektrische Kraftwerke und Netze, 5. Auflage, Springer Verlag, Berlin, 1978
- [32] W. Bächtold, Lineare Elemente der Höchsthfrequenztechnik, vdf Hochschulverlag, ETH Zürich, 2. Auflage, 1998
- [33] R. Unbehauen, Grundlagen der Elektrotechnik 2, 4. Auflage, Springer Verlag, Berlin, 1994
- [34] P.K. Steimer, H. Grüning, J. Werninger, The IGCT - the Key Technology for Low Cost, High Reliable High Power Converters With Series Connected Turn-Off Devices, 7th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'97), Trondheim, Norway, pp. 1.384-1.389, 1997
- [35] E.U. Krafft, A. Steimel, J.K. Steinke, Three-Level High-Power Inverters with IGCT and IGBT Elements Compared on the Basis of Measurements of the Device Losses, 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'99), Lausanne, Switzerland, 1999
- [36] M.J. Evans et al., Design of a Bondless Pressure Contact IGBT, 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'99), Lausanne, Switzerland, 1999
- [37] H. Okayama, T. Tsuchiya, M. Kimata, Novel Gate Power Supply Circuit Using Snubber Capacitor Energy for Series-Connected GTO Valves, 7th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'97), Trondheim, Norway, pp. 1.576-1.581, 1997

- [38] PSEL/BfE/ABB/ETH, Entwicklung neuer systemorientierter FACTS-Elemente, Gesamtdokumentation zum PSEL-BfE-Projekt Nr. 22301, Zürich, 2000
- [39] A. Gruber et al., Bahnstromverbund DBEn-ÖBB-SBB, ÖVE-Verbandszeitschrift Elektrotechnik und Informationstechnik e&i, Vol. 116, S.17-23, Wien, 1/1999
- [40] H. Stemmler, State of the Art and Future Trends in High Power Electronics, Invited Paper for the Plenary Session of the International Power Electronics Conference (IPEC '00), Proceedings Vol.1, pp.4-14, Tokyo, Japan, 2000
- [41] A. Schönung, H. Stemmler, Static Frequency Changes with Subharmonic Control in Conjunction with Reversible Variable Speed AC Drives, Brown Boverly Review, August/September 1964
- [42] H. Stemmler, Steuerverfahren für ein- und mehrpulsige Unterschwingungswechselrichter zur Speisung von Kurzschlussläufermotoren, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1970
- [43] H. Stemmler, HVDC Back-to-Back Interties on weak AC Systems, Second Harmonic Problems, Analysis and Solutions, Cigré Symposium 09-87, Paper Nr. 300-08, Boston, 1987
- [44] R. Deplazes, Neue transformatorlose Schaltungstopologie für Traktionsantriebe auf der Basis von 3-Stern-Asynchronmaschinen, Dissertation ETH Nr. 13204, Zürich, 1999
- [45] Math H. J. Bollen, Understanding Power Quality Problems, IEEE Press New York, 2000, ISBN 0-7803-4713-7
- [46] S. Ritter, S. Sartori, Inbetriebnahme eines Synchrongenerators, Semesterarbeit LEM 9812, Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich, 1999
- [47] S. Baud, Ansteuerung und Regelung der Erregung eines Synchrongenerators, Semesterarbeit LEM 9914, Professur für Leistungselektronik und Messtechnik, ETH Zürich, 2000
- [48] R. Best, Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops, Fachschriftenverlag Aargauer Tagblatt AG, Aarau, 1976
- [49] G. S. Moschytz, Leitungstheorie, AMIV-Verlag, Zürich, 1976

Lebenslauf

4. 10. 1970 Geboren in Ilanz (GR)
- 1977 - 1983 Primarschule in Danis/Tavanasa (GR)
- 1983 - 1990 Gymnasium an der Klosterschule Disentis
in Disentis/Mustér (GR)
Abschluss mit Matura Typus A
- 1990 - 1996 Studium an der Abteilung für Elektrotechnik (IIB)
an der ETH Zürich
Abschluss mit Diplom als Dipl. El.-Ing. ETH
- 1994 Zwischenjahr mit Anstellung bei der Ingenieurabteilung
der EMS-Chemie AG in Domat/Ems: Entwicklung und
Programmierung eines Projektmanagement-Systems
- seit 1996 Assistent für Unterricht und Forschung an der
Professur für Leistungselektronik und Messtechnik
der ETH Zürich