

**Entwicklung eines
schnelltaktenden Stromrichters
für die Netzimpedanzanalyse im
Frequenzbereich bis 10 kHz**

Dissertation

**Dipl. Ing.
André Knop**

2013



Entwicklung eines schnelltaktenden Stromrichters für die Netzimpedanzanalyse im Frequenzbereich bis 10 kHz

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

(Dr.-Ing.)

der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

vorgelegt von

André Knop

Kiel
2013

1. Gutachter: Professor Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs

2. Gutachter: Professor Dr.-Ing. Klaus F. Hoffmann

Datum der mündlichen Prüfung: 12.07.2013

*„Tu erst das Notwendige,
dann das Mögliche,
und plötzlich schaffst du
das Unmögliche.“*

Franz von Assisi

Erklärung

Hiermit bestätige ich, dass die vorgelegte Abhandlung, abgesehen von der Beratung durch den Betreuer, nach Inhalt und Form meine eigene Arbeit ist, sie weder als Ganzes noch teilweise an einer anderen Stelle im Rahmen eines Prüfungsverfahrens vorgelegen hat, veröffentlicht worden ist oder zur Veröffentlichung eingereicht wurde und dass die Arbeit unter Einhaltung der Regeln guter wissenschaftlicher Praxis der Deutschen Forschungsgemeinschaft entstanden ist. Ich versichere außerdem, dass ich keine früheren Promotionsversuche unternommen habe.

Altenholz, den 23.01.2013

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts Universität zu Kiel.

Herrn Prof. Friedrich W. Fuchs danke ich herzlich für die Betreuung und Unterstützung der wissenschaftlichen Tätigkeit. Insbesondere bedanke ich mich für die mir gewährte Freiheit und den wissenschaftlichen Beistand bei der Bearbeitung meines Forschungsthemas. Ebenso möchte ich Hr. Prof. Hoffman für die Übernahme des Koreferates und für das Interesse an meiner Arbeit danken.

Ich möchte mich bei allen Kollegen, Mitarbeitern und Studenten für die anregenden Diskussionen, kompetente Hilfe und die gute Zusammenarbeit sowie das gute Arbeitsklima bedanken. Ein besonderer Dank gilt Bernd für die tatkräftige Unterstützung bei der praktischen Realisierung meiner oft komplizierten Aufbauten. Weiterhin erinnere ich mich an die erholsamen Gespräche außerhalb der wissenschaftlichen Arbeit mit Euch, Petra und Margit - Danke dafür und für vieles mehr.

Ein besonders großer Dank geht an meine Eltern, ohne deren Hilfe und Unterstützung mir erst ermöglicht wurde, so weit zu kommen und deren Beistand wohl jede Danksagung sprengen würde.

Besonders danke ich Dir, Manu! Du bist mir Antrieb, Beistand und Kritiker in einem gewesen und hast mir maßgeblich geholfen, diese Arbeit erfolgreich zu vollenden! Ohne Dich würde ich womöglich immer noch experimentieren...

André Knop

Kurzfassung

Für eine zuverlässige Energieversorgung ist die gegenseitige Beeinflussung der vorhandenen Geräte (Energieerzeuger und -verbraucher) auf ein Maß zu reduzieren, dass es zu keinen Funktionsstörungen der Geräte kommt. Nahezu jedes Gerät erzeugt Oberschwingungsströme, die über der Netzimpedanz in eine Oberschwingungsspannung resultieren und somit andere Geräte im Netz in deren Funktion negativ beeinflussen. Eine Quantifizierung der Beeinflussung ist nur durch Kenntnis der frequenzabhängigen Netzimpedanz möglich.

In dieser Arbeit wird ein Messsystem für die frequenzabhängige Netzimpedanzbestimmung vorgestellt. Aufbauend auf das Verfahren der monofrequenten Messstromerzeugung für die Netzimpedanzbestimmung wird ein neuartiger Messstromgenerator in dieser Arbeit beschrieben und als Prototyp aufgebaut. Mit diesem ist es möglich, monofrequente Ströme bis zu Frequenzen von 10 kHz zu erzeugen und in das Energienetz einzuspeisen.

Für den Betrieb dieses Stromrichters am Netz ist die Regelung des Grundschwingungsstromes und des Messstromes notwendig. Dazu werden Regelungsverfahren auf ihre Eignung und Realisierbarkeit der Messstromregelung vorgestellt. Diese Arbeit zeigt auf, dass die indirekte Stromregelung nach dem aktuellen Stand der Technik nicht realisierbar ist. Hingegen bietet die direkte Stromregelung genügend Dynamik, um den Messstrom bis zu einer Frequenz von 10 kHz in das Netz einzuprägen.

Für die praktische Umsetzung des Messstromgenerators wird bei dessen Auslegung auf die speziellen Eigenschaften der Messstromeinprägung eingegangen. So wird u.a. die durch die Messstromerzeugung resultierende Spannungsschwankung im Zwischenkreis analytisch hergeleitet.

Abschließend wird die Nutzbarkeit des Messstromgenerators mit dem Netzimpedanzmessverfahren untersucht und dessen Messergebnisse diskutiert. Dazu werden Messungen am Niederspannungsnetz durchgeführt, welche die gute Qualität und Reproduzierbarkeit der Messergebnisse verifiziert. Ansätze zur Interpretation der Messergebnisse runden die Arbeit ab.

Abstract

For a sustainable and reliable energy distribution the interaction of grid-connected energy feeders and loads should be reduced to a level where no critical interference occurs between the electrical devices. Due to a non-negligible grid impedance current harmonics generated by grid-connected power electronic devices affect the grid-voltage waveforms. The resultant non-ideal grid-voltage waveforms have a negative effect to the functionality of grid-connected devices. Thus, one key parameter to quantify the aforementioned interference effects is the frequency dependent grid-impedance.

This work presents a system to measure the frequency-dependent grid-impedance. The measurement system is based on mono-frequent current injection by using a novel measurement current generator. A prototype of this current generator is presented in this work. The proposed measurement system is able to feed harmonic currents into the public distribution grid up to a maximum frequency of 10 kHz.

For grid-connected operation of the proposed measurement system the fundamental and the measured currents have to be controlled. Different control approaches are introduced and their applicability and feasibility for the proposed measurement system are discussed. The study reveals that the indirect current control concept at the current state of the art is not feasible to the measurement system. In contrast to that, the direct current control approach ensures enough dynamics to feed-in harmonic currents up to a maximum frequency of 10 kHz. To design a prototype of the measurement system special aspects of the harmonic current injection, like the resultant DC-link voltage variations, are considered and supported by analytical analysis. To conclude the analysis the usability of the system to measure the frequency-dependent grid-impedance is discussed by presenting different measurement results. These measurements are carried out at the low-voltage grid and verify the high quality and reproducibility of the grid-impedance measurements. The work is completed by introducing different approaches for the interpretations of the measurements.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	I
Abstract	III
Symbolverzeichnis	IX
1 Einleitung	1
2 Bestimmung der Netzimpedanz	5
2.1 Die Netzimpedanz	5
2.2 Bestimmung der Netzimpedanz	10
2.2.1 Impedanzbestimmung mittels monofrequenter Anregung	11
2.2.2 Impedanzbestimmung mittels polyfrequenter Anregung .	14
2.2.3 Resonante Filter	18
2.2.4 Hinzuschalten von Lasten - Passive Methoden	19
2.2.5 Vergleich der vorgestellten Verfahren	19
3 Regelungs-/Modulationsverfahren	21
3.1 Unterteilung der Regelverfahren	21
3.2 Direkte Stromregelung - Hystereseregler	28
3.2.1 Ideale Hystereseregler	29
3.2.2 Reale Hystereseregler	32
3.2.3 Der Hystereseregler bei Messstromeinprägung	41
3.2.4 Halbleiterverlustleistungsbestimmung	44
3.3 Indirekte Stromregelung	48
3.3.1 Pulsweitenmodulation mit konstanter Schaltfrequenz . . .	48
3.3.2 Modell der Regelstrecke	52
3.3.3 Stromregelung im rotierenden Koordinatensystem	54
3.3.4 Resonante Stromregelung	56
3.3.5 Stabilitätsanalyse der indirekten Stromregelung	57
3.3.6 Halbleiterverlustleistung	60
3.4 Vergleich der Stromregelverfahren	61
3.4.1 Verzerrungsstrom	61
3.4.2 Bereich der regelbaren Messstromfrequenz	62
3.4.3 Verlustleistungen	62

4	Systemauslegung des Messstromgenerators	65
4.1	Spezifikationen	66
4.2	Bestandteile des Stromrichters	68
4.2.1	Transformator	71
4.2.2	Filterinduktivität	71
4.2.3	Zwischenkreis	72
4.3	Auslegung des Stromrichters	77
4.3.1	Zwischenkreisspannung und Transformator	77
4.3.2	Zwischenkreiskapazität	80
4.3.3	Leistungshalbleiter	82
4.3.4	Zusammenfassende Daten	85
4.4	Ansteuerung/Regelung	85
4.5	Experimentelle Messergebnisse	88
5	Einsatz des Messstromgenerators als Netzimpedanzmessgerät	91
5.1	Das Messsystem	91
5.2	Test des Messverfahrens	94
5.2.1	Impedanzverlauf mit Serienwiderstand	94
5.2.2	Impedanzverlauf mit Saugkreis	95
5.3	Vergleich mit einem kommerziellen Netzimpedanzmessgerät	96
5.4	Netzimpedanzmessungen	98
5.4.1	Impedanzverlauf über einen Monat	98
5.4.2	Einfluss der Blindleistungskompensation	103
5.4.3	Einfluss der Beleuchtung	104
5.4.4	Bestimmung der Netzparameter	105
6	Zusammenfassung und Ausblick	111
7	Anhang	115
7.1	Beschreibung des Netzes	115
7.1.1	Elektrische Netze der Energieübertragung	115
7.1.2	Die Netzspannung am Verknüpfungspunkt	116
7.1.3	Übertragungsmedien im Netz	117
7.1.4	Nichtlineare Lasten im Netz	120
7.1.5	Netzdaten	123
7.2	Halbleitereigenschaften	127
7.2.1	Leistungshalbleitertypen	127
7.2.2	Schaltverhalten von Leistungshalbleitern	130
7.2.3	Verlustleistungsbestimmung	133
7.3	Daten der Versuchsaufbauten	140
7.3.1	Abgleich des Netzimpedanzmesssystemes	140
7.3.2	Messschaltungen für die Impedanzmessung	141
7.3.3	Verwendete Messgeräte	143

8	Abbildungsverzeichnis	145
9	Tabellenverzeichnis	149
10	Literaturverzeichnis	151
11	Eigene Veröffentlichungen	157

Symbolverzeichnis

yX	Spektrale Komponente y des Wertes X
X^y	Wert X auf y bezogen
X_y	Spezifizierung des Wertes X durch y
\hat{X}	Spitzenwert einer zeitabhängigen Größe
\tilde{X}	Effektivwert einer zeitabhängigen Größe
\bar{X}	Mittelwert einer zeitabhängigen Größe
$x(t)$	Wert zum Zeitpunkt t
$\bar{x}(t)$	Kurzzeitmittelwert zum Zeitpunkt t
$\tilde{x}(t)$	Kurzzeiteffektivwert zum Zeitpunkt t
Z	Impedanz
R	Gleichstromwiderstand (Resistanz)
X	Wechselstromwiderstand (Reaktanz)
L	Induktivität
C	Kapazität
f	Frequenz
j	imaginiäre Einheit
ω	Kreisfrequenz
φ	Phasenverschiebungswinkel
U, u	Spannung
I, i	Strom
t	Zeit
S	Scheinleistung
P, p	Wirkleistung
Q	Blindleistung; Ladung
E	Energie
S	Schaltfunktion
h	h -te harmonische der Grundschwinung

$L_{1,2,3}, L_{a,b,c}$	Phasen des Netzes
x^*	Sollwert
e, e^*	Rundungsfunktion
T	Zeitbereich; Zeitkonstante; Transformator
τ	Zeit
n	Vielfaches einer Zeitspanne; Anzahl
q	Schaltzahl
k	einheitenloser Faktor
G	Übertragungsfunktion
H_0	Halteglied nullter Ordnung
s	zeitkontinuierliche im Frequenzbereich
z	zeitdiskrete im Frequenzbereich
V	Streckenverstärkung; Leistungshalbleiter
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis
$b(t)$	Fensterfilterfunktion
u_k	Kurzschlussspannung
δ	Skin-Tiefe
σ	Standardabweichung; elektrische Leitfähigkeit
μ	Permeabilität
H	magnetische Feldstärke
B	magnetische Flussdichte
d	Dicke
ρ	spezifischer Widerstand
p	Pulszahl
Δ	Differenz zwischen zwei Werten

Indices

1,2,3,4	allgemeiner Zählindex
$\sigma P, S$	Transformatorkennwerte
h	Haupt-
Fe	Eisen-
K	Kern-
L	Last-
KS	Kurzschluss-
GE	Gate-Emitter-
DS	Drain-Source-

M, A, B, C, F	Sammelschienen des Netzes
OS	Oberschwinungs-
PCC	Anschlusspunkt
N	Nenn; Netz
P	Primär
S	Sekundär
x	allgemeines Indizes
amb	Umgebung
σ	Streu
CE	Kollektor-Emitter
HS	Kühlkörper
J	Sperrschicht
th	Übergangs
V	Verlust
S	Serien
ref	Referenzwert
SW	Schalt-
con	Anschluss-
on	Einschalt-
off	Ausschalt-
T	Transistor; Träger; Transformator
D	Diode
ges	Gesamt
C	Stromrichter (converter)
a, b, c, N	Bezeichner für die drei Phasen und Nullleiter
$soll$	Sollwert
VZ	Verzerrungsanteil
DC	Zwischenkreiskomponente; Gleichspannung
min	Minimalwert
max	Maximalwert
AS	Abtast
A	Abtast
M	Messstromkomponente
1	Grundschiwingung
h	h -te harmonische der Grundschiwingung
v	Wert bei einer bestimmten Frequenz

<i>M</i>	Wert bei der Messstromfrequenz
<i>F</i>	Filter
<i>vor</i>	Wert vor einer Aktion
<i>nach</i>	Wert nach einer Aktion
<i>L</i>	induktive Anteil
<i>C</i>	kapazitive Anteil
<i>parallel</i>	Parallelschaltung
<i>reihe</i>	Reihenschaltung
<i>R</i>	Resonanz

1 Einleitung

Durch den Einsatz von nichtlinearen elektrischen Verbrauchern sowie von dezentralen Energieerzeugungsanlagen (im Folgenden als nichtlineare Lasten bezeichnet) wird die Spannung des Energienetzes durch Oberschwingungen verzerrt und somit die Qualität der Energieversorgung verschlechtert. Da diese nichtlinearen Lasten für eine verlustarme Umformung der elektrischen Energie eingesetzt werden, ist in Zukunft mit einem weiteren Einsatz solcher und einer Abnahme der klassischen, weitestgehend verzerrungsfreien Lasten zu rechnen [1, 2]. Dadurch ist es von besonderer Bedeutung, die Beeinflussung des Energienetzes durch die nichtlinearen Lasten zu kennen, um damit eine Aussage über die Auswirkungen auf die Netzqualität tätigen zu können.

Die Abb. 1.1 stellt exemplarisch die Verzerrung der Netzspannung aufgrund der im Netz vorhanden nichtlinearen Lasten dar. Dabei wird das Energienetz durch die Netzspannungsquelle (A) symbolisiert, die über die Netzimpedanz Z_N an den betrachteten Netzanschlusspunkt (PCC) angebunden ist. An diesem Punkt wird der aktive Gleichrichter (Stromrichter) (B) betrieben. Der Ausgangsstrom

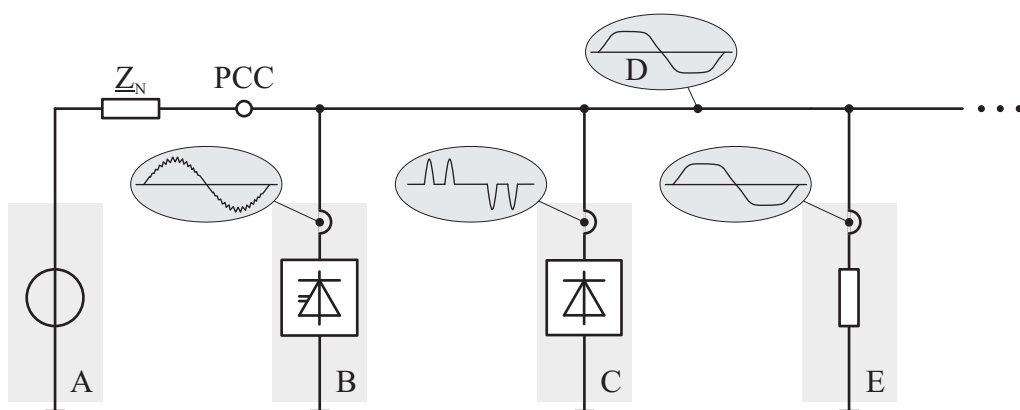


Abb. 1.1: Entstehung der verzerrten Netzspannung: (A) ideale Energieeinspeisung, Netzimpedanz Z_N ; Netzanschlusspunkt PCC; (B) aktiver Gleichrichter (Stromrichter); (C) passiver Gleichrichter; (E) lineare Last mit deren Stromverläufen; (D) resultierende, verzerrte Netzspannung

dieses Stromrichters ist ein Sinusstrom mit Netzfrequenz und einem überlagerten Strom im Bereich der Schaltfrequenz des Stromrichters. Der in (C) dargestellte passive Gleichrichter erzeugt durch dessen nichtlineare Eigenschaften einen Strom mit Netzfrequenz und Harmonische der Netzfrequenz. Die Summe der Oberschwingungsströme von (B) und (C) erzeugen an der Netzimpedanz \underline{Z}_N einen Spannungsabfall bei den Frequenzanteilen der Oberschwingungen. Die daraus entstehenden Verzerrungen in der Netzspannung (D) können unter Umständen zu störenden Beeinflussungen von Anlagen und Geräten führen, die unter anderem in erhöhten thermischen Beanspruchungen von Kompensationsanlagen, in zusätzlichen Verlusten in Transformatoren und rotierenden Maschinen sowie in der Beeinflussung von Rundsteueranlagen resultieren. Weiterhin ruft die Oberschwingungsbehaftete Netzspannung Fehlfunktionen in frequenzempfindlichen Geräten und Geräuschstörungen in Kommunikationssystemen hervor. Dargestellt wird dies in der Abb. 1.1 durch die lineare Last (E), die durch die verzerrte Netzspannung einen verzerrten Strom bezieht. Diese aufgenommene Oberschwingungsleistung stellt eine negative Beeinflussung der Last dar.

Damit nichtlineare Lasten andere am Netz vorhandene Geräte nicht in deren Funktion stören oder sich von diesen beeinflussen lassen, existieren Normen für die zulässigen Spannungsverzerrungen im Netz. In der Planungsphase können die von einer Stromrichterschaltung in das Netz eingepprägten Oberschwingungsströme relativ genau berechnet werden. Jedoch ist für die Bestimmung der daraus resultierenden Spannungsverzerrungen die Kenntnis der frequenzabhängigen Netzimpedanz am jeweiligen Anschlusspunkt notwendig. Diese lässt sich aktuell nur näherungsweise über eine Extrapolation des Wertes bei 50 Hz mit teilweiser Berücksichtigung von installierten Kompensationseinrichtungen bestimmen. Somit ist erst nach Inbetriebnahme einer Last durch eine Messung der Spannungsverzerrung eindeutig feststellbar, ob diese so am Anschlusspunkt betrieben werden kann oder nicht. Falls festgestellt wird, dass die Normen nicht eingehalten werden können, sind zusätzliche Filter für die Verminderung der Netzurückwirkungen oder andere Anpassungen notwendig. Dies führt während der Installation der Last zu einem höheren Zeitaufwand und finanziellem Risiko. Ist es jedoch möglich, die genaue Netzimpedanz bereits vor einer Installation zu bestimmen, können zusätzliche Filtermaßnahmen für die Einhaltung der Normen rechtzeitig eingeplant werden. Weiterhin ist es möglich, die Normen bis an ihre Grenzen auszureizen und eine größere Anzahl an Oberschwingungserzeugern zu installieren. Dies bedeutete u.a. auch, dass

mehr regenerative Energieerzeuger an einem Anschlusspunkt mit geringerem finanziellem Installationsaufwand betrieben werden können.

Die Bestimmung der Netzimpedanz an einem beliebigen Ort war das primäre Ziel dieser Arbeit und resultiert in der Entwicklung eines Gerätes für die Bestimmung der Netzimpedanz im Bereich der typischen, von Stromrichtern erzeugten Oberschwingungen. Dieser Messstromgenerator besteht aus einem netzgebundenen zweistufigen Stromrichter, der einen Sinusstrom mit einer Frequenz von bis zu 10 kHz in das Stromnetz einspeisen kann und der entsprechenden Steuer- und Regelungstechnik. Die Sinusstromeinprägung stellt eine Methode zur Bestimmung der frequenzabhängigen Netzimpedanz dar. Diese und weitere Methoden, die zur Messung der frequenzabhängigen Netzimpedanz herangezogen werden, sind schon seit längerem bekannt und werden im Kapitel 2 vorgestellt. Fortschritte in der Stromrichtertechnik ermöglichen neue Lösungsvarianten für die Messstromerzeugung. Diese und der zunehmende Nutzen der messtechnischen Erfassung der frequenzabhängigen Netzimpedanz sind Grundlagen für die vorliegende Arbeit. Für die Sinusstromeinprägung ist es essentiell, dass der Strom entsprechend der gestellten Anforderungen geregelt werden kann. Dazu erfolgt im Kapitel 3 die mathematische Analyse und der Vergleich möglicher Regelungsverfahren. Dabei wird das Hauptaugenmerk auf die Realisierbarkeit mit der aktuell verfügbaren Technik gelegt. Die Realisierbarkeit umfasst u.a. die Schaltfrequenz sowie die Verlustleistung des Stromrichters und die durch den Stromrichter verursachten Verzerrungsströme im Netz. Kapitel 4 befasst sich mit der praktischen Umsetzung des optimalen Regelungsverfahrens in Verbindung mit der Entwicklung eines Prototypens des Messstromgenerators. Dabei werden Besonderheiten des Messstromgenerators beschrieben und hergeleitet. Dies sind u.a. die notwendige Zwischenkreisspannung, die für die Einprägung des Messstromes erforderlich ist, die durch den Messstrom notwendige Auslegung der Zwischenkreiskapazität sowie eine mögliche Anbindung des Stromrichters über einen Transformator an das Versorgungsnetz. Mit Hilfe dieses Messstromgenerators ist es möglich, die frequenzabhängige Netzimpedanz messtechnisch zu erfassen. Dazu wird im Kapitel 5 das Gesamtsystem Netzimpedanzmessgerät vorgestellt. Beispielmessungen von unterschiedlichen Netzzuständen verifizieren die Messqualität des Messstromgenerators. Außerdem werden Anhand einer Messung die Netzersatzschaltbildparameter hergeleitet und mit der realen Installation verglichen.

2 Bestimmung der Netzimpedanz

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines neuartigen Netzimpedanzmessgerätes, mit dem die Netzimpedanz frequenzabhängig bestimmt werden kann. Dazu wird zu Beginn dieses Kapitels die Ursache der frequenzabhängigen Netzimpedanz exemplarisch vorgestellt. Im Anschluss werden verschiedene Möglichkeiten der frequenzabhängigen Netzimpedanzbestimmung aufgezeigt.

2.1 Die Netzimpedanz

Als Netzimpedanz \underline{Z} wird die komplexe Summe des Gleichstromwiderstandes R (Resistanz) und des Blindwiderstandes \underline{X} (Reaktanz) der im Netz vorhandenen Komponenten bezeichnet. Der Gleichstromwiderstand ist ein ohmscher Widerstand, dessen Wert im Allgemeinen von der Leitfähigkeit des Materials und seinen geometrischen Abmessungen abhängig ist. Durch die Stromverdrängung im Leiter bei höheren Frequenzen entsteht bei dem ohmschen Widerstand ein frequenzabhängiges Verhalten (vergl. Kapitel 7.1.3). Physikalisch ist der Blindwiderstand in zwei Arten unterteilbar: Der induktive ($\underline{X}_L = j \cdot \omega \cdot L$) und der kapazitive ($\underline{X}_C = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}$) Blindwiderstand, die durch eine Induktivität L und eine Kapazität C entstehen. Beide sind von der Frequenz $\omega = 2\pi f$ abhängig und besitzen entgegengesetzte Phasenlagen.

Der induktive Anteil setzt sich aus den Leitungsinduktivitäten, der Streuinduktivität der Transformatoren sowie den Induktivitäten der Filterbaugruppen zusammen. Der kapazitive Anteil entsteht durch die Kapazitätsbeläge der Leitungen und Kapazitäten der Filterbaugruppen. Da die einzelnen Anteile in jedem Element des Netzes vorhanden sind, ergibt sich eine Ersatzschaltung aus Parallel- und Reihenschaltungen. Im Kapitel 7.1 werden diese genauer betrachtet und vorgestellt.

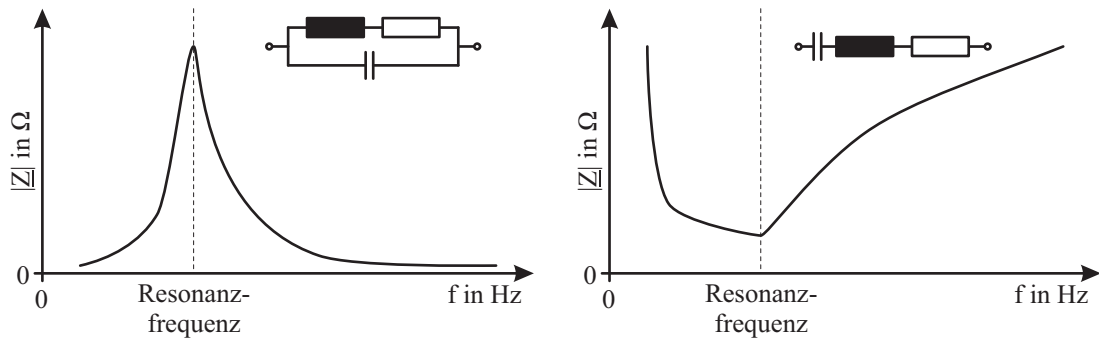


Abb. 2.1: Frequenzabhängiges Verhalten von Schwingkreisen: Links: Parallelschaltung; rechts: Reihenschaltung von induktiven, ohmschen und kapazitiven Impedanzen, symbolischer Verlauf

Durch die daraus resultierende Frequenzabhängigkeit der Impedanzen (induktiv und kapazitiv) können Resonanzen auftreten, deren Frequenzabhängigkeiten bei Reihen- und Parallelschaltungen exemplarisch nach Abb. 2.1 wie folgt bestimmt werden:

$$\underline{Z}_{\text{parallel}}(f) = \frac{\frac{R}{\omega^2 C^2}}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} + j \cdot \frac{\frac{L}{\omega C^2} - \frac{\omega L^2}{C} - \frac{R^2}{\omega C}}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (2.1)$$

$$\underline{Z}_{\text{reihe}}(f) = R + j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right). \quad (2.2)$$

Die Resonanzfrequenz lässt sich für beide Schaltungen bestimmen zu:

$$\omega_{R,\text{reihe}} = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \quad (2.3)$$

$$\omega_{R,\text{parallel}} = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \left(\frac{R}{L}\right)^2}. \quad (2.4)$$

Bei einer Reihenschaltung aus rein induktiven und kapazitiven Elementen geht die Impedanz bei der Resonanzfrequenz theoretisch gegen Null. Aus diesem Grund wird die Reihenschaltung auch als Saugkreis bezeichnet. Eine Parallelschaltung entspricht dem inversen Fall, der Bandsperre. Da es in der Praxis keine Bauelemente mit rein induktivem oder kapazitivem Verhalten gibt, werden im Resonanzfall die Extremwerte durch den endlichen Wirkwiderstand begrenzt. Saugkreise werden im Netz verwendet, um bestimmte Frequenzkomponenten herauszufiltern und sind dem Netz parallel geschaltet. Somit ist nur eine Auslegung für den Filterstrom notwendig. Bandsperren werden verwendet, um die

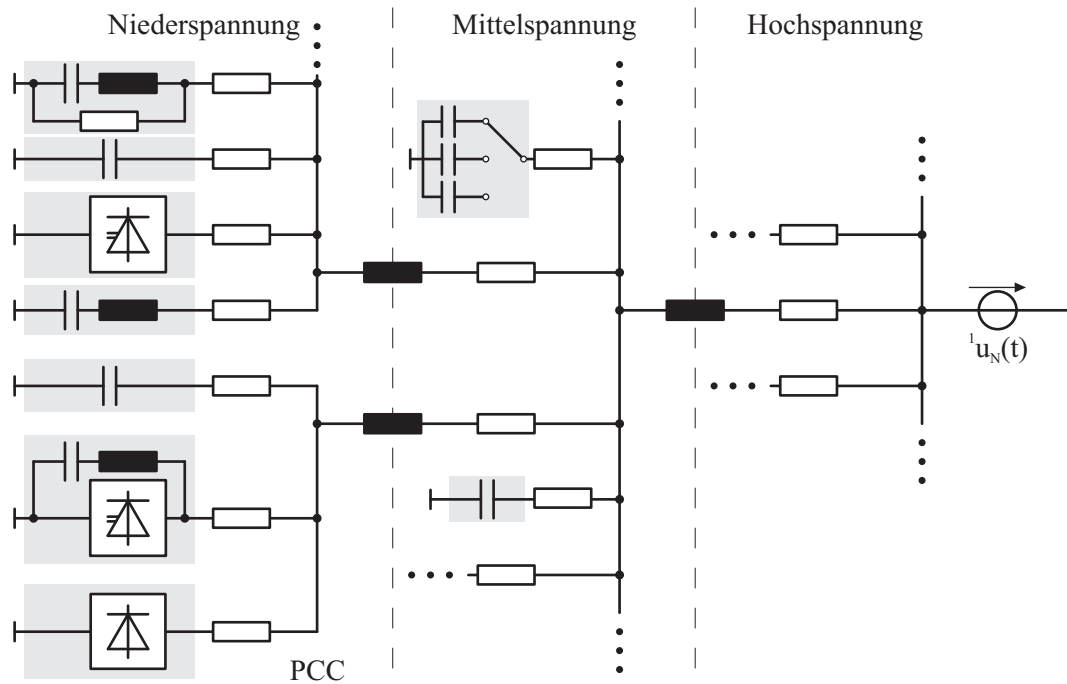


Abb. 2.2: Schematische Struktur des Energienetzes: auf Niederspannung bezogene Spannungsebenen; exemplarische Verbraucher und Leitungsimpedanzen in den Spannungsebenen; Verbraucher und Transformatoren mit vereinfachten Ersatzschaltbildsymbolen; PCC $\hat{=}$ Netzanschlusspunkt

Übertragung bestimmter Frequenzen zu verhindern und werden mit einem Verbraucher in Reihe geschaltet. Aus diesem Grund müssen diese für den gesamten auftretenden Strom ausgelegt sein. Saugkreise und Bandsperren werden im Netz zur Verbesserung der Netzqualität installiert. Reihen- und Parallelschaltungen treten auch parasitär durch z.B. Kapazitäten zwischen den Übertragungsleitungen sowie in Leitungen von Transformatoren auf. Durch das stark vermaschte Netz sind den induktiven und kapazitiven Widerständen keine konzentrierten Elemente an einem definierten Ort zugeordnet (vergl. Kapitel 7.1.3). Somit besteht die Möglichkeit, dass sich Schwingkreise in Abhängigkeit vom Betrachtungspunkt mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen bilden können. Enthält die Versorgungsspannung oder der Laststrom Frequenzen im Bereich der Resonanzfrequenz, so können durch die Reihenschaltung sehr hohe Teilströme fließen und in der Parallelschaltung sehr hohe Teilspannungen im Netz entstehen. Diese Teilspannungen bzw. Teilströme können Schäden an elektrischen Betriebsmitteln oder nicht akzeptable Netzrückwirkungen verursachen und sind daher zu vermeiden.

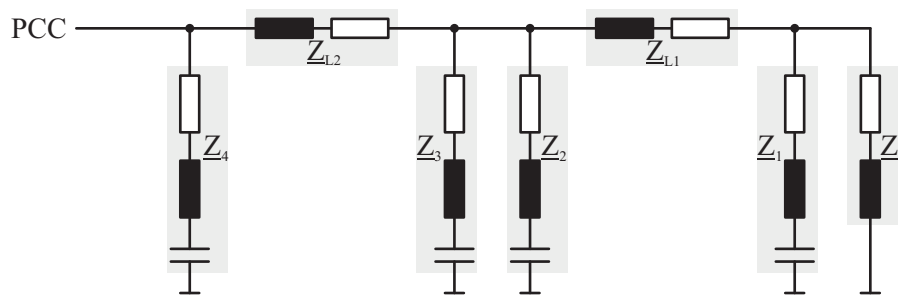


Abb. 2.3: Netzersatzschaltung als Beispielnetz: Einphasiges Ersatzschaltbild eines symmetrischen, dreiphasigen Niederspannungsnetzes ohne Grundswingungsverhalten; Parameter entsprechend Tab. 2.1; symbolische Anbindung über Transformator \underline{Z}_T

Abb. 2.2 stellt eine mögliche Netzstruktur dar. Diese besteht aus einer Energieversorgung aus der Hochspannungsebene, die über die Mittelspannung die Verbraucher in der Niederspannungsebene versorgt. In jeder Spannungsebene sind neben den Leitungsimpedanzen eine Vielzahl von Verbrauchern, Oberschwingungserzeugern sowie Oberschwingungs- und Blindleistungskompensationsanlagen vorhanden. Somit stellt die Abb. 2.2 einen groben Überblick über die Netzstruktur und die darin vorhandenen Komponenten dar. Auf die einzelnen Komponenten wird im Kapitel 7.1 näher eingegangen.

In einem dreiphasigen Netz setzt sich die Impedanz aus den Impedanzen der Phasen und des Neutralleiters zusammen. Die Impedanzen zwischen Phase und Neutralleiter sind vor allem für einphasige Verbraucher relevant. Dagegen sind für dreiphasige Verbraucher ohne angeschlossenen Neutralleiter die Impedanzen in den einzelnen Phasen von Interesse. Das Haupteinsatzgebiet des vorzustellenden Messstromgenerators für die Netzimpedanzanalyse ist der Bereich des Anschlusspunktes von Verbrauchern großer Leistung, wie z.B. drehzahlgezielte Antriebe sowie Windkraft- und Solaranlagen als Energieerzeuger. Der Betrieb dieser Anlagen erfolgt dreiphasig. Aus diesem Grund wird die Messmethode und somit auch der vorgestellte Messstromgenerator auf die Messung der Phasenimpedanz beschränkt und im Folgenden allgemein als frequenzabhängige Netzimpedanz $\underline{Z}_N(f)$ bezeichnet.

Um das Entstehen der frequenzabhängigen Netzimpedanz nachvollziehen zu können, wird im Folgenden ein kurzes Beispiel vorgestellt. Als Grundlage dient eine relativ einfache Netzersatzschaltung bestehend aus sieben unterschiedlichen Netzkomponenten. Auf die Betrachtung des Grundswingungsverhaltens wird in diesem Zusammenhang verzichtet. Weiterhin wird durch die angenom-

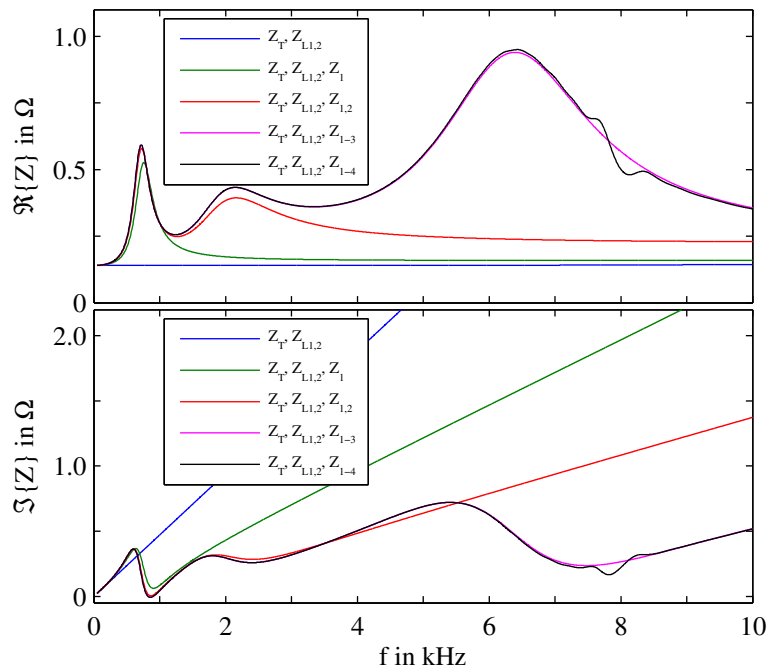


Abb. 2.4: Frequenzabhängiger Impedanzverlauf des Beispielnetzes: oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Impedanz; Schrittweise Erhöhung der Komplexität des Netzes; Parameter entsprechend Tab. 2.1 ; Impedanz am PCC

Die Symmetrie des Netzes nur das einphasige Ersatzschaltbild dieses Beispielnetzes in Abb. 2.3 dargestellt. Es besteht aus der Impedanz des Transformators \underline{Z}_T , zweier Leitungsimpedanzen $\underline{Z}_{L1,2}$ sowie vier Saugkreisen \underline{Z}_{1-4} . Der Saugkreis \underline{Z}_1 entspricht einer Blindleistungskompensationsanlage, die direkt am Transformator angeordnet ist. Die Saugkreise $\underline{Z}_{2,3}$ symbolisieren Filtereinrichtungen von Verbrauchern „größerer“ Leistung. Abschließend stellt \underline{Z}_4 eine in einem Konsumergerät enthaltene Filtereinrichtung dar. PCC bezeichnet den Anschlusspunkt, an dem die frequenzabhängige Netzimpedanz betrachtet wird. Die Parameter sind in Tab. 2.1 aufgeführt.

In der Abb. 2.4 wird der Impedanzgang des Beispielnetzes grafisch hergeleitet. Im ersten Fall wird davon ausgegangen, dass die Impedanz nur aus der Leitungs- und Transformatorimpedanz besteht. Grafisch dargestellt ergeben sich ein waagerechter Verlauf des Realteils und ein linear ansteigender Verlauf des Imaginärteils. Wird nun der Saugkreis \underline{Z}_1 dem Transformator parallelgeschaltet, so ergibt sich für Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz des Saugkreises ein identischer Verlauf. Für Frequenzen weit oberhalb der Resonanzfrequenz nähert sich der Realteil dem ohmschen Anteil sowie der Imaginärteil dem induktiven Anteil der Parallel- und Reihenschaltung von $\underline{Z}_{L1,2}$, \underline{Z}_T sowie \underline{Z}_1 an. Im Bereich

Tab. 2.1: Parameter des Niederspannungsnetzes (400 V)

Transformator	\underline{Z}_T	$R_T = 30 \text{ m}\Omega$	$L_T = 40 \text{ }\mu\text{H}$	$u_K = 0,04$
Leitung 1	\underline{Z}_{L1}	$R_{L1} = 30 \text{ m}\Omega$	$L_{L1} = 30 \text{ }\mu\text{H}$	
Leitung 2	\underline{Z}_{L2}	$R_{L2} = 80 \text{ m}\Omega$	$L_{L2} = 5 \text{ }\mu\text{H}$	
Saugkreis 1	\underline{Z}_1	$R_1 = 60 \text{ m}\Omega$	$L_1 = 5 \text{ }\mu\text{H}$	$C_1 = 1 \text{ mF}$
Saugkreis 2	\underline{Z}_2	$R_2 = 400 \text{ m}\Omega$	$L_2 = 15 \text{ }\mu\text{H}$	$C_2 = 20 \text{ }\mu\text{F}$
Saugkreis 3	\underline{Z}_3	$R_3 = 500 \text{ m}\Omega$	$L_3 = 35 \text{ }\mu\text{H}$	$C_3 = 100 \text{ }\mu\text{F}$
Saugkreis 4	\underline{Z}_4	$R_4 = 400 \text{ m}\Omega$	$L_4 = 4 \text{ mH}$	$C_4 = 100 \text{ nF}$

der Resonanzfrequenz bildet sich ein Parallelschwingkreis bestehend aus \underline{Z}_T und \underline{Z}_1 , der zu einer Erhöhung des Realteils führt (vergl. Glg. (2.1)). Dieser Parallelschwingkreis interagiert wiederum mit $\underline{Z}_{L1,2}$ zu einem Reihenschwingkreis. Durch das Hinzufügen von weiteren Saugkreisen verändern sich der Real- und Imaginärteil durch die daraus resultierenden Parallel- und Reihenschwingkreise. Dies ist in der Abb. 2.4 schrittweise für die einzelnen Saugkreise \underline{Z}_2 bis \underline{Z}_4 geschehen. Anhand dieses recht einfach gehaltenen Beispielnetzes ist die Komplexität und gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Netzkomponenten auf die frequenzabhängige Netzimpedanz klar ersichtlich.

Wann und in welchem Umfang einzelne Komponenten im Netz aktiv sind, ist am betrachteten Anschlusspunkt (PCC) nicht ersichtlich. Aus diesem Grund ist es auch nicht möglich, die Einflüsse der im Netz vorhandenen Komponenten auf das Verhalten im Anschlusspunkt genau anzugeben. Hier setzt die frequenzabhängige Netzimpedanzmessung an, mit der zu jedem beliebigen Zeitpunkt und an ausgewählten Stellen des Netzes eine Netzimpedanzmessung durchgeführt werden kann.

2.2 Bestimmung der Netzimpedanz

Es existieren verschiedene Verfahren, die Impedanz des Netzes zu ermitteln. So ist es anhand von Netzplänen möglich, die Impedanz rechnerisch zu bestimmen. Dies setzt jedoch voraus, dass der Netzaufbau ausführlich genug dokumentiert ist. Dazu ist nicht nur die Kenntnis der Netzersatzschaltbilddaten (u.a. der Transformatoren und Leitungen) notwendig, sondern ist es von essentieller Bedeutung zu wissen, welche Lasten mit welchen Kompensationseinrichtungen an welcher Stelle im Netz vorhanden sind. Leider ändert sich das Verhalten der Lasten im Netz zeitabhängig. Daraus resultierend ist die rechnerische Bestimmung

der Netzimpedanz anhand von Netzdaten mit einem großen Fehlerpotential behaftet und stellt nur eine grobe Abschätzung dar. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Netzimpedanz messtechnisch zu erfassen. Dabei kann die Impedanz an einem frei wählbaren Anschlusspunkt und zu jedem beliebigen Zeitpunkt bestimmt werden.

Die Impedanzbestimmung erfolgt bei einer einzelnen Frequenz (monofrequent) oder polyfrequent durch einen Stromfluss oder eine Spannungsänderung. Somit kann die Impedanz in Abhängigkeit von der Frequenz durch die spektralen Anteile von Spannung und Strom bestimmt werden. Der Unterschied zwischen den Verfahren liegt hauptsächlich in der Art der Anregung des Netzes. Es besteht die Möglichkeit, das Netz aktiv monofrequent [3–6] oder polyfrequent [7–16] anzuregen. Passive Methoden, die das Netz beeinflussen, sind in [17–19] vorgestellt. Weiterhin ist es möglich, die Netzimpedanz mittels der Verschiebung von Resonanzstellen in der Frequenz [20,21] zu bestimmen.

Im Folgenden werden die einzelnen aktiven und passiven Messmethoden beschrieben und die Vor- und Nachteile herausgestellt.

2.2.1 Impedanzbestimmung mittels monofrequenter Anregung

Das Einspeisen eines sinusförmigen Stromes bei einer vorgegebenen Frequenz stellt eine monofrequente Anregung des Netzes dar. Unter der Kenntnis des Stromes $\underline{I}(f_M)$ und der Spannung $\underline{U}(f_M)$ bei der entsprechenden Messfrequenz f_M kann die Netzimpedanz $\underline{Z}_N(f_M)$ wie folgt berechnet werden:

$$\underline{Z}_N(f_M) = \frac{\underline{U}(f_M)}{\underline{I}(f_M)}. \quad (2.5)$$

Vorteile dieser Messmethode sind:

- Konzentration der gesamten vom Messstromgenerator gelieferten Leistung auf eine Frequenz ($S \sim I_M^2$) -> bestmöglicher Signal-Rauschabstand
- Messfrequenzen und Anzahl der Messpunkte im Messintervall frei wählbar
- Betrag des maximalen Messstromes frei wählbar und für jede Frequenz separat an die Netzeigenschaften anpassbar

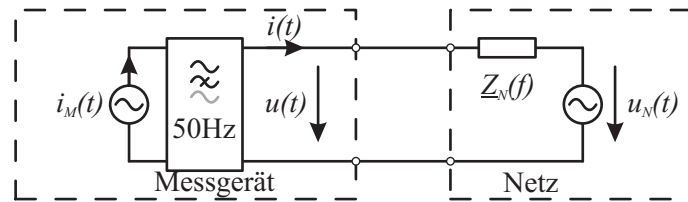


Abb. 2.5: Monofrequente Anregung des Netzes mit Filter bei Netzfrequenz: Messgerät bestehend aus Stromquelle $i_M(t)$ mit Messfrequenz f_M sowie Hoch- oder Bandpassfilter; Netz vereinfacht mit frequenzabhängiger Netzimpedanz $Z_N(f)$ und Netzspannung $u_N(t)$

Nachteile bei diesem Verfahren sind:

- Pro Messvorgang nur ein einziger Punkt des Frequenzganges der Netzimpedanz bestimmbar, somit gesamter Frequenzgang nur diskontinuierlich aufnehmbar
- Messdauer abhängig von der Anzahl der Messpunkte innerhalb des Frequenzmessbereiches

Die Bestimmung der Netzimpedanz über Glg. (2.5) setzt voraus, dass keine Gegenspannung bei der zu messenden Frequenz im Netz vorhanden ist. Falls dies nicht der Fall ist, so besteht die Möglichkeit, über eine Differenzmessung mit zwei unterschiedlichen Messstromamplituden ($I_1(f_M)$ und $I_2(f_M)$) die Impedanz gemäß Glg. (2.6) zu bestimmen.

$$\underline{Z}_N(f_M) = \frac{\underline{U}_1(f_M) - \underline{U}_2(f_M)}{I_1(f_M) - I_2(f_M)} \quad (2.6)$$

Dieses Verfahren für die Bestimmung der Netzimpedanz stellt ein etabliertes Verfahren dar. So wurde u.a. eine dreiphasige Lichtmaschine eines Automobils zu diesem Zweck verwendet [3]. Mit dieser konnten Frequenzen von 175 Hz bis 1,1 kHz erzeugt werden. Rein elektronische Varianten wurden ebenfalls realisiert. So wurde von [4] eine Leistungsendstufe mit einem maximalen Ausgangsstrom von 3 A (im 230 V Netz) für einen Frequenzbereich von 20 Hz bis 24 kHz verwendet, um das Netz monofrequent anzuregen. Nachteilig ist, dass diese Messstromgeneratoren über Ankopplungsglieder mit Hochpass- oder Bandpasscharakteristik an das Netz geschaltet werden müssen (siehe Abb. 2.5). Die Ankopplungsglieder müssen dabei so gewählt werden, dass der Grundschwingungsstrom den Messstromgenerator nicht belastet. Durch diese Filterung sind Messungen im Bereich der Netzfrequenz nicht möglich.

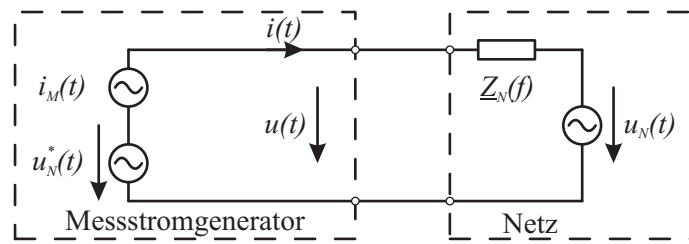


Abb. 2.6: Monofrequente Anregung des Netzes: Messstromgenerator bestehend aus Stromquelle $i_M(t)$ mit Messfrequenz f_M sowie der Netzspannungsnachbildung $u_N^*(t)$; Netz vereinfacht durch frequenzabhängige Netzimpedanz $Z_N(f)$ und Netzspannung $u_N(t)$

Eine weitere Möglichkeit, die Impedanz des Netzes monofrequent zu bestimmen, besteht in einer niederfrequenten Änderung der Magnetisierung eines Generators. Hierdurch werden entsprechend niederfrequente Schwingungen in das Netz eingepreßt und darüber die Impedanz bestimmt [5].

Weiterhin kann das Netz über eine doppeltgespeiste Asynchronmaschine angeregt werden [6]. Dabei wird der Stator direkt mit dem Netz verbunden und der Rotor über einen Stromrichter bestromt. Über den Rotor ist es nun möglich, einen Strom beliebiger Frequenz in das Netz einzuspeisen. Diese Messfrequenz ist abhängig von der Drehzahl und der Rotorstromfrequenz. Ein weiterer Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, die Netzimpedanz spezifisch für eine Frequenz zu bestimmen. Außerdem können Nichtlinearitäten durch das Entstehen von Harmonischen der Anregungsfrequenz entdeckt und bestimmt werden.

Die monofrequente Anregung des Netzes dient als Grundlage für die Entwicklung des Messstromgenerators in dieser Arbeit. Dieser bietet die Möglichkeit, einen monofrequenten Strom direkt in das Netz einzuspeisen. Im Gegensatz zu den oben vorgestellten Verfahren hat die direkte Netzkopplung den Vorteil, die Impedanz auch nahe der Grundfrequenz bestimmen zu können. Die Messanordnung ist der Abb. 2.6 zu entnehmen. Sie besteht aus dem Messstromgenerator, der zum einen die im Netz vorhandene Spannung nachbildet und zum anderen einen nahezu Oberschwingungsfreien Sinusstrom bei einer vorgegebenen Messfrequenz f_M in das Netz einspeist.

2.2.2 Impedanzbestimmung mittels polyfrequenter Anregung

Dieses Verfahren besteht darin, eine Last (aktiv oder passiv) für einen kurzen Zeitraum (Impuls oder Impulsfolge) an das Netz zu schalten [7–16]. Hierdurch erfolgt eine breitbandige Anregung des Netzes. Über deren Auswertung kann anschließend die frequenzabhängige Impedanz bestimmt werden. Bei diesem Verfahren wird die verfügbare Leistung des Gerätes auf das gesamte Spektrum der Messung aufgeteilt. Somit reduziert sich die Messleistung bei den einzelnen Frequenzkomponenten. Durch die begrenzte Genauigkeit des Messsystems wird ein kleineres Signal-Rausch-Verhältnis im Vergleich zur monofrequenten Anregung erreicht. Der große Vorteil der breitbandigen Methode besteht in der kurzen Messdauer. So liegt bereits innerhalb einer Sekunde die vollständige Information über die Netzimpedanz vor. Nachteilig ist die begrenzte Genauigkeit der Messergebnisse.

Grundsätzlich gibt es drei Signalklassen, die ein für die Impedanzmessung notwendiges, breites Frequenzspektrum aufweisen [7]:

- transiente Signale
- stochastische Signale
- periodische Mehrfrequenzsignale

Transiente Signale

Ein transientes Signal hat eine kurze Existenzdauer und deshalb ein breites kontinuierliches Spektrum im gesamten Frequenzbereich. Für eine große Amplitude bei den spektralen Komponenten ist ein hoher Energieinhalt notwendig. Genau diese Tatsache ist der Nachteil dieses Signals, da eine große Amplitude andere Verbraucher im Netz empfindlich beeinflussen kann. Hingegen bewirkt eine kleine Amplitude eine kaum messbare Systemreaktion. Transiente Signale können z.B. durch einen definierten und zeitlich begrenzten Kurzschluss erzeugt werden. Die Dauer bestimmt dabei die Bandbreite der Anregung.

Stochastische Signale

Stochastische Signale sind Zufallssignale mit einer die Messzeit übersteigenden Existenzdauer. Sie besitzen ein kontinuierliches Spektrum. Eine Quelle für stochastische Signale lässt sich nach geltender Definition nur wenig beeinflussen. Somit sind derart durchgeführte Messungen nicht reproduzierbar.

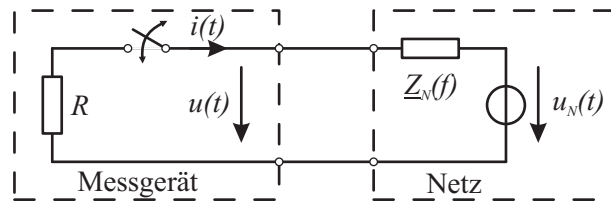


Abb. 2.7: Impedanzmessung durch Schalten einer ohmschen Last: Messgerät bestehend aus schaltbarer ohmscher Last R ; Netz vereinfacht durch frequenzabhängige Netzimpedanz $\underline{Z}_N(f)$ und Netzspannung $u_N(t)$

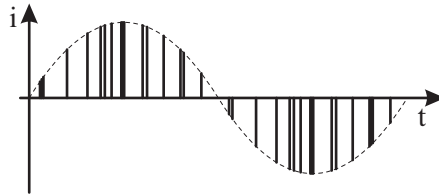


Abb. 2.8: Netzanregung mittels geschalteter ohmscher Last: Zeitlicher Verlauf des resultierenden Netzstromes

Periodische Mehrfrequenzsignale

Periodische Mehrfrequenzsignale sind Signale, die eine Vielzahl von Frequenzen in sich vereinen. Die Amplitude und der Frequenzabstand können dabei beliebig sein. Typische Mehrfrequenzsignale sind Rechteck- und Dreiecksignale. Periodische Signale haben im eingeschwungenen Zustand ein diskretes Spektrum mit einem konstanten Spektrallinienabstand und können mit einer Fourierreihe beschrieben werden. Nach Ablauf einer ganzen Periode liegt die gesamte charakteristische Information des Signals vor. Durch Verlängerung der Messzeit kann die Auflösung des Spektrums erhöht werden.

Im Folgenden werden verschiedene Möglichkeiten aufgezeigt, das Netz mit den eben beschriebenen Signalklassen anzuregen.

Schalten einer ohmschen Last

Im einfachsten Fall wird eine passive ohmsche Last kurzzeitig an das Netz geschaltet (vergl. Abb. 2.7). Damit ergibt sich ein nahezu rechteckförmiger Stromverlauf mit einer von der aktuellen Netzspannung abhängigen Amplitude [7]. Auf dieses Verfahren greift auch das möglicherweise einzige zu erwerbende Netzimpedanzmessgerät EWS120 der Firma Haag zurück. Bei diesem Gerät wird das Netz innerhalb einiger Netzperioden breitbandig angeregt, wobei es über einen Leistungswiderstand in (pseudo-) zufälliger Folge belastet wird (Abb. 2.8) und eine kleine messbare Änderung der Anschlussspannung des Netzes zur Folge hat. Aus den Spektren von Spannung und Strom wird anschließend die

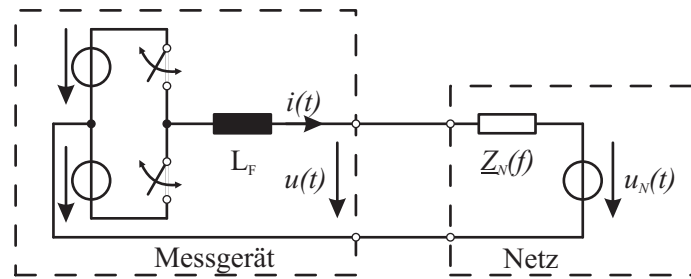


Abb. 2.9: Schematische Darstellung des Schaltens einer Spannungsquelle: Messgerät bestehend aus Stromrichterbrückenkreis mit Filterinduktivität L_F ; Netz bestehend aus Netzimpedanz $Z_N(f)$ und Netzspannung $u_N(t)$

Impedanz berechnet. Die Leistung des zugeschalteten Widerstandes ist vernachlässigbar gegenüber der Netzkurzschlussleistung des untersuchten Netzes. Entsprechend ist das Signal-Rausch-Verhältnis der Messspannung klein und demzufolge auch das Impedanzspektrum mit einem gewissen Rauschen behaftet.

Eine ähnliche Anregung wird bei einem weiteren Verfahren [8] für die Bestimmung der Netzimpedanz im Höchstspannungsnetz (500 kV) genutzt. Dabei wird das Netz für einige Netzperioden kurzgeschlossen und die Impedanz in einem Frequenzbereich von 10 bis 60 Hz bestimmt. Der Spitzenwert des Kurzschlussstromes betrug bei dieser Messung 17 kA.

Schalten einer Spannungsquelle

Mithilfe eines netzgekoppelten Stromrichters (vergl. Abb. 2.9) kann das Netz aktiv angeregt werden. Die Funktion eines Stromrichters wird ausführlich im Kapitel 4.2 beschrieben. Die Anregung erfolgt durch das Schalten der positiven oder negativen Zwischenkreisspannung auf den Netzanschluss. Bei dem Schalten eines Rechteckimpulses entsteht durch die Filterinduktivität ein dreiecksähnlicher Stromverlauf. Dieses Verfahren wird von [9, 10] für die Bestimmung der Impedanz verwendet. Dabei wird über einen Stromrichter ein Dreieckstrom in das Netz eingepreßt (vergl. Abb. 2.10). Wird andererseits mit Hilfe des Stromrichters eine pulswellenmodulierte Spannung erzeugt, so kann deren Amplitude beliebig eingestellt werden [11–14]. Exemplarisch ist dies in Abb. 2.11 dargestellt.

Stochastische Signalquelle

Ist ein Verbraucher mit einem stochastisch verteilten Spektrum im Stromverlauf vorhanden, regt dieser das Netz breitbandig an. So erzeugt beispielsweise ein Lichtbogenofen ein breitbandiges Stromspektrum mit einer signifikanten

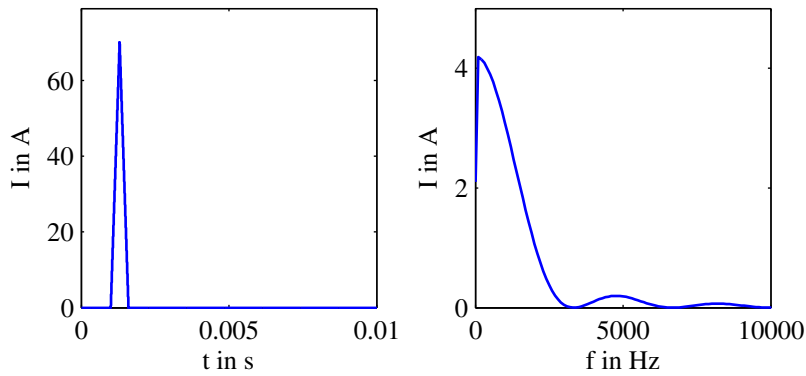


Abb. 2.10: Netzanregung mittels Dreiecksstrom: links: Stromverlauf als Dreieckstrom, Dauer 750 μ s, Amplitude 60 A bis 100 A [9,10]; rechts: Spektrum des Stromes

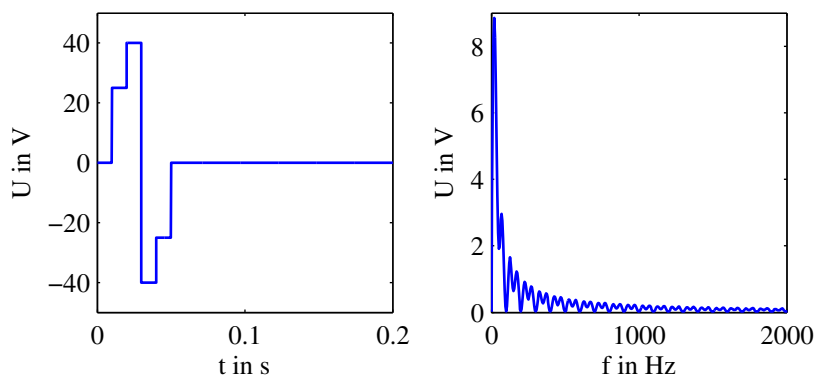


Abb. 2.11: Netzanregung mittels modulierten Spannungsverlaufes: links: über Stromrichter erzeugte modulierte Spannung, Dauer 60 ms, Amplitude ± 40 V [11] rechts: Frequenzspektrum des Signals

Amplitude in einem Frequenzbereich bis 1 kHz [15]. Durch dieses Verfahren der Netzanregung kann die Netzimpedanz in diesem Spektralbereich bestimmt werden.

Schalten von Induktivitäten und Kapazitäten

Werden induktive oder kapazitive Lasten direkt an das Netz geschaltet, ergeben sich transiente Ausgleichsvorgänge in Strom und Spannung. Diese entstehen durch die Magnetisierung der Induktivität oder durch die Aufladung des Kondensators auf die aktuelle Netzspannung. Mögliche Lasten sind z.B. Transformatoren und Kompensationskondensatoren. Aus den Spektren von Strom und Spannung kann wiederum die Impedanz bestimmt werden. Weiterhin wird durch das Schalten einer kapazitiven Last eine gedämpfte Resonanz angeregt. Durch die Resonanzfrequenz $f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ und die genaue Kenntnis der Kapazität des Kondensators kann der induktive Anteil des Netzes bestimmt werden [16].

2.2.3 Resonante Filter

Ein resonanter Filter besteht im einphasigen Ersatzschaltbild aus zwei Filterinduktivitäten, der stromrichterseitigen L_{F1} und der netzseitigen Induktivität L_{F2} und einer Kapazität C_F (vergl. Abb. 2.12). Durch diese Art der Verschaltung wird dieser Filter auch als LCL-Filter bezeichnet. Um die Funktion dieses Messverfahrens zu verstehen, werden die Funktion eines LCL-Filters und die damit verbundenen Eigenschaften kurz erläutert.

Stromrichter verursachen im Bereich der Schaltfrequenz und ihrer Vielfachen unerwünschte Stromüberschwingungen. Ziel ist es, diese Oberschwingungen zu minimieren. Möglich ist dies u.a. durch die Verwendung eines LCL-Filters, welcher bei der Schaltfrequenz eine große Dämpfung aufweist. Die Frequenz dieser Resonanzstelle ist abhängig von den Parametern des LCL-Filters. Um Instabilitäten zu vermeiden, muss die durch den Filter auftretende Resonanz gedämpft werden. Möglich ist dies durch eine geeignete Auslegung der Stromregelung des Stromrichters. Bei einer optimalen Wahl der Regelungsparameter wird diese Resonanzstelle gedämpft [20]. Durch eine geringfügige Änderung der Regelungsparameter ist es nun möglich, die Resonanz weniger stark zu dämpfen, so dass diese messbar wird. Mit dieser gemessenen Resonanzfrequenz und der theoretisch bestimmten Resonanzfrequenz (aus L_{F1} , C_F und L_{F2}) kann anschließend die Netzinduktivität L_N im Bereich der Resonanzfrequenz bestimmt werden [21].

Der Vorteil dieses Verfahren ist, dass ohne zusätzlichen Aufwand und minimaler Netzbeeinflussung die Netzinduktivität kontinuierlich ermittelt werden kann. Nachteilig ist, dass mit diesem Verfahren nur der induktive Anteil der Netzimpedanz im Bereich der Resonanzfrequenz bestimmt werden kann.

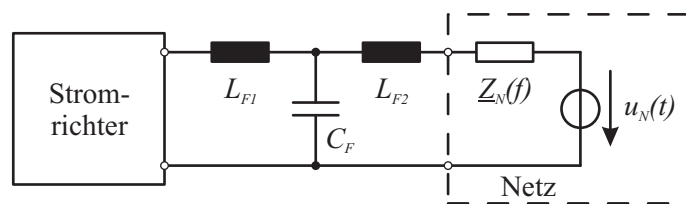


Abb. 2.12: Stromrichter mit resonantem Filter am Netz: Stromrichter mit ausgangsseitigen LCL-Filter; Netz vereinfacht durch Netzimpedanz $Z_N(f)$, Netzspannung $u_N(t)$

2.2.4 Hinzuschalten von Lasten - Passive Methoden

Die grundlegende Idee besteht darin, dass die Spannung des Netzes vor (\underline{U}_{vor}) und nach (\underline{U}_{nach}) dem Hinzuschalten einer passiven Last gemessen wird [17–19]. Durch das Hinzuschalten der Last fließt durch die im Netz vorhandenen spektralen Spannungskomponenten ein Strom \underline{I}_{nach} durch die Last bzw. die Last erzeugt selbst harmonische Stromkomponenten. Durch diesen Stromfluss ändert sich die Netzspannung. Aus diesen Messdaten kann die Netzimpedanz bei den entsprechenden Frequenzen bestimmt werden nach:

$$\underline{Z}_N = \frac{{}^v\underline{U}_{nach} - {}^v\underline{U}_{vor}}{{}^v\underline{I}_{nach}} \text{ für alle } v \text{ mit } {}^v\underline{I}_{nach} \neq 0 \quad (2.7)$$

Dieses Verfahren hat den Vorteil, dass es relativ einfach umzusetzen ist. Der Nachteil besteht darin, dass die Impedanz nur bei den Frequenzen bestimmt werden kann, bei denen im Netz eine Spannung mit einer messbaren Amplitude vorhanden ist oder ein Strom durch Nichtlinearitäten in der Last erzeugt wird. Im Allgemeinen sind diese Frequenzen die ungeradzahigen Harmonischen der Grundschwingung (vergl. Kapitel 7.1.4).

2.2.5 Vergleich der vorgestellten Verfahren

Alle hier vorgestellten Messverfahren besitzen Vor- und Nachteile. So kann bei einer polyfrequenten Anregung der Impedanzverlauf sehr schnell, aber nur mit geringer Genauigkeit bestimmt werden. Anders sieht dies bei der monofrequenten Anregung aus. Diese Messmethode kann durch die konzentrierte Messleistung bei einer Frequenzkomponente eine sehr gute Genauigkeit erzielen. Durch die sequentielle Messung ist die Dauer eines Messdurchlaufs im Vergleich zur polyfrequenten Anregung sehr lang. Der Aufwand für die Umsetzung der einzelnen Messverfahren unterscheidet sich ebenfalls. Vereinfacht ist für die polyfrequente Anregung eine schaltbare Last notwendig. Für die monofrequente Anregung ist ein Stromrichtersystem erforderlich. Dies kann bei entsprechender Planung ein schon existierender Stromrichter, der eine Last mit Energie versorgt und nur für die Impedanzanalyse erweitert wird oder ein speziell auf diesen Anwendungsfall ausgelegter Stromrichter sein.

Die Impedanzanalyse mittels resonanter Filter und die passiven Methoden liefern als Messergebnisse nur den Betrag der Impedanz bei bestimmten Frequen-

zen. Somit sind diese Verfahren für die breitbandige Netzimpedanzbestimmung ungeeignet. Die Tab. 2.2 stellt die einzelnen Messverfahren vereinfacht gegenüber. Da das Messverfahren mit der monofrequenten Anregung des Netzes die im Vergleich beste Genauigkeit erzielt, wird dieses in dieser Arbeit genauer betrachtet. Dabei wird die hohe Messdauer toleriert.

Tab. 2.2: Vergleich der Messverfahren:

Mess-Verfahren	Messgenauigkeit	Mess-Dauer	Frequenzauflösung	Messgrößen	Messaufwand
Monofrequente Anregung	++	-	++	$ \underline{Z} , \angle \underline{Z}$	-(+)
Polyfrequente Anregung	-	++	+	$ \underline{Z} , \angle \underline{Z}$	+
Resonante Filter	--	++	--	$ \underline{Z}(f_R) $	++
Passive Methode	-	+	-	$ \underline{Z}(f_v) $ ($\underline{I} \neq 0$)	+

3 Regelungs-/Modulationsverfahren

Der Messstromgenerator hat die Aufgabe, einen Messstrom mit vorgegebener Frequenz in das Energienetz einzuspeisen. Der einstellbare Frequenzbereich des Messstromes soll 65 Hz bis 10 kHz betragen. Für die Messstromeinprägung ist es erforderlich, den Messstrom auf einen vorgegebenen konstanten Wert zu regeln sowie die Netzsynchrität des Stromrichters herzustellen.

In diesem Kapitel wird das Verhalten von unterschiedlichen Stromregelverfahren theoretisch betrachtet und diskutiert. Dabei werden Stromregelverfahren mit dem Hintergrund der Messstromerzeugung vorgestellt, miteinander verglichen und die Grenzen der einzelnen Verfahren aufgezeigt. Da die Grenzen der Regelungsverfahren in den Verlustleistungen der Stromrichter liegen, werden diese separat diskutiert. Abhängig von dem betrachteten Regelungsverfahren existieren unterschiedliche Modulationsverfahren, mit denen der Stromrichter betrieben werden kann, auf die kurz eingegangen wird.

3.1 Unterteilung der Regelverfahren

Die Regelung eines netzgebundenen Stromrichters hat im Allgemeinen die Aufgabe, den Stromrichter netzsynchron zu betreiben sowie einen sinusförmigen Grundschwingungsstrom nach Betrag und Phase einzustellen und Störungen schnell auszuregeln.

Stromregelverfahren können in direkte und indirekte Stromregelungen unterteilt werden [22, 23]. Einen Überblick dieser Verfahren gibt Abb. 3.1. Zu den direkten Stromregelverfahren zählt u.a. die Hystereseregulung, die im Kapitel 3.2 näher erläutert wird. Zu den indirekten Stromregelverfahren gehören z.B. die Regelung in koordinatentransformierte Signale (dq0 - Kapitel 3.3.3) sowie die resonante Regelung (Kapitel 3.3.4). Die Koordinatentransformation wird im Kapitel 3.3.3 vorgestellt.

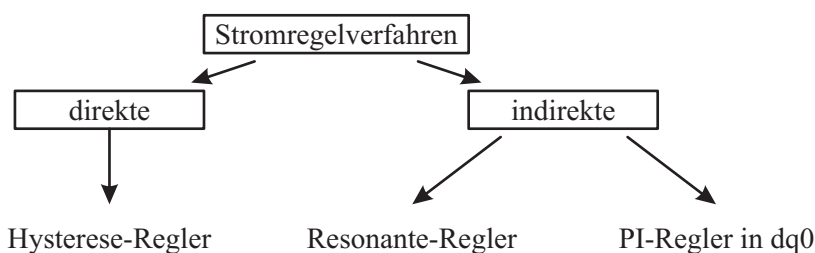


Abb. 3.1: Unterteilung der Stromregelverfahren: nach [22, 23]

Für den Vergleich wird folgendes Zeitsignal definiert:

$$x(t) = {}^1\hat{X} \cdot \sin(2\pi f_N \cdot t + {}^1\varphi) + {}^M\hat{X} \cdot \sin(2\pi f_M \cdot t + {}^M\varphi). \quad (3.1)$$

Dieses Zeitsignal besteht aus einem Grundswingungsanteil ${}^1x(t)$ mit der Frequenz f_N und einem Messstromanteil ${}^Mx(t)$ mit der Frequenz f_M . Weitere Komponenten des Signals werden vorerst nicht betrachtet. Es wird davon ausgegangen, dass sich die Signale in einem stationären sowie eingeschwungenen Zustand befinden (\hat{X} und φ sind konstant). In der Zeitfunktion spiegelt sich der zeitliche Verlauf der Einzelsignale für die Regelung wider:

$$f_N : {}^1x(t) = {}^1\hat{X} \cdot \sin(2\pi f_N \cdot t + {}^1\varphi) \quad (3.2)$$

$$f_M : {}^Mx(t) = {}^M\hat{X} \cdot \sin(2\pi f_M \cdot t + {}^M\varphi). \quad (3.3)$$

Das Bindeglied zwischen der Regelung und dem Energienetz ist der Stromrichter (vergl. Kapitel 4). Dieser erhält seine Schaltsignale vom Modulator in der Weise, dass bei der direkten Stromregelung der Phasenstrom dem Sollstrom und bei der indirekten Stromregelung die Stromrichterausgangsspannung der Sollspannung des Reglers im Kurzzeitmittel entspricht. Die Unterscheidung zwischen den beiden Stromregelverfahren ist in Abb. 3.2 dargestellt. Bei den direkten Stromregelverfahren liefert der Ausgang des Stromreglers direkt die Schaltfunktion $S_{a,b,c}$ des Stromrichters. Somit bilden die Regelung und der Modulator eine Einheit. Hingegen liefert der Ausgang der Stromregler bei den indirekten Stromregelverfahren den Sollwert der Stromrichterausgangsspannung U^* . Dieser wird anschließend im Modulator in die entsprechenden Schaltfunktionen $S_{a,b,c}$ umgesetzt.

Für den hier betrachteten Anwendungsfall setzt sich der zu regelnde Strom aus dem Grundswingungs- und dem Messstrom zusammen (vergl. Glg. (3.1)). Weiterhin wird vorgegeben, dass der Messstrom einphasig erzeugt werden kann.

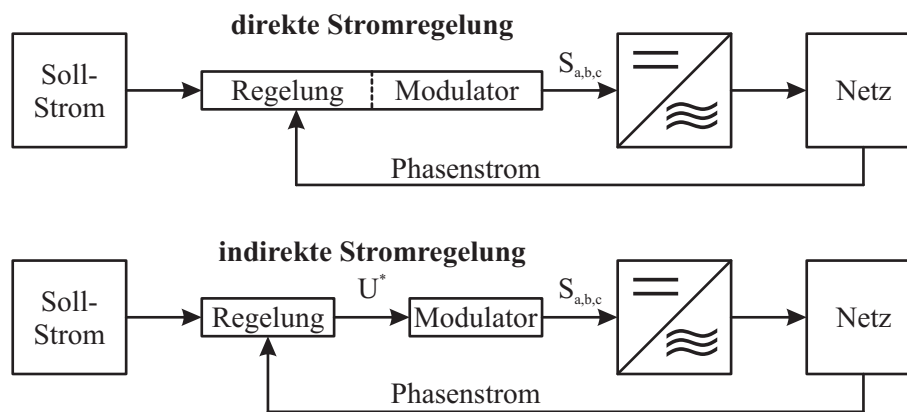


Abb. 3.2: Unterscheidung direkte und indirekte Stromregelverfahren: Oben: direkte Stromregelung, unten: indirekte Stromregelung; Umsetzung der Schaltfunktion $S_{a,b,c}$ durch den Stromrichter

Unter diesen Voraussetzungen werden als direktes Stromregelverfahren der Hysterese-Stromregler und als indirektes Stromregelverfahren der resonante sowie der im rotierenden Koordinatensystem arbeitende PI-Regler betrachtet. Als Vergleichskriterien für die Stromregelverfahren zählen das Oberschwingungsverhalten des Stromes, die Schaltfrequenz und die Regelungsmöglichkeiten. Dabei wird darauf Wert gelegt, dass der Messstrom und der Grundschwingungsstrom im erforderlichen Frequenzbereich geregelt werden kann.

Für den Vergleich der Regelungsverfahren erfolgt zunächst die Beschreibung der gemeinsamen Modelle und Definitionen. Im Anschluss wird das Oberschwingungsverhalten für die drei betrachteten Regelungsverfahren mathematisch hergeleitet. Dabei wird das Oberschwingungsverhalten durch den zeitlichen Verlauf des Oberschwingungsstromes und der Schaltfrequenz bestimmt.

Modell des Stromrichters

Durch die vorhandene Symmetrie der drei Netzphasen erfolgt die Herleitung des Stromrichtermodells anhand des einphasigen Ersatzschaltbildes. Ausgangspunkt für die Betrachtung der Regelungs- und Modulationsverfahren ist die ideale Ersatzschaltung des einphasigen, zweistufigen Stromrichters mit einer vereinfacht dargestellten Netzanbindung. Diese ist in der Abb. 3.3 dargestellt. Der Stromrichter ist als idealer Umschalter zwischen der positiven und negativen Zwischenkreisspannung U_{DC} modelliert. Dieser wird von einer ideal geglätteten Zwischenkreisspannung gespeist. Das Netz, in Kapitel 7.1 allgemein vorgestellt, wird als ideal angenommen und besteht aus einer Induktivität L und einer Spannungsquelle mit $u_N(t) = \hat{U}_N \cdot \sin(2\pi f_N \cdot t)$. Diese Ersatzschaltung ent-

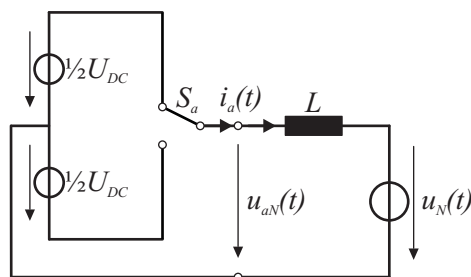


Abb. 3.3: Vereinfachtes Modell eines Brückenzeiges des Stromrichters: Zwischenkreisspannung U_{DC} , Netzspannung $u_N(t)$, am Ausgang des Stromrichters wirkende Induktivität L , Phasenstrom $i_a(t)$, Ausgangsphasenspannung $u_{aN}(t)$, S_a idealer Schalter

spricht einer Phase der dreiphasigen Brücke (Abb. 4.3). Der mit dem Sternpunkt des Netzes verbundene Mittelpunkt des Zwischenkreises ist für die einphasige Messstromregelung notwendig und im Kapitel 5 beschrieben. Die Funktion des Stromrichters basiert auf einem tiefsetzstellenden Verhalten vom Zwischenkreis zum Netz hin. Somit gilt:

$$\frac{U_{DC}}{2} > \hat{u}_N. \quad (3.4)$$

Weiterhin wird für die folgenden Herleitungen die auf den Zwischenkreis bezogene Netzspannung wie folgt definiert:

$$u_N^{DC}(t) = \frac{u_N(t)}{\frac{U_{DC}}{2}}. \quad (3.5)$$

Für die weiteren Betrachtungen wird davon ausgegangen, dass der Phasenwinkel des Netzes mit dem Winkel der Grundswingungskomponente am Stromrichterausgang übereinstimmt. Daraus folgt, dass bei der Grundswingungsfrequenz keine Blindleistung erzeugt wird.

Definition des Kurzzeitmittelwertes

Der Kurzzeitmittelwert $\bar{x}(t_n)$ zum Zeitpunkt t_n stellt den Mittelwert eines Signals in dem aktuellen Zeitintervall $T_S(t_n)$ dar [23]:

$$\bar{x}(n) = \frac{1}{T_S(t_n)} \cdot \int_{t_n - T_S(t_n)/2}^{t_n + T_S(t_n)/2} x(\tau) d\tau. \quad (3.6)$$

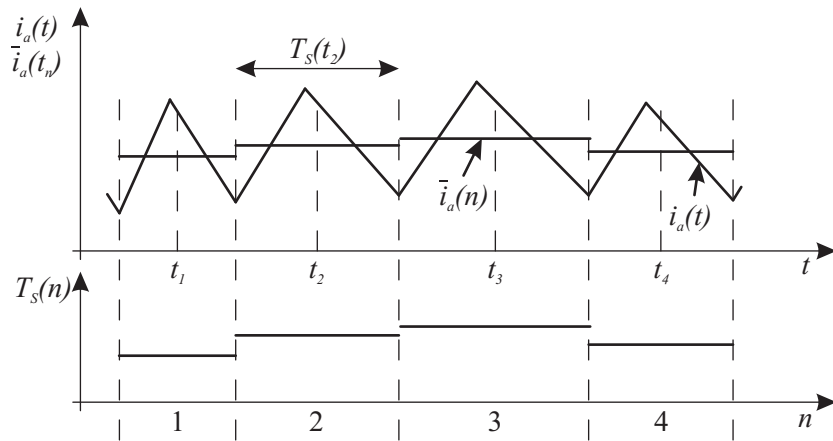


Abb. 3.4: Beschreibung des Kurzzeitmittelwertes: Phasenstrom $i_a(t)$, zeitlich diskretisierte Kurzzeitmittelwerte des Phasenstromes $\bar{i}_a(t_n)$ und der Schaltzeit $T_S(t_n)$

Unter der Annahme einer großen Schaltzahl wird im Folgenden der Zeitpunkt t_n in den Zeitpunkt t überführt und der Kurzzeitmittelwert nach der Glg. (3.7) ermittelt.

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_S(t)} \cdot \int_{t-T_S(t)/2}^{t+T_S(t)/2} x(\tau) d\tau \quad (3.7)$$

Kurzzeitmittelwerte können von allen am Stromrichter auftretenden Größen, wie z.B. Strömen und Spannungen, gebildet werden. In der Abb. 3.4 ist exemplarisch der Kurzzeitmittelwert des Stromes $\bar{i}(t_n)$ und die aktuelle Schaltzeit $T_S(t_n)$ dargestellt.

Definition der Schaltzeit und Schaltfrequenz

Im Gegensatz zum Konzept konstanter Schaltfrequenz ergibt sich bei der direkten Stromregelung eine zeitabhängige Schaltfrequenz. Nach [24] wird die Schaltfrequenz als die Anzahl der Schaltzyklen eines Schalters pro Zeiteinheit definiert. Ein Schaltzyklus besteht aus einem Ein- und Ausschaltvorgang. Die Dauer eines Schaltzyklus entspricht der aktuellen Schaltzeit $T_S(t_n)$ zum Zeitpunkt t_n (vergl. Abb. 3.4). Die Summe aller aktuellen Schaltzeiten einer Grundschwingungsperiode (N) ergibt die Zeit der Grundschwingungsperiode zu $T_N = \sum_{n=1}^N T_S(t_n)$.

Weiterhin entspricht die Anzahl der Pulse in dieser Grundschwingungsperiode der mittleren Schaltzeit \bar{T}_S .

$$\bar{T}_S = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N T_S(t_n) \quad (3.8)$$

Damit kann die mittlere Schaltfrequenz über den inversen Wert der mittleren Schaltzeit \bar{T}_S bestimmt werden ($\bar{f}_S = \frac{1}{\bar{T}_S}$).

Für den Vergleich von Stromrichtern und deren Modulations- und Regelungsverfahren ist es notwendig, die mittlere Schaltfrequenz und die Häufigkeit der Schaltzyklen zu jedem Zeitpunkt, innerhalb eines vorgegebenen Zeitabschnittes, zu kennen. Als mittlere Schaltfrequenz $\bar{f}_S = 1/\bar{T}_S$ wird die Anzahl der Schaltzyklen pro Netzperiode bezeichnet [24].

Für die Bauteilauslegung und die Beurteilung, ob Resonanzen angeregt werden können, ist es von entscheidender Bedeutung, den Bereich der maximalen und minimalen Schaltfrequenz/Schaltzeit zu kennen.

Definition der Schaltzahl

Die Schaltzahl q ist die Anzahl der Schalthandlungen der betrachteten Grundperiode $T_N = \frac{1}{f_N}$ des Sollsignals. Abhängig von der Betrachtung wird die Grundschwingung der Netzspannung oder die Grundschwingung des Messstromes als Grundperiode bezeichnet. Die Anzahl der Schalthandlungen wird durch die mittlere Schaltfrequenz \bar{f}_S ausgedrückt. Falls durch das Modulationsverfahren keine konstante Schaltfrequenz vorgegeben ist, wird der oben beschriebene Mittelwert der Schaltfrequenz (Glg. (3.8)) für die Berechnung der Schaltzahl q Glg. (3.9) herangezogen.

$$q = \frac{\bar{f}_S}{f_N} \quad (3.9)$$

Je größer die Schaltzahl, desto besser kann der Sollstrom nachgebildet werden und umso geringer ist der Oberschwingungsanteil des resultierenden Stromes.

Definition des Verzerrungsstromes

Der Stromwert $i(t)$ lässt sich in Grundschwingungsanteil $^1i(t)$ und Verzerrungsanteil $^{VZ}i(t)$ aufspalten. Für den Verzerrungsanteil des Stromes gilt [24]:

$$^{VZ}i(t) = i(t) - ^1i(t). \quad (3.10)$$

Der Effektivwert des Verzerrungsstromes ergibt sich dementsprechend zu:

$${}^{VZ}\tilde{I} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T {}^{VZ}i(t)^2 dt}. \quad (3.11)$$

Zum Quadrat dieses Verzerrungsstromes entstehen im Netz zusätzlich Stromwärmeverluste. Ursache für diesen Verzerrungsstrom sind u.a. im Netz vorhandene Spannungen. Weiterhin besitzt die Stromrichterausgangsspannung spektrale Komponenten bei der aktuellen Schaltfrequenz und ihren Vielfachen. Im Idealfall (rein induktives Verhalten des Netzes ohne Harmonische) entspricht der Verzerrungsstrom einem Dreieckssignal.

Als Vergleichskriterium für die unterschiedlichen Regelungs- und Modulationsverfahren dient der Effektivwert des Verzerrungsstromes ${}^{VZ}\tilde{I}$ als ein Maß für auftretende Verzerrungsverluste und Qualität des erzeugten Grundschwingungsstromes. Nach [24] entspricht der Messstrom einem Verzerrungsstrom. Da der Messstrom eine gewollte Stromkomponente darstellt, wird dieser für den Vergleichspunkt des Verzerrungsstromes bei den Regelungsverfahren vernachlässigt.

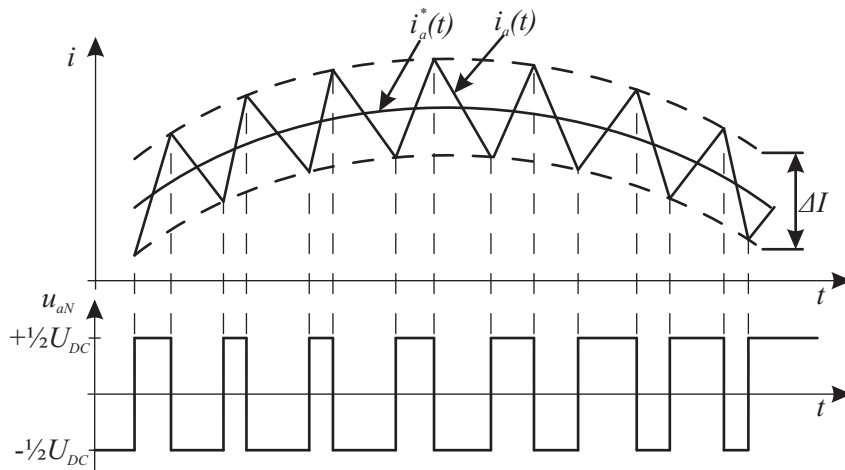


Abb. 3.5: Strom- und Spannungsverlauf des Hysteresereglers: Oben: Sollstrom $i_a^*(t)$ mit Hystereseband ΔI und resultierendem Strom $i_a(t)$; unten: geschaltete Stromrichterausgangsspannung $u_{aN}(t)$; geringe Schaltzahl

3.2 Direkte Stromregelung - Hystereseregler

Vereinfacht lässt sich das Prinzip des Hysteresereglers durch Abb. 3.5 in Verbindung mit der Schaltung aus Abb. 3.6 beschreiben. Der Phasenstrom $i_a(t)$ wird in einem vorgegebenen Hystereseband der Breite ΔI gehalten, das symmetrisch um seinen Sollwert $i_a^*(t)$ angelegt ist. Dies geschieht vereinfacht mit Hilfe eines Komparators, der die Polarität der Ausgangsspannung $u_{aN}(t)$ umschaltet, sobald der Strom eine der Bandgrenzen erreicht. Da die Ausgangsspannung des Stromrichters im regulären Betrieb betragsmäßig größer als die Gegenspannung des Netzes ist, wird eine Rückkehr des Stromes in das Innere des Bandes sichergestellt. Durch die Vorgabe des Hysteresebandes sind für den Strom die Stromschwankung und damit verbunden der Verzerrungsanteil im Strom idealerweise konstant. Weiterhin ist, wie im Anschluss gezeigt wird, die Schaltfrequenz nicht konstant.

Das allgemeine Verhalten des zweistufigen Hysteresereglers kann anhand der Abb. 3.5 und Abb. 3.6 erklärt werden. Dabei symbolisiert U_{DC} die Stromrichterzwischenkreisspannung, $u_{aN}(t)$ die Stromrichterausgangsspannung und $u_N(t)$ die als konstant angenommene Gegenspannung des Netzes. Die Induktivität L fasst alle Induktivitäten, die der Filterinduktivität und die des Netzes, zusammen. Mit dem Halbleiterschalter S ist es möglich, die positive oder negative Zwischenkreisspannung an den Stromrichterausgang zu schalten. Durch diese Spannung und die aktuelle Netzgegenspannung erfolgt eine Änderung des Stromflusses durch die Induktivität. Der Stromgradient ist dabei abhängig von

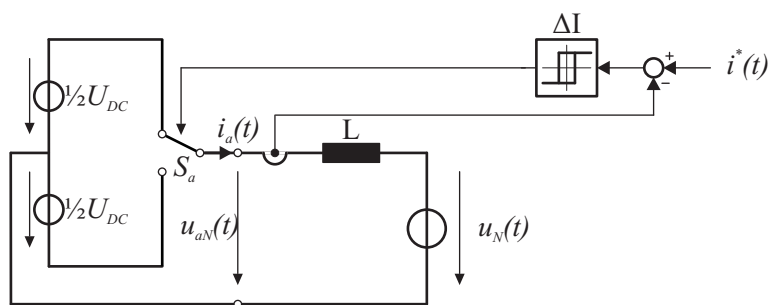


Abb. 3.6: Brückenweig des Stromrichters mit Hystereseregler: Zwischenkreisspannung U_{DC} , Netzspannung $u_N(t)$, am Ausgang des Stromrichters wirkende Induktivität L , Phasenstrom $i_a(t)$ mit der dazugehörigen Ausgangsphasenspannung $u_{aN}(t)$, S_a idealer Schalter; symbolisch dargestellter Hystereseregler; Sollstrom $i^*(t)$

der Spannung über der Induktivität und damit der Spannungsdifferenz zwischen Netz- und halber Zwischenkreisspannung.

Im Folgenden werden die Eigenschaften des Hysteresereglers analytisch hergeleitet und mit der Simulation wie auch mit dem realen Verhalten eines Laboraufbaus (vergl. Kapitel 4) verglichen. Zu unterscheiden ist dabei zwischen dem idealen und realen Verhalten. Beim idealen Verhalten besteht keine Zeitverzögerung zwischen dem Durchschreiten des Hysteresebandes und der daraus resultierenden Änderung der Stromrichterausgangsspannung, wobei beim realen Verhalten Zeitverzögerungen aufgrund der Strommessung und der daraus resultierenden Schaltverzögerung auftreten. Im Gegensatz zu einem idealen Hystereseregler wird das Hystereseband bei einem realen Hystereseregler durchaus verlassen.

3.2.1 Ideale Hystereseregler

In der Abb. 3.7 ist ein Ausschnitt aus dem Verlauf des Sollphasenstromes $i_a^*(t)$ und dem daraus resultierenden Iststrom $i_a(t)$ dargestellt. Die Stromschwankung im Hystereseband (ΔI) erfolgt durch das Schalten der positiven und negativen halben Zwischenkreisspannung. Um die aktuelle Schaltzeit zu ermitteln, wird

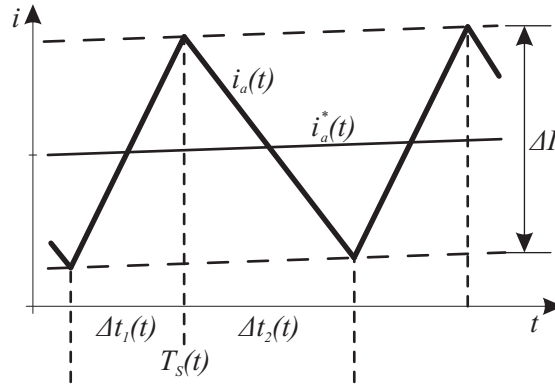


Abb. 3.7: Stromverlauf des idealen Hysteresereglers: Sollstrom $i_a^*(t)$, resultierender Strom $i_a(t)$, Hystereseband ΔI , Zeiten der einzelnen Stromanstiege Δt_1 , Gesamtschaltzeit T_S

die Zeitspanne bestimmt, in der der Strom innerhalb des Toleranzbandes ansteigt (Δt_1) und abfällt (Δt_2).

$$\Delta t_1(t) = \frac{L \cdot \Delta I}{\left| \frac{U_{DC}}{2} - u_N(t) \right|}; \quad \Delta t_2(t) = \frac{L \cdot \Delta I}{\left| -\frac{U_{DC}}{2} - u_N(t) \right|} \quad (3.12)$$

Hierbei wird davon ausgegangen, dass die Gegenspannung des Netzes für die betrachtete Zeitspanne konstant ist. Wird in diesen Gleichungen die auf die Zwischenkreisspannung bezogene Netzspannung $u_N^{DC}(t)$ eingesetzt und durch $\hat{u}_N^{DC} < 1$ der Entfall der Beträge in Δt_1 und Δt_2 berücksichtigt, so vereinfachen sich die Schaltzeiten Δt_1 , Δt_2 zu:

$$\Delta t_1(t) = \frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC}} \cdot \frac{1}{(1 - u_N^{DC}(t))}; \quad \Delta t_2(t) = \frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC}} \cdot \frac{1}{(1 + u_N^{DC}(t))}. \quad (3.13)$$

Die aktuelle Schaltzeit T_S bildet sich aus der Summe der Zeiten Δt_1 , Δt_2 zu:

$$T_S(t) = \Delta t_1(t) + \Delta t_2(t) = \frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC}} \cdot \frac{2}{1 - (u_N^{DC}(t))^2} \quad (3.14)$$

Die aktuelle Schalfrequenz $f_S(t)$ entspricht dem Inversen der Schaltzeit:

$$f_S(t) = \frac{U_{DC}}{4 \cdot L \cdot \Delta I} \cdot \left(1 - (u_N^{DC}(t))^2 \right). \quad (3.15)$$

Anhand der Glg. (3.14) ist zu erkennen, dass der zeitliche Verlauf der Schaltzeit unabhängig vom Grundschwingungsstrom ist. Er ist nur von der aktuellen Ge-

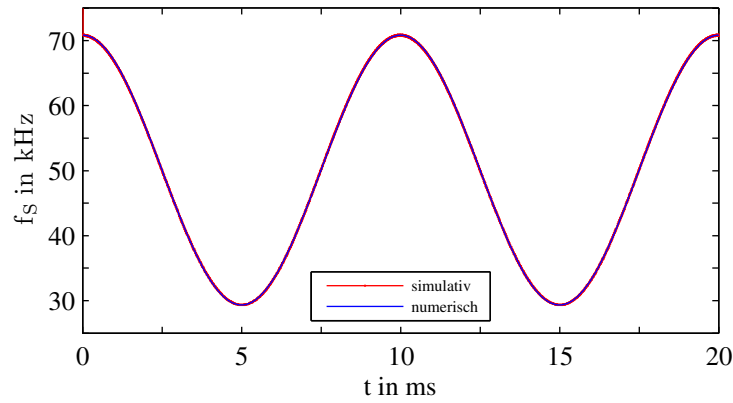


Abb. 3.8: Schaltfrequenz des idealen Hysteresereglers: Zeitlicher Verlauf bei sinusförmiger Netzspannung ($\hat{U}_N = 230 \text{ V}$; $L = 1 \text{ mH}$; $U_{DC} = 850 \text{ V}$; $\Delta I = 3 \text{ A}$; simulativer und numerischer Verlauf sind identisch)

genspannung des Netzes am betrachteten Anschlusspunkt abhängig. Abb. 3.8 ist die grafische Interpretation der Glg. (3.14) und das Ergebnis der Simulation anhand Abb. 3.6. Die Abbildung zeigt exemplarisch den zeitlichen Verlauf der Schaltfrequenz innerhalb einer Netzperiode, die mit der doppelten Grundfrequenz variiert. Wie zu erwarten ist, stimmen bei einer idealen Betrachtung das Simulationsmodell und die mathematische Herleitung überein (identische Verläufe).

Bestimmung der maximalen und minimalen Schaltfrequenz

Des Weiteren ist aus der Abb. 3.8 zu erkennen, dass die Schaltfrequenz bei einer minimalen Netzspannung von $u_N(t) = 0 \text{ V}$ ($u_N^{DC}(t) = 0$) maximal und bei einer maximalen Netzspannung ($u_N^{DC}(t) = \hat{U}_N^{DC}$) minimal ist. Werden nun in die Glg. (3.14) diese beiden Zeitpunkte eingesetzt, so ergeben sich die maximal und minimal auftretenden Schaltfrequenzen des idealen Hysteresereglers zu

$$f_{s,min} = \frac{U_{DC}}{4 \cdot L \cdot \Delta I} \cdot \left(1 - (\hat{U}_N^{DC})^2\right) \quad \text{und} \quad f_{s,max} = \frac{U_{DC}}{4 \cdot L \cdot \Delta I}. \quad (3.16)$$

Mittlere Schaltfrequenz

Der Mittelwert der aktuellen Schaltzeit $T_S(t)$ wird über einer Netzperiode T_N gebildet:

$$\bar{T}_S = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} T_S(t) dt = \frac{4 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC}} \cdot \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} \frac{1}{1 - (u_N^{DC}(t))^2} dt. \quad (3.17)$$

Durch Lösung des Integrals ergibt sich die mittlere Schaltzeit und Schaltfrequenz zu:

$$\bar{T}_S = \frac{4 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - (\hat{U}_N^{DC})^2}} \quad (3.18)$$

$$\bar{f}_S = \frac{U_{DC}}{4 \cdot L \cdot \Delta I} \cdot \sqrt{1 - (\hat{U}_N^{DC})^2}. \quad (3.19)$$

Effektivwert des Verzerrungsstromes

Der dem Sinussollwert überlagerte Strom des idealen Hysteresereglers besitzt einen Dreiecksverlauf mit konstanter Amplitude. Somit entspricht der Effektivwert des Verzerrungsstromes dem Effektivwert eines Dreieckssignals.

$$\tilde{I}_{VZ} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \Delta I \quad (3.20)$$

Weiterhin kann der Effektivwert des Verzerrungsstromes in Abhängigkeit von der mittleren Schaltzeit (Glg. (3.18)) beschrieben werden mit:

$$\tilde{I}_{VZ} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{\bar{T}_S \cdot U_{DC}}{4 \cdot L} \sqrt{1 - (\hat{U}_N^{DC})^2}. \quad (3.21)$$

3.2.2 Reale Hystereseregler

Für ein ideales System erfolgten die bisherigen Herleitungen ohne Berücksichtigung der Totzeiten und Zeitverzögerungen im Signalpfad. Bei einem „realen“ Hystereseregler treten verschiedene Zeitverzögerungen mit unterschiedlichen Zeitdauern auf. Durch diese Zeitverzögerungen entsteht ein Hystereseregler mit einer zeitdiskreten Stromregelung. Werden die Zeitverzögerungen gegen Null reduziert, nähert sich das Verhalten dem des idealen Hysteresereglers an.

In der Abb. 3.9 ist die vereinfachte Struktur eines Halbbrückenweiges eines Stromrichters mit einem realen Hystereseregler dargestellt. Dieser besteht aus einem Schalter S_a , der die positive bzw. negative Zwischenkreisspannung $U_{DC}/2$ auf den Ausgang schaltet. Das Umschalten zwischen den Spannungen erfolgt zeitverzögert - symbolisiert durch ein Totzeitglied im Ansteuerpfad. Zusätzlich

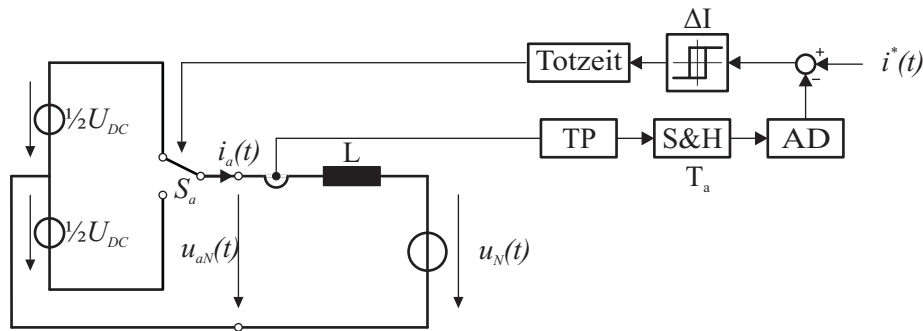


Abb. 3.9: Struktur des „realen“ abgetasteten Hysteresereglers: Stromrichterhalbbrücke, symbolisch dargestellte Regelungsstruktur (TP, S&H und AD $\hat{=}$ digitale Abtastung eines analoges Signals mit Bandbreitenbegrenzung und Abtastzeit T_a)

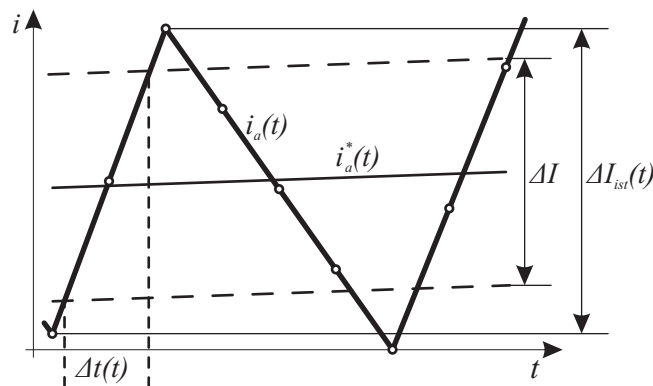


Abb. 3.10: Stromverlauf des „realen“ abgetasteten Hysteresereglers: Abtastzeitpunkte T_a als Punkte, Zeit des Stromanstieges Δt innerhalb des Hysteresebandes ΔI , resultierendes Hystereseband $\Delta I_{ist}(t)$, Sollstrom $i_a^*(t)$, resultierender Strom $i_a(t)$

bestehen Zeitverzögerungen durch die Bandbreitenbegrenzung der Stromsensoren sowie durch die Abtast- und Wandlungszeiten der Digitalisierung. Diese gesamten Verzögerungszeiten werden zu der Abtastzeit T_a zusammengefasst. Im Allgemeinen liegt die gesamte Verzögerungszeit im Bereich einiger μs . Durch diese Messverzögerung ist es nicht möglich, die genaue Überschreitung des Hysteresebandes zu erkennen und entsprechend schnell den Schalter S_a umzuschalten. Exemplarisch ist dies in der Abb. 3.10 dargestellt. Der Wert, mit dem das Hystereseband überschritten wird, ist neben den Totzeiten abhängig von der aktuellen Gegenspannung des Netzes und beträgt maximal der Stromänderung innerhalb eines Abtastschrittes. Durch diese Überschreitung des Hysteresebandes wird die Stromschwankung zeitabhängig vergrößert.

Die aktuelle Stromschwankungsbreite in einem Zeitintervall kann folgendermaßen bestimmt werden:

1. Bestimmung des maximalen Stromgradienten im aktuellen Zeitintervall t (steigend oder fallend). Dies ist bei der maximalen Spannung über der Induktivität der Fall.
2. Bestimmung der Zeit, die dieser Stromgradient benötigt, um das Hystereseband zu durchqueren (vergl. Glg. (3.12)):

$$\Delta t(t) = \frac{L \cdot \Delta I}{\frac{U_{DC}}{2} + |u_N(t)|} = \frac{L \cdot \Delta I}{\frac{U_{DC}}{2} (1 + |u_N^{DC}(t)|)} \quad (3.22)$$

3. Mit dieser Zeit wird die Anzahl an Abtastschritten n_{AS} bestimmt, die notwendig sind, den Stromgradienten im Hystereseband abzutasten. Da nur ganzzahlige Abtastschritte möglich sind, muss die Anzahl entsprechend aufgerundet werden. ($\lceil \cdot \rceil$ - bedeutet aufrunden)

$$n_{AS}(t) = \left\lceil \frac{\Delta t(t)}{T_a} \right\rceil \quad (3.23)$$

4. Über die Anzahl der Abtastschritte ergibt sich die resultierende maximale Stromänderung im aktuellen Zeitintervall.

$$\Delta I_{ist, n_{AS}}(t) = \frac{\frac{U_{DC}}{2} (1 + |u_N^{DC}(t)|)}{L} \cdot n_{AS}(t) \cdot T_a \quad (3.24)$$

Somit bewegt sich der Strom in einem zeitabhängigen Hystereseband mit:

$$\Delta I_{ist}(t) = \frac{U_{DC} \cdot (1 + |u_N^{DC}(t)|)}{2 \cdot L} \cdot \left[\frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC} \cdot T_a \cdot (1 + |u_N^{DC}(t)|)} \right] \cdot T_a. \quad (3.25)$$

Mit Hilfe dieser zeitabhängigen Stromschwankung kann äquivalent zum idealen Hystereseregler (vergl. Glg. (3.14)) die aktuelle Schaltzeit bestimmt werden:

$$T_S(t) = \frac{2}{1 - |u_N^{DC}(t)|} \cdot \left[\frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC} \cdot T_a \cdot (1 + |u_N^{DC}(t)|)} \right] \cdot T_a \quad (3.26)$$

Die Rundungsfunktion stellt für eine numerische Lösung kein Problem dar, jedoch für die weitere analytische Betrachtung. Aus diesem Grund wird die Rundungsfunktion $e^*(t, k)$ entsprechend Glg. (3.29) mit dem einheitenlosen Faktor k eingeführt, der die konstanten Systemvariablen symbolisiert. Hiermit lassen sich die aktuelle Schaltfrequenz $1/T_S$ und die Stromschwankung ΔI_{ist} beschreiben.

$$T_S(t) = \frac{2 \cdot (1 + |u_N^{DC}(t)|)}{1 - (u_N^{DC}(t))^2} \cdot e^*(t, k) \cdot T_a \quad (3.27)$$

$$\Delta I_{ist}(t) = \frac{U_{DC} \cdot (1 + |u_N^{DC}(t)|)}{2 \cdot L} \cdot e^*(t, k) \cdot T_a \quad (3.28)$$

$$e^*(t, k) = \left\lceil \frac{k}{1 + |u_N^{DC}(t)|} \right\rceil \quad \text{mit} \quad k = \frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC} \cdot T_a} \quad (3.29)$$

Bestimmung der Rundungsfunktion $e(t, k)$

Die hier dargestellten zeitlichen Funktionen sollen in spätere Betrachtungen integriert werden. Eine Integration der Rundungsfunktion ist analytisch nicht ohne weiteres geschlossen möglich. Aus diesem Grund wird diese Rundungsfunktion vereinfacht, dass diese anschließend integrierbar ist.

Die Funktion $e^*(t, k)$ ist eine Rundungsfunktion, die auf den nächsten ganzzahligen Wert aufrundet. Die Differenz zwischen dem ursprünglichen und dem aufgerundeten Wert beträgt im Mittel 0,5. Somit minimiert die Funktion $e(t, k)$

$$e(t, k) = \frac{k}{1 + |u_N^{DC}(t)|} + \frac{1}{2} \quad (3.30)$$

den Fehler auf maximal 0,5. Zu beachten ist dabei, dass bei geringen k -Werten sich dieser Fehler stärker ausprägt.

Die aktuelle Schaltzeit Glg. (3.27) des abgetasteten Hysteresereglers lässt sich mit der Funktion $e(t)$ Glg. (3.30) bestimmen zu:

$$T_S(t) = \frac{4 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC} (1 - (u_N^{DC}(t))^2)} + T_a \cdot \frac{1}{1 - |u_N^{DC}(t)|} \quad (3.31)$$

Der erste Term der Glg. (3.31) entspricht der aktuellen Schaltzeit des idealen Hysteresereglers (vergl. Glg. (3.14)). Der weitere Term vergrößert die Schaltzeit des idealen Hysteresereglers und beträgt maximal einen Abtastschritt T_A .

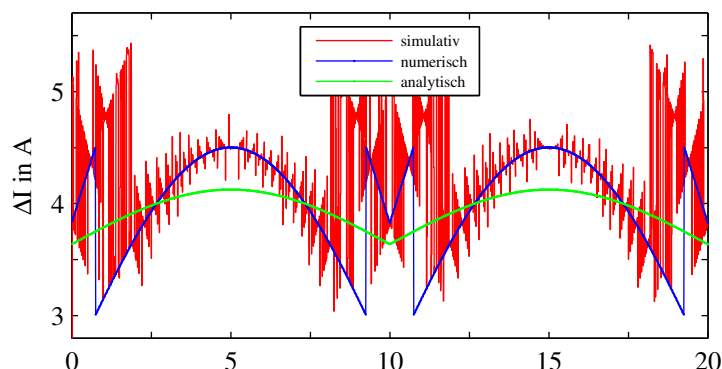


Abb. 3.11: Stromschwankung des abgetasteten Hysteresereglers: Sinusspannung des Netzes ($L = 1 \text{ mH}$; $U_{DC} = 850 \text{ V}$; $\Delta I = 3 \text{ A}$; $T_a = 3 \mu\text{s}$)

Weiterhin lässt sich die aktuelle Stromschwankung $\Delta I_{ist}(t)$ Glg. (3.28) des realen abgetasteten Hysteresereglers unter Berücksichtigung der Funktion $e(t)$ (vergl. Glg. (3.30)) schreiben als

$$\Delta I_{ist}(t) = \Delta I + \frac{U_{DC} \cdot T_a}{4 \cdot L} \left(1 + |u_N^{DC}(t)| \right). \quad (3.32)$$

In der Abb. 3.11 ist die zeitliche Abhängigkeit der Stromschwankung und in der Abb. 3.12 die aktuellen Schaltfrequenzen der unterschiedlichen Vereinfachungsstufen dargestellt. Analog zu der idealen Hystereseregulation ist auch hier eine Periodizität mit der doppelten Grundschwingungsperiode zu erkennen. Die Schwankungen im Simulationsergebnis entsprechen maximal dem Stromanstieg innerhalb eines Abtastschrittes und resultieren aus einer Abtastung kurz vor Überschreitung des Hysteresebandes (vergl. Abb. 3.10). Unter Berücksichtigung dieser realen Abtastung in der Simulation ergibt sich eine gute Übereinstimmung zwischen der Simulation und der numerischen Lösung. Die für die weiteren Betrachtungen notwendige analytische Lösung spiegelt sehr gut den Mittelwert der numerischen Lösung wider. Die Abweichungen sind auf die Vereinfachung der Fehlerfunktion zurückzuführen.

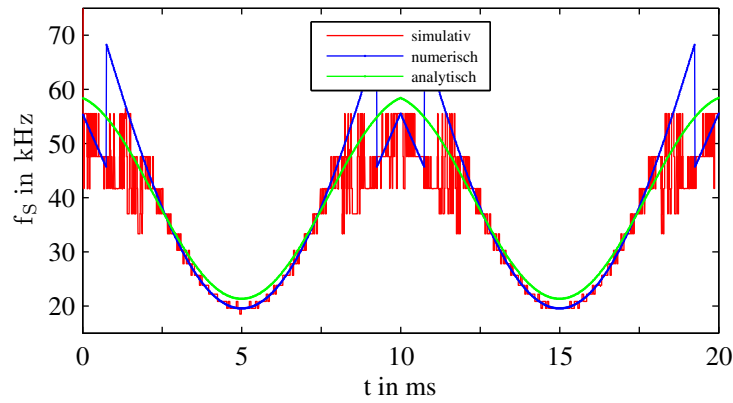


Abb. 3.12: Schaltfrequenz des gesampelten Hysteresereglers: sinusförmige Gegenspannung des Netzes ($L = 1 \text{ mH}$; $U_{DC} = 850 \text{ V}$; $\Delta I = 3 \text{ A}$; $T_a = 3 \mu\text{s}$)

Bestimmung der minimalen und maximalen Schaltfrequenz

Aus der Abb. 3.12 sind die Bereiche der minimalen und maximalen Schaltfrequenz einem bestimmten Netzwinkel eindeutig zuweisbar. Die maximale Schaltfrequenz tritt dann auf, wenn sich die Gegenspannung des Netzes im Nulldurchgang befindet. Die minimale Schaltfrequenz ergibt sich entsprechend bei einer maximalen Netzgegenspannung. Wird dies in die Glg. (3.31) eingesetzt, ergibt sich die maximale und minimale Schaltzeit sowie die minimale und maximale Schaltfrequenz:

$$T_{S,min} = \frac{4 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC}} + T_a \quad \text{und} \quad T_{S,max} = \frac{4 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC} \cdot (1 - (\hat{u}_N^{DC})^2)} + \frac{T_a}{1 - \hat{u}_N^{DC}} \quad (3.33)$$

$$f_{S,max} = \frac{1}{\frac{4 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC}} + T_a} \quad \text{und} \quad f_{S,min} = \frac{U_{DC} \cdot (1 - (\hat{u}_N^{DC})^2)}{4 \cdot L \cdot \Delta I + T_a \cdot U_{DC} \cdot (1 + \hat{u}_N^{DC})} \quad (3.34)$$

Bestimmung des Effektivwertes des Verzerrungsstromes

Wie beschrieben besitzt die Stromschwankung einen Dreiecksverlauf mit dem Spitzenwert ΔI . Um den Effektivwert über den gesamten Bereich herzuleiten, wird dieser erst für einen kleinen Abschnitt bestimmt, der dem eines Dreieckssignals ($1/\sqrt{3}$ -faches des Spitzenwertes $\Delta I_{ist}/2$) entspricht. Somit kann mit Hilfe der Glg. (3.32) der zeitliche Verlauf des Effektivwertes beschrieben werden:

$$v_{\tilde{i}}^Z(t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(\Delta I + \frac{U_{DC} \cdot T_a}{4 \cdot L} (1 + |u_N^{DC}(t)|) \right) \quad (3.35)$$

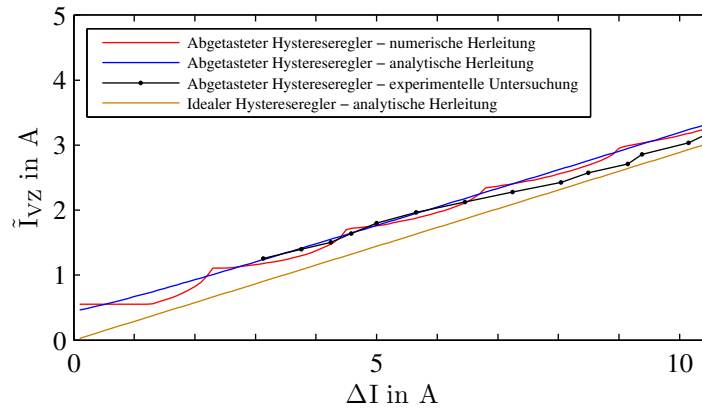


Abb. 3.13: Verzerrungsstromeffektivwert des abgetasteten Hysteresereglers: Als Funktion der mittleren Stromschwankungsbreite ΔI ($L = 1 \text{ mH}$; $U_{DC} = 850 \text{ V}$; $T_a = 3 \mu\text{s}$)

Ausgehend davon, dass die Schaltfrequenz sehr viel größer als die Grundschwingungsfrequenz ist (große Schaltzahl), kann der Effektivwert der Stromschwankung über den Kurzzeiteffektivwert ${}^{VZ}\tilde{i}(t)$ beschrieben werden [25]:

$$\begin{aligned}
 {}^{VZ}\tilde{I} &= \sqrt{\frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} {}^{VZ}\tilde{i}^2(t) dt} \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \sqrt{\Delta I^2 + \frac{\Delta I \cdot U_{DC} \cdot T_a}{2 \cdot L} \left(1 + \frac{2 \cdot \hat{U}_N^{DC}}{\pi}\right) + \left(\frac{U_{DC} \cdot T_a}{4 \cdot L}\right)^2 \left(1 + \left(\frac{\hat{U}_N^{DC}}{2}\right)^2\right)}
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

In der Abb. 3.13 ist der Effektivwert des Verzerrungsstromes in Abhängigkeit des sich ergebenden Hysteresebandes (vergl. Glg. (3.32)) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Effektivwert des Verzerrungsstromes nahezu linear von dem Hystereseband abhängt. Dies ist ebenfalls aus der Glg. (3.36) für ein Hystereseband $\Delta I \gg 1 \text{ A}$ ableitbar. Weiterhin ist zu beobachten, dass die mathematischen Herleitungen mit den durchgeführten Vereinfachungen sehr gut mit den Messungen im Labor übereinstimmen. Weiterhin ist aus der Abbildung ersichtlich, dass der Fehler durch die Vereinfachungen (Rundungsfunktion) vernachlässigbar ist und diese Vereinfachung für die weiteren Betrachtungen verwendet werden kann. Zum Vergleich ist der Verzerrungseffektivwert (vergl. Glg. (3.20)) des idealen Hysteresereglers mit in der Abb. 3.13 enthalten. Durch den geringen Einfluss der Abtastung auf die Abweichung vom Hystereseband nähern sich beide mit steigendem Hystereseband einander an.

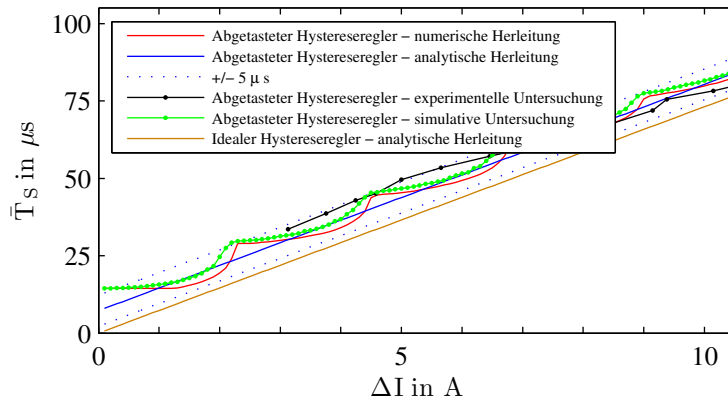


Abb. 3.14: Mittlere Schaltzeit des abgetasteten Hysteresereglers: Als Funktion der mittleren Stromschwankungsbreite ($L = 1 \text{ mH}$; $U_{DC} = 850 \text{ V}$; $T_a = 3 \mu\text{s}$)

Bestimmung der mittleren Schaltfrequenz

Wird die aktuelle Schaltzeit (Glg. (3.31)) über eine Netzperiode gemittelt, ergibt sich die mittlere Schaltzeit des abgetasteten Hysteresereglers zu:

$$\begin{aligned}
 \bar{T}_S &= \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} T_S(t) dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} \frac{4 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC} (1 - (u_N^{DC}(t))^2)} + T_A \cdot \frac{1}{1 - |u_N^{DC}(t)|} dt \\
 &= \frac{4 \cdot L \cdot \Delta I}{U_{DC} \sqrt{1 - (\hat{U}_N^{DC})^2}} \\
 &\quad + \frac{4 \cdot T_A}{\pi \sqrt{1 - (\hat{U}_N^{DC})^2}} \left(\tan^{-1} \left(\frac{\hat{U}_N^{DC}}{\sqrt{1 - (\hat{U}_N^{DC})^2}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\hat{U}_N^{DC} - 1}{\sqrt{1 - (\hat{U}_N^{DC})^2}} \right) \right).
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

Der erste Teil der Glg. (3.37) entspricht der mittleren Schaltzeit des idealen Hysteresereglers (Glg. (3.18)). Es ist zu erkennen, dass die Abweichung zwischen den idealen und abgetasteten Hystereseregler aus Abtastzeit und dem Verhältnis der Netzspannung zur Zwischenkreisspannung besteht. Diese Abweichung entspricht einer Verschiebung der mittleren Schaltzeit des idealen Hysteresereglers in Abhängigkeit der Abtastzeit und dem Verhältnis von Netzspannung zur Zwischenkreisspannung. Die mittlere Schaltfrequenz wird entsprechend durch

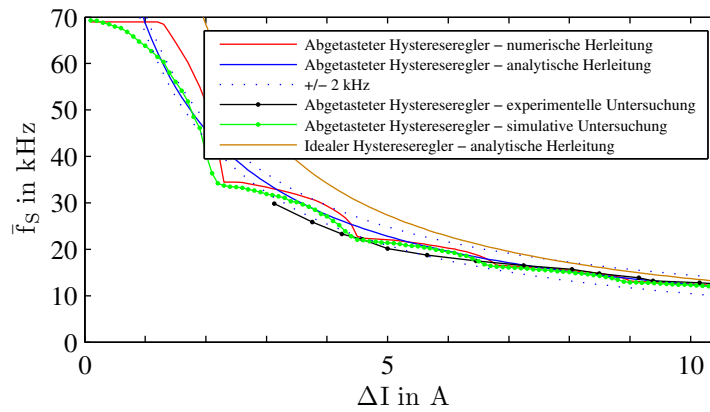


Abb. 3.15: Mittlere Schaltfrequenz des gesampelten Hysteresereglers: Als Funktion der vorgegebenen mittleren Stromschwankungsbreite (ΔI) ($L = 1 \text{ mH}$; $U_{DC} = 850 \text{ V}$; $T_a = 3 \mu\text{s}$)

Inversion der Glg. (3.37) erhalten. In Abb. 3.14 ist die Abhängigkeit der mittleren Schaltzeit über die Hysteresebandbreite des Stromes grafisch dargestellt. Gegenübergestellt sind darin die experimentell und simulativ bestimmten Schaltzeiten, die über die Glg. (3.37) und der Mittelwertbildung der Glg. (3.32) errechnet werden. Anhand der Abbildung ist ein linearer Zusammenhang zwischen der Schaltzeit und der Stromschwankungsbreite erkennbar. Für den idealen Hystereseregler ist dies in Glg. (3.18) ersichtlich. Für den abgetasteten Hystereseregler wird der lineare Zusammenhang durch den ersten Term der Glg. (3.37) beschrieben. Zur Verifizierung der mathematisch hergeleitete Ergebnisse sind in der Abbildung zusätzlich die experimentell bestimmten Zusammenhänge zwischen der Stromschwankungsbreite und der mittleren Schaltzeit dargestellt. Die experimentellen Untersuchungen erfolgten mit dem im Kapitel 4 beschriebenen Aufbau. In Summe ist aus der Abbildung ersichtlich, dass die Vereinfachungen in der analytischen Lösung in einen geringen Fehler ($< 5 \mu\text{s}$) resultieren.

In diesem Abschnitt wurden das zeitliche Verhalten sowie der Mittelwert der Stromkomponenten und der Schaltfrequenz des idealen und realen Hysteresereglers hergeleitet. Dazu wurde auf die Unterschiede zwischen der idealen und realen Hystereseregler eingegangen und es konnte gezeigt werden, dass die Unterschiede maximal durch den Betrag des Stromanstieges während eines Abtastschrittes hervorgerufen werden. Weiterhin wurde der lineare Zusammenhang zwischen der mittlere Schaltzeit und der Stromschwankungsbreite gezeigt.

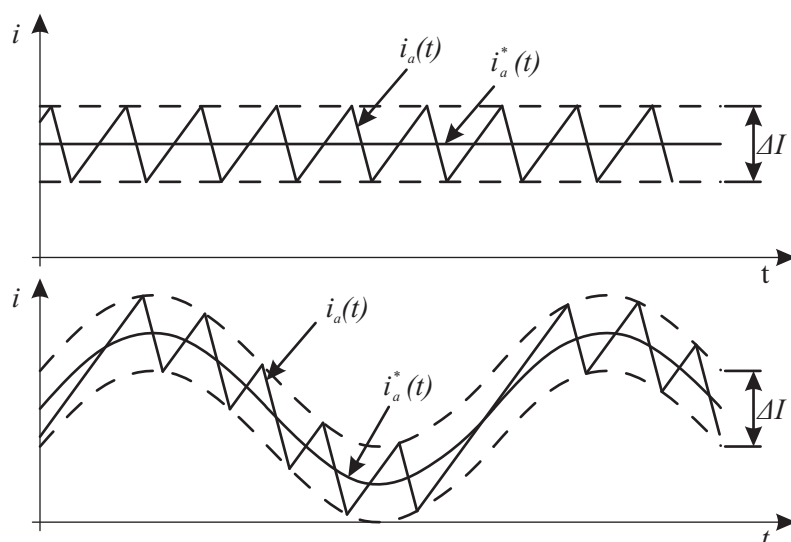


Abb. 3.16: Stromverlauf bei unterschiedlicher Schaltzahl: Oben: große Schaltzahl ($q > 400$); unten: kleine Schaltzahl ($q < 10$); resultierender Messstrom $i_a(t)$, Sollmessstrom $i_a^*(t)$, Strombreite des Hysteresebandes ΔI ; Netzspannung für den Ausschnitt konstant

3.2.3 Der Hystereseregler bei Messstromeinprägung

Die bisherigen Annahmen basieren darauf, dass der Phasensollstrom und die Gegenspannung des Netzes für die Zeitspanne der Schalthandlung als konstant angenommen werden können (große Schaltzahl). Nur unter dieser Annahme ist eine analytische Lösung möglich. Für die hier untersuchte Anwendung befindet sich eine Frequenz des Sollstromes in der Größenordnung der Schaltfrequenz. Der Sollstrom ist eine Überlagerung von zwei Frequenzen, der Grundschwingungsfrequenz von 50 Hz und der Messfrequenz, die im Bereich von 65 Hz bis 10 kHz liegt. Die Schaltfrequenz liegt nach den bisherigen Betrachtungen im Bereich von 20 kHz bis 60 kHz. Dies bedeutet, dass die Schaltzahl $q < 10$ beträgt. Aus diesem Grund wird das Verhalten des Hysteresereglers in Verbindung mit der Messstromeinprägung im Folgenden genauer betrachtet. Dazu wird zunächst die Abhängigkeit der Schaltfrequenz bei Messstromeinprägung bestimmt und anschließend die maximale Messstromfrequenz in Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung, der Induktivität und der Netzgegenspannung hergeleitet.

Bestimmung der Schaltfrequenz bei Messstromeinprägung

In der Abb. 3.16 ist der Stromverlauf bei kleiner ($q < 10$) und großer ($q > 400$) Schaltzahl schematisch dargestellt. Die große Schaltzahl entspricht der bisheri-

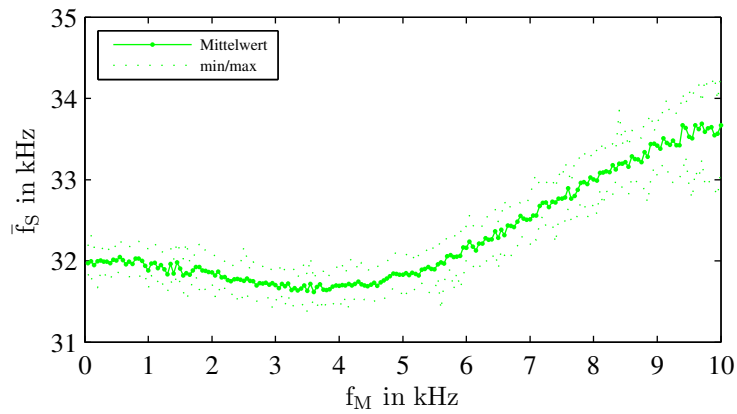


Abb. 3.17: Mittlere Schaltfrequenz als Funktion der Messstromfrequenz: Simulative Bestimmung bei sinusförmigen Netzgegenspannung ($f_N = 50$ Hz), Mittelung über eine Netzperiode mit anschließender Mittelung über 19 Netzperioden mit gepunkteter Darstellung der minimal und maximalen Mittelungen einer Netzperiode ($L = 1$ mH; $U_{DC} = 850$ V; $T_a = 3$ μ s; $\Delta I = 3$ A; $\tilde{M}I = 1$ A)

gen Betrachtung. Bei dieser ist die Schaltfrequenz für den betrachteten Zeitraum konstant. Bei einer geringen Schaltzahl ist die aktuelle Schaltfrequenz abhängig vom Startzeitpunkt. Dies bedeutet, an welcher Stelle und zu welcher Zeit im betrachteten Zeitabschnitt das Hystereseband berührt und eine Schalthandlung durchgeführt wird. Somit ist eine analytische Lösung dieses Problems nicht ohne weiteres möglich. Bei einer sehr geringen Schaltzahl ($q < 10$) ändert sich der Sollwert und damit die untere und obere Schaltschwelle (Hystereseband) während eines Taktzykluses gravierend. Durch die unterschiedliche Wahl der Startzeitpunkte für den Strom (Abb. 3.16) ist festzustellen, dass die Anzahl der Schalthandlungen während einer Messstromperiode nahezu konstant ist. In der Abb. 3.17 sind die Simulationsergebnisse der Schaltfrequenzen in Abhängigkeit von der Messstromfrequenz dargestellt. Für die Messung wurden 19 Netzperioden aufgezeichnet und von jeder einzelnen Netzperiode die mittlere Schaltfrequenz bestimmt. Um den Einfluss des Startzeitpunktes auf die mittlere Schaltfrequenz zu untersuchen, ist der Mittelwert über die 19 Netzperioden mit der maximalen Schwankungsbreite dargestellt. Aus der Abbildung ist zu erkennen, dass sich die mittlere Schaltfrequenz mit steigender Messstromfrequenz um ca. 5% von 32 kHz auf 33,6 kHz erhöht und die Schwankungsbreite der über eine Netzperiode gemittelten Schaltfrequenz um weniger als 1% vom Mittelwert abweicht. Dies bestätigt die vorher getätigte Aussage, dass die mittlere Schaltfrequenz nahezu unabhängig vom Messzeitpunkt (Startzeitpunkt) und von der

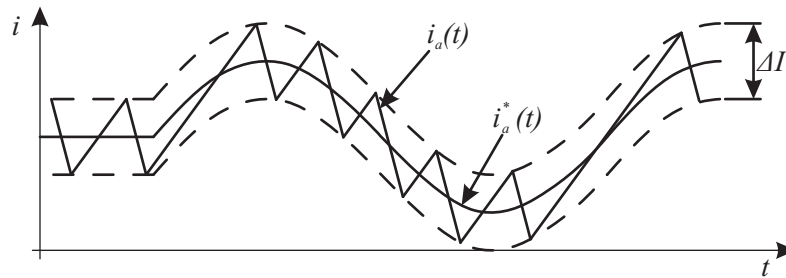


Abb. 3.18: Stromverlauf des Hysteresereglers mit Messstrommodulation: Grundschwingungsstrom mit großer Schaltzahl mit auf modellierten Messstrom geringer Schaltzahl; Sollstrom $i_a^*(t)$, resultierende Strom $i_a(t)$, Hysteresebandbreite ΔI , aktuelle maximale Gegenspannung des Netzes

Messstromfrequenz ist. Daher ist es möglich, die bisherigen analytischen Herleitungen auf die Messstromeinprägung zu erweitern.

Maximale zu regelnde Messstromfrequenz

Der Hystereseregler stellt, durch die sofortige Reaktion auf eine Stromänderung, eine der schnellsten Methoden zur Regelung des Phasenstromes dar. Sobald sich der Phasenstrom außerhalb des Toleranzbandes befindet, wird die Stromrichter- Ausgangsspannung umgeschaltet. Abhängig von den Systemparametern bewegt sich der Phasenstrom schnellstmöglich in das Toleranzband zurück. Diese Geschwindigkeit ist abhängig vom Momentanwert der Gegenspannung des Netzes und dementsprechend von der aktuellen Spannung $u_L(t)$ der Induktivität L . Der geringste Stromgradient mit der daraus resultierenden größten Ausregelzeit tritt dann auf, wenn der Betrag der Gegenspannung des Netzes am größten ist. Unter diesen Voraussetzungen wird der geringste Stromgradient wie folgt bestimmt:

$$\frac{di}{dt} = \frac{\frac{U_{DC}}{2} - \hat{U}_N}{L}. \quad (3.38)$$

Es wird davon ausgegangen, dass jeder Sollstromverlauf $i_a^*(t)$ definiert einstellbar ist, wenn der resultierende Strom $i_a(t)$ das Hystereseband ΔI idealerweise nicht verlässt. Dies ist schematisch in der Abb. 3.18 dargestellt. Das reale Verhalten darf von diesem idealen Verhalten nur durch die im vorherigen Abschnitt beschriebenen Abtastschritte abweichen. Da die Abtastfrequenz in dem umgesetzten System mindestens 30-fach größer als die maximale Messstromfrequenz ist, kann für diese Betrachtung das ideale Verhalten herangezogen werden.

Diese Voraussetzung, dass der Strom das Hystereseband nicht verlässt, ist dann

erfüllt, wenn der maximale Stromgradient des Sollstromes kleiner als der Stromgradient nach Glg. (3.38) ist. Dieser Stromgradient kann durch die Ableitung des Sollstromes bestimmt werden:

$$\frac{d(M_i(t))}{dt} = M\hat{I} \cdot \omega_M \cdot \cos(\omega_M t). \quad (3.39)$$

Maximal ist dieser Stromgradient u.a. bei $t = 0$ und beträgt entsprechend

$$\frac{d^M i_{max}}{dt} = M\hat{I} \cdot \omega_M. \quad (3.40)$$

Aus Glg. (3.38) und Glg. (3.40) folgt die maximal regelbare Messfrequenz in Abhängigkeit der Amplitude des Sollstromes:

$$f_M = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\frac{U_{DC}}{2} - \hat{U}_N}{L \cdot M\hat{I}}. \quad (3.41)$$

3.2.4 Halbleiterverlustleistungsbestimmung

Ein wichtiges Auslegungskriterium für einen Stromrichter sind die auftretenden Verluste. Diese treten durch die Schalthandlungen sowie durch die Durchlassverluste der Leistungshalbleiter auf. Unter den folgenden Annahmen werden diese Verluste analytisch hergeleitet.

- Konstante Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter
- Vernachlässigung des Verzerrungsstromes ($i(t) = \bar{i}(t)$)
- Schaltzahl $q > 10$
- Phasenwinkel des Netzstromes $\cos \varphi = 1$

Bestimmung der Schaltverluste

Während einer jeden Schalthandlung eines Leistungshalbleiters treten Verluste auf. Diese Verluste sind abhängig vom verwendeten Leistungshalbleiter, dessen externer Beschaltung, dem zu schaltenden Strom und der Anzahl der Schalthandlungen im betrachteten Zeitabschnitt. Die für die Verluste verantwortlichen Parameter der Leistungshalbleiter sind im Kapitel 7.2 angegeben. Die Herleitung der Schaltverluste erfolgt anhand des „idealen“ Hystereseregler. Durch die geringe Schaltfrequenz des „realen“ Hystereseregler (vergl. Abb. 3.15) reduzieren sich die Verluste minimal. In guter Näherung kann die Schaltverlustenergie bei einem positiven Stromfluss durch den Leistungshalbleiter als linear abhängig

vom Kommutierungsstrom $i(t)$ durch Glg. (3.42) beschrieben werden [26]. Dabei wird eine konstante Halbleitertemperatur und Zwischenkreisspannung angenommen.

$$E_{SW}(t) \approx E_{SW,ref} \cdot \frac{i(t)}{I_{ref}} \quad (3.42)$$

Die aktuelle Schaltverlustleistung $P_{SW}(t)$ ergibt sich durch Multiplikation von Glg. (3.42) mit der aktuellen Schaltfrequenz $f_S(t)$ Glg. (3.15):

$$\begin{aligned} P_{SW}(t) &= E_{SW,ref} \cdot \frac{i(t)}{I_{ref}} \cdot f_S(t) \\ &= E_{SW,ref} \cdot \frac{U_{DC} \cdot i(t) \cdot T_j}{U_{DC,ref} \cdot I_{ref} \cdot T_{j,ref}} \cdot \frac{U_{DC}}{4 \cdot L \cdot \Delta I} \cdot \left(1 - \left(u_N^{DC}(t)\right)^2\right). \end{aligned} \quad (3.43)$$

Aus dieser Gleichung lassen sich durch Integration die über eine Netzperiode gemittelten Schaltverluste eines Leistungshalbleiters \bar{P}_{SW} bestimmen:

$$\bar{P}_{SW} = E_{SW,ref} \cdot \frac{\hat{I}}{I_{ref}} \cdot \frac{U_{DC}}{4 \cdot L \cdot \Delta I} \cdot \left[\frac{2}{\pi} - \frac{8 \cdot \left(\hat{U}_N^{DC}\right)^2}{6 \cdot \pi} \right]. \quad (3.44)$$

Die Gesamtschaltverluste des Stromrichters setzen sich aus den Ein- und Ausschaltverlusten aller Transistoren sowie den Ausschaltverlusten aller Dioden zusammen (Glg. (3.45)). Die Diodeneinschaltverluste werden vernachlässigt [26].

$$\begin{aligned} \bar{P}_{SW,ges} &= 6 \cdot \left(\bar{P}_{T,SW,on} + \bar{P}_{T,SW,off} + \bar{P}_{D,SW,off} \right) \\ &= \left(E_{T,on,ref} + E_{T,off,ref} + E_{D,off,ref} \right) \cdot \frac{\hat{I}}{I_{ref}} \cdot \frac{U_{DC}}{L \cdot \Delta I} \cdot \left[\frac{3}{\pi} - \frac{2 \cdot \left(\hat{U}_N^{DC}\right)^2}{\pi} \right] \end{aligned} \quad (3.45)$$

Bestimmung der Durchlassverluste

Durchlassverluste treten immer dann auf, wenn ein Stromfluss durch den Leistungshalbleiter erfolgt. Ausgehend von der positiven Stromhalbschwingung ($i(t) > 0$ A) ist in der Zeitspanne Δt_1 im Transistor und während der Zeit Δt_2 in der Diode dies der Fall (vergl. Abb. 3.7). Unter Vernachlässigung der Schaltzeiten der Leistungshalbleiter lassen sich mit Glg. (3.13) und Glg. (3.14) die aktuellen Durchlassverluste durch die lineare Näherung nach Glg. (7.12) für den

Bereich eines Stromflusses durch den Leistungshalbleiter ($\bar{i}(t) > 0$) entsprechend Glg. (3.46) und Glg. (3.47) angeben:

$$\begin{aligned} P_{T,con}(t) &= (u_{T,0} + r_{T,1} \cdot \bar{i}(t)) \cdot \bar{i}(t) \cdot \frac{\Delta t_1(t)}{T_S(t)} \\ &= \frac{1}{2} \cdot (u_{T,0} + r_{T,1} \cdot \bar{i}(t)) \cdot \bar{i}(t) \cdot (1 + u_N^{DC}(t)) \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} P_{D,con}(t) &= (u_{D,0} + r_{D,1} \cdot \bar{i}(t)) \cdot \bar{i}(t) \cdot \frac{\Delta t_2(t)}{T_S(t)} \\ &= \frac{1}{2} \cdot (u_{D,0} + r_{D,1} \cdot \bar{i}(t)) \cdot \bar{i}(t) \cdot (1 - u_N^{DC}(t)). \end{aligned} \quad (3.47)$$

Im Bereich $\bar{i}(t) < 0$ findet kein Stromfluss durch den betrachteten Bereich (Transistor oder Diode) des Leistungshalbleiters statt. Somit sind die über eine Netzperiode gemittelten Durchlassverluste wie folgt bestimmbar:

$$\bar{P}_{x,con} = f_N \cdot \int_0^{\frac{1}{2f_N}} P_{x,con}(t) dt. \quad (3.48)$$

Übertragen auf die Durchlassverluste des Transistors und der Diode ergeben sich dessen mittlere Verluste zu:

$$\bar{P}_{T,con} = \frac{u_{T,0} \cdot \hat{I}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot \hat{U}_N^{DC}}{4} \right) + \frac{r_{T,1} \cdot \hat{I}^2}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{\pi}{4} + \frac{2 \cdot \hat{U}_N^{DC}}{3} \right) \quad (3.49)$$

$$\bar{P}_{D,con} = \frac{u_{D,0} \cdot \hat{I}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 - \frac{\pi \cdot \hat{U}_N^{DC}}{4} \right) + \frac{r_{D,1} \cdot \hat{I}^2}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{\pi}{4} - \frac{2 \cdot \hat{U}_N^{DC}}{3} \right). \quad (3.50)$$

Die Gesamtverluste \bar{P} des Stromrichters setzen sich aus der Summe der Schalt- und Durchlassverluste der einzelnen Halbleiter zusammen:

$$\bar{P} = 6 \cdot (\bar{P}_{T,con} + \bar{P}_{D,con}) + \bar{P}_{SW,ges}. \quad (3.51)$$

In diesem Abschnitt wurde die Funktion des Hysteresereglers analytisch hergeleitet. Dabei sind die zeitabhängigen Verläufe der Schaltfrequenz und des Verzerrungsstromes bestimmt worden. Der ideale Hystereseregler wurde auf den „realen“ abgetasteten Hystereseregler erweitert. Anschließend wurde nachgewiesen, dass die mittlere Schaltfrequenz und der mittlere Verzerrungsstrom

nahezu unabhängig vom erzeugten Messstrom sind. Weiterhin wurde die maximale Messfrequenz in Abhängigkeit von dem einzuprägenden Messstrom und den Parameteren des Stromrichters und des Netzes hergeleitet. Abschließend ist die mittlere Verlustleistung des Stromrichters hergeleitet worden. Mit diesen Ergebnissen ist es im Folgenden möglich, den Hystereseregler mit den indirekten Stromregelungsverfahren zu vergleichen.

3.3 Indirekte Stromregelung

Die indirekte Stromregelung verwendet einen Regler, dessen Ausgangsgröße (Stellgröße) einem Spannungssollwert entspricht. Dieser Sollwert wird anschließend durch ein entsprechendes Modulationsverfahren vom Stromrichter realisiert. Das Modulationsverfahren bestimmt dabei die Folge der Schaltzustände $S_{a,b,c}$ des Stromrichters [22]. Bei der dq0-Regelung liegen die Signale durch die Koordinatentransformation im stationären Fall als Gleichgrößen vor. Durch diese lässt sich der Stromsollwert stationär exakt nachführen. Bei der resonanten Regelung wird das Signal im stillstehenden Koordinatensystem belassen. Aus diesem Grund muss die Bandbreite des Reglers alle für die Regelung notwendigen spektralen Komponenten des Stromes berücksichtigen. Als Ausgangssignal liefert der Regler eine Sollspannung als Zeitsignal.

Für die Regelung eines Messstromes kommen nur Phasenstromregler in Betracht, die den Strom in jeder einzelnen Phase regeln können. Da die Messstromerzeugung bis zu einer Frequenz von 10 kHz erfolgen soll und der Stromrichter mit einer Schaltfrequenz von 50 kHz betrieben wird, ist eine zeitdiskrete Betrachtung der Regelung notwendig [27].

Im Folgenden werden die einzelnen Komponenten der indirekten Regelung hergeleitet und vorgestellt. Dabei wird zunächst auf den Modulator eingegangen, der die Sollspannung am Ausgang des Stromrichters erzeugt. Das regelungstechnische Verhalten dieses Modulators in Verbindung mit dem Netz ist für die Reglerauslegung notwendig, weshalb ein Modell der Regelstrecke erstellt wird. Mit diesem Modell ist es möglich, die betrachteten resonanten sowie dq0-Regler herzuleiten und zu analysieren.

3.3.1 Pulsweitenmodulation mit konstanter Schaltfrequenz

In diesem Abschnitt wird die Netzanbindung und Messstromerzeugung unter Zuhilfenahme der Pulsweitenmodulation vorgestellt und untersucht.

Zu dem Verfahren der Pulsweitenmodulation zählen unter anderem die am häufigsten eingesetzte Raumzeigermodulation und der Sinus-/Dreieckvergleich, die sich mathematisch ineinander überführen lassen [23]. Die Ausgangsspannung des Stromrichters wird durch das Schalten der positiven oder negativen Zwischenkreisspannung erzeugt, welches mit einer konstanten Schaltfrequenz

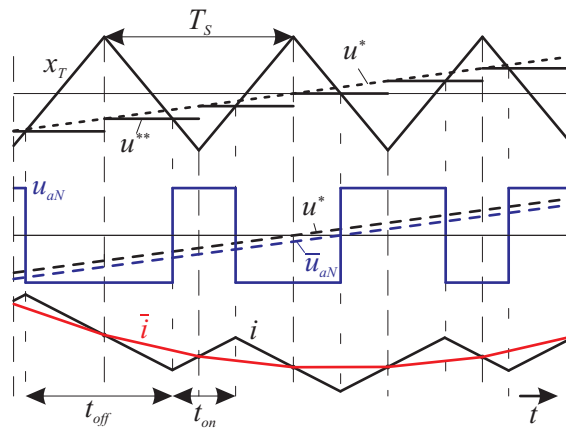


Abb. 3.19: Pulsmustererzeugung mittels *regular sampling*: Diskreter Sinus-Dreieck-Vergleich; Oben: Trägersignal $x_T(t)$, Frequenz $f_S = 1/T_S$, Sollspannung $u^*(t)$, durch Abtastung (Trägerspitzen) ergebende Sollspannung $u^{**}(t)$; Mitte: Stromrichterausgangsspannung $u_{aN}(t)$, deren Kurzzeitmittelwert $\bar{u}_{aN}(t)$, Sollspannung $u_{soll}(t)$; Unten: ergebender Stromfluss $i(t)$, dessen Kurzzeitmittelwert $\bar{i}(t)$; geringe Schaltzahl

erfolgt (vergl. Abb. 3.3). Der Schaltzeitpunkt wird durch den Vergleich eines Dreiecksignals $x_T(t)$ mit der Trägerfrequenz $f_S = 1/T_S$ und einem sinusförmigen Sollwert $u^*(t)$ bestimmt (vergl. Abb. 3.19). Dabei existieren verschiedene Verfahren, die sich in der Erfassung (*sampling*) des Sollwertsignals unterscheiden. Diese sind z.B. das *natural sampling* und das *regular sampling*.

Natural sampling: Beim *natural sampling* werden der Träger $x_T(t)$ und das Spannungssollsignal $u^*(t)$ kontinuierlich miteinander verglichen. Ein kontinuierlicher Vergleich ist in analoger Schaltungstechnik und begrenzt in Echtzeitsystemen umsetzbar und wird hier nicht weiter betrachtet.

Regular sampling: Wird das Sollwertsignal $u^*(t)$, wie in Abb. 3.19 dargestellt, in festgelegten Abständen abgetastet und festgehalten (*sample-and-hold*), so wird dies als *regular sampling* bezeichnet. Die Schaltfunktion wird dann aus den Schnittpunkten des abgetasteten Signals $u^{**}(t)$ mit dem Trägersignal $x_T(t)$ berechnet. Es werden zwei Arten von Abtastung verwendet: das *single edge sampling* und das *double edge sampling*. Bei dem *single edge sampling* wird der Sollwert nur im Zeitpunkt eines Scheitelwertes des Trägersignals abgetastet. Für die Abtastfrequenz gilt somit $f_a = f_S$. Entsprechend wird beim *double edge sampling* bei beiden Scheitelwerten des Trägersignals abgetastet und es gilt $f_a = 2f_S$. Die Raumzeigermodulation wird aufgrund der diskreten Schaltzeitberechnung die-

sem Verfahren zugeordnet. Der Wert der Ausgangsspannung entspricht dabei dem Kurzzeitmittelwert der getakteten Stromrichterausgangsspannung:

$$\bar{u}_{aN}(t) = \frac{t_{ein} \cdot \frac{U_{DC}}{2} - t_{aus} \cdot \frac{U_{DC}}{2}}{T_S}. \quad (3.52)$$

Für die Berechnungen werden die folgenden, näherungsweise erfüllten Annahmen getroffen:

- Die Gegenspannung $u_N(t)$ ist gleich dem Spannungswert des Stromrichters ($\bar{u}_{aN}(t) = u_N(t)$) und über eine Abtastzeit $T_S(t)$ konstant. Damit ergibt sich $i = 0$ A und $\varphi_N(t) = \varphi_{aN}(t)$
- Der Verzerrungsstrom besitzt keinen Gleichanteil

Aktuelle Stromschwankung

Die aktuelle Stromschwankung kann über den Stromanstieg innerhalb der Einschaltzeit des oberen Ventils bestimmt werden über

$$\begin{aligned} \Delta I(t) &= \frac{t_{on}(t)}{L} \cdot \left(\frac{U_{DC}}{2} - u_N(t) \right) \\ &= \frac{t_{on}(t)}{L} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \left(1 - u_N^{DC}(t) \right). \end{aligned} \quad (3.53)$$

Mit den vorher getätigten Annahmen lässt sich die Einschaltzeit des oberen Ventils nach [23, 28] folgendermaßen bestimmen:

$$\begin{aligned} t_{on}(t) &= T_S \cdot \left(\frac{u_c(t)}{U_{DC}} + \frac{1}{2} \right) \\ &= \frac{T_S}{2} \cdot \left(u_N^{DC}(t) + 1 \right). \end{aligned} \quad (3.54)$$

Somit ergibt sich die aktuelle Stromschwankung zu:

$$\Delta I(t) = \frac{T_S \cdot U_{DC}}{4 \cdot L} \cdot \left(1 - \left(u_N^{DC}(t) \right)^2 \right). \quad (3.55)$$

Die Abb. 3.20 stellt exemplarisch den zeitlichen Verlauf der Stromschwankungsbreite einer Netzperiode dar. Sie variiert mit der doppelten Grundfrequenz. Durch das ideale Verhalten stimmen Simulationsmodell und mathematische Herleitung überein.

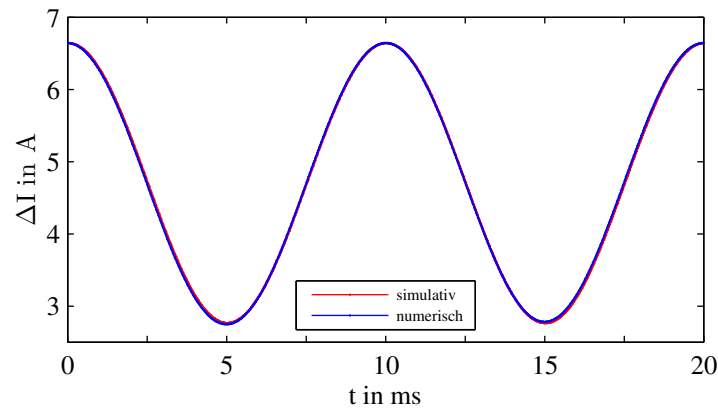


Abb. 3.20: Stromschwankungsbreite bei konstanter Schaltfrequenz: Identische Kurvenverläufe für numerische Herleitung und simulative Betrachtung; Sinusförmige Gegenspannung des Netzes, ($L = 1 \text{ mH}$; $\tilde{U}_N = 230 \text{ V}$; $U_{DC} = 850 \text{ V}$; $f_S = 32 \text{ kHz}$; $\Delta \bar{I} = 4,7 \text{ A}$)

Effektivwert des Verzerrungsstromes

Der Effektivwert des Verzerrungsstromes lässt sich äquivalent zur Herleitung des Hystereseregler ermitteln. Dazu wird zunächst der Kurzzeiteffektivwert ${}^{VZ}\tilde{i}(t)$ des Dreiecksignals bestimmt:

$${}^{VZ}\tilde{i}(t) = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{T_S \cdot U_{DC}}{4 \cdot L} \cdot \left(1 - \left(u_N^{DC}(t)\right)^2\right). \quad (3.56)$$

Ausgehend von Glg. (3.56) ermittelt sich der Effektivwert ${}^{VZ}\tilde{I}$ einer gesamten Netzperiode zu:

$$\begin{aligned} {}^{VZ}\tilde{I} &= \sqrt{\frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} \left({}^{VZ}\tilde{i}(t)\right)^2 dt} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{T_S \cdot U_{DC}}{4 \cdot L} \cdot \sqrt{1 - \left(\hat{U}_N^{DC}\right)^2 + \frac{3}{8} \cdot \left(\hat{U}_N^{DC}\right)^4}. \end{aligned} \quad (3.57)$$

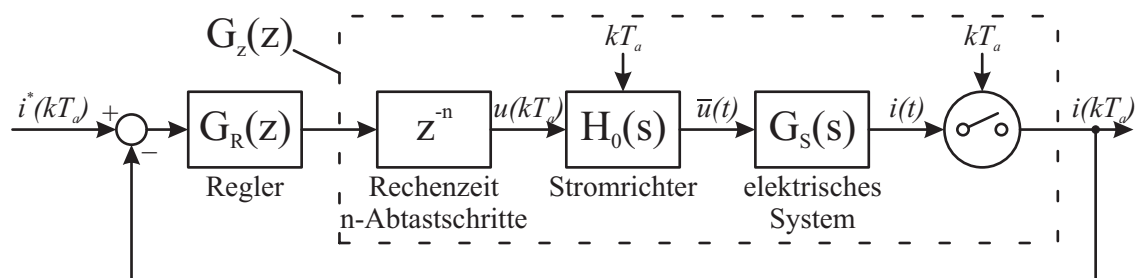


Abb. 3.21: Regelkreis des netzgebundenen Stromrichters: Zeitkontinuierliche Strecke; zeitdiskreter Regler (Abtastfrequenz $f_a = 1/T_a$); zeitdiskrete Sollwertvorgabe

3.3.2 Modell der Regelstrecke

Der Regler ist in Struktur und Parameter an die Strecke anzupassen, um im Regelkreis ein optimales Verhalten zu erzielen. Dazu muss ein Modell der Strecke vorliegen, welches das Übertragungsverhalten der einzelnen Streckenglieder vorzugsweise als analytischen Zusammenhang beschreibt. In diesem Abschnitt soll ein einfaches, aber hinreichend genaues Modell der Regelstrecke hergeleitet werden, das als Grundlage für die Auslegung der Grundschwingungs- und Messstromregler dient. Dieses Modell soll den Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung und dem Strom des Stromrichters beschreiben. Dabei ist der Frequenzbereich von der Grundschwingungskomponente bis hin zur Messfrequenz von Bedeutung.

Um die Regelstrecke bestimmen zu können, sind die notwendigen Diskretisierungen zu berücksichtigen. Dazu zählen die diskrete Messwerverfassung und -verarbeitung, die pulsweitenmodulierte Spannungserzeugung sowie die Rechenzeit. Die Messwerverfassung, die normalerweise im Rückführzweig untergebracht ist, kann gemäß [22] in den Vorwärtszweig verschoben werden. Die entsprechende Struktur der Strecke ist in Abb. 3.21 dargestellt.

Das zeitkontinuierliche elektrische System $G_S(s)$ spiegelt vereinfacht die Eigenschaften des Energienetzes wider. Dieses Netz wird für die Reglerauslegung soweit reduziert, dass dieses aus induktiven und ohmschen Anteilen besteht. Die restlichen Bestandteile werden als Störgrößen betrachtet. Somit kann das aus Filter- und Netzimpedanz bestehende Netz als Streckenübertragungsfunktion erster Ordnung $G_S(s)$ dargestellt werden. Dazu werden nach Glg. (3.58) die

Induktivitäten des Netzes und des Filters zu der Gesamtinduktivität L und die Widerstände zum Gesamtwiderstand R zusammengefasst.

$$G_S(s) = \frac{I(s)}{U_C(s)} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + s \cdot \frac{L}{R}} \quad (3.58)$$

Die Gegenspannung des Netzes $u_N(t)$ kann durch eine Vorsteuerung kompensiert werden und tritt deswegen hier nicht in Erscheinung. Diese Strecke $G_S(s)$ erhält am Streckeneingang die Stromrichterausgangsspannung. Die Pulsmustererzeugung des Stromrichters kann durch ein Halteglied nullter Ordnung nach

$$H_0(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad H_0(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \right\}_{t=kT} \right\} \quad (3.59)$$

approximiert werden. Durch diese geschaltete Spannung stellt sich ein Stromrichterausgangsstrom mit einer Stromschwankung bei der Schaltfrequenz ein (vergl. Abb. 3.19). Eine in der Leistungselektronik übliche Maßnahme zum Filtern des Stromrichterausgangsstromes stellt das Abtasten des Stromes in den Nulldurchgängen der Stromüberschwingungen dar (vergl. Abb. 3.19) [29, 30]. Der Strom entspricht dabei dem Kurzzeitmittelwert $\bar{i}(t)$. Bei Modulationsverfahren mit symmetrischen Trägern ist dies einfach realisierbar, da die Oberschwingungs-Nulldurchgänge zeitlich mit den Trägerspitzen zusammen fallen und somit äquidistant sind. Durch diese Abtastung wird der Kurzzeitmittelwert $\bar{i}(t)$ des Stromrichterausgangsstromes erfasst und gleichzeitig diskretisiert. Diese Zeit und die für die anschließenden Berechnungen des Reglers notwendigen Rechenschritte werden für das Streckmodell als Totzeit betrachtet und betragen ein n -faches der Abtastzeit T_a . Somit kann die zeitdiskrete Regelstrecke $G_z(z)$ wie folgt bestimmt werden:

$$\begin{aligned} G_z(z) &= z^{-n} \cdot \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \{ H_0(s) \cdot G_S(s) \}_{t=kT_a} \right\} \\ &= z^{-n} \cdot \frac{z-1}{z} \cdot \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{sL+R} \right\}_{t=kT_a} \right\}. \end{aligned} \quad (3.60)$$

Dabei steht $\mathcal{Z}\{\dots\}$ für die z-Transformation und $\mathcal{L}^{-1}\{\dots\}$ für die inverse Laplace-Transformation. Nach dem Ausführen der Transformation unter Zuhilfenahme einer Korrespondenztabelle [22] entsteht die zeitdiskrete Übertragungsfunktion

$$G_z(z) = \frac{1 - e^{-\frac{R}{L}T_a}}{z^n (z - e^{-\frac{R}{L}T_a}) R}. \quad (3.61)$$

Bei dieser Herleitung wird davon ausgegangen, dass das System keine Beschränkungen bezüglich der Stellenergie besitzt. Bei einer späteren Umsetzung werden die zu stellenden Größen wie Stromrichterausgangsspannung und Sollphasenstrom auf einen maximalen Wert begrenzt. Hierdurch reduziert sich die Regeldynamik entsprechend.

3.3.3 Stromregelung im rotierenden Koordinatensystem

In der Abb. 3.22 ist das Blockschaltbild der spannungsorientierten Regelung dargestellt. Die Regelungsstruktur ist unterteilt in die Regelung für die Grundschwingungs- und die Messstromkomponente des Phasenstromes.

Die dreiphasigen Wechselsignale werden durch die Parktransformation [31] in Gleichgrößen (dq0) transformiert. Dies erfolgt getrennt für die Grundschwingungs- und Messstromkomponente. Der notwendige Winkel zur Transformation der Grundschwingungskomponente wird durch eine Phasenregelschleife (PLL) netzsynchron erzeugt. Der Messstromwinkel ${}^M\varphi(t)$ wird über einen, mit der Messfrequenz gespeisten Integrator gebildet. Jeder der beiden Gleichgrößenregelkreise erzeugt eine Sollspannung. Diese werden summiert und ergeben die Sollspannung des Modulators und damit den Kurzzeitmittelwert der Phasenspannungen des Stromrichters ($\bar{u}_C(t)$). Die Herleitung des Reglers erfolgt anhand der Streckenübertragungsfunktion

$$G_S(s) = \frac{V_S}{(1 + sT_1)(1 + sT_\sigma)} \quad (3.62)$$

mit T_1 als Zeitkonstante der am Stromrichterausgang wirkenden Netzimpedanz und T_σ als Summe der kleinen Zeitkonstanten der Strecke. Dieses Strecken-

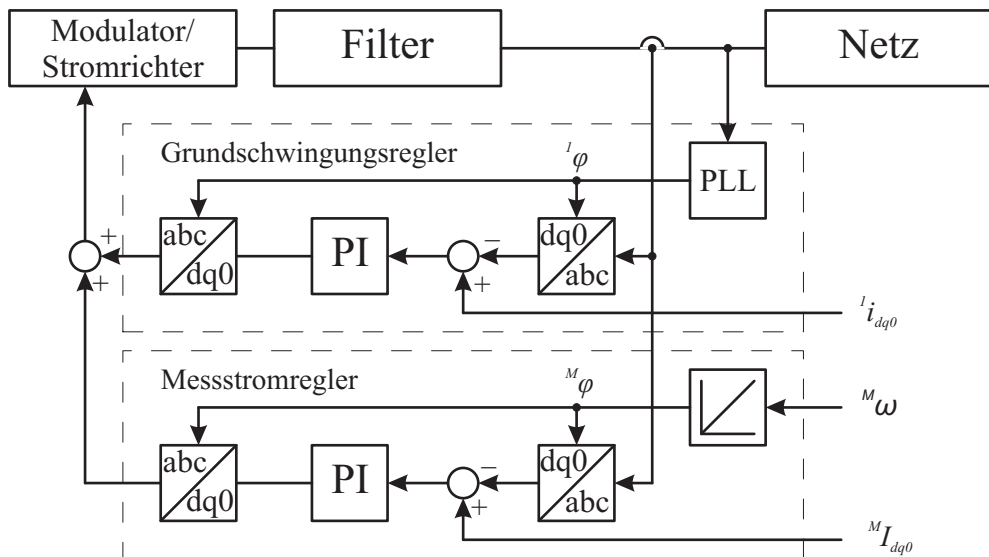


Abb. 3.22: Blockschaltbild für die spannungsorientierte dq0-Stromregelung: Transformationen der Wechselgrößen in ein mit der Netz- und Messfrequenz umlaufendes Koordinatensystem

modell entspricht im Zeitkontinuierlichen in guter Näherung dem betrachteten Streckenmodell (Glg. (3.61)) mit den Parametern

$$V_S = \frac{1}{R} \quad T_1 = \frac{L}{R} \quad T_\sigma = n \cdot T_a. \quad (3.63)$$

Für die Herleitung des Reglers und der Regelparameter sind unterschiedliche Ansätze möglich. Nach [22] wird für diese Strecke die Auslegung des PI-Reglers $G_R(s)$ nach dem Betragsoptimum mit folgenden Parametern empfohlen.

$$G_R(s) = V_R + \frac{V_R}{T_R} \cdot \frac{1}{s} \quad (3.64)$$

$$\text{mit } V_R = \frac{L}{2T_\sigma} \quad \text{und} \quad T_R = \frac{L}{R}. \quad (3.65)$$

Nach [27] lässt sich der kontinuierliche PI-Regler $G_R(s)$ mit der Abtastzeit T_a in die folgenden zeitdiskreten Regler $G_R(z)$ transformieren:

$$G_R(z) = \frac{T V_R}{2 T_R} \cdot \frac{z+1}{z-1} + V_R. \quad (3.66)$$

Die Parameter V_R und T_R entsprechen denen der kontinuierlichen Herleitung.

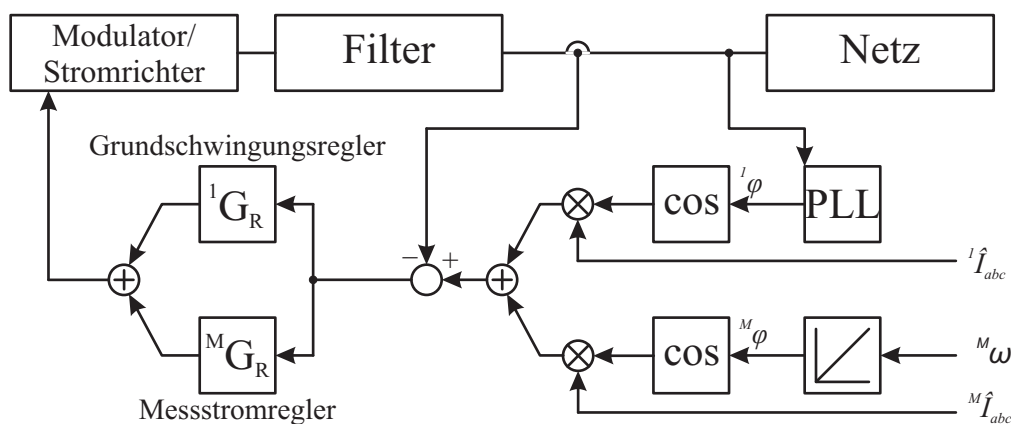


Abb. 3.23: Blockschaltbild des resonanten Stromregelkreises: Symbolische Darstellung der Regelstrecke (Modulator, Filter, Netz), der Regelung mit Sollwerterzeugung und den beiden resonanten Reglern

3.3.4 Resonante Stromregelung

Durch eine Tiefpass - Bandpass - Transformation lässt sich der bereits vorgestellte Gleichgrößenregler in einen resonanten Regler überführen. Dies ist ausführlich in [32–34] angegeben. Durch die Analogie können die gleichen Auslegungskriterien für den Regler angewendet werden. Der Unterschied zwischen den Reglern besteht darin, dass für den resonanten Regler keine Koordinatentransformation notwendig ist, da diese im Regler implementiert ist [35]. Dieser Regler hat entsprechend des PI-Reglers die Eigenschaft, die Komponente mit der Resonanzfrequenz $\omega_{res} = 2\pi f_{res}$ zu regeln. Abb. 3.23 gibt das Blockschaltbild der gesamten Regelungsstruktur wieder. Ein weiterer Unterschied besteht darin, dass bei dem Grundschiwungsregler die Resonanzfrequenz des Reglers der Netzfrequenz f_1 und beim Messstromregler der Frequenz des Messstromes f_M entspricht. Im Zeitkontinuierlichen wird der P-resonante Regler für den Grundschiwungs- und Messstrom in Anlehnung an [36] durch Glg. (3.67) beschrieben.

$$\begin{aligned}
 G_R(s) &= V_R + \frac{V_R}{T_R} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_1^2} \right) + \frac{V_R}{T_R} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_M^2} \right) \\
 &= V_R + \frac{V_R}{T_R} \sum_{i=\{1,M\}} \frac{s}{s^2 + \omega_{i,res}^2}
 \end{aligned} \tag{3.67}$$

Der Regler besteht aus einem Proportionalanteil und den beiden resonanten Regelungskomponenten. Die Übertragungsfunktion wird mithilfe der Korrespon-

denztafel [22] und der Abtastzeit T_a zu der diskreten Übertragungsfunktion $G_R(z)$ transformiert:

$$G_R(z) = V_R + \frac{V_R}{T_R} \cdot T_a \cdot \sum_{i=\{1,M\}} \frac{z^2 - z \cdot \cos(\omega_{i,res} \cdot T_a)}{z^2 - 2 \cdot z \cdot \cos(\omega_{i,res} \cdot T_a) + 1}. \quad (3.68)$$

Die Reglerparameter entsprechen denen von Glg. (3.65).

3.3.5 Stabilitätsanalyse der indirekten Stromregelung

Ein System wird als stabil bezeichnet, wenn es in der Ruhelage bleibt, solange es nicht von außen angeregt wird, und in seine Ruhelage zurückkehrt, wenn alle äußeren Anregungen entfallen. Für Wechselgrößen bedeutet dies, dass jede Anregung von außen durch das System gedämpft wird. Im Folgenden wird die Stabilität der indirekten Stromregelung in Verbindung mit der Strecke des Netzes untersucht. Durch das in der Grundschwingung identische Verhalten des dq0- und resonanten Reglers erfolgt die Stabilitätsanalyse anhand des resonanten Reglers. Dies hat den Vorteil, dass die einzelnen Komponenten ohne zusätzliche Koordinatentransformation direkt miteinander verglichen werden können. Für die Untersuchung wird die minimale Abtastfrequenz f_a bestimmt, bei der gerade noch Stabilität gegeben ist.

Für die Stabilitätsuntersuchung wird der offene Regelkreis im Bode-Diagramm aufgetragen. Dies erlaubt einen schnellen Überblick über die Stabilität des Systems. Kriterien für die Stabilität des Systems sind der Phasen- und Amplitudenrand. Der Phasenrand ist der Abstand (Phasenreserve) zur 180° -Linie bei der Durchtrittsfrequenz. Diese ist diejenige Frequenz, bei der der Amplitudengang die 0dB-Linie schneidet. Ein positiver Phasenrand der offenen Kette kennzeichnet einen stabilen Regelkreis. Die Größe des Phasenrandes bestimmt das Übergangsverhalten des Regelkreises. Damit das Übergangsverhalten in akzeptabler Zeit abklingt, sollte der Phasenrand im Intervall $\varphi = 30^\circ$ bis 60° liegen [37]. Der Amplitudenrand gibt den Betrag an, um den die Verstärkung der offenen Kette verändert werden kann, bis der Regelkreis instabil wird. Dazu bestimmt man die Amplitude $|G(j\omega)|$ für die Frequenz, für die die Phasenverschiebung $\varphi = -180^\circ$ beträgt. Damit die Stabilität des gesamten Systems gegeben ist, muss der Phasen- und Amplitudenrand bei jeder zu erzeugenden Messfrequenz die oben angegebenen Voraussetzungen erfüllen. Da bei der aktuellen Messfrequenz

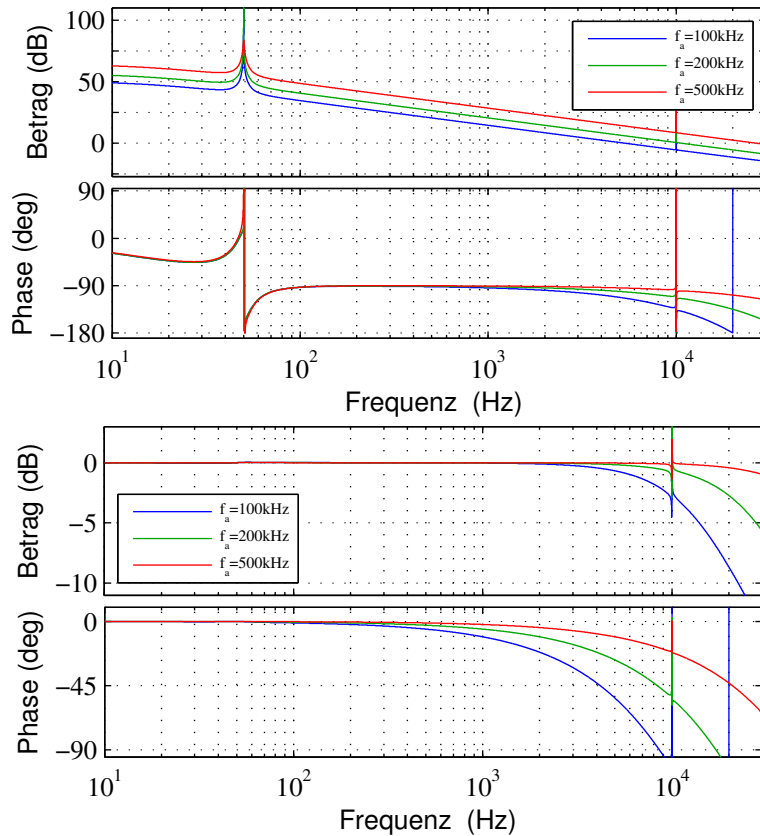


Abb. 3.24: Bode-Diagramm des offenen und geschlossenen Regelkreises: Amplituden- und Phasenfrequenzgang des oben: offenen, unten: geschlossenen Regelkreises; unterschiedliche Abtastfrequenzen f_a ($R = 0,1 \Omega$; $L = 1 \text{ mH}$; $f_{R1} = 50 \text{ Hz}$; $f_{R2} = 10 \text{ kHz}$)

des Reglers (Resonanzfrequenz) ein Phasensprung auftritt, muss die Durchtrittsfrequenz größer als die maximale Messfrequenz sein.

Für die Analyse wird die Übertragungsfunktion der Regelstrecke $G_z(z)$ nach Glg. (3.61) mit dem zeitdiskreten Regler $G_R(z)$ nach Glg. (3.68) verwendet. Aufgrund der zu erwartenden hohen Schaltfrequenz wird davon ausgegangen, dass für die Abtastung des Stromes und die anschließende Berechnung zwei Abtastschritte notwendig sind ($n = 2$).

Um die Stabilität des Gesamtsystems $G_R(z) + G_z(z)$ zu überprüfen, wird das Bode-Diagramm des offenen Regelkreises in der Abb. 3.24 (oben) dargestellt. In diesem ist das System mit unterschiedlichen Abtastfrequenzen f_a analysiert worden. Aus dieser Abbildung lassen sich die Stabilitätskriterien bestimmen und welche in der Tab. 3.1 zusammengefasst wurden. Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass sich die Stabilitätsgrenze mit steigenden Abtastfrequenzen nach oben verschiebt.

Aus dem Bode-Diagramm des geschlossenen Regelkreises kann die Bandbreite

Tab. 3.1: Kennwerte der unterschiedlichen Auslegungen des Regelkreises:

Abtastfrequenz f_a	Durchtrittsfrequenz	Phasenreserve	minimaler Amplitudenrand	Bandbreite
100 kHz	5,3 kHz	66°	12 $\hat{=}$ 21,6 dB	10,7 kHz
200 kHz	10,6 kHz	65°	0,33 $\hat{=}$ -9,6 dB	21,2 kHz
500 kHz	26,4 kHz	66°	3,71 $\hat{=}$ 11,4 dB	52,7 kHz

des Systems abgeleitet werden. Dies ist der Frequenzbereich, in dem das Ausgangssignal eine Verstärkung größer -3dB besitzt [37]. In der Abb. 3.24 (unten) ist entsprechend das Bode-Diagramm des geschlossenen Regelkreises für unterschiedliche Abtastfrequenzen dargestellt. Die resultierenden Bandbreiten sind in der Tab. 3.1 zusammengefasst.

Durch Analyse der Ergebnisse aus der Tab. 3.1 ist erkennbar, dass bei einer Abtastfrequenz von $f_a = 100$ kHz die Durchtrittsfrequenz kleiner als die maximal notwendige Messfrequenz ist. Daher ist bei dieser Abtastfrequenz eine Stabilität nur bis zu einer Messfrequenz $f_M < 5,3$ kHz gegeben. Ab einer Abtastfrequenz von $f_a > 200$ kHz ist das System bei einer Messfrequenz von $f_M = 10$ kHz stabil. Jedoch ist der minimale Amplitudenrand bei $f_a = 200$ kHz sehr gering, so dass nur eine sehr geringe Reserve für eine ungenaue Reglerauslegung (durch Parameterschwankung) vorhanden ist. Die Phasenreserve und die Bandbreite stellen weiterhin kein begrenzendes Kriterium dar. Bei einer Abtastfrequenz $f_a < 200$ kHz ist eine Stabilität nur bei einer reduzierten Messfrequenz gewährleistet.

Die in einem realen System auftretenden Stellgrößenbeschränkungen, die zu einer Reduktion der Dynamik des Systems führen, sind in diesen Betrachtungen nicht berücksichtigt.

In diesem Abschnitt wurde gezeigt, dass für eine stabile Regelung des Messstromes $f_M \leq 10$ kHz eine Abtastfrequenz von $f_a > 200$ kHz notwendig ist. Mit dem im Kapitel 3.3.1 hergeleiteten Zusammenhang $f_a = 2f_S$ bedeutet dies, dass die Schaltfrequenz des Stromrichters für eine stabile Regelung mindestens $f_S = 100$ kHz betragen muss. Mit den aktuell verfügbaren Halbleitern sind Schaltfrequenzen bis zu 50 kHz möglich, die im Kapitel 7.2 beschrieben worden sind. Die Rechenzeit für die Regelung und die notwendige AD-Wandlung des Stromes sind nach dem aktuellen Stand der Technik realisierbar.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass die Messstromregelung mit einem indirekten Regelverfahren bis zu einer Frequenz von 10 kHz mit einem netzgebundenen Stromrichter nach dem heutigen Stand der Technik nicht ohne weiteres realisierbar ist.

3.3.6 Halbleiterverlustleistung

Die Verlustleistungsbestimmung für Stromrichter mit Pulsweitenmodulation und konstanter Schaltfrequenz ist in der Literatur ausführlich beschrieben [26]. Aus diesem Grund werden im Folgenden die Ergebnisse zusammenfassend dargestellt.

Die gesamten Schaltverluste, die sich aus sechs Transistoren und sechs Dioden zusammensetzen, können folgendermaßen bestimmt werden:

$$\bar{P}_{SW,ges} = \frac{6}{\pi} \cdot f_{SW} \cdot (E_{T,on,ref} + E_{T,off,ref} + E_{D,off,ref}) \cdot \frac{\hat{I}}{I_{ref}}. \quad (3.69)$$

Die Durchlassverluste entsprechen den Durchlassverlusten des Hystereseregler Glg. (3.49) und Glg. (3.50). Der übliche Ausdruck des Modulationsgrades entspricht in diesem Fall \hat{U}_N^{DC} .

$$\bar{P}_{T,con} = \frac{u_{T,0} \cdot \hat{I}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot \hat{U}_N^{DC}}{4} \right) + \frac{r_{1,T} \cdot \hat{I}^2}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{\pi}{4} + \frac{2 \cdot \hat{U}_N^{DC}}{3} \right) \quad (3.70)$$

$$\bar{P}_{D,con} = \frac{u_{D,0} \cdot \hat{I}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 - \frac{\pi \cdot \hat{U}_N^{DC}}{4} \right) + \frac{r_{1,D} \cdot \hat{I}^2}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{\pi}{4} - \frac{2 \cdot \hat{U}_N^{DC}}{3} \right). \quad (3.71)$$

Für den gesamten Stromrichter betragen die Durchlassverluste:

$$\bar{P}_{con} = 6 \cdot (\bar{P}_{T,con} + \bar{P}_{D,con}). \quad (3.72)$$

3.4 Vergleich der Stromregelverfahren

Die bisherigen Untersuchungen legen die Grundlage für einen Vergleich der Stromregelverfahren. Die direkte und indirekte Stromregelung sind nicht direkt miteinander vergleichbar. Grund hierfür ist, dass beim Hystereseregler die Hysteresebandbreite ΔI und bei der Regelung mit einem pulsbreitenmodulierten Signal die Schaltfrequenz f_s der zu variierende Parameter ist. Da beide Verfahren direkt das Netz beeinflussen, wird zum Vergleich die Beeinflussung des Netzes in Form des Verzerrungsstromes genutzt. Als weiteres Vergleichskriterium dienen die aus der mittleren Schaltfrequenz resultierenden Schaltverluste, die für die thermische Auslegung des Stromrichters von Interesse sind.

3.4.1 Verzerrungsstrom

Die Abb. 3.25 stellt die Abhängigkeit des Verzerrungsstromes von der mittleren Schaltfrequenz dar. Als Grundlage für diesen Vergleich dienen die Gleichungen (3.18) und (3.20) für den idealen Hystereseregler, (3.36) und (3.37) für den abgetasteten Hystereseregler sowie Glg. (3.57) für die pulsbreitenmodulierte Regelung. Es ist zu erkennen, dass der Unterschied der beiden Hystereseregler bei niedrigen Schaltfrequenzen vernachlässigbar gering ist. Dies kommt durch das große Hystereseband des Stromes in diesen Punkten zustande. Wird nun der Hystereseregler mit den indirekten Stromreglern verglichen, so ist feststellbar, dass der Hystereseregler das Netz durch den geringeren Verzerrungsstrom weniger beeinflusst. Dies bedeutet, dass der zusätzlich eingepreiste Messstrom weniger

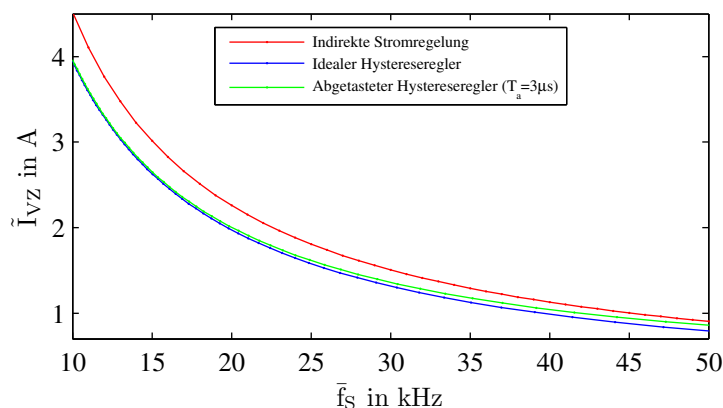


Abb. 3.25: Verzerrungsstrom in Abhängigkeit der mittleren Schaltfrequenz: Variation von ΔI und f_s ; ($L = 1 \text{ mH}$; $U_{DC} = 850 \text{ V}$; $\tilde{U}_N = 230 \text{ V}$)

Verzerrungsstromanteile besitzt und somit dem gewünschten Messstrom näher kommt.

3.4.2 Bereich der regelbaren Messstromfrequenz

Für den untersuchten Messstromgenerator ist es von entscheidender Bedeutung, dass der Messstrom in einem Frequenzbereich von 65 Hz bis 10 kHz in das Energienetz eingepreßt wird.

Ein Stromregelverfahren mit einer Hystereseregulation stellt eines der schnellsten Stromregelverfahren dar. Hierfür ist die maximal zu regelnde Frequenz in Abhängigkeit der Amplitude des Messstromes und der Parameter der Zwischenkreisspannung, der Gesamtinduktivität und der Netzspannung bestimmt worden. Zusammenfassend konnte nachgewiesen werden, dass die Regelung des Messstromes mit den geforderten Sollwerten möglich ist. Anders verhält sich dies bei den indirekten Stromregelverfahren. Für diese wurde eine Stabilitätsuntersuchung mit Hilfe des Bode-Diagrammes durchgeführt. Als Ergebnis wurde festgestellt, dass bei einer idealen Betrachtung eine stabile Messstromregelung ab einer Schaltfrequenz größer 100 kHz möglich ist. Dies ist jedoch nach dem aktuellen Stand der Stromrichtertechnik nicht ohne weiteres machbar.

3.4.3 Verlustleistungen

Die Durchlassverluste sind bei den beiden zu vergleichenden Stromregelungsverfahren identisch. Dies ist darin begründet, dass trotz zeitlicher Änderung der Schaltfrequenz oder der Stromschwankungsbreite der Kurzzeitmittelwert des Grundswingungsstromes identisch ist. Somit ist auch das Verhältnis von Ein- zu Ausschaltzeit der Leistungshalbleiter im Kurzzeitmittelwert identisch.

Die aktuellen Schaltverluste sind abhängig von der Schalthäufigkeit und dem aktuellen Strom im betrachteten Zeitbereich. Für den Strom wird davon ausgegangen, dass dieser nur eine Grundswingungskomponente besitzt und phasengleich mit der Netzspannung ist. Für den Vergleich der Schaltverluste sind die aktuelle Schaltfrequenz und der aktuelle Strom von Bedeutung. Wie in den vorherigen Abschnitten beschrieben, ist die Schaltfrequenz bei der indirekten Stromregelung konstant. Somit sind die Schaltverluste nur von dem aktuellen Strom abhängig. Bei der direkten Stromregelung ändert sich die Frequenz abhängig von der aktuellen Gegenspannung des Netzes. Wie im Kapitel 3.2 dargestellt,

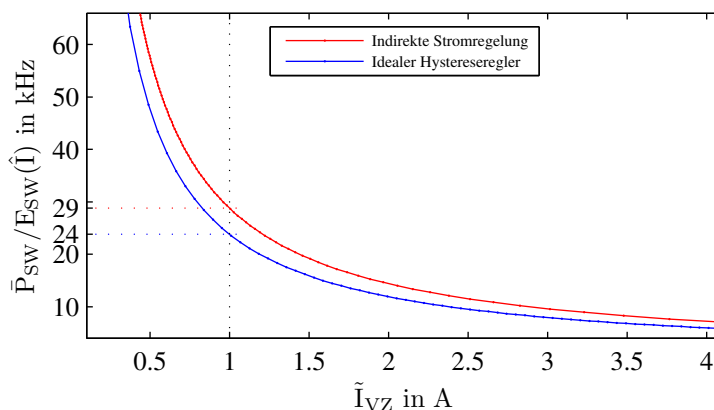


Abb. 3.26: Schaltverlustleistung in Abhängigkeit vom Verzerrungsstrom: Bezogene Schaltverlustleistung P_{SW} auf die Schaltenergie E_{SW} beim Spitzenstrom \hat{I} ; ($L = 1$ mH; $U_{DC} = 850$ V; $\tilde{U}_N = 230$ V)

ist die Schaltfrequenz beim Maximum des Stromes (maximalen Netzspannung) minimal und maximal beim Minimum des Stromes. Daraus folgt, dass sich die Schaltverluste bei großen Strömen durch die geringe Anzahl von Schalthandlungen reduzieren. In der Abb. 3.26 sind die Schaltverlustleistungen bezogen auf die Schaltenergie in Abhängigkeit vom resultierenden Verzerrungsstrom dargestellt. Diese Darstellung der Verlustleistung ermöglicht einen Vergleich, der unabhängig von dem verwendeten Leistungshalbleiter ist. Es ist zu erkennen, dass die direkte Stromregelung mit dem Hystereseregler eine geringere Verlustleistung bei gleichem Verzerrungsanteil im Strom aufweist. Exemplarisch sind die Schaltverluste bei einem Verzerrungsstrom von ${}^{VZ}\tilde{I} = 1$ A um 20% geringer.

4 Systemauslegung des Messstromgenerators

Die Aufgabe des Messstromgenerators besteht darin, einen dreiphasigen Messstrom in das Niederspannungsnetz einzuspeisen. Die Frequenz soll im Bereich von 65 Hz bis 10 kHz frei wählbar sein. Über diesen Strom kann mit einer geeigneten Messelektronik die frequenzabhängige Netzimpedanz bestimmt werden. Erläuterungen zum Messverfahren und exemplarische Messungen sind im Kapitel 5 beschrieben.

Das Funktionsschema des Messstromgenerators und seiner Bestandteile ist in Abb. 4.1 dargestellt. Dieses umfasst die Sollwertvorgabe, die Regelung, die Erzeugung der Schaltsignale, die Messwertaufbereitung, den Stromrichter, das Filter und das zu vermessende Netz. Der Stromrichter ist von der Schaltungstopologie ein zweistufiger Stromrichter nach aktuellem Stand der Technik. Die Eigenschaften wurden jedoch für den Anwendungsfall der Messstromerzeugung für die Netzimpedanzanalyse angepasst. Abweichend zum Stand der Technik ist eine für Stromrichter hohe Schaltfrequenz sowie die Hystereseregulierung für den Messstromgenerator umgesetzt worden. Diese Erweiterungen und Modifikationen werden im Folgenden genauer spezifiziert und das Gesamtsystem

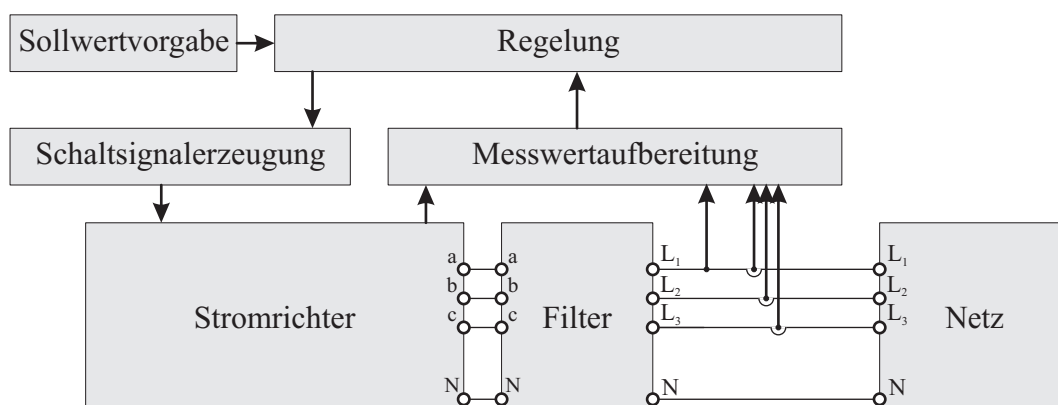


Abb. 4.1: Funktionsschema des Messstromgenerators: Vereinfachte Darstellung der Komponenten

des Messstromgenerators mit seinen einzelnen Bestandteilen näher erläutert. Dabei beschränken sich die Ausführungen auf die Punkte, die vom Standard abweichen. Für die weiteren Eigenschaften sei auf die allgemein übliche Literatur [22, 23, 35, 38–43] verwiesen.

In diesem Abschnitt werden die einzelnen Komponenten so detailliert vorgestellt, wie dies für das Verständnis der Funktion des Messstromgenerators / Netzimpedanzmessgerätes notwendig ist. Auf genaue und ausführliche Beschreibungen wird an entsprechender Stelle verwiesen.

Zu Beginn werden die Eckpunkte des Messstromgenerators anhand von Normen und Netzeigenschaften spezifiziert. Aufbauend auf diese Spezifikation wird ein optimaler Transformator für die Anpassung der Stromrichterausgangsspannung an die Spannung des Versorgungsnetzes ausgelegt, die Filterinduktivität bestimmt und die Zwischenkreisspannung und die Zwischenkreiskapazität ermittelt. Bei den gesamten Betrachtungen werden die in Kapitel 3.2 hergeleiteten Zusammenhänge zwischen Schaltfrequenz, Verzerrungsstrom und Zwischenkreisspannung berücksichtigt. Die Umsetzung der Regelung auf einem FPGA (*Field Programmable Gate Array*) wird kurz beschrieben. Abschließend werden die Auslegungen anhand von Messungen verifiziert.

4.1 Spezifikationen

Für die frequenzabhängige Netzimpedanzanalyse ist es erforderlich, den Messstrom in Amplitude und Frequenz vorzugeben. Für die Messungen bei den Harmonischen der Netzspannung ist eine Vorgabe der Phasenlage zur Netzspannungsharmonischen erforderlich.

Durch die Messstromeinprägung in das Energienetz entstehen Oberschwingungen in der Netzspannung. Durch diese Oberschwingungen besteht für im Netz befindliche Geräte die Gefahr einer negativen Beeinflussung. Um diese Beeinflussung anderer Geräte auszuschließen, sind in den gängigen Normen Grenzwerte für die maximal auftretenden Spannungen in Abhängigkeit der Frequenz angegeben. Aus diesem Grunde erfolgt die Bestimmung des Bereiches des einzuprägenden Messstromes über die gängigen Normen. Speziell bei den Harmonischen sind im Netz Oberschwingungen vorhanden, so dass sich der Spannungspegel bei diesen Frequenzen für die Netzimpedanzmessung reduziert. Weitere Normen geben einen maximalen Oberschwingungsstrom in Abhängigkeit vom Grundschwingungsstrom an. Da bei dem Messstromgenerator hauptsächlich

Oberschwingungen in das Netz eingespeist werden, sind diese Normen nicht anwendbar.

Nach EN50160 [44] sind für die Harmonischen ($h = 2$ bis 25) in der Spannung ein Betrag von 6% ($h = 5$) bis 0,5% ($h = 24$) von der Grundschwingungsspannung zugelassen. Für die genauen Werte wird auf die Norm verwiesen. Der Bereich der Interharmonischen ist noch in Bearbeitung. In der Norm IEC61000-2-2 [45] ist der Bereich bis zur 50. Harmonischen erweitert, wobei die zulässige Oberschwingungsspannung bei der 50. Harmonischen 0,2% beträgt. Weiterhin wird in dieser Norm eine Empfehlung für die Interharmonischen ausgesprochen. Diese sollten den Betrag von $u = 0,2\%$ der Grundschwingungsspannung nicht überschreiten. Diese Grenzwerte sind für quasistationäre Oberschwingungen angegeben (Mittelwert über 10min). Für sehr kurz (< 3 sec) auftretende Oberschwingungen, gestattet die IEC61000-2-2 einen bis zum Faktor zwei (bei $h = 50$) größeren Oberschwingungsanteil in der Spannung.

Über diese Oberschwingungsspannung wird auch die Netzimpedanz bestimmt, so dass mit dieser geringen Oberschwingungsspannung ($u < 0,2\%$) keine genaue Impedanzbestimmung möglich ist. Da der Messstrom nur für einen kurzen Zeitraum erzeugt wird, wird die erzeugte Oberschwingungsspannung auf maximal 1% festgelegt. Der Benutzer des Messstromgenerators muss sich bewusst sein, dass hierdurch die Normempfehlungen teilweise überschritten werden und somit kein kontinuierlicher, normgerechter Betrieb möglich ist. Weiterhin wird von den folgenden Eckdaten des Netzanschlusses und Eigenschaften des Messstromgenerators am Netzanschluss ausgegangen:

- Dreiphasiger Netzanschluss
- Netzspannung $^1U_N = 230 \text{ V} \pm 10\%$
- Netzinduktivität $L_N = 30$ bis $50 \mu\text{H}$ (0,4 bis 1 MVA Anschlussleistung)
- Maximale zu erzeugende Oberschwingungsspannung 1%
- Maximaler Verzerrungsstrom $^{VZ}\tilde{I} = 0,7 \text{ A}$
- Maximaler Messstrom $^MI = 15 \text{ A}$
- Messfrequenz $f_M = 65 \text{ Hz}$ bis 10 kHz
- Drehsinn und Phasenlage des Stromes einstellbar

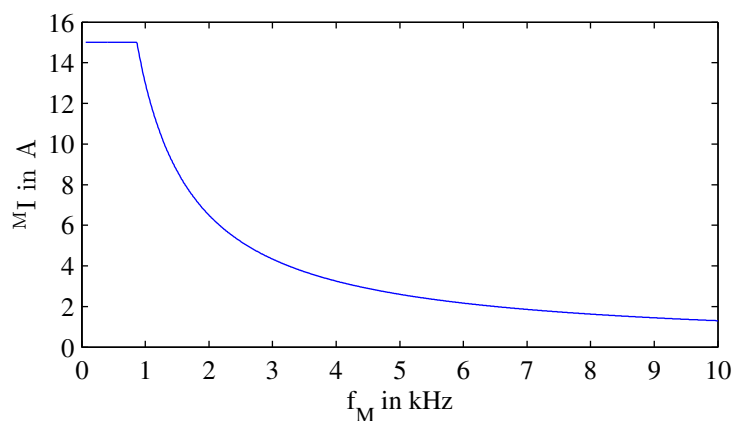


Abb. 4.2: Maximaler Messstrom in Abhängigkeit der Messfrequenz: Maximale Netzspannungsverzerrung ${}^M U_{max}/{}^1 U_N < 1\%$, maximaler Messstrom ${}^M I_{max} = 15 \text{ A}$, $L_N = 30 \mu\text{H}$

Mit der Netzinduktivität und der maximalen Oberschwingungsspannung lässt sich der Messstrom in Abhängigkeit von der Messfrequenz mit Glg. (4.1) bestimmen.

$${}^M \tilde{I} = \frac{1}{2\pi f_M} \cdot \frac{{}^M \tilde{U}}{L_N} \quad (4.1)$$

Unter der Vorgabe einer Netzinduktivität im Bereich von $L_N = 30$ bis $50 \mu\text{H}$ ergibt sich bei $f_M = 10 \text{ kHz}$ ein Messstrom im Bereich von $0,73$ bis $1,22 \text{ A}$. Bei $f_M = 1 \text{ kHz}$ beträgt dieser $7,3$ bis $12,2 \text{ A}$. Um Reserven bei der Messstromerzeugung zu haben, wird der aufzubringende Messstrom wie folgt festgelegt: Bis zu einer Messfrequenz von $f_M = 1 \text{ kHz}$ beträgt der Messstrom ${}^{\leq 1 \text{ kHz}} I_{max} = 15 \text{ A}$ und mit $1/f_M$ abfallend auf ${}^{10 \text{ kHz}} I_{max} = 1,5 \text{ A}$ bei einer Messfrequenz von $f_M = 10 \text{ kHz}$. Abb. 4.2 stellt den Verlauf des maximal einzustellenden Messstromes in Abhängigkeit von der Messfrequenz grafisch dar.

4.2 Bestandteile des Stromrichters

Die Bestandteile des Stromrichters sowie die Filterinduktivitäten und der Transformator sind in Abb. 4.3 exemplarisch dargestellt. Die Anschlüsse a, b, c und N bezeichnen den Ausgang des Stromrichters und L_1, L_2, L_3 die Phasen des dreiphasigen Netzes. Die Leistungshalbleiter $V_1 \dots V_6$ bestehen aus jeweils einem IGBT mit antiparalleler Diode, deren Eigenschaften im Kapitel 7.2 dargestellt

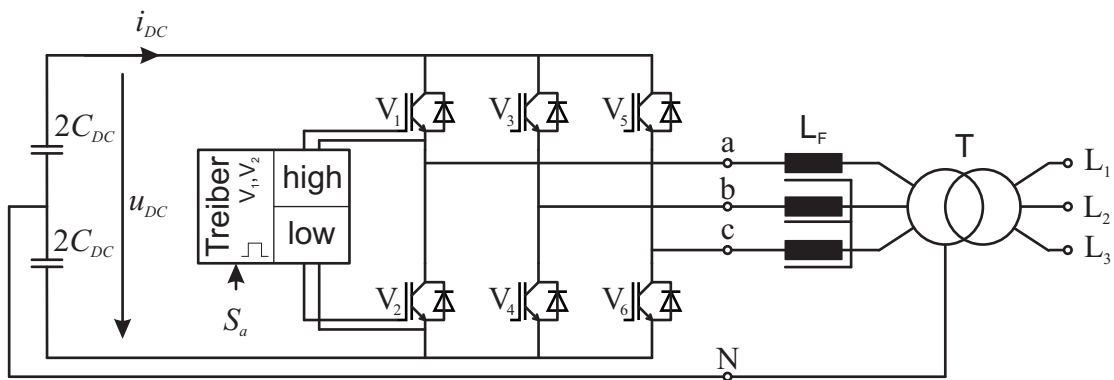


Abb. 4.3: Aufbau des Stromrichters mit Netzanbindung: Zwischenkreiskapazitäten C_{DC} , Leistungshalbleiter mit Ansteuerung (Exemplarisch für V_1 und V_2), Filterinduktivität L_F , Netzanbindung über Transformator T

sind. Die thermischen Eigenschaften sind so ausgelegt, dass bei der geforderten Messstromerzeugung bei 10 kHz eine Schaltfrequenz von $f_s = 60$ kHz möglich ist. Der Treiber sorgt für die galvanisch getrennte Ansteuerung sowie die Pegelanpassung zwischen den Schaltzuständen $S_{a,b,c}(t)$ der Regelung und denen der Leistungshalbleiter $V_1 \dots V_6$. Der für den Stromrichterbetrieb notwendige Energiespeicher wird durch die Zwischenkreiskondensatoren C_{DC} mit deren Zwischenkreisspannung U_{DC} dargestellt.

Die wichtigsten Eigenschaften des Messstromgenerators werden im Folgenden näher erläutert. Abb. 4.4 zeigt den Prototypen des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Messstromgenerators. Dieser wird seit März 2009 durch Prof. Dr.-Ing. Hans-J. Hinrichs an der Fachhochschule Kiel-Institut für Elektrische Energietechnik als Messstromgenerator für die Netzimpedanzanalyse an unterschiedlichen Orten Schleswig-Holsteins erfolgreich eingesetzt. Der Messstromgenerator besteht aus dem Stromrichter inklusive dessen Ansteuerung, der Filterinduktivität, dem Transformator und dem Netzanschluss.

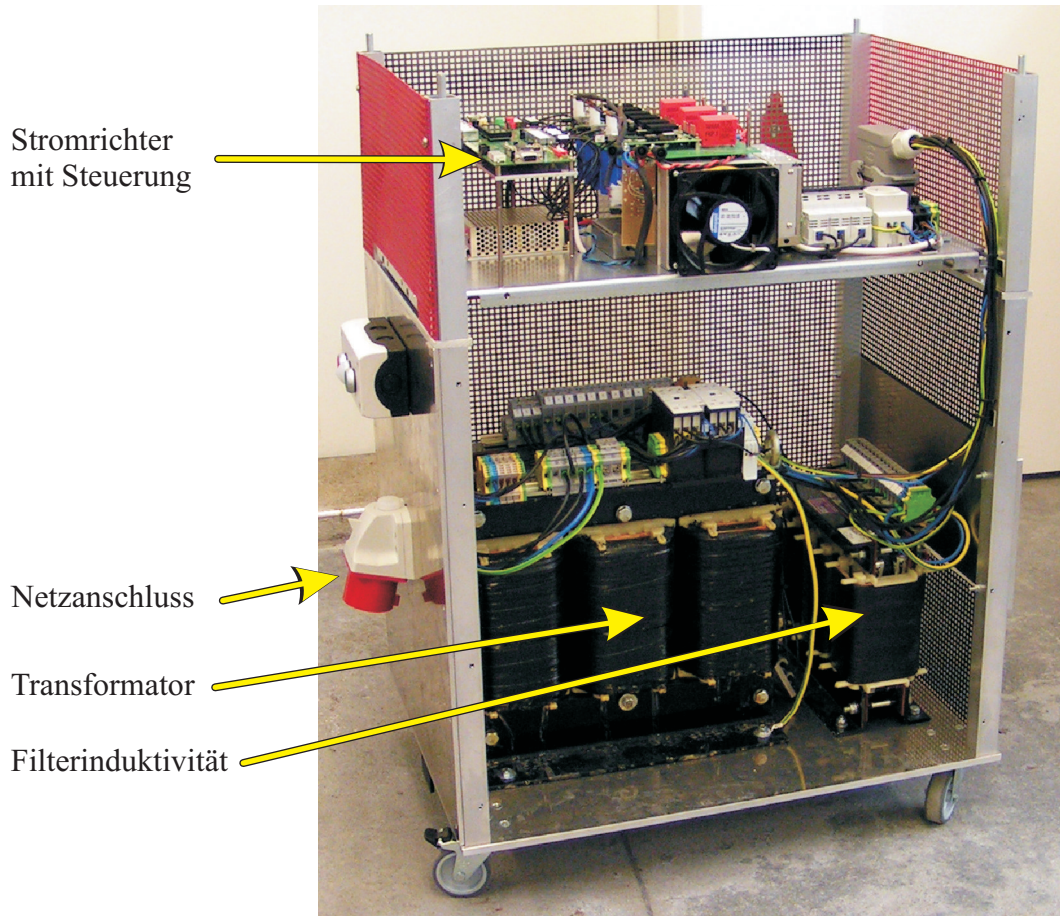


Abb. 4.4: Prototyp des Messstromgenerators

4.2.1 Transformator

Der Transformator T passt die Stromrichterspannung über das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} an das Netz an. Die Primärseite ist mit dem Netz und die Sekundärseite mit dem Stromrichter verbunden. Durch das Übersetzungsverhältnis ändert sich der Einfluss der unterschiedlichen Parameter auf die Primär- bzw. Sekundärseite des Transformators. Um den Einfluss der Parameter zu verdeutlichen, wird für die folgenden Betrachtungen der Einfluss der Parameter mit dem Übersetzungsverhältnis gekennzeichnet. Diese sind im Folgenden näher aufgeführt:

$\frac{U_N}{\ddot{u}}$	auf den Stromrichter bezogene Netzspannung
$M_{I_N} \cdot \ddot{u}$	auf den Stromrichter bezogener Messstrom
$\frac{v_{Z_I}}{\ddot{u}}$	auf die Netzseite bezogener Verzerrungsstrom
$\frac{L_N}{\ddot{u}^2}$	auf den Stromrichter bezogene Netzinduktivität.

Netzseitige Größen sind dabei die Netzspannung, der Messstrom, der Verzerrungsstrom sowie die Netzinduktivität. Stromrichterseitige Größen sind die Zwischenkreisspannung sowie die Filterinduktivität.

4.2.2 Filterinduktivität

Durch die Filterinduktivität wird der durch das Schalten des Stromrichters auftretende Verzerrungsstrom reduziert. Die für die Regelung wirksame Induktivität L setzt sich aus der Filterinduktivität L_F , der Streuinduktivität des Transformators L_σ und der Netzinduktivität $\frac{L_N}{\ddot{u}^2}$ zusammen. Der mathematische Zusammenhang zwischen der Filterinduktivität und dem Verzerrungsstrom wurde im Kapitel 3.2 hergeleitet. Aus Glg. (3.36) kann die Filterinduktivität für jeden Betriebspunkt berechnet werden. Eine Vergrößerung der Filterinduktivität reduziert den Verzerrungsstrom bei gleichzeitiger Erhöhung der Schaltfrequenz (vergl. Glg. (3.37)).

Der Transformator und die Filterinduktivität sollten für den gesamten Frequenzbereich des Messstromes ein lineares Verhalten der Impedanz aufweisen. Dies bedeutet, dass die Eisenverluste, die durch Ummagnetisierung entstehen, bei größeren Frequenzen vermindert sowie der Skin-Effekt in den Leitungen für den betrachteten Messfrequenzbereich verhindert werden müssen. Die theoretischen

Hintergründe dazu sind im Kapitel 7.1.3 aufgeführt. Als Ergebnis dieser Betrachtung erweist sich die Verwendung von Schnittbandkernen mit dünnen Blechen zur Reduzierung der Eisenverluste und die Verwendung von gegeneinander isolierten Litzen zur Verminderung des Skin-Effektes [46] als Notwendigkeit für die Auslegung des Transformators und der Filterinduktivität.

4.2.3 Zwischenkreis

Als Zwischenkreis wird der Bereich des Stromrichters bezeichnet, der die für die Funktion des Stromrichters notwendige Gleichspannung speichert. Die Amplitude dieser Gleichspannung wird durch den Zwischenkreiskondensator stabilisiert. Im Folgenden werden die Zwischenkreisspannung und die Größe des Kondensators hergeleitet. Für die Regelung des Netz- und Messstromes ist eine minimale Zwischenkreisspannung Voraussetzung. Diese Spannung ist abhängig von der Art der Netzanbindung (Transformator), der Filterinduktivität sowie vom Messstrom, der Messfrequenz und der Netzinduktivität. Durch Glg. (4.2) ist die Spannung bestimmbar und setzt sich aus der Netzspannung U_N , dem durch den Messstrom $^M I$ erzeugten Spannungsabfall U_{Lx} an der Filterinduktivität L_F und der Netzinduktivität L_N zusammen. Dabei ist berücksichtigt, dass der Stromrichter über einen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} mit dem Netz verbunden ist.

$$U_{DC,min} = 2 \sqrt{2} \cdot \left(\frac{{}^1 \tilde{U}_N}{\ddot{u}} + \frac{{}^M \tilde{U}_{LN}}{\ddot{u}} + {}^M \tilde{U}_{LF} \right)$$

$$U_{DC,min} = 2 \sqrt{2} \cdot \left(\frac{{}^1 \tilde{U}_N}{\ddot{u}} + ({}^M \tilde{I} \cdot \ddot{u}) \cdot 2\pi f_M \cdot \frac{L_N}{\ddot{u}^2} + ({}^M \tilde{I} \cdot \ddot{u}) \cdot 2\pi f_M \cdot L_F \right) \quad (4.2)$$

Diese Zwischenkreisspannung wird durch den Zwischenkreisstrom beeinflusst, der positiv aus dem Zwischenkreis orientiert ist (siehe Abb. 4.3).

$$u_{DC}(t) = -\frac{1}{C_{DC}} \int i_{DC}(t) dt + U_{DC} \quad (4.3)$$

$$i_{DC}(t) = I_{DC} + {}^{VZ} i_{DC}(t) + {}^M i_{DC}(t) \quad (4.4)$$

Der Zwischenkreisstrom $i_{DC}(t)$ setzt sich aus den Komponenten entsprechend Glg. (4.4) zusammen. Dabei beschreibt I_{DC} den Gleichanteil sowie ${}^{VZ} i_{DC}(t)$ den Verzerrungsstrom, der durch das Schalten der Leistungshalbleiter entsteht. ${}^M i_{DC}(t)$ ist der durch den Messstrom im Zwischenkreis hervorgerufene Strom.

Die einzelnen Stromkomponenten und deren Einfluss auf die Zwischenkreis-
spannung werden im Folgenden beschrieben. Dazu erfolgt die Herleitung über
den Vergleich der Momentanleistungen auf der Zwischenkreis- und Netzseite.
Das Übersetzungsverhältnis des Transformators kürzt sich bei der Leistungsbe-
trachtung aus den Gleichungen raus.

$$i_{DC}(t) \cdot \bar{U}_{DC} = u_{aN}(t) \cdot i_a(t) + u_{bN}(t) \cdot i_b(t) + u_{cN}(t) \cdot i_c(t) \quad (4.5)$$

Es wird von folgenden Vereinfachungen und Voraussetzungen ausgegangen:

- Phasenlagen bei der Grundsoschwungskomponente ist Null $^N\varphi = 0$
- Zwischenkreisspannung wird als konstant angenommen
- Netzspannung besteht nur aus der Grundsoschwungskomponente
- Verzerrungsstrom der Phasen besitzt eine konstante Frequenz mit $f_{VZ} \gg f_N$ und $f_{VZ} \gg f_M$.

Die Netzfrequenz und die Frequenz des Messstromes wird durch die Kreisfre-
quenz $\omega = 2\pi f$ ausgedrückt. Die Netzspannung und die Phasenströme setzen
sich aus dem Grundsoschwungsanteil, dem Messanteil und dem Verzerrungs-
anteil zusammen:

$$u_{xN}(t) = {}^1u_{xN}(t) + {}^Mu_{xN}(t) + {}^{VZ}u_{xN}(t) \quad (4.6)$$

$$i_{xN}(t) = {}^1i_{xN}(t) + {}^Mi_{xN}(t) + {}^{VZ}i_{xN}(t) \text{ mit } x = a, b, c. \quad (4.7)$$

Mit den um 120° verschobenen Spannungen und Strömen

$$\varphi_a = 0; \quad \varphi_b = \frac{2\pi}{3}; \quad \varphi_c = -\frac{2\pi}{3} \quad (4.8)$$

ergeben sich die einzelnen Komponenten zu:

$${}^1u_{xN}(t) = {}^1\hat{U} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \varphi_x) \quad (4.9)$$

$${}^Mu_{xN}(t) = {}^M\hat{U} \cdot \sin(\omega_M \cdot t + \varphi_x + {}^M\varphi) \quad (4.10)$$

$${}^{VZ}u_{xN}(t) = {}^{VZ}\hat{U} \cdot \sin(\omega_{VZ} \cdot t + \varphi_x + {}^{VZ}\varphi) \quad (4.11)$$

$${}^1i_{xN}(t) = {}^1\hat{I} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \varphi_x) \quad (4.12)$$

$${}^Mi_{xN}(t) = {}^M\hat{I} \cdot \sin(\omega_M \cdot t + \varphi_x) \quad (4.13)$$

$${}^{VZ}i_{xN}(t) = {}^{VZ}\hat{I} \cdot \sin(\omega_{VZ} \cdot t + \varphi_x). \quad (4.14)$$

Die Phasenlage zwischen Strom und Spannung wird durch $^M\varphi$ und $^{VZ}\varphi$ beschrieben. Durch Einsetzen und Lösen der Gleichungen ergeben sich die einzelnen Zwischenkreisstromkomponenten. Diese sind der Gleichanteil:

$$\begin{aligned}
 I_{DC} = & \frac{3 \cdot {}^1\tilde{I} \cdot {}^1\tilde{U}}{U_{DC}} \\
 & + \frac{3 \cdot {}^M\tilde{I} \cdot {}^M\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos({}^M\varphi) \\
 & + \frac{3 \cdot {}^{VZ}\tilde{I} \cdot {}^{VZ}\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos({}^{VZ}\varphi), \tag{4.15}
 \end{aligned}$$

der Anteil bei der Messfrequenz:

$$\begin{aligned}
 {}^M i_{DC}(t) = & \frac{3 \cdot {}^1\tilde{I} \cdot {}^M\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos((\omega_M - \omega_1) \cdot t + {}^M\varphi) \\
 & + \frac{3 \cdot {}^M\tilde{I} \cdot {}^1\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos((\omega_M - \omega_1) \cdot t) \tag{4.16}
 \end{aligned}$$

und der Anteil im Bereich der Schaltfrequenz:

$$\begin{aligned}
 {}^{VZ} i_{DC}(t) = & \frac{3 \cdot {}^M\tilde{I} \cdot {}^{VZ}\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos((\omega_{VZ} - \omega_M) \cdot t + {}^{VZ}\varphi) \\
 & + \frac{3 \cdot {}^1\tilde{I} \cdot {}^{VZ}\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos((\omega_{VZ} - \omega_1) \cdot t + {}^{VZ}\varphi) \\
 & + \frac{3 \cdot {}^{VZ}\tilde{I} \cdot {}^M\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos((\omega_{VZ} - \omega_M) \cdot t - {}^M\varphi) \\
 & + \frac{3 \cdot {}^{VZ}\tilde{I} \cdot {}^1\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos((\omega_{VZ} - \omega_1) \cdot t). \tag{4.17}
 \end{aligned}$$

Durch die Wahl des Netzstromes ist es anhand der Glg. (4.15) möglich, die Zwischenkreisspannung auf einen vorgegebenen Mittelwert zu regeln. Der Mess- und Verzerrungsanteil des Zwischenkreisstromes verursachen in der Zwischenkreisspannung eine zeitliche Änderung, die im Folgenden näher betrachtet wird.

Gemäß der Vorgabe, dass die Messspannung ${}^M\tilde{U}$ maximal 1% der Netzspannung betragen darf, kann in Glg. (4.16) der Anteil der Messspannung vernachlässigt und wie folgt vereinfacht werden:

$${}^M i_{DC}(t) = \frac{3 \cdot {}^M\tilde{I} \cdot {}^1\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos((\omega_M - \omega_1) \cdot t). \quad (4.18)$$

Dieser Strom erzeugt in der Zwischenkreisspannung eine Schwankung von

$$\begin{aligned} {}^M u_{DC}(t) &= -\frac{1}{C_{DC}} \int {}^M i_{DC}(t) dt \\ &= -\frac{3 \cdot {}^M\tilde{I} \cdot {}^1\tilde{U}}{U_{DC} \cdot C_{DC} \cdot (\omega_M - \omega_1)} \cdot \sin((\omega_M - \omega_1) \cdot t), \end{aligned} \quad (4.19)$$

die sich mit der Frequenz $f_M - f_1$ um den Mittelwert der Zwischenkreisspannung \bar{U}_{DC}

$${}^M\tilde{U}_{DC} = \frac{3 \cdot {}^M\tilde{I} \cdot {}^1\tilde{U}}{\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot U_{DC} \cdot C_{DC} \cdot (f_M - f_1)} \quad (4.20)$$

bewegt.

In Abb. 4.5 ist die durch den Messstrom resultierende Schwankung der Zwischenkreisspannung als Messung am Prototypen dargestellt. Weiterhin ist der aus dem Messstrom und dem Grundswingungsstrom bestehende Phasenstrom gezeigt. Der Effektivwert des Messstromes beträgt ${}^M\tilde{I} = 12,5$ A bei einer Frequenz von $f_M = 100$ Hz. Durch diesen Strom entsteht ein Zwischenkreisstrom mit der Frequenz $f = f_M - f_1 = 50$ Hz nach Glg. (4.18), der eine Schwankung der Zwischenkreisspannung um den Mittelwert \bar{U}_{DC} erzeugt. Der messtechnisch bestimmte Effektivwert der Spannungsschwankung im Zwischenkreis beträgt $(f_M - f_1)\tilde{u}_{DC} = 27,2$ V und stimmt mit dem nach Glg. (4.20) bestimmten Wert von $(f_M - f_1)\tilde{u}_{DC} = 27,7$ V sehr gut überein.

Äquivalent wird die Spannungsschwankung im Zwischenkreis durch den Verzerrungsstrom untersucht. Dazu wird der Effektivwert des Verzerrungsstromes der Phasen durch Glg. (3.36) beschrieben. Mit dieser Gleichung und der Voraussetzung, dass der aus den Verzerrungs- und Messströmen resultierende Span-

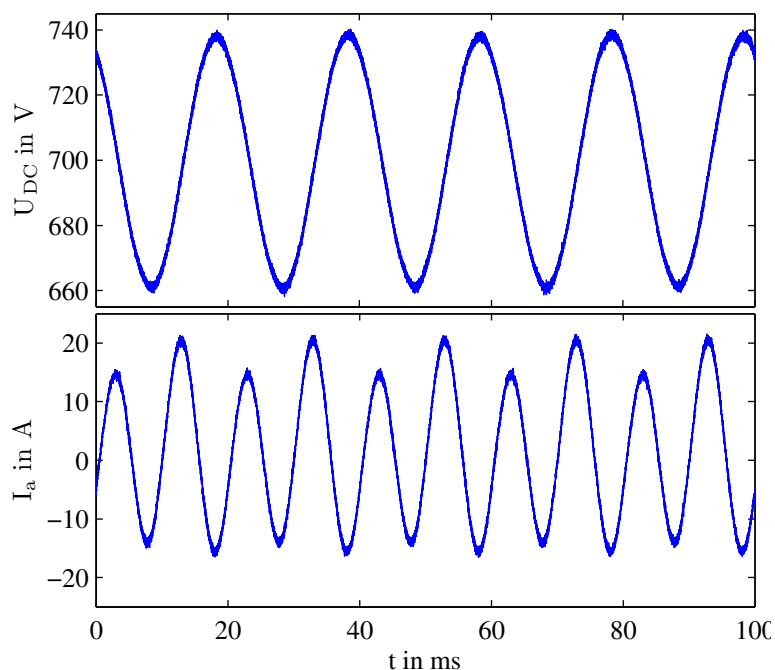


Abb. 4.5: Verlauf der Zwischenkreisspannung mit zusätzlichem Messstrom: Messung am Prototypen; oben: Zwischenkreisspannung, unten: Phasenstrom des Messstromgenerators am Prototypen ($\overset{M}{I} = 12,5 \text{ A}$ bei $f_M = 100 \text{ Hz}$, $\bar{U}_{DC} = 700 \text{ V}$)

nungsabfall im Netz im Vergleich zu der Netzspannung vernachlässigbar ist, vereinfacht sich Glg. (4.17) zu Glg. (4.21).

$$\overset{VZ}{i}_{DC}(t) = \frac{3 \cdot \overset{VZ}{I} \cdot 1\tilde{U}}{U_{DC}} \cdot \cos((\omega_{VZ} - \omega_1) \cdot t) \quad (4.21)$$

Dieser Strom erzeugt wiederum an der Zwischenkreiskapazität eine Spannungsschwankung nach Glg. (4.22).

$$\begin{aligned} \overset{VZ}{u}_{DC}(t) &= -\frac{1}{C_{DC}} \int \overset{VZ}{i}_{DC}(t) dt \\ &= -\frac{3 \cdot \overset{VZ}{I} \cdot 1\tilde{U}}{U_{DC} \cdot C_{DC}} \cdot \frac{1}{\omega_{VZ} - \omega_1} \sin((\omega_{VZ} - \omega_1) \cdot t) \end{aligned} \quad (4.22)$$

Für die späteren Betrachtungen ist die maximale Schwankung der Zwischenkreisspannung von Interesse. Dazu wird im Folgenden für die Bestimmung der Spannungsschwankung im Zwischenkreis von der minimal auftretenden Schaltfrequenz $f_{S,min}$ (vergl. Glg. (3.34)) ausgegangen. Unter dieser Annahme und dem direkten Zusammenhang zwischen der Frequenz des Verzerrungsstromes und

der Schaltfrequenz lässt sich der Effektivwert der Spannungsänderung durch Glg. (4.23) angeben.

$${}^{VZ}\tilde{U}_{DC} = \frac{3 \cdot {}^{VZ}\tilde{I} \cdot {}^1\tilde{U}}{\sqrt{2} \cdot U_{DC} \cdot C_{DC}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_{s,min} - \omega_1} \quad (4.23)$$

Mit Hilfe dieser Gleichungen ist eine Auslegung der Zwischenkreiskapazität möglich.

4.3 Auslegung des Stromrichters

Mit den erarbeiteten mathematischen Zusammenhängen und den Spezifikationen werden in diesem Abschnitt die Komponenten des Stromrichters für die Nutzung als Messstromgenerator dimensioniert. Diese umfassen den Transformator, die Filterinduktivität, die Zwischenkreisspannung und die Zwischenkreiskapazität. Weiterhin werden die thermischen Eigenschaften der Leistungshalbleiter betrachtet. Bei dieser Auslegung wird berücksichtigt, dass die Zwischenkreisspannung hinreichend groß gewählt werden muss, damit sie den Messstrom mit der vorgegeben Amplitude erzeugen kann. Eine Vergrößerung der Zwischenkreisspannung erhöht auch die Schaltverluste und den Betrag des Verzerrungsstromes.

4.3.1 Zwischenkreisspannung und Transformator

Im Folgenden wird das Übersetzungsverhältnis des Transformators in Verbindung mit der Zwischenkreisspannung bei einem vorgegebenen Verzerrungsstrom hergeleitet. Dazu wird die minimal notwendige Zwischenkreisspannung (siehe Glg. (4.2)) in Abhängigkeit des Übersetzungsverhältnisses in Abb. 4.6 grafisch dargestellt. Als Grundlage für die Darstellung wurde ein Messstrom von ${}^M\tilde{I} = 1,3 \text{ A}$ mit einer Frequenz von $f_M = 10 \text{ kHz}$ und ${}^M\tilde{I} = 13 \text{ A}$ mit einer Frequenz von $f_M = 1 \text{ kHz}$ angenommen. Die Stromschwankungsbreite des Hystereseregler wurde nach Glg. (3.36) so festgelegt, dass der Verzerrungsstrom ${}^{VZ}\tilde{I} = 0,7 \text{ A}$ beträgt. Die mittlere Schaltfrequenz wurde nach Glg. (3.37) bestimmt. Aus der Abb. 4.6 ist ersichtlich, dass eine Halbierung der sekundärseitigen Spannung im Vergleich zur primärseitigen Spannung ($i = 2$) keine nennenswerte Reduzierung der Zwischenkreisspannung zur Folge hat. Ursache hierfür ist, dass durch die Verminderung der Sekundärspannung sich der Messstrom erhöht. Daraus

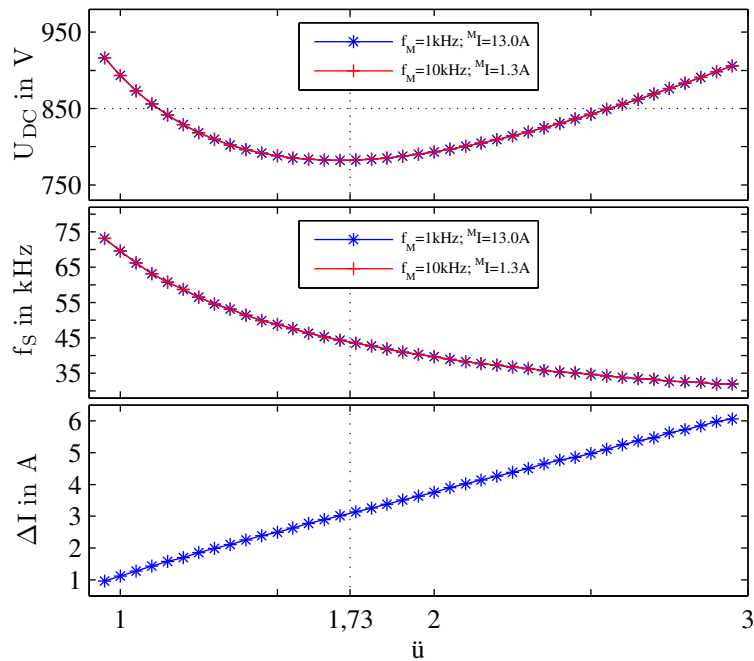


Abb. 4.6: Zwischenkreisspannung, resultierende Schaltfrequenz f_S sowie Stromschwankungsbreite ΔI als Funktion des Übersetzungsverhältnisses des Transformators ($L_N = 50 \mu\text{H}$, $L_F = 1 \text{mH}$, $M_I = 13 \text{A}$ bei $f_M = 1 \text{kHz}$, $M_I = 1,3 \text{A}$ bei $f_M = 10 \text{kHz}$, $VZ\ddot{I} = 0,7 \text{A}$, $U_{Netz} = 230 \text{V}$)

folgt an der Filterinduktivität ein höherer Spannungsabfall.

Aufgrund der Vergrößerung des Hysteresebandes in Verbindung mit dem Übersetzungsverhältnis reduziert sich die mittlere Schaltfrequenz. Weiterhin liegen durch den linearen Zusammenhang zwischen der Zwischenkreisspannung und dem Spannungsabfall an den Induktivitäten bei der Messfrequenz die Verläufe von 1 kHz und 10 kHz direkt übereinander.

Aus Abb. 4.6 ist eine minimale, notwendige Zwischenkreisspannung im Bereich von $\ddot{u} = 1,6$ bis $1,8$ ersichtlich. Das im realisierten Aufbau verwendete Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 1,73$ stellt somit einen guten Kompromiss zwischen der Strombelastung, der Zwischenkreisspannung und der Schaltfrequenz dar. Bei diesem Übersetzungsverhältnis ist ein Hystereseband für die Regelung von $\Delta I = 3 \text{A}$ zur Einhaltung des Verzerrungsstromes erforderlich. Eine Verringerung der Filterinduktivität, die zu einer geringen Zwischenkreisspannung führt, ist nicht sinnvoll, da sich die Schaltfrequenz oder der Verzerrungsstrom erhöht (vergl. Glg. (3.36) und Glg. (3.37)).

Abb. 4.7 stellt die notwendige Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit von der Messfrequenz dar. Es ist erkennbar, dass bei niedrigen Frequenzen eine geringe-

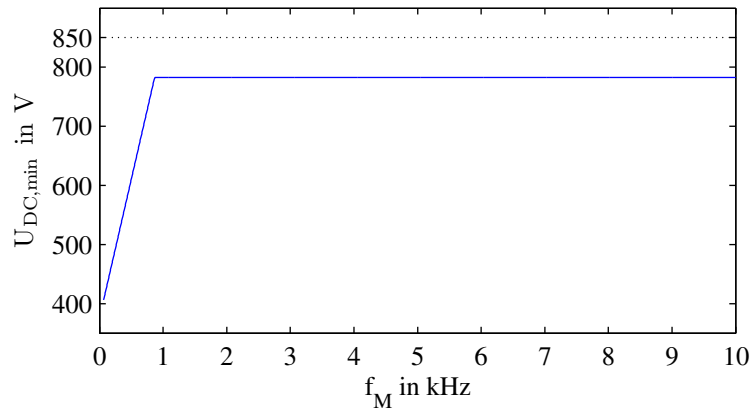


Abb. 4.7: Minimale Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit von der Messfrequenz und dem Messstrom (${}^1\tilde{U} = 230\text{ V}$, $L_N = 50\ \mu\text{H}$, $\ddot{u} = 1,73$, $L_F = 1\ \text{mH}$, ${}^M\tilde{I} = 15\ \text{A}$ bis $860\ \text{Hz}$ danach mit $1/f$ abfallend - Glg. (4.2) und Glg. (4.20))

re Spannung notwendig ist. Dies resultiert aus der Spezifikation, die im unteren Frequenzbereich den Messstrom auf ${}^M\tilde{I} = 15\ \text{A}$ begrenzt.

Bei auftretenden Netzspannungsschwankungen ${}^1U = 230\ \text{V} \pm 10\%$ ändert sich die minimal notwendige Zwischenkreisspannung. Diese Änderung ist am größten, wenn im Netz eine zulässige Überspannung von ${}^1U = 230\ \text{V} + 10\%$ auftritt. In diesem Fall beträgt die minimal notwendige Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 820\ \text{V}$ ($L_N = 50\ \mu\text{H}$; $\ddot{u} = 1,73$; $f_M > 860\ \text{Hz}$). Der Verzerrungsstrom erhöht sich hierdurch vernachlässigbar ($< 1\%$). Um Reserven für Spannungsschwankungen im Netz und Regelreserven zu besitzen wird die maximale Zwischenkreisspannung auf $U_{DC} = 850\ \text{V}$ festgelegt. Somit befindet sich die Schaltfrequenz nach Glg. (3.34) im Bereich von $f_{SW} = 33$ bis $58\ \text{kHz}$.

Maximal zu regelnder Messstrom

Um die Regelreserven abhängig von der Frequenz genau spezifizieren zu können, wird anhand der Glg. (3.41) der maximal zu regelnde Messstrom bestimmt. Glg. (4.24) beschreibt diesen Zusammenhang in Abhängigkeit der bisherigen Auslegungskriterien.

$${}^M\tilde{I} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\frac{U_{DC}}{2} - \frac{{}^1\hat{U}}{\ddot{u}}}{\left(L_F + \frac{L_N}{\ddot{u}^2}\right) \cdot f_M} \cdot \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \ddot{u}} \quad (4.24)$$

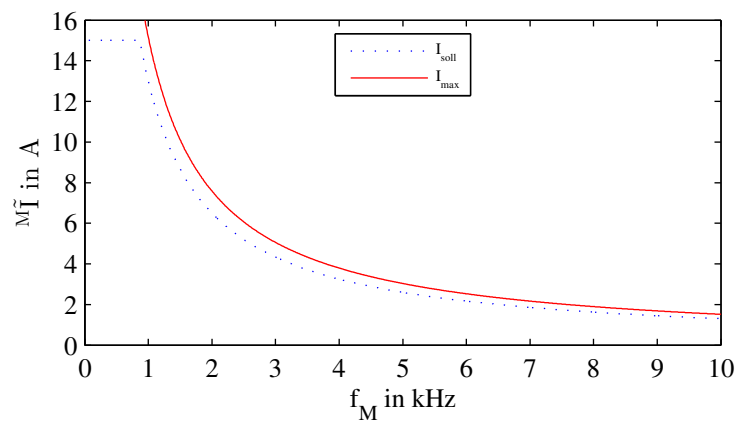


Abb. 4.8: Grenze der zu regelnden Messstromamplitude: Maximal zu regelnder Strom ${}^M\tilde{I}_{max}$ nach Glg. (4.24) (-), zu erzeugende Sollmessstrom nach Spezifikation (·); $\ddot{u} = \sqrt{3}$, $U_{DC} = 850 \text{ V}$, ${}^1\tilde{U} = 230 \text{ V}$, $L_F = 1 \text{ mH}$, $L_N = 50 \mu\text{H}$

Abb. 4.8 stellt diesen Strom in Abhängigkeit von der Messfrequenz grafisch dar. Es ist zu erkennen, dass dieser Strom größer als der nach der Spezifikation zu erzeugende Messstrom ist. Somit ist der Messstrom immer regelbar.

4.3.2 Zwischenkreiskapazität

Für die Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität existieren in der Literatur unterschiedliche Ansätze:

- Dimensionierung nach der Strombelastbarkeit der Kondensatoren
- Dimensionierung nach der maximalen Spannungswelligkeit im Zwischenkreis durch die Schalthandlungen
- Dimensionierung nach der maximalen Spannungswelligkeit im Zwischenkreis durch den Messstrom
- Dimensionierung nach zulässigen Lastsprüngen
- Dimensionierung nach der Lebensdauer

Eine Dimensionierung nach Lastsprüngen wird hier nicht durchgeführt, da die Messung der Netzimpedanz in einem eingeschwungenen Zustand erfolgt. Da dieses Gerät als Prototyp für keine Daueranwendung vorgesehen ist, wird für die Dimensionierung der Elektrolytkondensatoren von einer Betriebsdauer von 7500 Stunden bei einer Umgebungstemperatur von $T_{amb} = 50^\circ$ ausgegangen.

Dimensionierung über die Strombelastung durch den Messstrom

Nach den Herstellerangaben [47] besitzen die verwendeten Elektrolytkondensatoren eine Strombelastbarkeit von $\tilde{I}_{max} = 17,2 \text{ mA}/\mu\text{F}$ ($f = 65 \text{ Hz}$, $T_{amb} = 50^\circ$). Diese Strombelastung vergrößert sich mit steigender Frequenz und ist vor allem durch die thermischen Eigenschaften des Kondensators begrenzt. Der größte aufzubringende Wechselstrom liegt bei $f_M = 65 \text{ Hz}$. Nach Glg. (4.18) beträgt der Effektivwert des in den Zwischenkreis transformierten Messstromes $^M\tilde{I}_{DC} = 10 \text{ A}$ ($^M\tilde{I} = 15 \text{ A}$, $U_{DC} = 850 \text{ V}$). Daraus resultiert eine minimale Zwischenkreiskapazität von $C_{DC,min} = 1 \text{ mF}$. Die Strombelastung durch den Verzerrungsstrom muss hier nicht näher betrachtet werden, da dieser durch den hohen Innenwiderstand der Elektrolytkondensatoren nur in den Impulskondensatoren, die für einen hochfrequenten Verzerrungsstrom geeignet sind, wirkt.

Dimensionierung über den Verzerrungsstrom

Der Effektivwert des Verzerrungsstromes im Zwischenkreis lässt sich in guter Näherung durch Glg. (3.36) und Glg. (4.21) bestimmen und beträgt $^{VZ}\tilde{I}_{DC} = 1,2 \text{ A}$. Mit der Bedingung einer maximal zulässigen Spannungsschwankung durch den Verzerrungsstrom von $^{VZ}\tilde{U}_{DC} = 5 \text{ V}$ ergibt sich eine minimal notwendige Zwischenkreiskapazität entsprechend Glg. (4.23) von $C_{DC,min} = 538 \text{ nF}$. Für diesen hochfrequenten Verzerrungsstrom werden Impulskondensatoren verwendet. Diese Kondensatoren besitzen auch bei hohen Frequenzen einen sehr geringen Innenwiderstand.

Dimensionierung über der Spannungsschwankung im Zwischenkreis

Eine weitere, niederfrequente Schwankung der Zwischenkreisspannung entsteht durch den Messstrom nach Glg. (4.20). Der Effektivwert dieser Spannung ist für einen gewählten Wert der Kapazität in Abhängigkeit von der Frequenz in Abb. 4.9 dargestellt. Aus dieser exemplarischen Darstellung ist zu erkennen, dass die Spannungsschwankung bis zu $^M\hat{u}_{DC} = 200 \text{ V}$ betragen kann. Diese Spannung wird dem Mittelwert der Zwischenkreisspannung überlagert. Somit sind die Leistungshalbleiter und Zwischenkreiskondensatoren für die größere Spannung auszulegen, was zu einer Reduzierung der Schaltfrequenz führt. Jedoch ist es durch die reduzierte minimale Zwischenkreisspannung im unteren Frequenzbereich möglich, den Mittelwert der Zwischenkreisspannung soweit zu reduzieren, dass der Wechselanteil in der Zwischenkreisspannung unter einem maximalen Wert bleibt. Exemplarisch ist dies in Abb. 4.10 dargestellt. Der Mittelwert der Zwischenkreisspannung beträgt $\bar{U}_{DC}(f_M = 65 \text{ Hz}) = 620 \text{ V}$ und erhöht sich auf $\bar{U}_{DC}(f_M = 860 \text{ Hz}) = 845 \text{ V}$ linear und bleibt ab einer Fre-

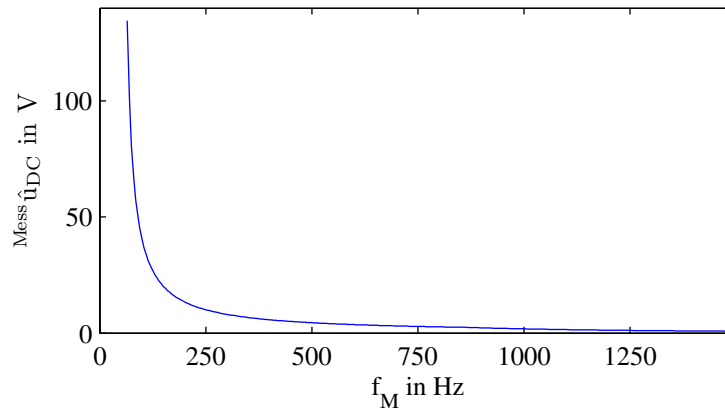


Abb. 4.9: Zwischenkreisspannungsschwankung durch den Messstrom: (${}^1\tilde{U} = 230\text{ V}$, $L_N = 50\ \mu\text{H}$, $\ddot{u} = 1,73$, $L_F = 1\ \text{mH}$, $C_{DC} = 1,02\ \text{mF}$, ${}^M I = 15\ \text{A}$ bis $860\ \text{Hz}$ danach mit $1/f$ abfallend, $\bar{U}_{DC} = 800\ \text{V}$)

quenz $f_M > 860\ \text{Hz}$ konstant auf $\bar{U}_{DC}(f_M > 860\ \text{Hz}) = 845\ \text{V}$. Die maximal auftretende Spannungsschwankung im Zwischenkreis beträgt dementsprechend ${}^M\hat{U}_{DC} = 845\ \text{V} - 620\ \text{V} = 225\ \text{V}$. Nach Glg. (4.20) lässt sich demnach die minimal notwendige Zwischenkreiskapazität zu $C_{DC,min} = 0,79\ \text{mF}$ bestimmen.

4.3.3 Leistungshalbleiter

Der Vergleich des Einsatzes unterschiedlicher Leistungshalbleiter erfolgte bereits in [48]. Es hat sich gezeigt, dass MOSFETs mit den entsprechenden Eigenschaften nicht für den hier notwendigen Spannungsbereich zur Verfügung stehen. Darum beschränkt sich die Auslegung der Leistungshalbleiter auf IGBTs, die für Anwendungen mit hoher Schaltfrequenz optimiert sind (vergl. Kapitel 7.2 sowie [49]).

Bauteilnennspannung

In der Abb. 4.10 ist der frequenzabhängige Verlauf der Sollzwischenkreisspannung (U_{DC}^*) dargestellt. Berücksichtigt werden die für die Messstromerzeugung notwendige Zwischenkreisspannung ($U_{DC,min}$), die Spannungsschwankungen resultierend aus dem Messstrom (${}^M u_{DC}$) sowie eine Stellreserve für die Regelung. Der maximale Wert des Zwischenkreisspannungswertes beträgt somit $U_{DC} = 850\ \text{V}$. Diese Spannung kann als minimale Sperrspannung der Leistungshalbleiter angesehen werden. Zu dieser Spannung addieren sich noch die Kommutierungsüberspannungen an den parasitären Leitungsinduktivitäten in den Kommutierungskreisen beim Abschalten der Halbleiter. Die Induktivität L_σ des

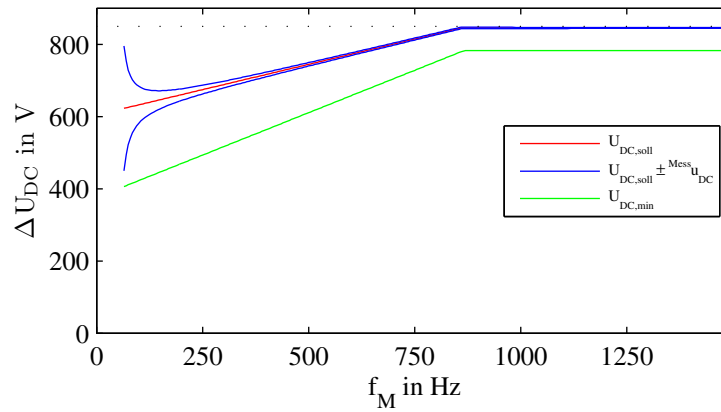


Abb. 4.10: Anpassung der Zwischenkreisspannung an den Messstrom: ($^1\tilde{U} = 230\text{ V}$, $L_N = 50\ \mu\text{H}$, $\ddot{u} = 1,73$, $L_F = 1\ \text{mH}$, $C_{DC} = 1,02\ \text{mF}$, $^M I = 15\ \text{A}$ bis $860\ \text{Hz}$ danach mit $1/f$ abfallend - Glg. (4.2) und Glg. (4.20))

Kommutierungskreises beschreibt die Verbindung der Zwischenkreiskapazität mit den Leistungshalbleitern und beinhaltet auch die parasitären Induktivitäten der beteiligten Bauteile. Die Kommutierungsüberspannung lässt sich nach Glg. (4.25) bestimmen:

$$\Delta U_{L,\sigma} = L_\sigma \frac{di}{dt}. \quad (4.25)$$

Der Term di/dt beschreibt die Abschaltgeschwindigkeit des Halbleiters. Mit den messtechnisch erfassten Werten des Prototypen ($L_\sigma = 10\ \text{nH}$ und $di/dt = 1\ \text{A/ns}$ aus Tab. 7.6) lässt sich die Überspannung bestimmen: $\Delta U_{L,\sigma} = 10\ \text{V}$. Diese geringe Überspannung kann im Vergleich zu der Sollzwischenkreisspannung vernachlässigt werden. Leistungshalbleiter werden nur in bestimmten Sperrspannungsebenen angeboten, so dass die nächsthöhere Sperrspannungskategorie für Leistungshalbleiter mit $U_{CE,max} = 1200\ \text{V}$ zu wählen ist.

Bauteilnennstrom

Für einen Leistungshalbleiter ist die Stromtragfähigkeit durch die maximale Sperrschichttemperatur begrenzt. Dieser Wert kann nur indirekt über Datenblattangaben und Messungen der Schaltverlustenergien und Durchlassverluste geschätzt werden. Die Erwärmung erfolgt aufgrund von Durchlassverlusten sowie Schaltverlusten der Leistungshalbleiter, die im Kapitel 7.2 vorgestellt und messtechnisch ermittelt wurden. Mit diesen und der Anzahl der Schalthandlungen je Zeiteinheit (Schaltfrequenz) (vergl. Kapitel 3.2.4) lässt sich das thermische Verhalten näherungsweise bestimmen. Für die Auslegung wird davon ausge-

gangen, dass der Kühlkörper, auf dem die Leistungshalbleiter montiert sind, eine maximale Temperatur von $T_{HS} = 80^\circ\text{C}$ erreichen darf. Durch die hohe auftretende Schaltfrequenz kommt als Diode nur eine SiC-Diode in Frage, da diese eine geringe Rückstromspitze besitzt (vergl. Kapitel 7.2). Ausgehend von einer maximalen Sperrschichttemperatur der Halbleiter von $T_J = 125^\circ\text{C}$ und dem thermischen Übergangswiderstand zwischen der Sperrschicht und dem Kühlkörper von $R_{th,J-HS} = 0,5\text{ K/W}$ ergibt sich eine maximale Verlustleistung pro Leistungshalbleiter von

$$P = \frac{T_J - T_{HS}}{R_{th,J-HS}} = 90\text{ W}. \quad (4.26)$$

Die Verlustleistung eines IGBTs setzt sich aus den Ein- und Ausschaltverlusten Glg. (3.44) und den Durchlassverlusten Glg. (3.49) zusammen. Durch Lösen der Gleichung unter der Randbedingung der maximalen Verlustleistung ergibt sich ein maximaler Spitzenstrom von $\hat{I} = 15,4\text{ A}$ pro IGBT. Nach Spezifikation ist ein Strom von $\hat{I} = 15\text{ A} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} = 36,7\text{ A}$ gefordert. Somit ist es notwendig, drei IGBTs parallel zu schalten. Jeder IGBT erhält so einen maximalen Strom von $\hat{I} = 12,2\text{ A}$ und erzeugt eine Verlustleistung von $P_T = 70\text{ W}$. Gleichermaßen lässt sich auch der maximale Strom für eine Diode durch die maximale Verlustleistung je Diode und Glg. (3.50) bestimmen. Hier zeigt sich, dass durch die vernachlässigbaren Schaltverluste der SiC-Diode eine Diode ausreichend ist. Die Verluste je Diode betragen $P_D = 12\text{ W}$. Somit lassen sich die Gesamtverluste des Messstromgenerators zu

$$P_V = 6 \cdot (3 \cdot P_T + P_D) = 1332\text{ W} \quad (4.27)$$

bestimmen. Durch diese Gesamtverluste und eine vorgegebene maximale Umgebungstemperatur von $T_A = 30^\circ\text{C}$ berechnet sich der thermische Übergangswiderstand des Kühlkörpers zu:

$$R_{th,HS-A} = \frac{T_{HS} - T_A}{P_V} = 0,037 \frac{\text{K}}{\text{W}}. \quad (4.28)$$

4.3.4 Zusammenfassende Daten

- Zwischenkreisspannung: $U_{DC} = 850 \text{ V}$
- maximaler Phasenstrom des Stromrichters: $\tilde{I} = 26 \text{ A}$
- Zwischenkreiskapazität: $C_{DC1} = 1,02 \text{ mF}$ ($2 \times 3 \times 680 \mu\text{F}$ (450 V) Vishay) [47]
- Kommutierungskapazität: $C_{DC2} = 660 \text{ nF}$ ($3 \times 220 \text{ nF}$ (1200 V) WIMA FKP1)
- Leistungshalbleiter IGBT: 18xSGW25N120 (1200 V) von Infineon [50]
- Leistungshalbleiter Diode: 6xC2D20120D (1200 V) von Cree [51]
- Filterinduktivität: $L_F = 1 \text{ mH}$ von Tauscher BV32016004 (20 A)
- Transformator: $\tilde{i} = 1,73$ von Tauscher BV32016001 (15 kVA)
- Hysteresebandbreite: $\Delta I = 3 \text{ A}$
- Abtastzeit des Stromerfassung: $T_a = 3 \mu\text{s}$
- maximale Verlustleistung: $P_V = 1332 \text{ W}$
- Schaltfrequenz: $f_S = 30 - 60 \text{ kHz}$

4.4 Ansteuerung/Regelung

Die Regelung arbeitet nach dem Prinzip der Hystereseregulation. Bei dieser wird der Sollstrom (gekennzeichnet durch $i_{a,b,c}^*(t)$) mit dem Iststrom $i_{a,b,c}(t)$ annähernd kontinuierlich verglichen. Wenn die Differenz einen bestimmten Betrag (Hystereseband ΔI) überschreitet, schaltet der Stromrichter die Polarität der Ausgangsspannung und damit die Anstiegsrichtung des Stromes um. Somit folgt der Iststrom dem Sollstrom. Die Hintergründe für die Auswahl des Hysteresereglers und eine genaue Beschreibung sowie die Auslegungskriterien erfolgten im Kapitel 3. Der zu regelnde Sollstrom setzt sich aus dem Grundschriftungs-sollstrom $^1i^*(t)$ und dem Messsollstrom $^M i^*(t)$ zusammen. In Abb.4.11 ist die Hystereseregulation schematisch dargestellt. Im Hystereseregler werden für alle drei Phasen die Schaltzustände $S_{a,b,c}(t)$ der einzelnen Brückenarme a, b, c des Stromrichters separat gebildet. Im Folgenden wird die Erzeugung des Sollstromes unterteilt nach Mess- und Grundschriftungsstrom vorgestellt.

Grundschriftungsstromerzeugung

Für den Betrieb eines Stromrichters am Energienetz ist es erforderlich, dass die Netzspannung nachgebildet wird. Diese Netzspannungsnachbildung erfolgt bei der Hystereseregulation durch die Regelung des Grundschriftungsstromes auf einen vorgegebenen Wert $|^1I^*(t)|$. Dieser Strom wird durch eine überlagerte

Zwischenkreisspannungsregelung so vorgegeben, dass dadurch die auftretenden Verluste des Stromrichters kompensiert werden. Die Phasensynchronität und damit der Winkel des Grundswingungsstromes wird durch Detektion des Netzspannungswinkels ${}^1\varphi(t)$ (PLL-Schleife) hergestellt. Durch den dreiphasigen, um 120° verschobenen Sinus des Netzwinkels und der Multiplikation mit dem Ausgangsstrom des Zwischenkreisspannungsreglers ergeben sich die Grundswingungssollströme. Diese Erzeugung der Grundswingungssollströme mit der überlagerten Zwischenkreisspannungsregelung ist in Abb. 4.12 dargestellt.

Messstromerzeugung

Die Messstromerzeugung ist die Funktion, die diesen Stromrichter von anderen Entwicklungen unterscheidet. Für die Bestimmung der frequenzabhängigen Impedanz ist es notwendig, einen dreiphasigen sinusförmigen Strom einer beliebigen Frequenz in das Netz einzuspeisen. Die Art und Weise, wie dieser Sollstrom erzeugt wird, ist in Abb. 4.13 vereinfacht dargestellt. Unterschieden wird dabei, ob der Messstrom synchron bei den Harmonischen der Netzspannungsfrequenz eingespeist wird oder eine beliebige Frequenz besitzen soll. Der Unterschied dieser beiden Varianten liegt in der Erzeugung des Phasenwinkels des Stromes. Für die Erzeugung eines harmonischen Messstromwinkels wird der Netzwinkel mit der Ordnung h der Harmonischen multipliziert:

$${}^M\varphi(t) = h \cdot {}^1\varphi(t) \quad (4.29)$$

Diesem netzsynchronen Messstromwinkel kann zusätzlich ein Offset φ_{Offset} in der Phase hinzuaddiert werden. Der freilaufende Winkel einer beliebigen Messfrequenz wird über einen Integrator erzeugt:

$${}^M\varphi(t) = \int 2\pi f_M dt \quad (4.30)$$

Zwischen den beiden Winkeln kann je nach Messaufgabe gewählt werden. Dieser so erzeugte Messwinkel wird anschließend in einen dreiphasigen, um 120° verschobenen Winkel überführt. Dabei ist es möglich, die Drehrichtung des Dreiphasensystems zu verändern (rechts- und linksdrehendes System). Wird der Sinus dieses dreiphasigen Messwinkels mit dem Betrag des Messstromes multipliziert, ergibt sich der dreiphasige Messsollstrom ${}^M i^*(t)$, der von dem Hystereseregler in das Netz eingespeist wird.

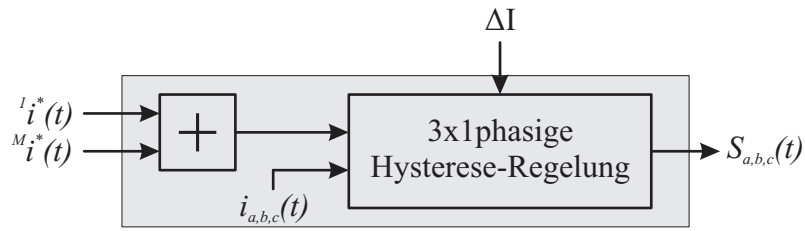


Abb. 4.11: Hystereseregler: Hystereseband ΔI ; Sollwert aus Addition von Messwert $i^M(t)$ und Grundschwingungsstrom $i^*(t)$; $S_{a,b,c}(t)$ Schaltzuständen des Stromrichters

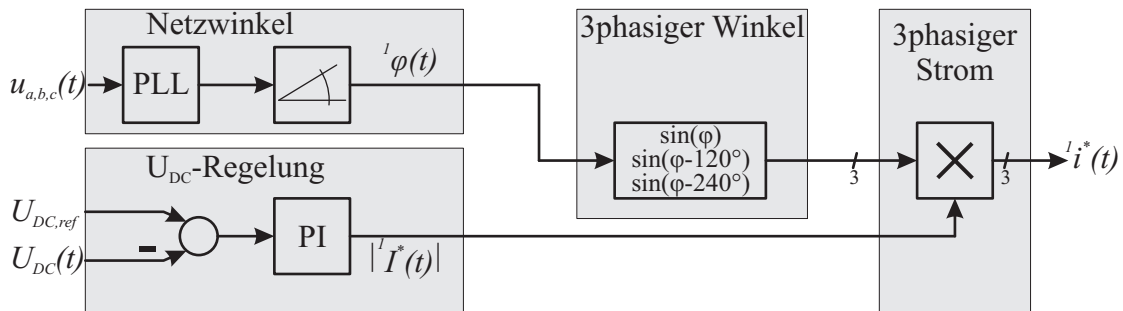


Abb. 4.12: Grundschwingungsstromerzeugung: (mit Zwischenkreisspannungsregelung und Phasenwinkelerzeugung)

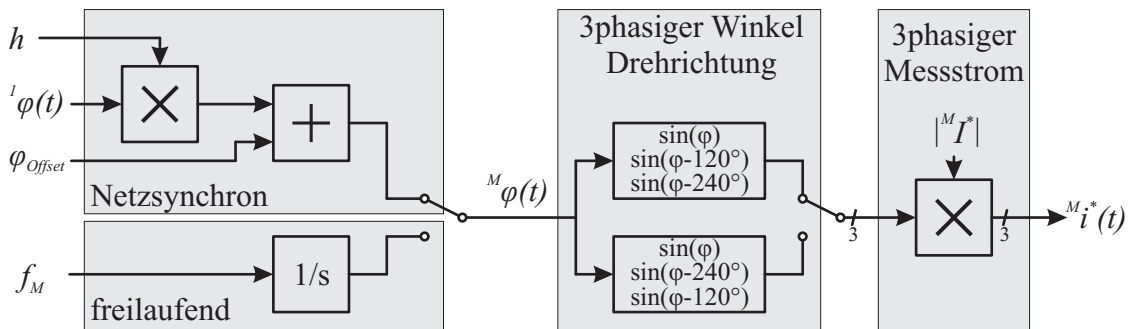


Abb. 4.13: Messstromerzeugung: mit Phasenwinkelerzeugung ($h \hat{=}$ Ordnung der Harmonischen)

4.5 Experimentelle Messergebnisse

Abb. 4.14 zeigt die Steuerung des Messstromgenerators mit dem FPGA, auf dem die Kommunikation und Regelung untergebracht ist sowie die Aufbereitung der Schaltsignale der Leistungshalbleiter. Weiterhin ist eine Statusanzeige implementiert, die Aufschluss über den aktuellen Zustand des Gerätes gibt. Das Leistungsteil des Stromrichters ist in Abb. 4.15 dargestellt. Es besteht aus den Leistungshalbleitern (Diode und IGBT), die sich auf einem Kühlkörper unterhalb der Leiterplatte befinden, den Treiberkarten sowie der unterhalb der Leiterplatte befindlichen Zwischenkreiskondensatoren. Weiterhin sind zur Vermeidung von Kommutierungsüberspannungen Impulskondensatoren direkt über den Leistungshalbleitern angeordnet.

Um die Funktionsweise des Messstromgenerators zu demonstrieren, stellt die Abb. 4.16 zwei exemplarische Messergebnisse dar. Dazu werden die Messpunkte so gewählt, dass der einzuprägende Messstrom oberhalb der Spezifikation (Abb. 4.2) liegt. Damit ist bewiesen, dass der Messstromgenerator die geforderten Messströme in das Netz einprägen kann. Abb. 4.16 (a) zeigt die Messstromerzeugung bei einer Messfrequenz von 2,5 kHz und einem Messstrom von 5 A. Es ist zu erkennen, dass der Messstrom dem Sollstrom sehr gut folgt. Abb. 4.16 (b) stellt den zeitlichen Verlauf des Messstromes bei einer Frequenz von 10 kHz und einem Strom von 1,5 A dar. Für die Beschreibung ist das Hystereseband ebenfalls dargestellt. Durch die zeitdiskrete Abtastung der Strommessung wird das Hystereseband teilweise verlassen (vergl. Kapitel 3.2.2). Da bei diesem Sollstrom der Stromgradient durch die Filterinduktivität, Zwischenkreisspannung und Gegenspannung des Netzes im Bereich des maximalen Gradienten des Messstromes liegt, ergibt sich ein dreiecksähnlicher Stromverlauf. Die leichte Schwebung des Stromsignales entsteht durch den überlagerten Grundschwingungsstrom.

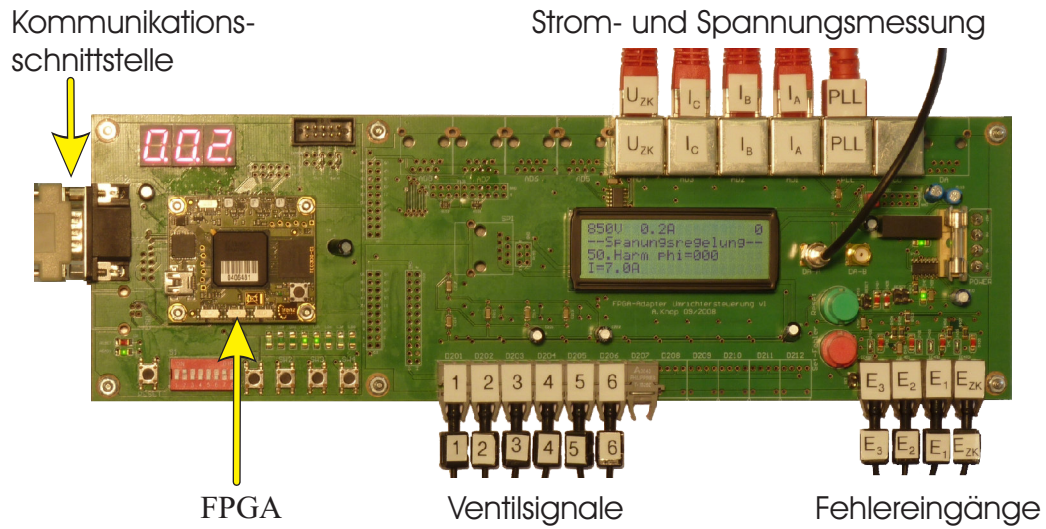


Abb. 4.14: Steuer- und Regelplatine des Messstromgenerators

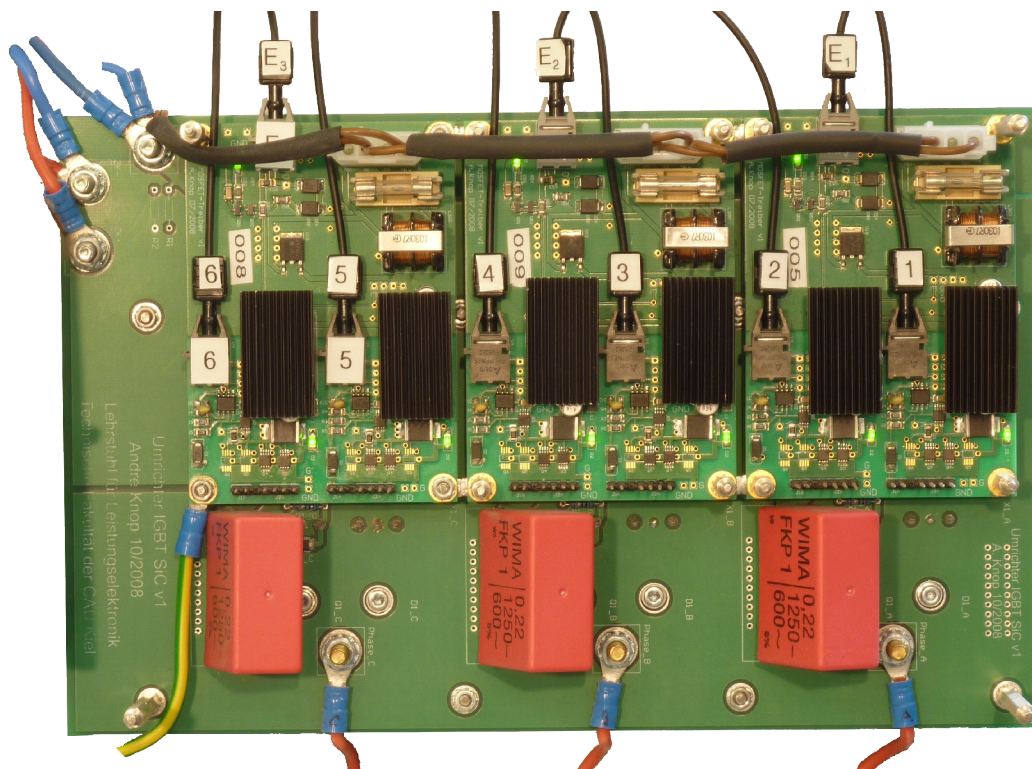


Abb. 4.15: Leistungsteil des Messstromgenerators: Leistungshalbleiter unter den Treiberplatinen angeordnet

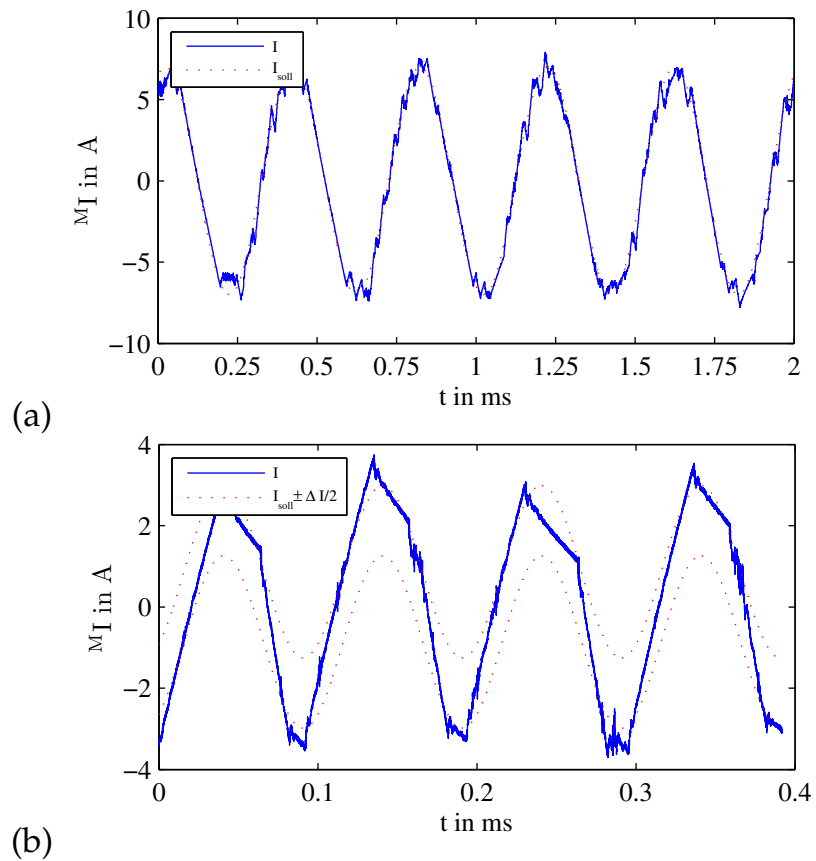


Abb. 4.16: Erzeugter Messstrom unterschiedlicher Frequenz: (a) $f_M = 2,5 \text{ kHz}$, $^M\tilde{I} = 5 \text{ A}$, (b) $f_M = 10 \text{ kHz}$, $^M\tilde{I} = 1,5 \text{ A}$, $\Delta I = 3 \text{ A}$

5 Einsatz des Messstromgenerators als Netzimpedanzmessgerät

Im Kapitel 2 wurden verschiedene Möglichkeiten der messtechnischen Bestimmung der Netzimpedanz vorgestellt. Aufbauend auf das Verfahren der monofrequenten Anregung des Netzes durch einen Sinusstrom aus Kapitel 2.2.1, wird bei dem hier vorgestellten Netzimpedanzmessgerät der Messstrom von dem im Kapitel 4 beschriebenen Messstromgenerator erzeugt. Neuartig bei der hier vorgestellten Realisierung ist, dass der monofrequente Messstrom über einen Stromrichter dreiphasig geregelt in das Netz eingespeist wird.

Im Folgenden wird auf die einzelnen Komponenten des Impedanzmesssystems näher eingegangen. Weiterhin wird anhand von Referenzmessungen der Netzimpedanz die hohe Genauigkeit des Messsystems nachgewiesen sowie Netzimpedanzmessungen und deren Interpretation vorgestellt.

5.1 Das Messsystem

Das hier verwendete Verfahren zur Netzimpedanzbestimmung basiert auf der vorgestellten Methode zur Einspeisung eines sinusförmigen Stromes einer vorgegebenen Frequenz in das dreiphasige Niederspannungsnetz (siehe Kapitel 2.2.1). Dabei erfolgt die Messung der frequenzabhängigen Netzimpedanz sequentiell für jede zu betrachtende Frequenz. Für die Bestimmung der Netzimpedanz nach Betrag und Phase muss vorausgesetzt werden, dass bei der zu messenden Frequenz keine Gegenspannung im Netz vorhanden ist. Dies ist im Allgemeinen bei allen Frequenzen gegeben, die nicht einer Vielfachen der Netzfrequenz (Harmonischen) entsprechen (siehe Kapitel 4.1 und Kapitel 7.1).

Die Abb. 5.1 zeigt die einzelnen Komponenten des Messsystems, bestehend aus dem Messstromgenerator, der einphasigen Messelektronik sowie dem Steuer- und Auswertesystem.

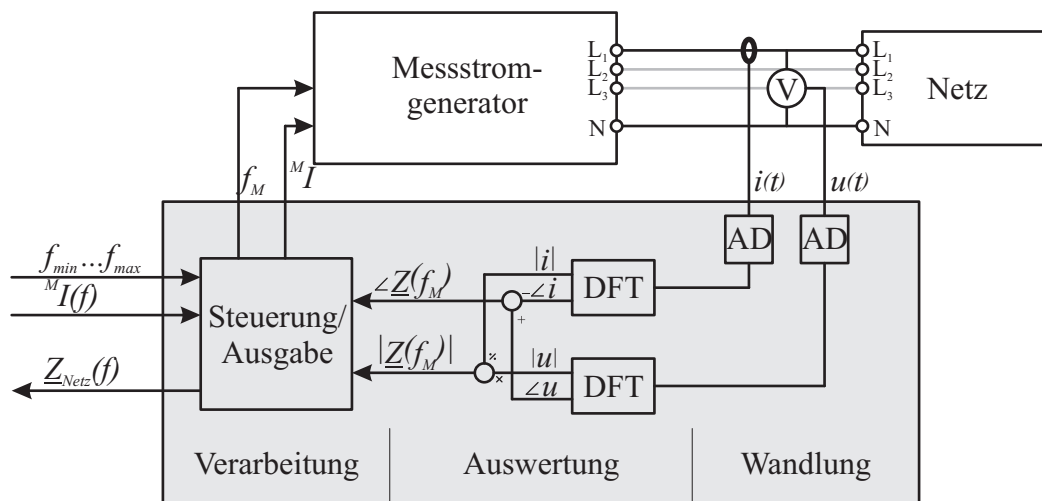


Abb. 5.1: Übersichtsschema des Netzimpedanzmessgerätes

Erzeugung des Messstromes bei einer vorgegebenen Messfrequenz

Der Messstromgenerator erzeugt einen Sinusstrom mit vorgegebener Amplitude und Frequenz. Dieser Stromfluss $i(t)$ verursacht bei der eingestellten Frequenz f_M einen Spannungsabfall $u(t)$ an der Netzimpedanz. Der Betrag des Stromes ist dabei so zu wählen, dass der resultierende Spannungsabfall an der Netzimpedanz ausreichend genau gemessen werden kann und die Normen für die Verzerrung des Netzes nicht verletzt werden (vergl. Kapitel 4.1).

Bestimmung der Spannungs- und Stromwerte

Bei allen Messmethoden besteht die Herausforderung darin, anhand der gemessenen Daten (Spannung und Strom) die Impedanz sensitiv genug bestimmen zu können. Dies setzt die ausreichend genaue Ermittlung der Messwerte voraus und ist bei der Spannungsmessung nur mit sehr großem Aufwand möglich, da eine sehr geringe Spannung (ca. 2 V, vergl. Kapitel 4.1) bei einem maximalen Spannungsbereich von ± 400 V bestimmt werden muss. Typische Messsensoren sind nicht empfindlich genug und weisen ein Messrauschen von $> 0,1\%$ auf. Daraus folgt ein Messrauschen von bis zu 0,4 V bei einem Spannungsbereich von ± 400 V und liegt damit in der Größenordnung der zu messenden Spannung. Durch die Fourier-Transformation über einen entsprechend langen Zeitraum wird der Einfluss des breitbandigen Messrauschens bei der zu messenden Frequenz reduziert, da das Messrauschen durch das Integral über den Messzeitraum zu Null gemittelt wird [52–54]. Für die Weiterverarbeitung der Signale im Auswertesystem ist eine AD-Wandlung der Messsignale notwendig. Dafür wird ein kommerzieller Datenrecorder eingesetzt. Dieser enthält die

Abtast- und Halteschaltung, die AD-Wandlung und einen internen Datenspeicher. Weiterhin verfügt er über umschaltbare Eingangsmessverstärker und ist in allen Funktionen extern steuer- und auslesbar. Die Spannungswerte werden durch einen Differenzverstärker und die Stromwerte über einen Kompensationsstromwandler an den Eingangsbereich des Datenrekorders angepasst. Die Bandbreite des Datenloggers ist größer als die zur Messung verwendete Abtastfrequenz. Daher werden die Messdaten über einen analogen Antialiasingfilter mit einer Grenzfrequenz von 100 kHz gefiltert. Die verwendete Messtechnik ist in Tab. 7.10 angegeben. Für diese Messtechnik wurden mit Hilfe eines Kalibrators Kurrekturkurven für die Spannungs- und Strommessung frequenzabhängig bestimmt (siehe Kapitel 7.3.1). Durch diesen Abgleich konnte ein Messfehler von $< 3\%$ für die Impedanzmessung bestimmt werden.

Berechnung der Netzimpedanz bei einer vorgegebenen Messfrequenz

Aus den digitalen Messdaten werden jeweils die spektralen Strom- und Spannungskomponenten mittels der Diskreten - Fourier - Transformation (DFT) in Betrag und Phase bei der entsprechenden Frequenz bestimmt [52–55]. Eine zusätzliche Fensterfilterfunktion (Blackman) $b(t)$ der Messdaten reduziert den Einfluss der Messwerte am Anfang und Ende der Messung [56,57]

$$\underline{U}(f) = \mathcal{F} \{u(t) \cdot b(t)\} \quad (5.1)$$

$$\underline{I}(f) = \mathcal{F} \{i(t) \cdot b(t)\}. \quad (5.2)$$

Der Betrag der Impedanz Z ergibt sich durch die Division der Beträge von Spannung U und Strom I :

$$|\underline{Z}(f_M)| = \frac{\underline{U}(f_M)}{\underline{I}(f_M)}. \quad (5.3)$$

Die Phase der Impedanz wird durch die Differenz der Phasenwinkel von Spannung und Strom gebildet

$$\angle \underline{Z}(f_M) = \angle \underline{U}(f_M) - \angle \underline{I}(f_M). \quad (5.4)$$

Somit ist die Netzimpedanz bei der vorgegebenen Frequenz bestimmt.

Bestimmung des frequenzabhängigen Netzimpedanzverlaufes

Um die Netzimpedanz frequenzabhängig in einem definierten Frequenzbereich zu bestimmen, wird die Messung sukzessiv für jeden einzelnen Frequenzpunkt

durchgeführt. Das Intervall zwischen den einzelnen Punkten wird anhand der gewünschten Frequenzauflösung vorgegeben. Anschließend werden die einzelnen Ergebnisse über die Frequenz aufgetragen und grafisch dargestellt.

5.2 Test des Messverfahrens

Im folgenden Abschnitt wird der Test des Messverfahrens in Verbindung mit dem Messstromgenerator dargestellt. Dazu zählt der Nachweis, dass das Netzimpedanzmessgerät die Impedanz in Betrag und Phase sensitiv genug bestimmen kann. Weiterhin soll verdeutlicht werden, mit welchem geringen Messfehler das Messsystem arbeitet und wie Resonanzstellen von schmalbandigen Saugkreisen detektiert werden können.

5.2.1 Impedanzverlauf mit Serienwiderstand

Zum Test des Messsystems in Betrag und Phase wurde die Netzimpedanz mit je einer Serienimpedanz pro Netzphase erhöht. Ziel ist es, die zusätzliche Impedanz zu bestimmen und daraus die erreichte Genauigkeit zu ermitteln. Der Messaufbau und die Messdurchführung sind im Kapitel 7.3.2 beschrieben. Weiterhin sind dort die einzelnen Daten der Serienimpedanz aufgeführt.

In der Abb. 5.2 (A) und (B) sind die Ergebnisse der Netzimpedanzmessungen mit (Z_1) und ohne (Z_2) Serienwiderstand, aufgesplittet in Real- und Imaginärteil dargestellt. Durch die Mittelwertbildung wird der Einfluss der zeitlichen Schwankung auf die Netzimpedanz reduziert. Die Differenz der Messungen ergibt den ohmschen und induktiven Anteil des Serienwiderstandes,

$$R_S(f) = \Re \{ \underline{Z}_1(f) \} - \Re \{ \underline{Z}_2(f) \} \quad (5.5)$$

$$L_S(f) = \left[\Im \{ \underline{Z}_1(f) \} - \Im \{ \underline{Z}_2(f) \} \right] \cdot \frac{1}{2\pi f} \quad (5.6)$$

die in der Abb. 5.2 (C) und (D) grafisch dargestellt sind. Es ist zu erkennen, dass die ermittelten Daten sehr gut mit den Daten der Referenzwiderstände übereinstimmen. Die sehr großen Abweichungen in der Abb. 5.2 (D) im Bereich $f < 1$ kHz entstehen durch die geringen Reaktanzunterschiede im unteren Frequenzbereich. Die geringen Abweichungen (oberhalb von 2 kHz) sind auf Messungenauigkeiten zurückzuführen. Außerdem verschieben sich die Resonanzstellen durch die Serienimpedanz geringfügig. Durch diese Messungen ist

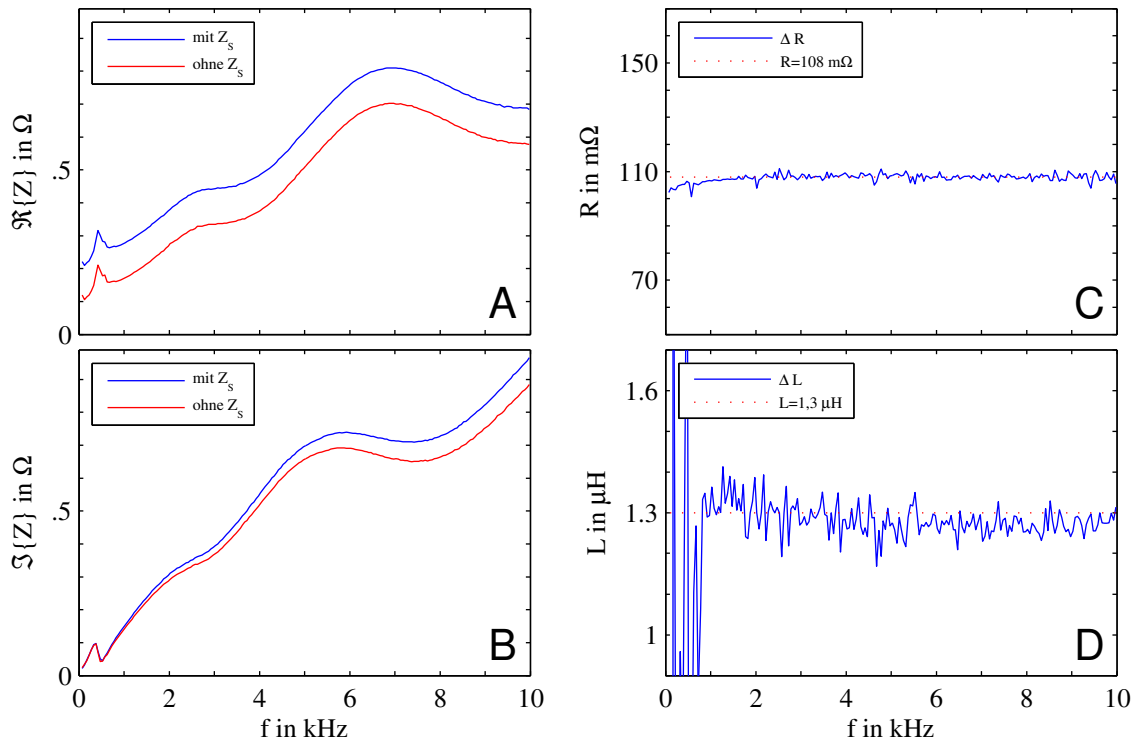


Abb. 5.2: Netzimpedanzmessung mit und ohne Serienwiderstand: (A) Realteil und (B) Imaginärteil der Netzimpedanz, (C) ohmsche und (D) induktive Anteil der Impedanzdifferenz; Mittelwert aus 30 Messungen; Schrittweite $\Delta f = 50$ Hz; Messort 1

nachgewiesen, dass die hier umgesetzte Impedanzbestimmung in Betrag und Phase sehr gute Messergebnisse liefert. Der Fehler beträgt bei der Bestimmung des Widerstandes < 10 $m\Omega$ und bei der Induktivität < 1 μH .

5.2.2 Impedanzverlauf mit Saugkreis

Im folgenden Test wurden zwei Saugkreise hoher Güte parallel zum Anschlusspunkt des Messstromgenerators mit dem Netz verbunden. Die Saugkreise bestehen aus einer Reihenschaltung, einer Luftspule (Induktivität) sowie einer Kapazität und besitzen bei $f_{R1} = 4,3$ kHz und $f_{R2} = 8,2$ kHz ihre Resonanzstellen. Die Kenndaten der Filter und der Anschluss ans Netz sind im Kapitel 7.3.2 aufgeführt. Werden Messungen mit und ohne eingefügten Resonanzstellen durchgeführt, ergeben sich die in Abb. 5.3 dargestellten Impedanzverläufe. Dabei stimmen die Frequenzen der messtechnisch erfassten mit den theoretisch bestimmten Resonanzstellen überein. Die Genauigkeit liegt im Bereich der Schrittweite, mit der die Impedanzmessung durchgeführt wurde. Die Resonanz-

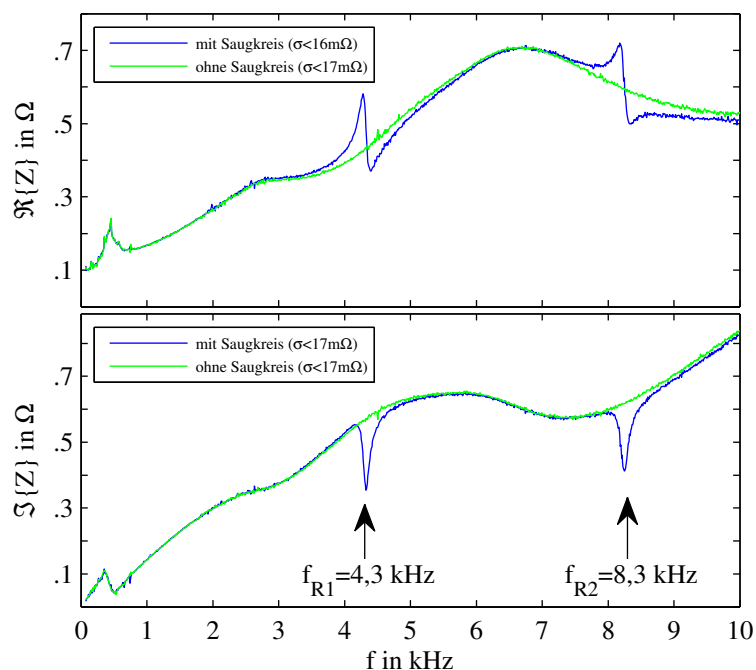


Abb. 5.3: Netzimpedanzmessung mit und ohne Saugkreise: Oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Netzimpedanz; Resonanzfrequenz der Saugkreise: $f_{R1} \cong 4,3$ kHz und $f_{R2} \cong 8,2$ kHz; Mittelwert aus 25 Messungen; Schrittweite $\Delta f = 10$ Hz; Messort 1; Resonanzstelle der Kompensationsanlage bei $f_F \cong 400$ Hz

stelle bei der Frequenz $f_F \cong 400$ Hz resultiert aus der am Netzanschlusspunkt vorhandenen Kompensationsanlage. Aus dieser Messung geht hervor, dass mit dem hier vorgestellten Netzimpedanzmessgerät auch sehr schmalbandige Resonanzstellen bestimmt werden können.

5.3 Vergleich mit einem kommerziellen Netzimpedanzmessgerät

Als Vergleich zu dem in dieser Arbeit entwickelten Netzimpedanzmessgerät wurde das, nach aktuellem Kenntnisstand, einzig käuflich zu erwerbende Netzimpedanzmessgerät EWS 120 von der Firma Haag herangezogen. Die Netzimpedanz wird bei diesem Gerät über die Einprägung einer Impulsfolge bestimmt (vergl. Kapitel 2.2.2). Bei einem Vergleich der Messergebnisse ist zu beachten, dass bei dem verwendeten EWS 120 die Impedanz einphasig und somit die Summe der Impedanz der Phasenleitung und des Neutralleiters Z_{LN} bestimmt wurde. Im Gegensatz dazu wird bei dem in dieser Arbeit entwickelten und vor-

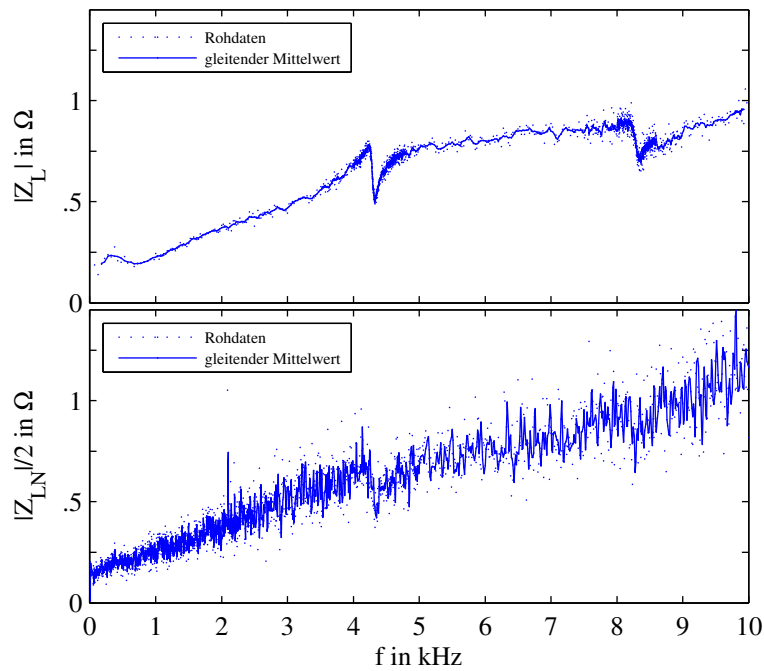


Abb. 5.4: Vergleich von Netzimpedanzmessgeräten: Oben: entwickelter Messstromgenerator, unten: EWS120 von der Firma Haag ($Z_{LN}/2$); gleitender Mittelwert über fünf benachbarte Frequenzpunkte; Messort 2

gestellten Gerät die reine Leitungsimpedanz Z_L bestimmt (vergl. Kapitel 2.1).

Die Schrittweite der einzelnen Frequenzstützpunkte vom EWS 120 betragen bis 2,5 kHz: 3,125 Hz, bis 5 kHz: 6,25 Hz, bis 10 kHz: 12,5 Hz und bis 20 kHz: 25 Hz. Die Schrittweite der Frequenzstützpunkte des eigenen Gerätes wurde im Bereich der Resonanzstellen auf 2 Hz und in dem gesamten anderen Bereich auf 25 Hz eingestellt. Bei beiden Messungen wurde jeweils nur ein Messdurchlauf für die Auswertung herangezogen. Durch mehrere Messungen ist es möglich, unerwünschtes Rauschen durch Mittelwertbildung zu reduzieren.

In der Abb. 5.4 sind die Ergebnisse dargestellt. Die Rohdaten sind gepunktet und der gleitende Mittelwert als Linie dargestellt. Es ist erkennbar, dass beide Geräte den Impedanzverlauf näherungsweise identisch wiedergeben. Jedoch sind die Messdaten des EWS 120 deutlich stärker verrauscht. So sind die Resonanzstellen durch die Blindleistungskompensationseinrichtung ($f_F = 350$ Hz) und die eingefügten Saugkreise ($f_{R1} = 4,3$ kHz und $f_{R2} = 8,2$ kHz) nur durch ihre Kenntnis eindeutig identifizierbar.

5.4 Netzimpedanzmessungen

Im Folgenden werden unterschiedliche Netzimpedanzmessungen mit dem realisierten Messsystem vorgestellt und die Ergebnisse mit den vorhandenen Netzeratzschaltbilddaten diskutiert. Als Grundlage für die Messungen diente das Niederspannungsnetz der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel. Das Netz ist schematisch in Abb. 5.11 dargestellt und im Kapitel 5.4.4 näher beschrieben.

Am Ende des Abschnittes werden anhand des bekannten Netzaufbaus Rückschlüsse auf die Netzimpedanz gezogen. Weiterhin wird sich zeigen, dass die Impedanz im oberen Frequenzbereich vor allem durch die am Netz angeschlossenen Verbraucher beeinflusst wird.

5.4.1 Impedanzverlauf über einen Monat

Die Abb. 5.5 zeigt exemplarisch den Verlauf der Netzimpedanz über einen Monat in Falschfarbendarstellung. Vorteil dieser Darstellung ist es, dass kleine Unterschiede der Impedanz im zeitlichen Verlauf gut erkannt werden können. Die Messung erfolgte über einen Zeitraum von 5 Wochen. Dabei war der erste Tag ein Werktag, dem vier zusammenhängende Feiertage folgten. Die anschließende Woche besaß wiederum vier Werktage. Anschließend folgte ein Wechsel von Wochenende à zwei Tagen und fünf Werktagen.

Wird der Verlauf der Impedanzen über die einzelnen Tage verglichen, so ist eine Wiederholung von bestimmten Impedanzverläufen erkennbar. Diese sind den einzelnen Tagtypen - Werktag (Tag), arbeitsfreier Tag (Tag) und Nacht - zuzuordnen. So ist für die Werktage ein niedriger Realteil der Impedanz auszumachen. An den arbeitsfreien Tagen und in den Nachtstunden steigt der Realteil der Impedanz an. Weiterhin sind im zeitlichen Verlauf breitbandige Impedanzänderungen im Bereich $f > 1$ kHz am 5., 7., 8. und 11. vorhanden. Die Last, die diese starke Impedanzänderung auslöste, konnte nicht eindeutig ermittelt werden. Jedoch besaß die Last eine, das Netz stark beeinflussende Filtereinrichtung. Im unteren Frequenzbereich ($f < 2$ kHz) sind Änderungen vom 27.-29.4. und 2.-3.5. zu erkennen. An diesen Tagen wurde die Kompensationsleistung der Blindleistungskompensation manuell verändert. Aus dieser Langzeitmessung werden im Folgenden wichtige charakteristische Punkte vorgestellt und anhand dieser die unterschiedlichen Netzzustände beschrieben.

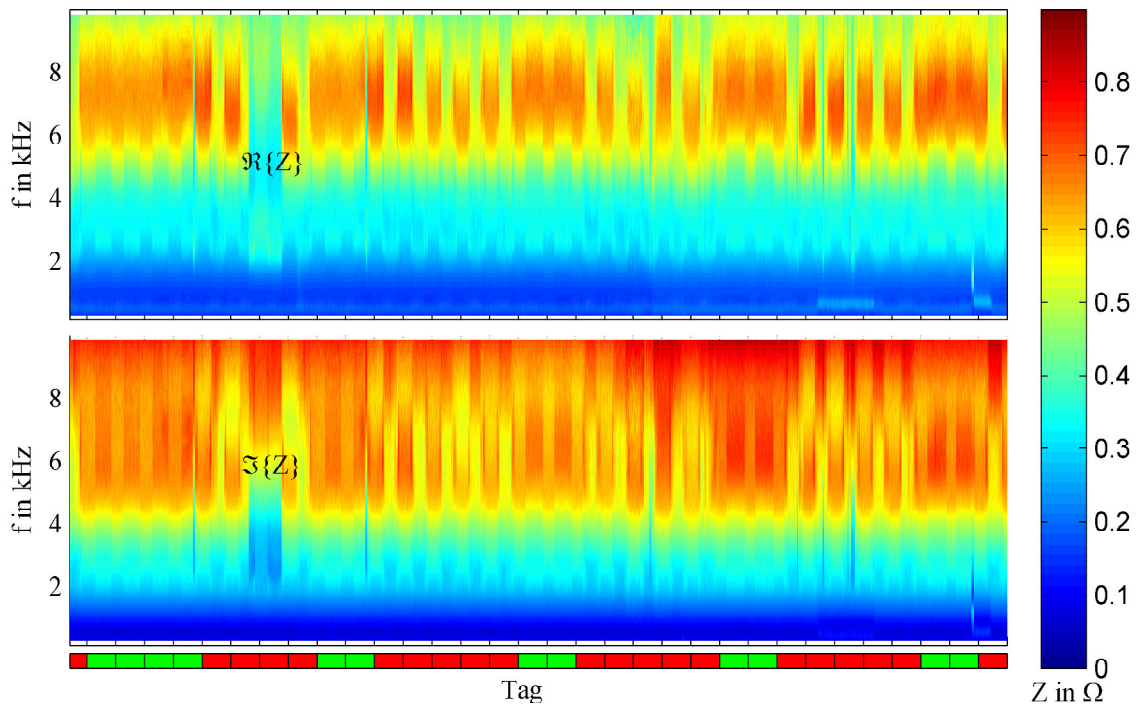


Abb. 5.5: Impedanzverlauf über einen Zeitraum von 35 Tagen: Unterer Balken: Werktage - rot, arbeitsfreie Tage - grün; Mitternacht bei Marker; oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Netzimpedanz in Falschfarbendarstellung; Messzeitraum 1.4. - 4.5.2010; 4654 Messungen; $\Delta f = 10$ Hz; Messort 1

Mittelwert der Langzeitmessung

Die Abb. 5.6 stellt den zeitlichen Verlauf der Mittelwerte der Impedanzmessung aus Abb. 5.5 dar. Zusätzlich sind die Standardabweichung und die min/max-Werte aller Impedanzkurven dargestellt. Die Schwankungen im unteren Frequenzbereich ($f < 2$ kHz) sind durch die unterschiedlichen Stufen der Blindleistungskompensationsanlage zu erklären. Da der Wert der Blindleistungskompensation nur an vier Tagen geändert wurde, ist die Standardabweichung in diesem Bereich gering. Der Verlauf der Maximalwerte gibt in diesem Frequenzbereich eindeutig die Resonanzfrequenzen der Kompensationsanlage wieder. Ausführlich werden die Gründe im nächsten Abschnitt diskutiert.

Aufgrund der unterschiedlichen Netzzustände und der daraus resultierenden starken Impedanzänderungen nimmt ab einer Frequenz von ($f > 2$ kHz) die Standardabweichung zu. Diese Netzzustände unterscheiden sich dadurch, dass verschiedene Geräte mit unterschiedlicher Leistung am Netz angeschlossen sind. Gemeinsam ist den meisten Geräten, dass diese über Netzfilter verfügen. Diese

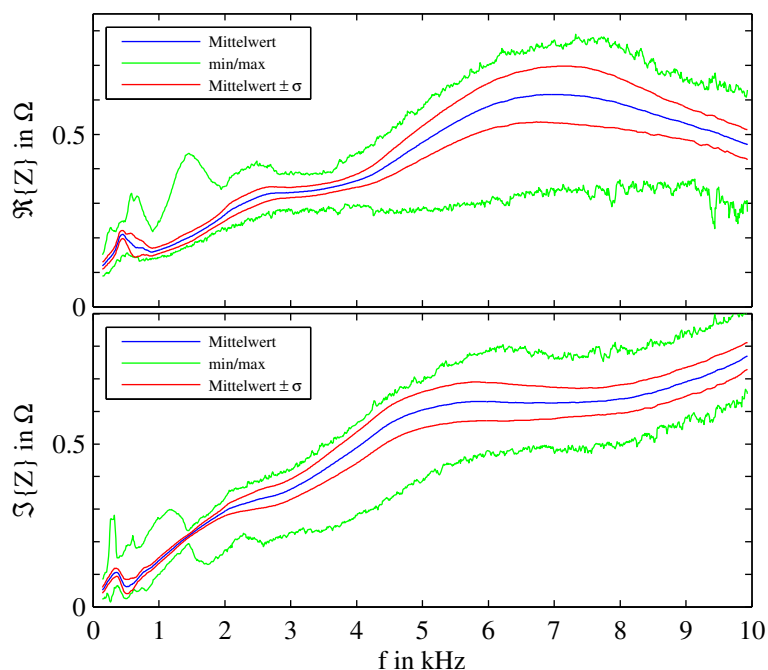


Abb. 5.6: Impedanzverlauf eines Zeitraums von 35 Tagen: oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Netzimpedanz; Messzeitraum: 1.4. - 4.5.2010 mit 4654 Messungen, $\Delta f = 10$ Hz; Messort 1; Darstellung der Mittelwerte, Standardabweichung σ sowie die Einhüllende (min/max) der Impedanz

Netzfilter bilden zusammen mit der Netzimpedanz einen Hochpass und wirken ab der Grenzfrequenz als Kurzschluss. Resultierend daraus wird die Impedanz ab der Resonanzfrequenz bei steigender Anzahl an Verbrauchern mit großen Netzfiltern geringer.

Zeitliche Zuordnung der Impedanzverläufe

Wird nun exemplarisch ein Ausschnitt der Abb. 5.5 mit dem Umfang von einer Woche dargestellt, so sind die einzelnen, tageszeitbedingten Schwankungen zu erkennen (siehe Abb. 5.7). Deutlich erkennbar ist ein nahezu identischer Impedanzverlauf an den beiden Wochenendtagen. Die Schwankung des Impedanzverlaufes ist in den Nächten gering. Um diese Aussagen zu verifizieren, sind die Mittelwerte der Verläufe mit der dazugehörigen Standardabweichung in der Abb. 5.8 dargestellt. Dabei wurde den zeitlichen Verläufen der Abb. 5.7 drei Zustände - Nacht, Werktag (Tag) und Wochenende (Tag) - zugeordnet. Die Übergangsbereiche zwischen den Zuständen wurden nicht betrachtet. Beim Impedanzverlauf am Wochenende (Tag) beträgt die maximale Standardabweichung $\sigma = 14$ m Ω . Daraus lässt sich schlussfolgern, dass während dieser Zeit

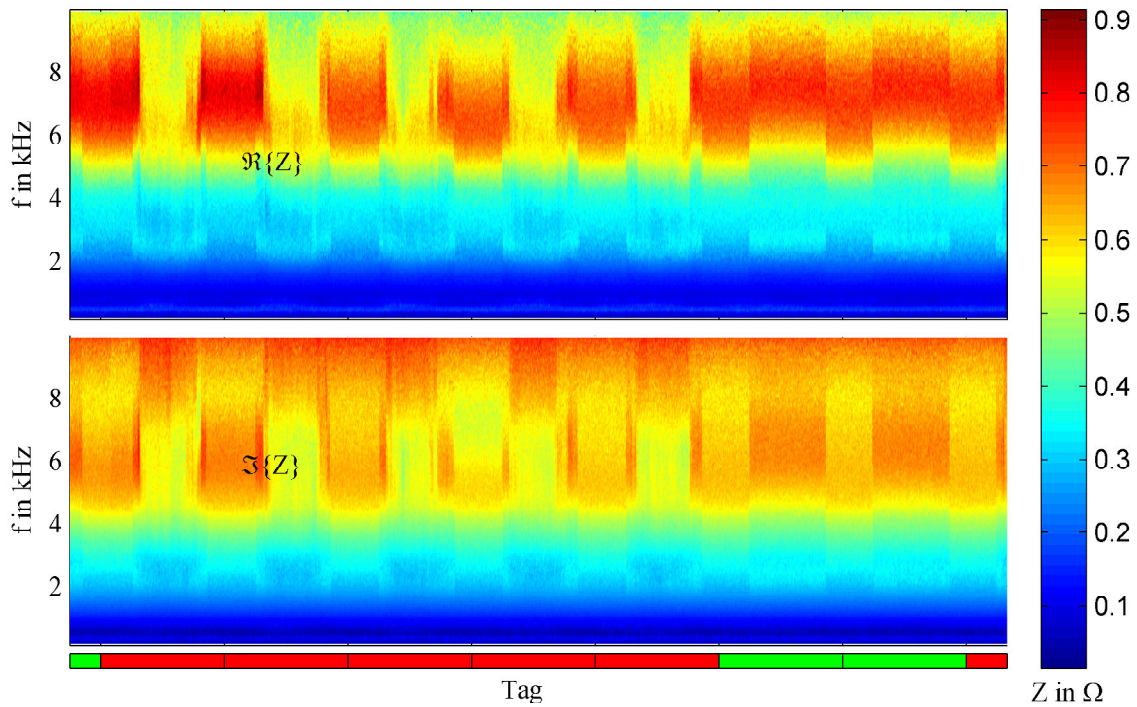


Abb. 5.7: Impedanzverlauf einer Woche: Unterer Balken: Werktage - rot, arbeitsfreie Tage - grün; Mitternacht bei Marker; oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Netzimpedanz in Falschfarbendarstellung; Messzeitraum 12.4. - 19.4.2010; 1058 Messungen; $\Delta f = 10$ Hz; Messort 1

keine große Änderung der Netzeigenschaften erfolgte. Dies ist darauf zurückzuführen, dass diese Zeit außerhalb der allgemeinen Arbeitszeit lag. Weiterhin zeigt dieser Bereich, dass bei einem sich nicht ändernden Netz sehr gut reproduzierbare Messergebnisse nachgewiesen werden können. Dies bestätigt, dass das aufgebaute Netzimpedanzmessgerät verlässliche und reproduzierbare Ergebnisse liefert.

Beim Vergleich der Impedanzverläufe vom Wochenende (Tag) mit denen in der Nacht ist bei diesen ein ähnlicher Verlauf erkennbar. Ein Unterschied besteht darin, dass bei dem nächtlichen Verlauf die Resonanzstelle bei $f = 2,5$ kHz sehr gering bzw. gar nicht vorhanden ist. Ursache hierfür ist vermutlich, dass Verbraucher (z.B. Klimatisierung der Gebäude) nur tagsüber in Betrieb sind. Durch das Fehlen der Kompensation der Geräte verschiebt sich auch die Resonanzstelle bei $f = 7$ kHz. Bei dem Impedanzverlauf für Werktage (Tag) fällt auf, dass der Realteil der Impedanz bei Frequenzen $f > 4$ kHz um bis zu $R = 150$ m Ω geringer ist als bei den Verläufen der Nacht und dem Wochenende (Tag). Erklärbar ist dies durch die große Anzahl von parallelgeschalteten Verbrauchern, die alle

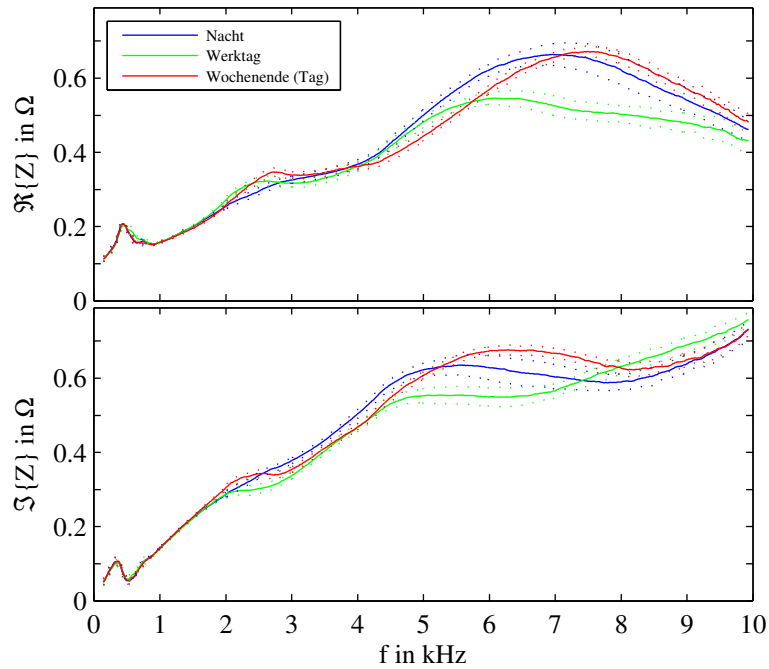


Abb. 5.8: Impedanzverläufe einer Woche: Oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Netzimpedanz; Unterteilung in Werktag (Tag), Nacht und Wochenende (Tag); Messzeitraum: 12.4. - 19.4.2010; Messungen pro Werktag $n = 273$, Nacht $n = 448$, Wochenende (Tag) $n = 174$; $\Delta f = 10$ Hz; Messort 1.; Standardabweichung σ in gepunkteter Darstellung

für sich einen einzelnen Hochpass ergeben und somit das Netz mit dem eigenen Innenwiderstand ab der sich ergebenden Resonanzfrequenz kurzschließen. Durch die Parallelschaltung reduziert sich dieser Anteil weiter. Weiterhin ändern sich durch die einzelnen Hochpässe die Strompfade und somit auch die wirksame Induktivität, die sich im Imaginärteil der Impedanz widerspiegelt. Weiter ist aus der Abb.5.8 zu erkennen, dass sich im unteren Frequenzbereich von $f < 2$ kHz ein identischer, zeitlich unabhängiger Verlauf ergibt. In dem Bereich von $f = 9 \dots 10$ kHz ist für die Impedanz die Annäherung an einen gemeinsamen Wert erkennbar.

Zusammenfassend konnten anhand dieser Messungen das Auftreten von zeitlichen Impedanzänderungen vor allem im Bereich $f = 2 \dots 9$ kHz nachgewiesen werden. Weiterhin wurden Eigenarten der Änderung der Netzimpedanz vorgestellt. Anhand der nahezu identischen Verläufe am Wochenende konnte die Reproduzierbarkeit der Messungen verdeutlicht werden.

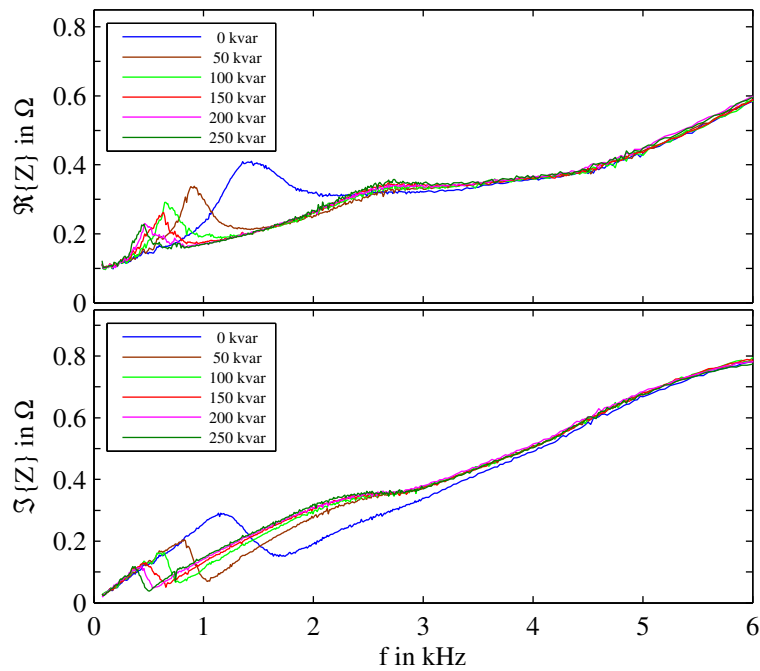


Abb. 5.9: Netzimpedanz in Abhängigkeit der Blindleistungskompensation: Oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Netzimpedanz; Messort 1; Messungen bei Kompensationsstufe $n_{0\text{kvar}} = 29$, $n_{50\text{kvar}} = 23$, $n_{100\text{kvar}} = 16$, $n_{150\text{kvar}} = 27$, $n_{200\text{kvar}} = 31$, $n_{250\text{kvar}} = 16$, $\Delta f = 10\text{ Hz}$

5.4.2 Einfluss der Blindleistungskompensation

Wie im Kapitel 7.1.4 erläutert, sind im Netz Blindleistungskompensationsanlagen vorhanden, deren Einfluss auf die Netzimpedanz im Folgenden näher betrachtet werden soll. Hierzu wurde eine im Niederspannungsnetz vorhandene Kompensationsanlage genutzt, mit der die Kompensationsleistung von $Q = 0$ bis 250 kvar stufenweise änderbar ist. Abb. 5.9 stellt die Netzimpedanz bei unterschiedlichen Stufen der Blindleistungskompensation dar. Die entsprechenden Daten der Kompensationsanlage sind in der Tab. 7.5 zusammengefasst. Es ist zu erkennen, dass sich die Real- und Imaginärteile der Impedanz unabhängig von der Kompensationsstufe den gleichen Asymptoten annähern. Weiterhin ist der Abb. 5.9 zu entnehmen, dass die Resonanzfrequenz, die durch die Kompensationseinrichtung hervorgerufen wird, in einem Bereich von 400 Hz – 1 kHz liegt. Bei ausgeschalteter Kompensation verschiebt sich die Resonanzstelle auf 1,5 kHz. Dies deutet darauf hin, dass eine zusätzliche Kompensationseinrichtung im Netz vorhanden ist. Problematisch kann diese Verschiebung der Resonanzstellen für angeschlossene Stromrichter mit niedriger Schaltfrequenz werden, da

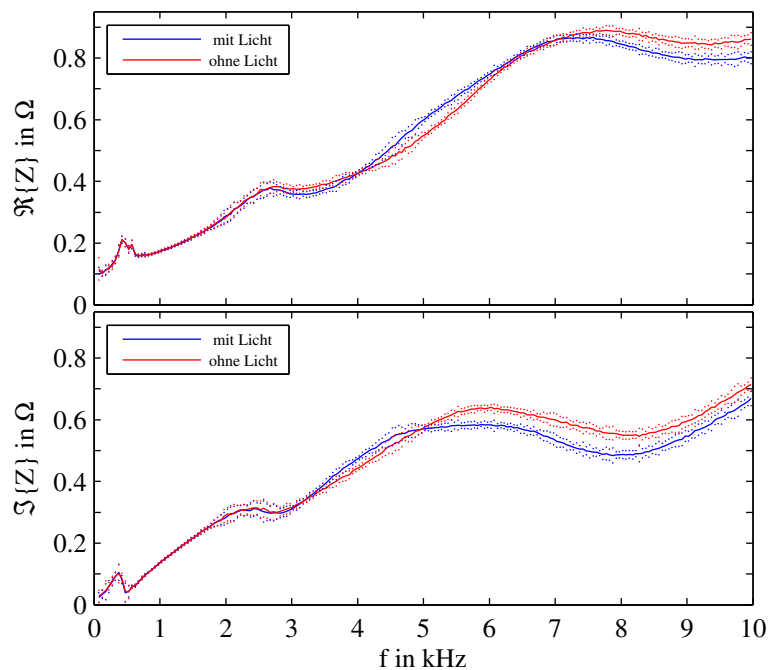


Abb. 5.10: Einfluss der Beleuchtung auf die Netzimpedanz: Oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Netzimpedanz; Anzahl der Messungen mit Licht $n_1 = 70$, ohne Licht $n_2 = 68$; Messort 1; $\Delta f = 50$ Hz; $\sigma < 14$ m Ω ; Standardabweichung gestrichelt dargestellt

diese das Netz in diesem Frequenzbereich anregen. So kann es zu Instabilitäten im Netz sowie zu einer Überlastung der Kompensationsanlage kommen.

5.4.3 Einfluss der Beleuchtung

In nahezu jedem Büro- und Industriegebäude ist ein Großteil der Beleuchtung mit Vorschaltgeräten ausgestattet. Der Einfluss dieser Beleuchtungseinrichtungen auf die Netzimpedanz wird im Folgenden messtechnisch untersucht. Hierzu wurden Messungen mit und ohne eingeschalteter Beleuchtung mit einer Leistung von 8 kW (gesamte Beleuchtung des Gebäudes B) durchgeführt. Das Ergebnis der Messung ist in der Abb. 5.10 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass sich die Resonanzstelle bei $f = 7$ kHz frequenzmäßig verringert. Durch die zusätzlichen Kapazitäten im Filter der Vorschaltgeräte reduziert sich der Realteil der Impedanz im oberen Frequenzbereich. Durch die gemessene Impedanzänderung werden die Filterinduktivitäten durch einen Strom mit einer Frequenz $f > 3$ kHz belastet und in mechanische Schwingungen versetzt. Dies äußert sich durch Erwärmung der Induktivität und eine störende Geräusentwicklung.

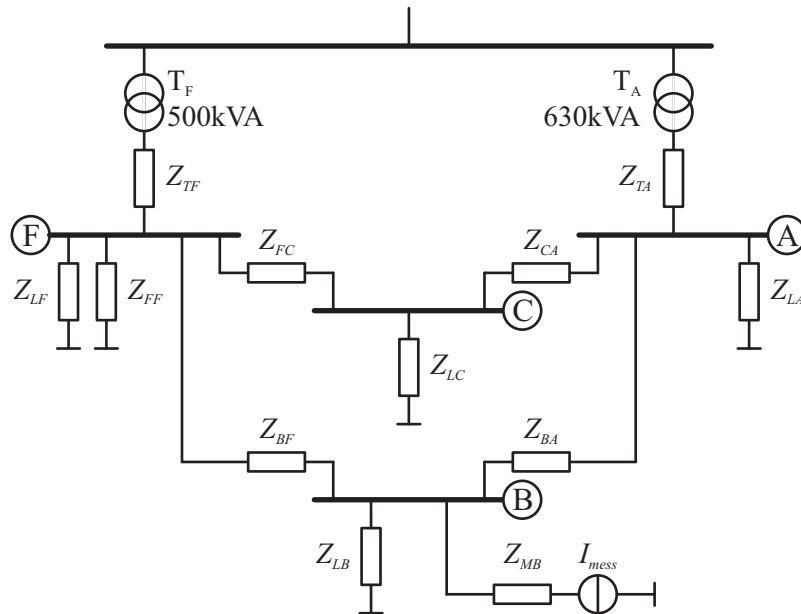


Abb. 5.11: Netzstruktur des Niederspannungsnetzes am Messpunkt: Sammelschienen A, B, C, F ; Leitungsimpedanzen zwischen den Sammelschienen L_{xy} ($x, y = A, B, C, F$); zusammengefasste Verbraucher je Sammelschiene Z_{Lx} ; Messstromgenerator I_{mess} an Sammelschiene B ; Frequenzabhängigkeit der Impedanzen Z wird vorausgesetzt

5.4.4 Bestimmung der Netzparameter

Wie im Kapitel 2 erläutert, ist die Netzimpedanz von den Parametern des Energienetzes und deren gegenseitiger Beeinflussung abhängig. Anhand von Netzimpedanzmessungen sollen in diesem Unterkapitel exemplarisch die Netzparameter eines weitestgehend bekannten Netzes hergeleitet werden. Die Abb. 5.11 gibt einen groben Überblick über die Netzstruktur der Technischen Fakultät Kiel. Der Übergabepunkt der Stadtwerke ist ein Mittelspannungsanschluss mit einer Spannung von 10 kV. Diese Spannung wird über zwei Transformatoren (T_A und $T_F - u_K \approx 0,06$) mit einer Gesamtleistung von 1,13 MVA auf die Niederspannungsebene transformiert. Die Transformatoren befinden sich an unterschiedlichen Orten auf dem Gelände. Jeder Transformator versorgt je eine Sammelschiene (A und F). Diese Sammelschienen sind über zwei weitere Sammelschienen (C und B) miteinander verbunden. Jede Sammelschiene versorgt eine Vielzahl von unterschiedlichen Verbrauchern auf dem Gelände. Diese sind zu je einem Verbraucher je Sammelschiene Z_{Lx} (mit $x = A, B, C, F$) zusammengefasst. Weiterhin ist an der Sammelschiene F eine Blindleistungskompensationseinrichtung Z_{FF} installiert. Die Impedanzen zwischen den Sammelschienen symbolisieren die Verbindungsleitungen mit ihren induktiven sowie ohmschen Anteilen. Der

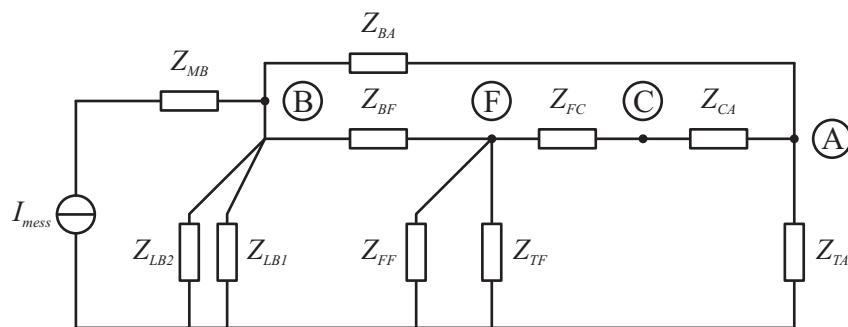


Abb. 5.12: Vereinfachtes Oberschwingungsersatzschaltbild des Netzes: nach Abb. 5.11

Messstromgenerator ist über die Impedanz Z_{MB} mit der Sammelschiene B verbunden. Die Daten der Transformatoren und der Leitungen sind in den Tabellen 7.1, 7.3 und 7.4 angegeben und stellen aufgrund der ungenauen Kenntnis der Kabelführung und Leitungslängen nur Näherungswerte dar. Weiterhin konnte die Kurzschlussimpedanz der Transformatoren aufgrund von fehlenden Datenblättern nicht bestimmt werden, so dass auf Herstellerangaben von ähnlichen Transformatoren zurückgegriffen wurde.

Die Abb. 5.11 kann in das Netzs Oberschwingungsersatzschaltbild Abb. 5.12 überführt werden. Dazu werden die folgenden Punkte vorausgesetzt:

- Vernachlässigung aller Grundschiwingungskomponenten
- Keine Spannungsquellen bei den betrachteten Messfrequenzen
- Vernachlässigung des Oberschwingungsverhaltens an den Sammelschienen A, C und F ($\nu Z_{Lx} \cong \infty$ mit $\nu > 500$ Hz und $x = A, C, F$) durch Leitungsimpedanzen
- Unterteilung des Oberschwingungsanteils der Impedanz Z_{LB} in eine Parallelschaltung der Impedanzen Z_{LB1} und Z_{LB2}

In Abb. 5.13 ist ein exemplarischer Netzimpedanzverlauf dargestellt. Der frequenzabhängige Verlauf kann in vier Frequenzbereiche unterteilt werden, jeweils getrennt durch die drei im Netz vorhandenen Resonanzstellen ($f_{R1} \approx 620$ Hz, $f_{R2} \approx 2,7$ kHz und $f_{R3} \approx 7,6$ kHz). Den einzelnen Bereichen kann eine effektive Induktivität nach Glg. (5.7) zugeordnet werden. Diese sind in der Abb. 5.13 als Asymptoten mit

$$X_x(f) = 2\pi f \cdot L_x \tag{5.7}$$

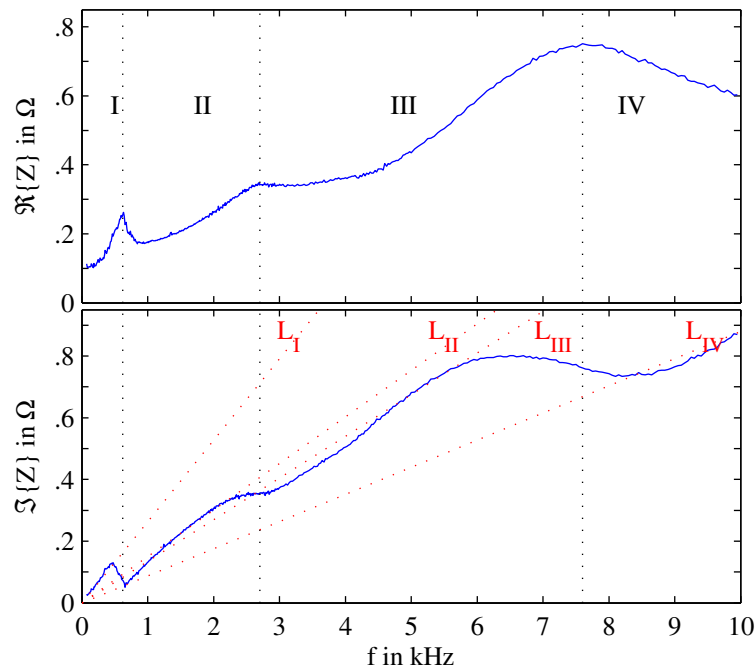


Abb. 5.13: Netzimpedanz unterteilt in vier Frequenzbereiche: Oben: Realteil, unten: Imaginärteil der Netzimpedanz; Frequenzbereiche x durch senkrechte gepunktete Linien dargestellt; Andeutung der unterschiedlichen wirksamen Induktivitäten L_x durch Schräge (rot) gepunkteten Linien im unteren Teil; $x = I, II, III, IV$; Blindleistungskompensationsstufe 3

als gestrichelte Linie dargestellt. Werden die einzelnen effektiven Induktivitäten mit der Netzstruktur aus Abb. 5.11 und Abb. 5.12 verglichen, so ist es möglich, einen Hauptstrompfad den entsprechenden Frequenzen zuzuordnen. Dies geschieht durch die Analyse und Vergleich der wirksamen Induktivität mit denen aus den Netzdaten bekannten Werten der einzelnen Induktivitäten. Dazu werden im Folgenden die einzelnen Bereiche genauer betrachtet und die entsprechenden Parameter hergeleitet. Dabei wird davon ausgegangen, dass in den einzelnen Bereichen nur induktive Verbraucher wirken. Dies bedeutet, dass die Kapazitäten außerhalb der Resonanzfrequenz (Bereichsübergang) als Kurzschluss oder hochohmiger Widerstand wirken. Weiterhin wird angenommen, dass zwischen den Punkten A und F im Bereich der Grundschwingung kein Stromfluss stattfindet und somit die Impedanzen Z_{FC}, Z_{CA} für die Betrachtung vernachlässigt werden können.

Bereich I

Dieser Bereich beschreibt den Frequenzabschnitt, der auch für die Grundschwingung wirksam ist. Die Induktivität setzt sich aus den Leitungsinduktivitäten

und den Streuinduktivitäten der Transformatoren zusammen. Die Induktivität des Mittelspannungsnetzes kann durch das hohe Übersetzungsverhältnis des Transformators vernachlässigt werden. Weiterhin werden die Lastimpedanzen parallel zum Transformator vernachlässigt ($Z_{LF} \gg Z_{TF}$, $Z_{LA} \gg Z_{TA}$). Messtechnisch erfasst wurde eine Induktivität von $L_I = 40 \mu\text{H}$. Der theoretisch zu erwartende Wert lässt sich mit den Netzparametern wie folgt bestimmen:

$$L_I = L_{MB} + ((L_{BA} + L_{TA}) \parallel (L_{BF} + L_{TF})). \quad (5.8)$$

\parallel entspricht dem Wert der Parallelschaltung.

Bereich II

Die wirksame Induktivität in diesem Bereich beträgt $L_{II} = 22 \mu\text{H}$. Die Blindleistungskompensationseinrichtung beschreibt mit den Leitungsinduktivitäten eine Resonanzstelle. Ab dessen Resonanzfrequenz wirkt diese Kompensationseinrichtung als Kurzschluss, der durch die internen Widerstände der Kondensatoren und Anschlussleitungen begrenzt wird. Die Induktivität entspricht nun der Parallel-/Reihenschaltung der Leitungsinduktivitäten.

$$L_{II} = L_{MB} + ((L_{BA} + L_{CA} + L_{FC}) \parallel L_{BF}) \quad (5.9)$$

Aus der Resonanzfrequenz $f_1 = 620 \text{ Hz}$ lässt sich nach

$$f_{R1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{II} C_{II}}} \quad (5.10)$$

die Kapazität der Kompensationseinrichtung bestimmen zu $C_{II} = 3 \text{ mF}$.

Bereiche III und IV

Die beiden Bereiche III und IV sind durch das Verhalten der am Netz angeschlossenen Verbraucher gekennzeichnet. Die Resonanz entsteht durch die Filtereinrichtungen der Geräte und deren Anschlussinduktivität. Die Kapazitäten können keinen spezifischen Verbrauchern zugeordnet werden. Es ist jedoch möglich, diese zu einer Gesamtkapazität zusammenzufassen. Der genaue Ort dieser Geräte ist nicht bestimmbar. Dennoch ist aufgrund der Induktivitäten eine Abschätzung möglich, an welchen Sammelschienen die Verbraucher ange-

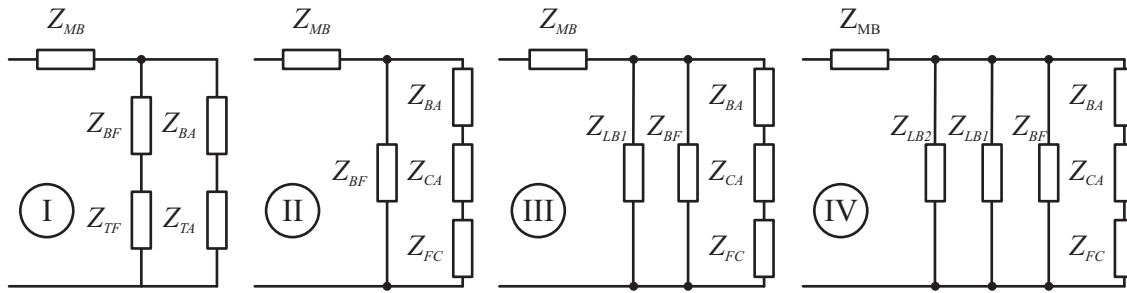


Abb. 5.14: Ersatzschaltbilder der unterschiedlichen Frequenzbereiche: Unterteilt in Bereiche I, II, III und IV

geschlossen sind. Die gemessene Induktivität im Bereich III beträgt $L_{III} = 21,5 \mu\text{H}$ und entspricht der Ersatzschaltung bestehend aus

$$L_{III} = L_{MB} + ((L_{BA} + L_{CA} + L_{FC}) \parallel L_{BF} \parallel L_{LB1}). \quad (5.11)$$

Durch den Vergleich der leitungsgebundenen Induktivitäten vom Messpunkt zu den einzelnen Sammelschienen A, C und F ist feststellbar, dass diese größer sind als die gemessene Induktivität. Dies lässt vermuten, dass der Hauptteil der wirksamen Oberschwingungsverbraucher an der Sammelschiene B angeschlossen ist. Durch die Resonanzfrequenz ist die Gesamtkapazität an der Resonanzstelle nach

$$C_{III} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot L_{III} \cdot f_{R2}^2} \quad (5.12)$$

zu $C_{III} = 160 \mu\text{F}$ bestimmbar.

Äquivalent lassen sich mit Glg. (5.13) und Glg. (5.14)

$$L_{IV} = L_{MB} + ((L_{BA} + L_{CA} + L_{FC}) \parallel L_{BF} \parallel L_{LB1} \parallel L_{LB2}) \quad (5.13)$$

$$C_{IV} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot L_{IV} \cdot f_{R3}^2} \quad (5.14)$$

die Induktivität und Kapazität zu $L_{IV} = 14 \mu\text{H}$ und $C_{IV} = 31 \mu\text{F}$ ermitteln.

In der Abb. 5.14 sind die einzelnen wirksamen Impedanzen den entsprechenden Frequenzbereichen zugeordnet. Durch diese Unterteilung und die anhand der Netzstruktur hergeleiteten Ersatzschaltbilder ist es möglich, eine Aussage über die Beeinflussung der Lasten an den entsprechenden Sammelschienen zu treffen.

Tab. 5.1: Vergleich der messtechnisch und rechnerisch bestimmten Parametern: (rechnerisch nicht bestimmbare Parameter durch „-“ gekennzeichnet)

Parameter		messtechnisch	rechnerisch
L_I	in μH	40	46
L_{II}	in μH	22	32
L_{III}	in μH	21,5	–
L_{IV}	in μH	14	–
C_{II}	in mF	3	3
C_{III}	in μF	160	–
C_{IV}	in μF	31	–

In der Tab. 5.1 sind die messtechnisch bestimmten Parameter der einzelnen Bereiche zusammengefasst und mit denen aus den Verkabelungs- und Installationsunterlagen gewonnenen Parametern (siehe Kapitel 7.1.5) verglichen. Die Parameter von L_{III} , L_{IV} , C_{III} , C_{IV} sind nicht ohne weiteres ermittelbar, da die Verbraucher und vor allem die Leitungen in diesem Bereich nicht mehr durch konzentrierte Elemente darstellbar sind. So ist für diese Betrachtung die genaue Kenntnis der auf die Länge verteilten kapazitiven Leitungsbeläge von Bedeutung. Weiterhin kommt, abhängig vom verwendeten Leitungstyp, ab einer Frequenz von $f > 1 \text{ kHz}$ der Skin-Effekt zum Tragen und beeinflusst die genaue Bestimmung der konzentrierten Elemente (vergl. Kapitel 7.1.3).

Zusammenfassend konnte in diesem Abschnitt nachgewiesen werden, dass für ein vermaschtes Niederspannungsnetz die messtechnisch bestimmten Parameter gut mit den rechnerisch ermittelten übereinstimmen. Bei diesem Vergleich ist zu beachten, dass die rechnerisch bestimmten Parameter über die Leitungslängen und den installierten Leitungstypen bestimmt wurden. Da die Längenangaben nicht nachgemessen und die zusätzlichen Impedanzen aufgrund von Anschlüssen und Sicherungen nicht berücksichtigt werden konnten, kann diese Berechnung als Näherungswert der Impedanz betrachtet werden.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Arbeit war es, einen neuartigen Messstromgenerator für die frequenzabhängige Netzimpedanzmessung zu entwickeln. Dazu wurden die folgenden Teilaufgaben umgesetzt:

- Vorstellung von möglichen Messverfahren zur Netzimpedanzbestimmung
- Auswahl des Messverfahrens mit monofrequenter Anregung des Netzes
- Vergleich von unterschiedlichen Regelungsverfahren für die Erzeugung eines monofrequenten Messstromes mit netzgebundenen Stromrichtern
- Beschreibung und Auslegung des Messstromgenerators als Prototyp
- Vorstellung und Interpretation von Ergebnissen der Netzimpedanzmessung

In der Arbeit wurden zahlreiche mögliche Messprinzipien zur Bestimmung der frequenzabhängigen Netzimpedanz erläutert und bewertet. Dies sind die Netzimpedanzbestimmung mittels mono- und polyfrequenter Anregung des Netzes sowie die Netzimpedanzbestimmung über das Schalten von Lasten und der Analyse über resonante Filter. Anhand des Vergleichs wurde ein Messverfahren vorgeschlagen, bei dem das Netz mit einem monofrequenten Signal angeregt wird. Dies hat den Vorteil, dass die gesamte Messleistung bei einer spektralen Komponente gebündelt ist und somit einen hohen Signal- Rauschabstand besitzt. Nachteilig an dieser Messmethode ist eine recht hohe Messdauer, da die Impedanz bei jedem einzelnen Frequenzpunkt separat bestimmt werden muss.

Für den Betrieb des Messstromgenerators am Netz ist es notwendig, die Grundschwingungskomponente des Stromes und den Messstrom zu regeln. Dazu wurden in der Arbeit zwei Regelungsverfahren vorgestellt. Nach gegenwärtigem Stand der Technik ist das am häufigsten eingesetzte Regelungsverfahren für netzgebundene Stromrichter die Regelung in Raumzeigerkoordinaten sowie die Pulsmustererzeugung mittels konstanter Schaltfrequenz. Bei der Analyse dieses Regelungsverfahrens wurde festgestellt, dass dieses für die Regelung des

Messstromgenerators nicht in Frage kommt. Dies ist darin begründet, dass die notwendige Bandbreite des Regelungssystems erst ab einer Schaltfrequenz von 100 kHz für Messfrequenzen bis 10 kHz stabil ist. Für das zweite vorgestellte Regelungsverfahren, der Hystereseregulation, wurde gezeigt, dass dies für den Einsatzzweck der Messstromerzeugung geeignet ist. Dieses Regelverfahren hat im Vergleich zum ersten Verfahren die Vorteile, dass ein Messstrom bei einer Frequenz von 10 kHz mit einer mittleren Schaltfrequenz von 33 kHz geregelt in das Netz eingepreßt werden kann. Die Verluste und der Verzerrungsanteil des Stromes sind im Vergleich geringer. Dies wurde anhand der analytischen Herleitung der Schaltfrequenz und des Verzerrungsstromes gezeigt und mittels Messungen an einem Versuchsstand verifiziert.

Ausgehend von der Hystereseregulation entstand ein Prototyp eines dreiphasigen Messstromgenerators unter Berücksichtigung der elektrischen Parameter des zu vermessenden Netzes. Die Entwicklung des Prototypens umfasste die Auslegung der Leistungselektronik, Sensorik und Ansteuerelektronik. Mittels eines FPGA-Systems wurde die Hystereseregulation für den Grundschwingungs- und Messstrom sowie die übergeordnete Zwischenkreisspannungsregelung erfolgreich umgesetzt. Für den Einsatz eines Stromrichters als Messstromgenerator sind spezielle Eigenschaften und Untersuchungen notwendig. Dies sind die durch den Messstrom verursachte schwankende Zwischenkreisspannung, der Spannungsabfall an den Filterinduktivitäten sowie die für eine hohe Schaltfrequenz notwendige Reduzierung der Zwischenkreisspannung durch eine Anpassung der Stromrichterausgangsspannung zur Netzspannung mittels eines Transformators. Für die notwendige hohe Schaltfrequenz des Gerätes wurde die maximale Zwischenkreisspannung auf 850 V festgelegt. Unter dieser Randbedingung und der maximalen frequenzabhängigen Amplitude des Messstromes wurde ein optimales Übersetzungsverhältnis des Transformators ausgewählt. Dabei wurde festgestellt, dass ein höherer Messstrom nur dann erreicht werden kann, wenn ein höherer Verzerrungsstrom oder eine höhere Schaltfrequenz zugelassen werden. Alternativ ist es mithilfe einer mehrstufigen Stromrichter-topologie möglich, die Spannungsbelastung der Halbleiter zu reduzieren und hierdurch eine höhere Zwischenkreisspannung zu erreichen. Für die thermische Auslegung wurde das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter im Prototyp untersucht.

Zum Test des Messverfahrens der monofrequenten Anregung des Netzes wurden Beispielmessungen durchgeführt. Mit diesen wurde nachgewiesen, dass der

Messstromgenerator in Verbindung mit der Messtechnik die Netzimpedanz im Bereich von 65 Hz bis 10 kHz mit einem Fehler kleiner 10 mΩ bestimmen kann. Weiterhin wurde das hier vorgestellte Messsystem mit einem käuflich zu erwerbenden Gerät verglichen. Dabei wurden die besseren Eigenschaften aufgrund des Messverfahrens des hier vorgestellten Gerätes bestätigt.

Anhand von Messungen in einem Beispielnetz wurde gezeigt, dass das Messverfahren in Verbindung mit dem hier vorgestellten Messstromgenerator sehr gute, reproduzierbare Messergebnisse liefert. Mit diesen Ergebnissen war es möglich, die entscheidenden Netzparameter zu bestimmen und die Funktion einer Blindleistungskompensationsanlage zu beurteilen und dessen Einfluss auf nichtlineare Lasten zu bewerten. Weiterhin wurde exemplarisch der Einfluss einer Beleuchtungsanlage auf die Netzimpedanz beschrieben. Damit ist es auch möglich, eine negative Beeinflussung von Geräten durch im Netz vorhandene Oberschwingungen zu bestimmen sowie mit den gewonnenen Messergebnissen Netzurückwirkungen zu identifizieren und zu beurteilen.

Mit dem in dieser Arbeit vorgestellten Messstromgenerator ist es zukünftig möglich, frequenzabhängige Netzimpedanzmessungen an unterschiedlichen Standorten zu bestimmen. Mit den so gewonnenen Ergebnissen ist eine Quantifizierung der Netzbeeinflussung von leistungselektronisch betriebenen Geräten möglich.

Weiterhin ist es denkbar, die Messdauer durch eine angepasste Messtechnik zu reduzieren und die Messqualität weiter zu verbessern. Dies erfolgt bereits in nachfolgenden Arbeiten. So wurde u.a. durch eine Differenzmessung die Messqualität weiter verbessert.

Als nächster Schritt ist die Übertragung dieses Konzeptes auf die Mittelspannungsebene, in der Energieerzeuger sowie Verbraucher großer Leistung installiert sind, notwendig. Bei diesem Schritt muss die Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter und die resultierende Schaltfrequenz mit den daraus resultierenden Verlusten genauer untersucht werden.

7 Anhang

7.1 Beschreibung des Netzes

7.1.1 Elektrische Netze der Energieübertragung

Elektrische Netze dienen der Übertragung von elektrischer Energie vom Erzeuger zum Verbraucher. Je nach Art der Anwendung erfolgt diese Übertragung in unterschiedlichen Spannungsebenen. Eine typische Struktur des Energienetzes ist in der Abb. 7.1 dargestellt. Als Beispiel sind in den einzelnen Spannungsebenen verschiedene Verbraucher und Erzeuger zu erkennen. Diese besitzen unterschiedliche Eigenschaften in Bezug auf deren sich ändernde Leistungsaufnahme und deren Oberschwingungsverhalten. Die Spannungsebenen sind:

- **Hochspannungs- bzw. Höchstspannungsnetz**

Spannungen über 45 kV werden als Hochspannung bezeichnet, wobei für Spannungen ab 220 kV auch die Bezeichnung Höchstspannung gebräuchlich ist. Hochspannungsnetze dienen der Übertragung elektrischer Energie über große Distanzen. Ihr Vorteil besteht in den geringen elektrischen Verlusten, denen als Nachteil der hohe Aufwand für die Isolation gegenübersteht. Durch die Norm [58] ist festgelegt, dass die Spannung im Höchstspannungsnetz konstant und Oberschwingungsfrei (${}^hU_{HS}/{}^1U_{HS} < 0,5\%$ für $h > 1$) sein muss.

- **Mittelspannungsnetz oder regionales Verteilnetz**

Als Mittelspannung wird eine Übertragungsspannung zwischen 1 kV und 45 kV bezeichnet. Mittelspannungsnetze dienen der Versorgung von größeren Verbrauchern sowie als Einspeisepunkte für Niederspannungsnetze.

- **Niederspannungsnetz oder lokales Verteilnetz**

Eine Übertragungsspannung von bis zu 1 kV wird als Niederspannung bezeichnet. Niederspannungsnetze dienen der Feinverteilung von elektrischer Energie an Endverbraucher mit geringem Leistungsbedarf wie zum

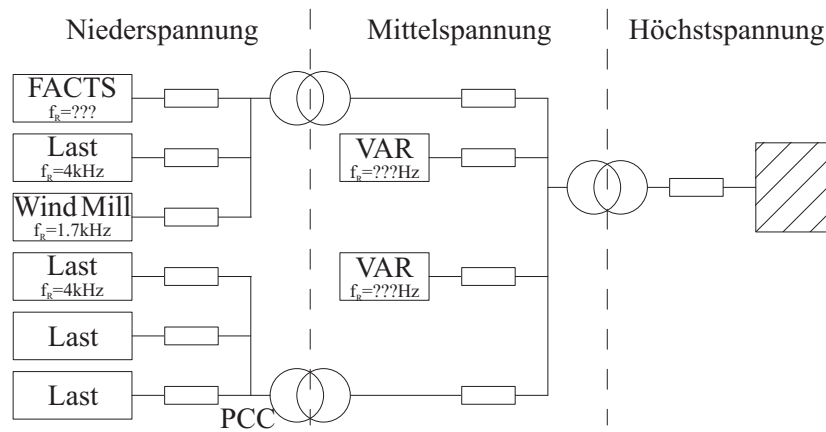


Abb. 7.1: Struktur des Energienetzes: Darstellung der Spannungsebenen und exemplarische Verbraucher mit deren Anschlussimpedanzen, PCC - Netzanschlusspunkt

Beispiel Haushalte. Ihr Vorteil liegt im vergleichsweise geringen Isolationsbedarf und ihr Nachteil in hohen Leitungsverlusten. Eine Übertragung über weitere Strecken ist daher auf diesem Spannungsniveau nicht sinnvoll.

Im Folgenden werden zunächst die wichtigsten Elemente des Übertragungsnetzes mit deren Einfluss auf die Netzimpedanz beschrieben. Dies sind die als konstant angenommene Spannungsquelle im Höchstspannungsnetz, die für die Übertragung und Verteilung notwendigen Transformatoren und Leitungen sowie die am Netz angeschlossenen Verbraucher. Für die Betrachtung wird von einem symmetrischen, dreiphasigen Netz ausgegangen, so dass die Elemente durch deren einphasiges Ersatzschaltbild dargestellt werden können.

7.1.2 Die Netzspannung am Verknüpfungspunkt

Der Anschlusspunkt (*point of common coupling* PCC) in Abb. 7.1 stellt den Verknüpfungspunkt zwischen einem Verbraucher und dem Energienetz dar. Die an diesem Punkt vorliegende Netzspannung ist von der gesamten Netzstruktur abhängig und kann nicht als konstant und Oberschwingungsfrei angenommen werden. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass der PCC im Niederspannungsnetz vorliegt. Die als konstant angenommene Spannung des Höchstspannungsnetzes wird über Transformatoren auf Niederspannungsniveau transformiert. Diese Transformatoren und die Leitungen bilden in der Summe die Netzimpedanz Z_N . Durch den Energiebedarf/Stromfluss wird an dieser Impedanz ein Spannungsabfall hervorgerufen. Laut Norm darf der Betrag der Spannungsänderung der Grundschwingung und damit auch die Spannung am Anschlus-

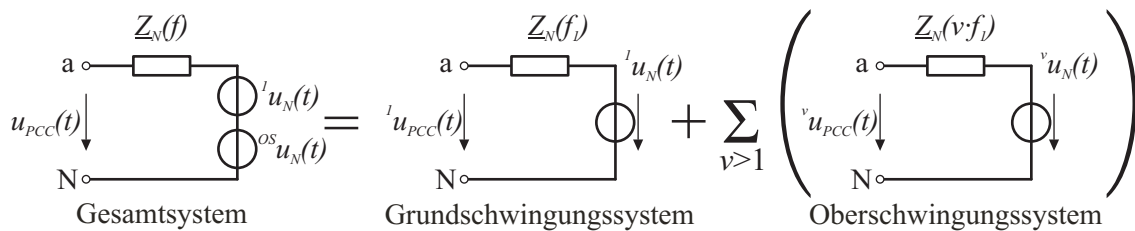


Abb. 7.2: Unterteilung der Spannung: Aufteilung in Grundschwingungs- ${}^1u(t)$ und Oberschwingungssystem ${}^{OS}u(t) = \sum {}^v u(t)$

spunkt $u_{PCC}(t)$ maximal $\pm 10\%$ vom Nennwert abweichen [44]. Gleichzeitig entstehen durch die im Netz vorhandenen Oberschwingungsströme, auf die später noch genauer eingegangen wird, weitere Spannungsabfälle bei den Oberschwingungsfrequenzen. Diese Spannungsabfälle werden für die folgenden Betrachtungen als zusätzliche Spannungsquellen ${}^{OS}u_N(t)$ angesehen. Die Abb. 7.2 unterteilt diese Spannungsquellen in die Grundschwingungskomponente und in die Oberschwingungskomponenten.

7.1.3 Übertragungsmedien im Netz

Auf dem Weg vom Erzeuger zum Verbraucher wird elektrische Energie mehrmals durch Transformatoren umgespannt: von der im Mittelspannungsbereich liegenden Generatorspannung zur Übertragung auf die wirtschaftlichere Hochspannung, dann zur Feinverteilung wieder herunter auf Mittelspannung und Niederspannung. Die Verbindung zwischen den Transformatoren erfolgt über Überlandleitungen bzw. Erdkabel, die entsprechend der Spannungsebene und der Strombelastung ausgelegt sind. Im folgenden Abschnitt werden die Eigenschaften von Drehstromtransformatoren und Leitungen der Energieübertragung kurz vorgestellt und diskutiert.

Transformatoren

Die folgenden Größen charakterisieren Transformatoren:

- Nennleistung S_N
- Primärspannung U_P
- Sekundärspannungen U_S
- prozentuale Kurzschlussspannung u_k
- Leerlaufverluste
- Kurzschlussverluste

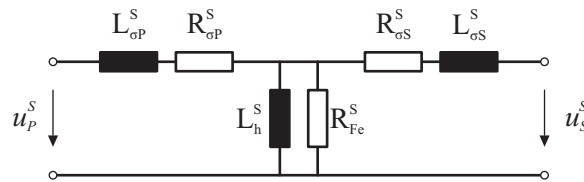
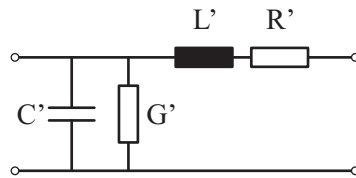


Abb. 7.3: Transformatorersatzschaltbild: einphasige Darstellung; Parameter auf die Sekundärseite des Transformators bezogen

Anhand dieser Kennwerte ist es möglich, die in der Abb. 7.3 enthaltenen Ersatzschaltbildparameter für die Grundschnwingungsfrequenz zu bestimmen. Der hochgestellte Index S bezeichnet den auf die Sekundärseite bezogenen Parameter. $L_{\sigma P}^S$ und $L_{\sigma S}^S$ beschreiben die Streuinduktivitäten sowie $R_{\sigma P}^S$ und $R_{\sigma S}^S$ den ohmschen Widerstand der Primär- und Sekundärwicklungen. L_h^S wird als Hauptinduktivität des Transformators bezeichnet und ist für die Magnetisierung verantwortlich. Sättigungseffekte, die die Induktivität des Transformators reduzieren, treten bei einem zu hohen Strom auf. Unter der Annahme, dass der Transformator maximal bei Nennleistung betrieben wird, können diese Effekte vernachlässigt werden. Weiterhin existieren kapazitive Kopplungen zwischen den Wicklungen sowie zwischen den Wicklungen und Erde. Diese Kapazität beträgt bei Hochspannungsanwendungen 3 – 20 pF [59] und bei Niederspannungsanwendungen 20 – 60 pF [60]. Aufgrund der Größenordnung können diese für die betrachteten Frequenzbereiche vernachlässigt werden. Durch das magnetische Wechselfeld im Transformator entstehen Hysteres- und Wirbelstromverluste, welche zu den Eisenverlusten zusammengefasst werden. Da diese Verluste von der Frequenz des Wechselfeldes abhängig sind, ist auch der Eisenwiderstand R_{Fe}^S frequenzabhängig. Für die Bestimmung der frequenzabhängigen Impedanz sind hauptsächlich die Streuinduktivitäten $L_{\sigma}^S = L_{\sigma P}^S + L_{\sigma S}^S$ und die Leitungswiderstände $R_{\sigma}^S = R_{\sigma P}^S + R_{\sigma S}^S$, sowie der Eisenwiderstand R_{Fe}^S von Bedeutung. Allgemeine Eigenschaften von typischen, im Netz vorhandenen Transformatoren und die Herleitung der Parameter sind im Kapitel 7.1.5 dargestellt.

Leitungen

Leitungen werden für die Übertragung der Energie über weite und kurze Entfernungen verwendet und besitzen, abhängig von ihren Einsatzbedingungen, sehr unterschiedliche Eigenschaften. Im Allgemeinen werden diese durch ihren Widerstands- R' , Induktivitäts- L' , Kapazitäts- C' , Admittanzbelag G' sowie ihre Länge l charakterisiert (vergl. Abb. 7.4). Für Leitungen des Energienetzes sind längenbezogene Daten im Kapitel 7.1.5 angegeben. Nach [61] liefert eine Model-

Abb. 7.4: Leitungsersatzschaltbild: homogenes Γ -Glied, Länge l .

lierung einer Leitung mit einer Länge von $l = 1,7$ km mit einem einzigen Γ -Glied korrekte Ergebnisse bis etwa 2 kHz. Für die durchgeführten Betrachtungen genügt es, die gesamte Leitung als eine konzentrierte Leitung zu verwenden, weil die betrachteten Leitungen eine Länge von 140 m nicht überschreiten.

Frequenzabhängige Änderung des Leiterwiderstandes

Der zeitlich veränderliche Leiterstrom erzeugt ein magnetisches Feld, welches eine Spannung im Leiter induziert. Nach der Lenz'schen Regel ist der entstehende Induktionsstrom dem verursachenden Strom entgegen gerichtet. Dies führt zu einer Erhöhung der Stromdichte zum Leiterrand hin. Dies wird als Skin-Effekt bezeichnet. Die Breite dieses Bereiches, die Skin-Tiefe δ , lässt sich folgendermaßen berechnen:

$$\delta = \frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}. \quad (7.1)$$

(σ -elektrische Leitfähigkeit; μ -Permeabilität; f -Frequenz)

Diese Gleichung beschreibt die Dicke des Kreisringes, der bei Gleichstrom den gleichen Widerstand besitzt, wie der Volldraht infolge des Skin-Effektes bei der Frequenz f . Die Starkstromleitungen des Netzes besitzen einen Querschnitt von 25 – 185 mm². Diese bestehen aus einzelnen, elektrisch nicht voneinander isolierten Leitern geringen Querschnittes. Somit kommt der Skin-Effekt über den gesamten Durchmesser zum tragen. Der Gesamtdurchmesser liegt näherungsweise in einem Bereich von 2,8 – 7,6 mm. Wird dieser Durchmesser mit der Glg. (7.1) verglichen, so ist ab einer Frequenz von 1 kHz eine Vergrößerung des Widerstand durch den Skin-Effekt erkennbar. Da der Skin-Effekt für alle „dicken“ Leitungen gilt, tritt dieser im gleichen Maße auch bei gewickelten Bauteilen wie Transformatoren und Spulen auf. Durch die Verwendung von Litze, die aus vielen von einander isolierten Leitern besteht, kann der Skin-Effekt reduziert werden. Dies ist für spezielle Einsatzzwecke, wie die verwendeten induktiven Bauelemente (Filterinduktivität und Transformator), notwendig.

Eisenverluste/Kernverluste

Die in der Energietechnik und Leistungselektronik verwendeten Spulen oder Transformatoren bestehen meistens aus einem magnetisch leitfähigen Kern. Dieser schließt den magnetischen Kreis zwischen den einzelnen Wicklungen. Die Kernverluste sind abhängig von dem Material des Kernes und der Frequenz, mit der sich das Magnetfeld im Kern ändert. Der physikalische Hintergrund ist, dass jedes magnetische Material bei der Ummagnetisierung eine Hystereseschleife besitzt. Diese Hysterese entsteht durch die Blochwandverschiebung im Inneren des Materials. Die für die Blochwandverschiebung notwendige Energie entspricht den Kernverlusten und beträgt im Mittel:

$$\bar{p}_K = f \cdot \oint H \cdot dB. \quad (7.2)$$

(Frequenz f , der magnetischen Flussdichte B und ~Feldstärke H)

Weitere Verluste, die im Kern auftreten, sind die Wirbelstromverluste, die durch das Magnetfeld induzierte Wirbelströme hervorgerufen werden. Durch die Verwendung von dünnen, voneinander isolierten Blechen des Kernes können diese Verluste reduziert werden. Ein solcher Kern wird als Schnittbandkern bezeichnet. Die Wirbelstromverluste sind somit von den Bauteilparametern (μ_A - Permeabilität, ρ_E - spezifischer Widerstand), der Blechdicke d_E sowie der Frequenz und Amplitude des Magnetfeldes abhängig [41]:

$$\bar{p}_W = \frac{\mu_A}{12\rho_E} \cdot d_E^2 \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2. \quad (7.3)$$

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die ohmschen Verluste von Leitungen, Transformatoren und Spulen nichtlinear mit der Frequenz ansteigen. Die Induktivität von Bauteilen ändert sich, wenn das Bauteil außerhalb des Nennbereiches verwendet wird.

7.1.4 Nichtlineare Lasten im Netz

In Energieversorgungsnetzen entstehen durch den Einsatz von Verbrauchern mit nichtlinearer Strom-Spannungscharakteristik oder durch periodisches Ein- und Ausschalten des Stromes Stromoberschwingungen. Diese rufen an den Netziimpedanzen Spannungsoberschwingungen hervor, sodass im realen Fall im Netz nie eine ideale, rein sinusförmige Netzspannung vorliegt. Die Auswirkungen

derartiger Oberschwingungsbelastungen können vielfältig sein. So treten bei Betriebsmitteln mit frequenzabhängigen Impedanzen, wie z.B.: Drehstrommotoren, Transformatoren oder Kondensatoren, erhöhte Verluste auf. Fehlfunktionen von Rundsteueranlagen oder auch Fehlabschaltungen von Schutzorganen sind weitere mögliche Konsequenzen. Um ein Verständnis der Oberschwingungserzeugung zu erlangen, werden im Folgenden Oberschwingungserzeuger vorgestellt. Generell lassen sich folgende Definitionen in Verbindung mit Oberschwingungen in Energieversorgungsnetzen treffen:

- **Grundschwingung**

Das ist jener Signalanteil der mit der Netzfrequenz f_1 auftritt.

- **Harmonische Oberschwingungen**

In diese Kategorie fallen all jene Signalanteile, die mit einem ganzzahligen Vielfachen der Netzfrequenz ($h \cdot f_1$) auftreten. Dabei gibt h die Ordnungszahl der Oberschwingung an. Die Analyse von harmonischen Oberschwingungen erfolgt meist nur bis zu einer Ordnungszahl $h = 50$ ($f = 2,5$ kHz).

- **Zwischenharmonische**

Dies sind Signalanteile mit Frequenzen, die nicht einem ganzzahligen Vielfachen der Netzfrequenz entsprechen.

- **Subharmonische/Flicker**

Darunter fallen alle jene Signalanteile, die eine Frequenz unter der Netzfrequenz f_N aufweisen.

- **Oberschwingungen im Bereich 2 kHz – 9 kHz**

- **Funktörspannungen im Bereich 9 kHz – 30 MHz**

Im Wesentlichen werden periodisch gesteuerte Lasten als die Hauptverursacher von Oberschwingungen dargestellt. Periodisch gesteuerte Lasten sind im Allgemeinen Stromrichterschaltungen, also leistungselektronisch gesteuerte Verbraucher. Dies sind in diesem Zusammenhang keine „nichtlinearen Verbraucher“, da es sich in den meisten Fällen um lineare Lasten handelt, die durch leistungselektronische Bauteile (angenähert durch ideale Schalter) geschaltet werden. Die wichtigsten periodisch gesteuerten Lasten werden im Folgenden näher erläutert.

Diodengleichrichter und netzgeführte Stromrichter

Das nichtlineare und daraus resultierende Oberschwingungsverhalten der Diodengleichrichter und netzgeführten Stromrichter ist durch deren Pulszahl p unterteilbar. So besitzt ein Zweiweg-Gleichrichter die Pulszahl $p = 2$ und ist vor

allen in Geräten geringer Leistung verbreitet. Für mittlere und große Leistungen von einigen Kilowatt aufwärts wird die Dreiphasenwechselspannung aus dem Stromnetz über 6- und 12-pulsige Stromrichterbrücken gleichgerichtet.

Im Allgemeinen entstehen bei Diodengleichrichtern und netzgeführten Stromrichtern harmonische Oberschwingungen der Ordnungen $h = n \cdot p \pm 1$ mit $n = 1,2,3\dots$ [40]. Da der Strom nur in einem Teil jeder Halbschwingung fließt, entsteht weiterhin ein Phasenversatz zwischen Spannung und Strom und somit Blindleistung.

Selbstgeführte Stromrichter

Selbstgeführte Stromrichter werden u.a. auch als aktive Gleichrichter und Pulswechselrichter bezeichnet. Diese zeichnen sich idealerweise dadurch aus, dass diese einen Grundschwingungsstrom dem Netz entnehmen oder einspeisen können. Dabei ist die Phasenlage des Grundschwingungsstromes in Grenzen frei wählbar. Weiterhin erzeugt ein Stromrichter Oberschwingungsströme bei einem Vielfachen der Schaltfrequenz. Diese ist bei den meisten Stromrichtern konstant. Diese Oberschwingungen sind je nach der Größenordnung der Schaltfrequenz den Zwischenharmonischen, den Oberschwingungen (2 – 9 kHz) und/oder den Funkstörspannungen zuzuordnen. Die genaue Funktion eines Stromrichters und dessen Ansteuerung und Regelung wurde bereits in den Kapiteln 3 und 4 beschrieben.

Die im Energienetz entstehenden Oberschwingungen und Blindleistungen dürfen die Spannungsqualität des Netzes idealerweise nicht beeinträchtigen. Aus diesem Grunde sind im Energienetz Kompensationseinrichtungen und Filter vorhanden. Deren Aufgabe ist es, den Blindleistungsbedarf des Energienetzes sowie eine Stromsenke für die Oberschwingungsströme zur Verfügung zu stellen. Diese Betriebsmittel sind über das gesamte Energienetz verteilt und idealerweise bei den Oberschwingungsverursachern und den Blindleistungserzeugern angeordnet.

Blindleistungskompensation

Durch den induktiven Anteil in z.B. Transformatoren, Motoren, Leitungen und Beleuchtungseinrichtungen kommt es zu einem induktiven Blindleistungsbedarf und somit zu einem erhöhten Stromfluss auf den Leitungen. Sinnvoll ist es, diese Blindleistung lokal, beim Verursacher, zu kompensieren. Dazu werden im Energienetz Blindleistungskompensationseinrichtungen installiert. Die Auslegung der zu installierenden Kapazität ist abhängig von der zu kompensieren-

sierenden Blindleistung [62]. Teilweise werden Induktivitäten den Kondensatoren parallelgeschaltet. Dadurch wird eine übermäßige Belastung der Kompensationseinrichtung durch Oberschwingungen verhindert [63]. Die Induktivität und die Kapazität bilden gemeinsam einen Reihenschwingkreis mit der Resonanzfrequenz $f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Diese Resonanzfrequenz muss unterhalb kritischer Oberschwingungen liegen. Typische Resonanzfrequenzen von Blindleistungskompensationsanlagen sind $f_R = 135 \text{ Hz}, 190 \text{ Hz}, 215 \text{ Hz}$ [64].

Oberschwingungskompensation

Zur Reduzierung der harmonischen Oberschwingungen werden üblicherweise Saugkreise, bestehend aus LC-Filtern, eingesetzt. Deren Resonanzfrequenz ist auf eine Harmonische der Netzfrequenz abgestimmt [65].

Weiterhin existieren auf Stromrichtern basierte Kompensationsanlagen. Diese erzeugen einen Oberschwingungsstrom, dessen Phasenlage dem Oberschwingungsstrom des Verursachers entgegengesetzt ist.

Netzfilter

Das Netzfilter ist eine elektrische Schaltung, die die Beeinflussung von einem elektronischen Gerät durch das Energienetz begrenzt sowie die Störungen in das Energienetz durch das Gerät vermindert. Im Allgemeinen sind Netzfilter als Tiefpässe, bestehend aus Induktivitäten und Kondensatoren, umgesetzt.

Rundsteueranlagen

Rundsteuersignale werden zur Fernsteuerung von Einrichtungen in elektrischen Netzen verwendet und stellen eine Quelle von zwischenharmonischen Spannungen dar. Rundsteueranlagen werden in einem Frequenzbereich von 100 Hz bis 1,5 kHz betrieben [66]. Diese gewünschten Oberschwingungen dürfen durch keine anderen Oberschwingungserzeuger gestört werden.

7.1.5 Netzdaten

Als Grundlage für die Betrachtung der Netzdaten dient die Hochspannungsebene (110 kV) mit einer typischen Kurzschlussleistung 8 GVA [67]. Nach [68]

sind durch die Kurzschlussleistung des Netzes die Reaktanz und daraus die Induktivität des Netzes wie folgt bestimmbar:

$$|X|_{KS,110kV} \approx \frac{1,1U_{nN}^2}{S_k''} = \frac{1,1(110kV)^2}{8GVA} = 1,66 \Omega \quad (7.4)$$

$$L_{KS,110kV} = \frac{|X|_{KS,110kV}}{2\pi f_1} = 5,3 \text{ mH}. \quad (7.5)$$

Durch die Transformation der Kurzschlussimpedanz der Hochspannungsebene auf die Mittelspannung (10 kV) ergibt sich eine Kurzschlussinduktivität von

$$L_{KS110kV \rightarrow 10kV} = \frac{L_{KS,110kV}}{i_{110kV \rightarrow 10kV}^2} = 44 \mu\text{H} \quad (7.6)$$

$$L_{KS110kV \rightarrow 400V} = \frac{L_{KS,110kV}}{i_{110kV \rightarrow 400V}^2} = 0,07 \mu\text{H}. \quad (7.7)$$

Die Streuinduktivität L_σ von Netztransformatoren (Hochspannung - Mittelspannung und Mittelspannung - Niederspannung) lässt sich wie folgt bestimmen:

$$L_\sigma \approx \frac{u_K \cdot U_N^2}{S_{Nenn}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_1}. \quad (7.8)$$

U_N bezeichnet den zu beziehenden Spannungslevel mit der Frequenz f_1 .

Wird diese Induktivität mit der eines Mittelspannungstransformators (25 MVA) $L_{\sigma,MS} = 1,3 \text{ mH}$ verglichen, so kann die Innenimpedanz des Hochspannungsnetzes aufgrund der Größenordnung vernachlässigt werden.

Tab. 7.1: Typische Eigenschaften von Transformatoren [69]:

Transformatorleistung S_N	u_K	wirksame Induktivität L_σ bezogen auf die	
		Mittelspannung	Niederspannung
Hochspannung (110 kV) - Mittelspannung (10 kV)			
2 MVA	0,06	9,5 mH	15 μ H
10 MVA	0,07	2,2 mH	3,6 μ H
25 MVA	0,10	1,3 mH	2 μ H
80 MVA	0,14	0,5 mH	0,9 μ H
Mittelspannung (10 kV) - Niederspannung (400 V)			
100 kVA	0,04		203 μ H
400 kVA	0,04		40 μ H
630 kVA	0,04		32 μ H
630 kVA	0,06		48 μ H
1000 kVA	0,06		31 μ H
2500 kVA	0,06		12 μ H

Tab. 7.2: Typischen Eigenschaften von Kabeln und Leitungen [61]:

Nennspg. kV	Art der Leitung	Leitung	R'_B Ω/km	L'_B mH/km	C'_B nF/km	I A
10 kV	Gürtelkabel	3x120mm ² Cu	0,181	0,30	480	290
20 kV	Mantelkabel	3x150mm ² Cu	0,158	0,37	440	325
20 kV	Kabel	3x	0,5	0,48	223	325
20 kV	Kabel	3x	0,25	0,48	223	325
20 kV	Freileitung	95 Al	0,310	1,15	10	340
30 kV	Freileitung	95/12 Al/St	0,320	1,17	10	350
110 kV	Freileitung	240/40 Al/St	0,120	1,24	9	645
220 kV	Freileitung	2x240/40Al/St	0,060	0,95	12	1290
380 kV	Freileitung	3x380/50Al/St	0,025	0,83	14	2520

Tab. 7.3: Typische Eigenschaften von Niederspannungskabeln [70, 71]:

Nennquerschnitt mm ²	X'_L m Ω /km	L'_L μ H/km	R'_L Ω /km	Kabelaufbau Anzahl x mm ²
25	82	261	0,727	7x2,13
35	79	251	0,524	7x2,52
120	73	232	0,153	37x2,03
185	73	232	0,099	37x2,52

Tab. 7.4: Installierte Kabel auf dem Gelände der Fakultät:

Verbindung Ort	Typ	Länge m	L_L μH	R_L $\text{m}\Omega$
Z_{FC}	NYY 3x185/95	50	12	5
Z_{CA}	NYY 3x185/95	140	32	14
Z_{FB}	NYY 4x120/70	140	33	21
Z_{AB}	NYY 4x120/70	110	26	17
Z_{BK}	35mm ²	32	8	20

Tab. 7.5: Daten der Blindleistungskompensationsanlage:

Stufe	Strom A	Leistung kvar	Kapazität mF
0	25	0	0
1	50	50	1
2	150	100	2
3	225	150	3
4	305	200	4
5	380	250	5

7.2 Halbleitereigenschaften

Im folgenden Abschnitt werden der Aufbau, die prinzipielle Funktionsweise sowie grundlegende Eigenschaften von aktuellen, für den Messstromgenerator in Frage kommenden Leistungshalbleitern kurz vorgestellt. Dazu werden verschiedene aktive und passive Leistungshalbleiter erläutert, diskutiert und die Verlustleistungen bestimmt. Für eine detaillierte und ausführliche Beschreibung der Leistungshalbleiter wird auf die entsprechende Literatur verwiesen.

Im Allgemeinen können Leistungshalbleiter nach aktiven und passiven Leistungshalbleitern unterschieden werden. Aktive Leistungshalbleitern besitzen die Eigenschaft, bei dem Anliegen einer Steuerspannung, einen Stromfluss in Vorwärtsrichtung zu ermöglichen. Beim Nichtanliegen der Steuerspannung ist der Stromfluss blockiert, und der Leistungshalbleiter kann eine positive Sperrspannung aufnehmen. Bei den passiven Leistungshalbleitern wird der Stromfluss durch das Überschreiten einer Schwellenspannung erreicht. Liegt an einem Leistungshalbleiter eine negative Spannung an, befindet sich dieser im Rückwärtsbetrieb und ist im Allgemeinen nicht leitfähig. Die maximal zulässige negative Spannung wird als maximale Sperrspannung bezeichnet.

7.2.1 Leistungshalbleitertypen

IGBT

Ein Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode (*insulated-gate bipolar transistor*, kurz IGBT) ist ein aktives Halbleiterbauelement, das in der Leistungselektronik, speziell in dreiphasigen Stromrichtern, zum Einsatz kommt. IGBTs kombinieren einen n-Kanal MOSFET und einen pnp-Bipolartransistor in einem Bauelement und ermöglichen eine fast leistungslose Ansteuerung.

Vorwärtsbetrieb: Der IGBT zeichnet sich durch einen spannungsgesteuerten Schalteingang (Gate) aus. Überschreitet die Steuerspannung U_{GE} die Schwellenspannung $U_{GE,th}$, gelangt der IGBT in den Durchlassbereich, d.h. es ist ein positiver Stromfluss vom Kollektor zum Emitter möglich. Ist die Steuerspannung U_{GE} kleiner als die Schwellenspannung $U_{GE,th}$, befindet sich der IGBT im Blockierbereich und kann Blockierspannung soweit aufnehmen, bis es zu einem Lawendurchbruch kommt und der IGBT zerstört wird. Typischerweise beträgt die Steuerspannung $U_{GE,on} = 15\text{ V}$ im eingeschalteten Zustand und $U_{GE,off} \leq 0\text{ V}$ im ausgeschalteten Zustand. Das Durchlassverhalten im eingeschalteten Zustand

wird durch den pnp-Transistor charakterisiert und entspricht dem Ausgangskennlinienverlauf einer Diode. Beim Abschalten eines IGBT muss die Diffusionsladung in den Bahngebieten des pnp-Transistors abgebaut werden (*Tailstrom*). Dies wirkt sich in einem verhältnismäßig langsamen Abfall des Stroms aus. Die damit verbundenen Verluste sind insbesondere bei höheren Taktfrequenzen zu berücksichtigen.

Rückwärtsbetrieb: Im Rückwärtsbetrieb ist der kollektorseitige pn-Übergang des IGBTs in Sperrrichtung gepolt. Somit ist kein Stromfluss möglich. Jedoch trägt die Rückwärtssperrfähigkeit heutiger Standard-IGBTs nur einige 10 V [49]. Diese Eigenschaft stellt für die hier betrachteten Stromrichter kein Problem dar, da über den IGBT entweder eine positive Spannung anliegt oder die Durchlassspannung der inversen Diode diesen Wert nicht überschreitet.

Leistungs-MOSFET

Ein Leistungs-n-Kanal-MOSFET (*metal oxide semiconductor field-effect transistor*) kann als ein spannungsgesteuerter Widerstand mit einem isolierten Gate (Schalt-eingang) betrachtet werden.

Vorwärtsbetrieb [72, 73]: Überschreitet die Steuerspannung u_{GS} die Schwellenspannung $U_{GS,th}$, bildet sich ein „Kanal“ zwischen *Source* und *Drain* aus. Da dieser Kanal nur aus n-leitenden Gebieten besteht, wird das Durchlassverhalten durch den entsprechenden Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ beschrieben. Durch das Fehlen der Raumladungszone werden in einem MOSFET keine Diffusionsladungen gespeichert. Somit lassen sich diese im Vergleich zu Bipolartransistoren wesentlich schneller abschalten [73]. Die Spannungsfestigkeit im ausgeschalteten Zustand wird über ein ausgedehntes und sehr niedrig dotiertes Drainbahngebiet erreicht. Überschreitet die *Drain-Source*-Spannung U_{DS} die Durchbruchspannung des pn-Überganges, so kommt es zu einem Sperrstrom aufgrund des Lawinendurchbruches (*avalanche*-Effekt). Wegen der großen Fläche der *Bulk-Drain*-Diode kann ein vergleichsweise hoher Sperrstrom in einem *avalanche*-festen MOSFET fließen, ohne dass diese Diode zerstört wird. Begrenzend wirkt hierbei die maximal zulässige Sperrschichttemperatur des MOSFETs. Vorteil von diesen ist, dass Überspannungen aufgrund von Streuinduktivitäten im Kommutierungskreis das Bauteil nicht zerstören.

Rückwärtsbetrieb: Durch den internen Aufbau des MOSFETs sind diese nur in *Drain-Source*-Richtung blockierfähig. Bei $u_{DS} < 0$ wird die *Bulk-Drain*-Diode leitend und der MOSFET zeigt ein Diodenverhalten. Die Diode kann dabei einen

Strom entsprechend dem maximal zulässigen Drainstrom des MOSFETs führen und besitzt eine sehr geringe Durchlassspannung. Aufgrund des großen pn-Überganges in der Diode ist in dieser eine hohe Ladung Q_{rr} gespeichert. Diese ist mindestens 10x größer als bei einer pin-Diode. Somit führt diese Speicherladung zu einer vergleichsweise hohen Rückstromspitze beim Abschalten der Diode.

Diode

Dioden sind passive Leistungshalbleiter, die die Eigenschaft haben, den Strom in eine Richtung passieren zu lassen und in der anderen Richtung als hochohmiger Widerstand zu wirken. Der Spannungsabfall an der Diode setzt sich im Durchlassbereich vereinfacht aus der Schwellenspannung und einem differentiellen Widerstand zusammen. In der Leistungselektronik sind größtenteils Si-pin-Dioden und seit einiger Zeit zunehmend auch SiC-Schottky-Dioden anzutreffen. Diese beiden werden im Folgenden vorgestellt.

Si-pin-Diode: Die pin-Diode (*positive intrinsic negative diode*) ist die am meisten verwendete Leistungsdiode. Sie ist ein elektronisches Bauelement, das ähnlich wie eine pn-Diode aufgebaut ist. Im Unterschied zu dieser befindet sich die p-dotierte Schicht nicht in direktem Kontakt zur n-dotierten Schicht, sondern es liegt eine annähernd undotierte intrinsische-Schicht dazwischen. Durch diese intrinsische Schicht vergrößert sich die Sperrspannung der Diode [73]. Gleichzeitig erhöht sich dadurch die in dieser Schicht gespeicherte Ladung, die beim Abschalten der Diode erst abgebaut werden muss, bevor Sperrspannung aufgenommen werden kann. Auf diesen *reverse-recovery*-Prozess wird später noch genauer eingegangen.

SiC-Schottky-Diode: Eine Schottky-Diode ist in der Elektronik eine spezielle Diode, welche keinen pn-Übergang, sondern einen Metall-Halbleiter-Übergang besitzt. Die Grenzfläche zwischen Metall und Halbleiter bezeichnet man als Schottky-Kontakt. Die SiC-Schottky-Diode hat den Vorteil, dass sie bei gleicher Sperrspannung eine sehr viel geringere Speicherladung als eine Si-pin-Diode besitzt. Hierdurch fällt der *reverse-recovery*-Prozess bei der SiC-Schottky-Diode nahezu vernachlässigbar aus. Aufgrund der Eigenschaften von SiC lassen sich im Vergleich zu Si hohe Sperrspannungen bei gleichzeitig geringen Durchlassspannungen erzielen [39].

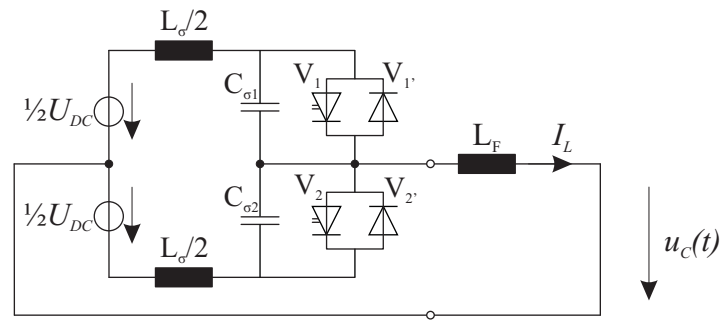


Abb. 7.5: Gleichstromsteller zur Beschreibung von Schaltvorgängen: mit konstanter Zwischenkreisspannung U_{DC} , Streuinduktivitäten L_σ im Kommutierungskreis, parasitäre Kapazitäten des Aufbaus und der Leistungshalbleiter C_σ , aktive Leistungshalbleiter $V_{1,2}$ mit deren antiparallelen Dioden $V'_{1,2}$; sowie Filterinduktivität L_F ; konstanter Laststrom I_L

7.2.2 Schaltverhalten von Leistungshalbleitern

Die Aufgabe und Funktion von Leistungshalbleitern kann vereinfacht am Beispiel eines Gleichstromstellers beschrieben werden. Dieser ist in Abb. 7.5 dargestellt und ist gleichzeitig ein Teil des verwendeten Stromrichters. V_1 und V_2 symbolisieren jeweils einen aktiven Leistungshalbleiter und V'_1 und V'_2 einen passiven Leistungshalbleiter. Die Induktivitäten L_σ sind die Summe der Streuinduktivitäten, die in den Verbindungen vom Zwischenkreis (U_{DC}) zu den Leistungshalbleitern vorhanden sind. Die Induktivität L_F ist im Stromrichterbetrieb für die Glättung des Stromes verantwortlich und hat hier die Aufgabe, den Strom während der Schaltvorgänge konstant zu halten. C_σ fasst die Kapazitäten der Leistungshalbleiter und des Aufbaus zusammen. Die Leistungshalbleiter können so geschaltet werden, dass der Strom durch die Induktivität L_F eine positive oder negative Orientierung annehmen kann. Im Stromrichtereinsatz entspricht dies im Mittel einem sinusförmigen Strom. Im Folgenden wird exemplarisch nur ein positiver Stromfluss betrachtet. Das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter soll hier nur kurz angerissen werden. Eine ausführliche Beschreibung ist u.a. in [23, 39, 74] zu finden. Der gesamte Ein- und Ausschaltvorgang ist vereinfacht in Abb. 7.6 dargestellt. Die Verzögerungen in den Schalthandlungen werden nicht betrachtet.

Einschalten: Zu Beginn der Betrachtung fließt der konstante Laststrom I_L durch die Diode V'_2 . Zum Zeitpunkt t_1 wird die Steuerspannung an den Schalteingang des Leistungshalbleiters angelegt. Zu diesem Zeitpunkt beginnt der Leis-

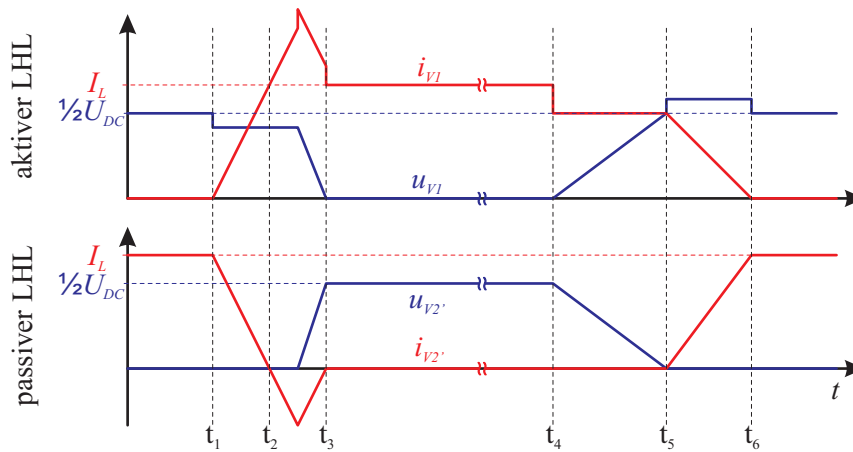


Abb. 7.6: Vereinfachter Schaltvorgang von Leistungshalbleitern: Aktiver (V_1) und passiver (V_2') Leistungshalbleiter mit deren Strom- I_{Vx} und Spannungsverläufen U_{Vx} ; Einschaltvorgang des aktiven Leistungshalbleiters im Zeitraum t_1 bis t_3 und Ausschaltvorgang im Zeitraum t_4 bis t_6

tungshalbleiter zu leiten und der Strom kommutiert von V_2' auf V_1 mit einer nahezu konstanten Stromänderung di/dt . Dieser Stromgradient erzeugt an den Streuinduktivitäten einen Spannungsabfall, so dass sich die Spannung an V_1 um diesen Betrag reduziert. Zum Zeitpunkt t_2 ist der Strom von V_2' Null und die Diode kann idealerweise Sperrspannung aufnehmen. Jedoch muss beim Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand die in der Diode gespeicherte Ladung Q_{RR} abgebaut werden. Sie bewirkt einen Stromfluss in Rückwärtsrichtung der Diode. Dieser Strom wird als *reverse-recovery*-Verhalten bezeichnet und ist auch im Strom von V_1 vorhanden. Wenn die *reverse-recovery*-Ladung Q_{RR} ihren maximalen Wert erreicht hat, nimmt die Diode mit einem konstanten dU/dt Sperrspannung auf. Durch diesen Spannungsgradienten werden auch die Kapazitäten C_σ umgeladen, so dass ein zusätzlicher Stromfluss durch V_1 auftritt. Nachdem V_2' die komplette Sperrspannung aufgenommen hat (Zeitpunkt t_3), ist der Einschaltvorgang beendet.

Ausschalten: Zu Beginn der Betrachtung fließt ein positiver Strom I_L durch V_1 . Wird nun die Steuerspannung am Schalteingang des Leistungshalbleiters weggeschaltet (Zeitpunkt t_4), so baut der Leistungshalbleiter zuerst seine Blockierspannung bis zum Wert der Zwischenkreisspannung auf und die Kapazitäten C_σ werden umgeladen. Dies spiegelt sich wieder in einen geringeren Stromfluss durch V_1 [49]. Zum Zeitpunkt t_5 wird die Diode V_2' in Durchlassrichtung betrieben und der Strom von V_1 kann fallen. Dies bewirkt wiederum einen Spannungsabfall an den Streuinduktivitäten, der im Verlauf als Überspannung

in u_{V1} sichtbar ist. Zum Zeitpunkt t_6 hat die Diode den kompletten Laststrom übernommen und der Kommutierungsvorgang ist abgeschlossen.

Halbleiterverluste

Im Folgenden werden die einzelnen auftretenden Verluste eines Leistungshalbleiters beschrieben. Dies erfolgt für einen beliebigen Leistungshalbleiter V_x . Unterschieden wird dabei in Schalt- und Durchlassverluste. Schaltverluste treten immer dann auf, wenn während einer Schalthandlung die Spannung und der Strom am Leistungshalbleiter ungleich Null sind. Zur einfacheren Bestimmung der Schaltverluste werden die zeitlichen Verluste einer Schalthandlung zu einer Schaltenergie durch deren Integration zusammengefasst. Die Integrationsgrenzen sind der Beginn und das Ende der Schalthandlung (vergl. Abb. 7.6).

$$E_{SW,on,x} = \frac{1}{t_3 - t_1} \int_{t_1}^{t_3} u_x(t) \cdot i_x(t) dt \quad \text{und} \quad E_{SW,off,x} = \frac{1}{t_6 - t_4} \int_{t_4}^{t_6} u_x(t) \cdot i_x(t) dt \quad (7.9)$$

Anhand dieser Gleichungen können später die Schaltverluste durch Multiplikation mit der Anzahl der Schalthandlungen je Sekunde bestimmt werden. Durchlassverluste treten immer dann auf, wenn der Leistungshalbleiter leitet und der Stromfluss durch den Leistungshalbleiter einen Spannungsabfall an diesem hervorruft.

$$p_{con,x}(t) = u_x(t) \cdot i_x(t) \quad (7.10)$$

In der Literatur wird bei einer genügend großen Schaltzahl ($f_S \gg f_N$) im Allgemeinen davon ausgegangen, dass während einer Schaltperiode der Momentanwert des Laststromes als konstant (\bar{i}) angesehen werden kann [49]. Weiterhin wird für die Bestimmung der Verlustleistung der Leistungshalbleiter vereinfachend davon ausgegangen, dass die Zwischenkreisspannung und die Temperatur im Leistungshalbleiter konstant sind. Weiterführende Betrachtungen und Herleitungen für die Bestimmung der Verluste in Leistungshalbleitern sind u.a. in [39, 49, 74–76] zu finden. Für die Verlustleistungsbestimmung ist es das Ziel, das Ausgangsverhalten der Leistungshalbleiter, welches aufgrund der physikalischen Eigenschaften vorgegeben ist, mathematisch in einem vorgegebenen Definitionsbereich zu beschreiben. Hierzu wird der allgemein gebräuchliche

Ansatz, die Approximation der Bauelementekennlinien durch eine Polynomgleichung der Form

$$y_{Pol} = f(x) = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + \dots + a_n \cdot x^n = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i \cdot x^i, \quad (7.11)$$

verwendet [39,49,74]. Der Grad der Polynome richtet sich dabei nach dem nachzubildenden Funktionsverlauf und der zu erzielenden Genauigkeit. Im Allgemeinen reicht für die Bestimmung der Durchlassverluste eine Approximation 1. Ordnung aus. Für die Schaltenergien genügt eine Approximation bis zur 2. Ordnung [74]. Eine weitere Möglichkeit stellt eine Linearisierung um den Arbeitspunkt dar, welche für die Bestimmung der mittleren Schaltenergien ausreichend ist [49].

$$P_{con}(t) = (U_0 + r_1 \cdot i(t)) \cdot i(t) \quad (7.12)$$

$$E_{sw}(t) = (E_0 + r_1 \cdot i(t) + r_2 \cdot i^2(t)) \quad (7.13)$$

$$E_{sw}(t) \approx E_{ref} \cdot \frac{i(t)}{I_{ref}} \quad (7.14)$$

Dabei wird durch $i(t)$ der Kurzzeitmittelwert des Laststromes beschrieben.

7.2.3 Verlustleistungsbestimmung

Die im Datenblatt angegebenen Kenndaten der Leistungshalbleiter basieren auf einer vorgegebenen Beschaltung und einer Kombination aus aktiven und passiven Leistungshalbleitern. Für andere Kombinationen müssen diese Kenndaten messtechnisch bestimmt werden, was im Folgenden erfolgt. Dazu werden die Durchlassverluste und Schaltenergien messtechnisch erfasst und die notwendigen Parameter ermittelt. Diese so gewonnenen Daten können dann für die Auslegung des Messstromgenerators herangezogen werden. Als Bauteile kommen für hohe Taktfrequenzen optimierte IGBTs und Dioden in Frage. Ein Vergleich mit anderen Bauelementen erfolgte vom Autor dieser Arbeit bereits in [48]. Anhand der durchgeführten Messungen hat sich gezeigt, dass für den hier notwendigen Spannungsbereich keine MOSFETs mit den entsprechenden Eigenschaften zur Verfügung stehen. Vor allem stellt die Rückstromspitze der parasitären Diode das begrenzende Kriterium der Verlustleistungsbetrachtung dar. Die weiterhin vorgestellten JFETs (*junction gate field-effect transistor*) befinden

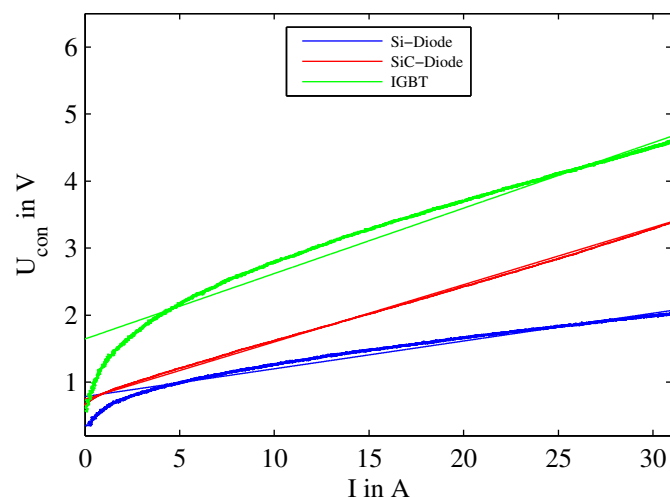


Abb. 7.7: Durchlassverhalten von Leistungshalbleitern: Gemessene und approximierte Daten der Dioden (Si und SiC) und des IGBTs (SKW25N120)

sich noch im Entwicklungsstadium und sind zum aktuellen Zeitpunkt für diese Entwicklung nicht von Bedeutung.

Durchlassverluste

Die Durchlassverluste des Transistors und der Diode lassen sich relativ einfach durch eine Spannungsmessung bei einem vorgegebenen Strom ermitteln. Zu beachten ist dabei, dass die Chiptemperatur nahezu konstant bleibt. Dies geschieht, indem eine konstante Spannung für eine vordefinierte kurze Zeit auf eine Induktivität geschaltet wird. Dadurch ergibt sich ein linear ansteigender Strom, der durch das zu testende Bauteil fließt. Der zeitliche Verlauf des Stromanstieges und der daraus resultierenden Spannung am Testobjekt ergeben die Übertragungskennlinie des Leistungshalbleiters, die in Abb. 7.7 für die untersuchten Leistungshalbleiter (IGBT, Si-Diode und SiC-Diode) dargestellt sind. Wird diese gemessene Kennlinie mithilfe der Glg. (7.11) bis zum ersten Glied approximiert, ergibt sich die analytische Beschreibung des Durchlassverhaltens der Leistungshalbleiter entsprechend Glg. (7.12). Die approximierten Übertragungsverhalten sind zusätzlich in der Abb. 7.7 dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass die Durchlassverluste der SiC-Diode im Vergleich zu der Si-Diode um den Faktor zwei größer ausfallen.

Schaltenergien

In Abb. 7.8 ist der Messaufbau mit den wichtigsten Messgrößen dargestellt. Die zu testenden Leistungshalbleiter sind der aktive Leistungshalbleiter V_1 und die

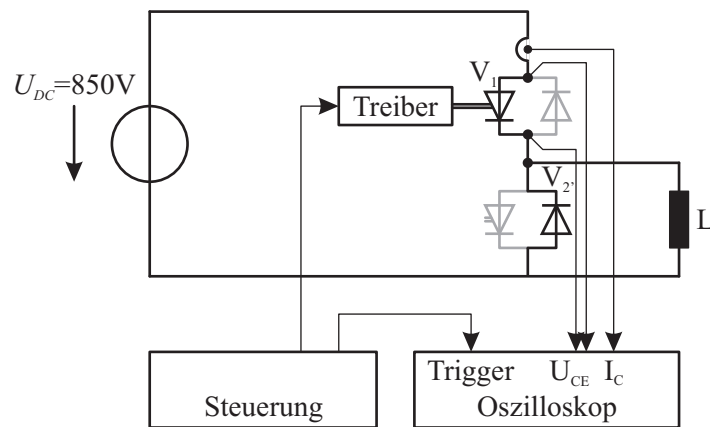


Abb. 7.8: Messaufbau zur Bestimmung der Schaltenergien: Bestehend aus Komponenten der Steuerung und Auswertung, einer Spannungsquelle U_{DC} , einer Induktivität L (für einen konstanten Strom während der Schalthandlung) sowie den zu vermessenden Leistungshalbleitern V_1 und V_2' mit zugehörigen Treibern

Diode V_2' . Als Prüfschaltung kommt das entwickelte Leistungsteil incl. der Treiber zum Einsatz. Somit stimmen die hier auftretenden Schaltvorgänge mit denen im späteren Stromrichterbetrieb sehr gut überein. Die Gehäusetemperatur wird über eine Heizplatte eingestellt und entspricht für den kurzen Schaltvorgang in guter Näherung der Chiptemperatur. Als Induktivität wird eine selbstgewickelte Luftspule (zur Verringerung der Kapazitäten) verwendet. Die Zwischenkreisspannung wird über einen Hochsetzsteller erzeugt und über eine genügend große Kapazität für den Schaltvorgang konstant gehalten.

Über die Steuerung wird ein „Doppelpuls“ erzeugt. Während des ersten Pulses wird der Prüfstrom in der Lastinduktivität und somit auch im Prüfobjekt aufgebaut. Mit dem Ausschalten des ersten Impulses kann das Ausschaltverhalten von V_1 und das Einschaltverhalten von V_2' untersucht werden. Zu Beginn des zweiten Pulses kann der entsprechend andere Schaltvorgang von V_2' und V_1 bestimmt werden. Vorteil dieser Messmethode ist es, dass der zu schaltende Laststrom während der Pause zwischen den beiden Pulsen nahezu konstant ist. Die Messung des Stromes erfolgt indirekt über einen Shuntwiderstand der direkt am Anschlussbein des Transistors angebracht wurde. Hierdurch kommt es zu einer zu vernachlässigenden Änderung der Anschlussinduktivität des Bauteils. Die Spannungsmessung erfolgte direkt über einen Tastkopf. Hierdurch ist eine genügend hohe Bandbreite der Messung gewährleistet. Die für diese Messung verwendeten Messgeräte sind im Kapitel 7.9 aufgeführt. Abb. 7.9 stellt exemplarisch einen Ein- und Ausschaltvorgang des Transistors V_1 mit einer Si-Diode in

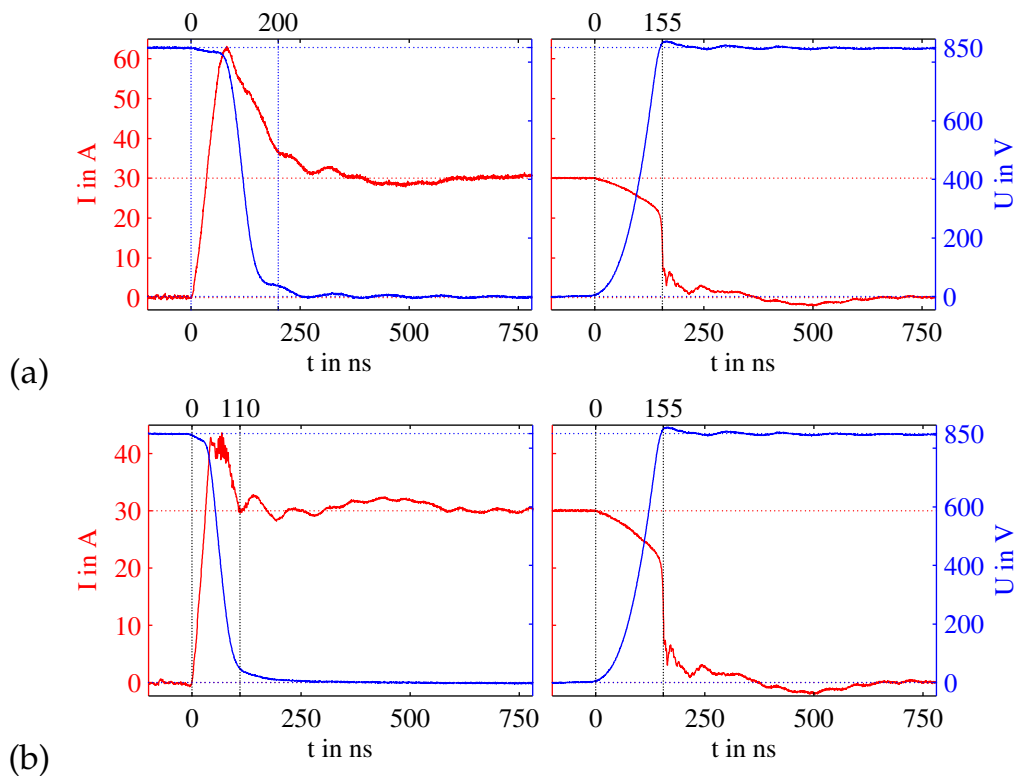


Abb. 7.9: Schaltverhalten des IGBTs: Links: Ein-, rechts: Ausschaltverhalten, mit antiparalleler (a) Si-Diode, (b) SiC-Diode; $T_j = 125^\circ\text{C}$, $U_{DC} = 850\text{ V}$, $I = 30\text{ A}$

(a) sowie einer SiC-Diode in (b) dar. Beim Einschaltvorgang ist der Spannungsabfall an den Streuinduktivitäten, der mit dem Stromanstieg einher geht, minimal zu erkennen. Dies lässt auf eine sehr geringe Streuinduktivität im Kommutierungskreis schließen. Diese wurden messtechnisch zu $L_\sigma = 10\text{ nH}$ bestimmt. Somit entstehen während des Ausschaltvorgangs nur sehr geringe Überspannungen am Leistungshalbleiter. Der im Ausschaltzeitpunkt zuerst langsame Abfall des Stromes entsteht durch das Umladen der parasitären Kapazitäten des Aufbaus und ist im später dargestellten Diodenstrom nicht zu erkennen. Auf die Stromüberhöhung durch die Rückstromspitze der Diode wird bei deren Betrachtung eingegangen.

Wird dieser Versuch bei unterschiedlichen Strömen wiederholt, kann die Schaltenergie in Abhängigkeit des Stromes dargestellt werden. Dazu stellt Abb. 7.10 die Messergebnisse und den approximierten Verlauf grafisch dar. Durch Glg. (7.13) wird der Verlauf sehr gut nachgebildet. Auch die allgemein übliche Linearisierung um den Arbeitspunkt Glg. (7.14) [49] ergibt repräsentative Ergebnisse für die Verlustleistungsbestimmung. Die Parameter sind in Tab. 7.6 angegeben und in Abb. 7.10 mit dargestellt.

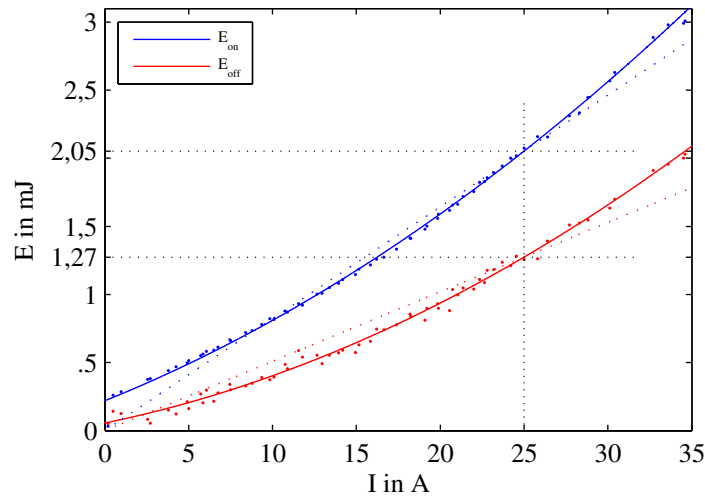


Abb. 7.10: Schaltenergien des IGBTs mit antiparalleler SiC-Diode: Ein- und Ausschaltenergie; Messpunkte (\bullet), Approximation nach Glg. (7.13) (—), Approximation nach Glg. (7.14) (\cdot); $T_j = 125^\circ\text{C}$, $U_{DC} = 850\text{ V}$

Mit dem Testaufbau aus Abb. 7.8 lässt sich weiterhin das Schaltverhalten der Diode V_1' äquivalent zum IGBT untersuchen, welches in der Abb. 7.11 dargestellt ist. Es ist zu erkennen, dass die Einschaltenergien durch das nahezu verlustlose Einschalten (vergl. Abb. 7.6) vernachlässigt werden können. Die Stromerhöhung aufgrund der Rückstromspitze der Diode ist sehr gut zu erkennen. Sie beträgt $I_{Qrr} \approx 30\text{ A}$ und entspricht dem im Datenblatt angegebenen Wert. Weiterhin ist die Schaltenergie der SiC-Diode durch die sehr geringe Rückstromspitze der Diode im Vergleich zu den anderen Schaltenergien vernachlässigbar. Aus diesem Grunde wird der Ausschaltvorgang einer SiC-Diode auch als nahezu verlustlos bezeichnet.

Durch die Wiederholung der Messung mit unterschiedlichen Strömen erhält man die in Abb. 7.12 dargestellten Ein- und Ausschaltenergien der Diode sowie deren Approximation.

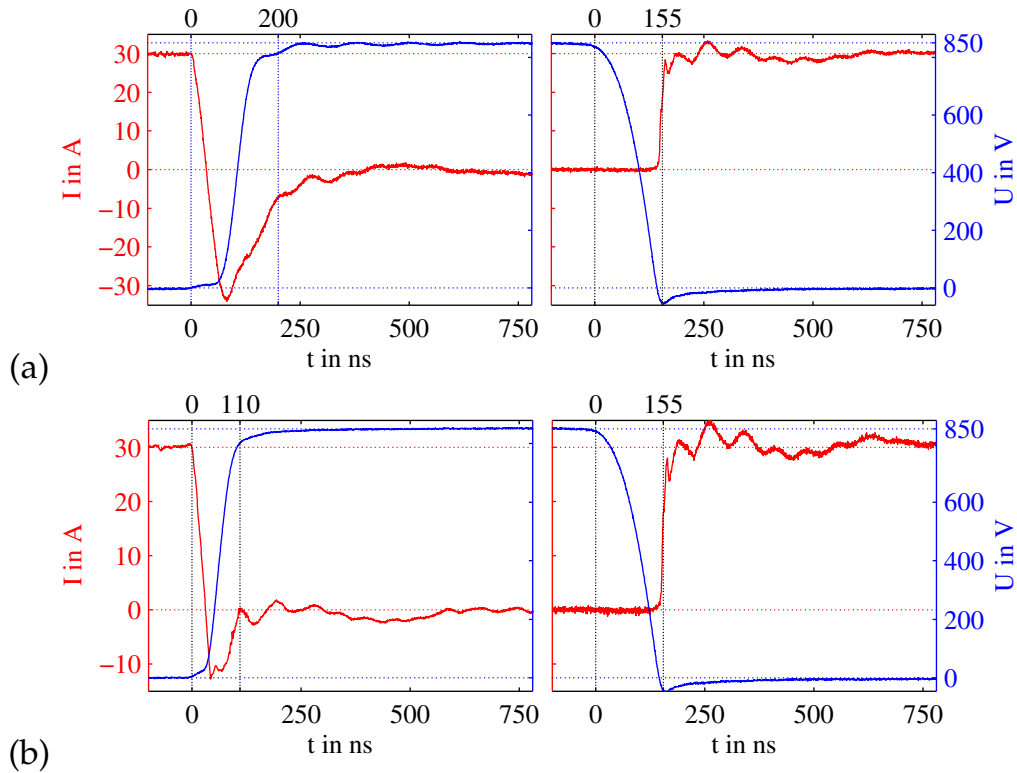


Abb. 7.11: Schaltverhalten der Diode: Links: Aus-, rechts: Einschaltverhalten, mit (a) Si-Diode, (b) SiC-Diode; $T_j = 125^\circ\text{C}$, $U_{DC} = 850\text{ V}$, $I = 30\text{ A}$

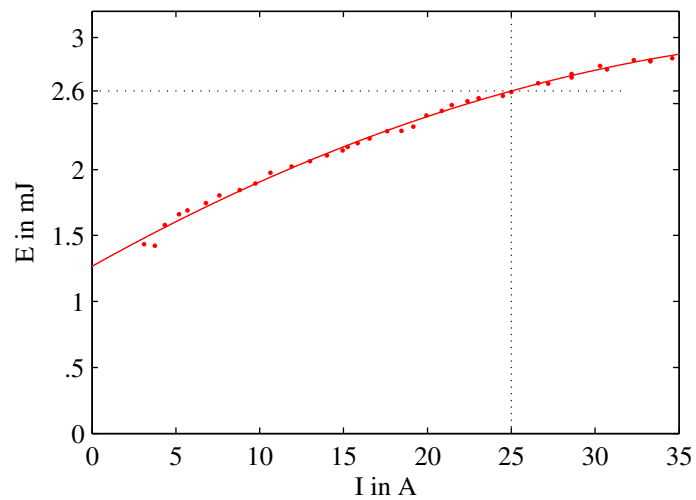


Abb. 7.12: Schaltenergie der Si-Diode: Messpunkte (\bullet), Approximation nach Glg. (7.13) ($-$); $T_j = 125^\circ\text{C}$, $U_{DC} = 850\text{ V}$

Tab. 7.6: Leistungshalbleiterparameter: Messtechnisch bestimmte Parameter der verwendeten Leistungshalbleiter bei $U_{DC} = 850 \text{ V}$ und $T_j = 125 \text{ °C}$

IGBT		SKW25N120 bzw. SGW25N120	
$U_{CE,0}$	1,64 V		
$r_{con,1}$	0,097 VA	I_{ref}	25 A
$E_{on,0}$	219 μJ	$E_{on,ref}$	2,05 mJ
$r_{Eon,0}$	49 $\mu\text{J}/\text{A}$		
$r_{Eon,1}$	950 nJ/A^2		
$E_{off,0}$	56 μJ	$E_{off,ref}$	1,27 mJ
$r_{Eoff,0}$	25 $\mu\text{J}/\text{A}$		
$r_{Eoff,1}$	935 nJ/A^2		
Si-Diode im IGBT		SKW25N120 (IDB30E120)	
$U_{CE,0}$	0,78 V		
$r_{con,1}$	0,04 VA	I_{ref}	25 A
$E_{off,0}$	1,3 mJ	$E_{off,ref}$	2,6 mJ
$r_{Eoff,0}$	71 $\mu\text{J}/\text{A}$		
$r_{Eoff,1}$	-722 nJ/A^2		
SiC-Diode		C2D20120D	
$U_{CE,0}$	0,75 V		
$r_{con,1}$	0,086 VA		
Schaltgeschwindigkeit IGBT mit SiC-Diode			
du/dt	12 kV/ μs		
di/dt	1 A/ns		
Kommutierungsinduktivität IGBT mit SiC-Diode			
L_σ	10 nH		

7.3 Daten der Versuchsaufbauten

7.3.1 Abgleich des Netzimpedanzmesssystemes - Bestimmung des Messfehlers

Um die Genauigkeit des Messsystems zu bestimmen, wurde der gesamte Messaufbau mit einem kalibrierten Messsystem abgeglichen. Dazu wurden unterschiedliche Ströme, Spannungen sowie deren Phase mit beiden Systemen erfasst. Bei dem Messsystem für die Netzimpedanzanalyse wurden die Ergebnisse der FFT mit den Messwerten des Kalibrators verglichen und entsprechende frequenzabhängige Korrekturkurven im Netzimpedanzmessgerät hinterlegt. Die Prinzipschaltung für den Abgleich des Messsystemes ist in Abb. 7.13 dargestellt. Die Daten des Kalibrators befinden sich in Tab. 7.11. Der Kalibrator weist in den Messungen die folgenden Gesamtfehler auf:

Spannungsmessung	$U_{max} = 10 \text{ V}$
Messeingang DAQP-AIN	$\pm 10 \text{ V} \cdot 0,02\% = 2 \text{ mV}$
AD-Wandlung	$\pm 10 \text{ V} \cdot 0,02\% = 2 \text{ mV}$
Gesamt	$4 \text{ mV} / 10 \text{ V} = 0,04\%$
Strommessung	$I_{max} = 400 \text{ mA}$
Shunt-Widerstand	$400 \text{ mA} \cdot 0,05\% \cdot 5 \Omega = 1 \text{ mV}$
Messeingang DAQP-AIN	$400 \text{ mA} \cdot 5 \Omega \cdot 0,02\% = 0,4 \text{ mV}$
AD-Wandlung	$\pm 2,5 \text{ V} \cdot 0,02\% = 0,3 \text{ mV}$
Gesamt	$1,7 \text{ mV} / 5 \Omega = 0,34 \text{ mA}$ $0,34 \text{ mA} / 400 \text{ mA} = 0,085\%$

Im Bereich der Spannungsmessung ist die Genauigkeit nicht auf das Messsystem übertragbar, da dieses in einem Messbereich von $\pm 400 \text{ V}$ betrieben wird. Die diskrete AD-Wandlung der Messwerterfassung (16 bit) ergibt eine minimal darstellbare Spannung von 6 mV , die jedoch durch die FFT noch weiter reduziert wird. In der Summe konnte die Spannungsmessung auf eine Differenz zwischen Kalibrator und Impedanzmesssystem von ca. 20 mV über den Frequenzbereich erreicht werden. Dies entspricht für die spätere Impedanzmessung einen Fehler von ca. 1% (2 V Messspannung bei der Messfrequenz). Bei der Strommessung konnte die Differenz von dem Messgerät zum Kalibrator auf einen Wert von ca. 20 mA abgeglichen werden (Kalibrator $0,34 \text{ mA} \cdot 50$ Windungen = 17 mA Fehler). Bei einem minimal einzustellenden Messstrom ($^M I = 2 \text{ A}$) entspricht

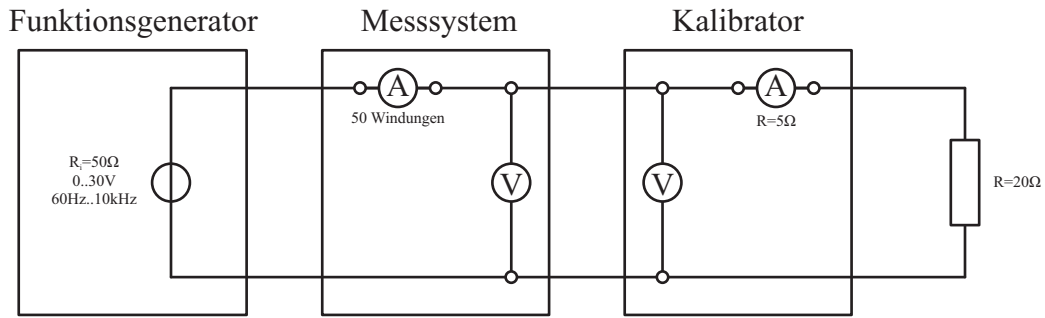


Abb. 7.13: Messaufbau zum Abgleich des Messsystems

dies einem Fehler von 1,8% ($(20 \text{ mA} + 17 \text{ mA})/2 \text{ A}$). Der Phasenfehler beträgt für das Impedanzmessgerät ca. $0,1^\circ/\text{kHz}$. Mit diesen Angaben ist es möglich, die Gesamtmessgenauigkeit des Impedanzmessgerätes zu 2,8% bestimmen.

7.3.2 Messschaltungen für die Impedanzmessung

Abb. 7.14 stellt den Messaufbau für die Messungen mit Serienwiderstand dar. Tab. 7.7 fasst die Daten des Messaufbaus zusammen. Um den Einfluss von Netzimpedanzänderungen zu minimieren, wurden je 30 Messungen abwechselnd mit und ohne Serienwiderstand durchgeführt und über diese gemittelt. Die Standardabweichung zwischen den einzelnen Messungen beträgt $\sigma < 30 \text{ m}\Omega$.

Tab. 7.7: Daten der Serienwiderstandesmessung:

Messzweig	R [m Ω]	L [μH]
Widerstand	119	0,830
Schütz	18	1,1

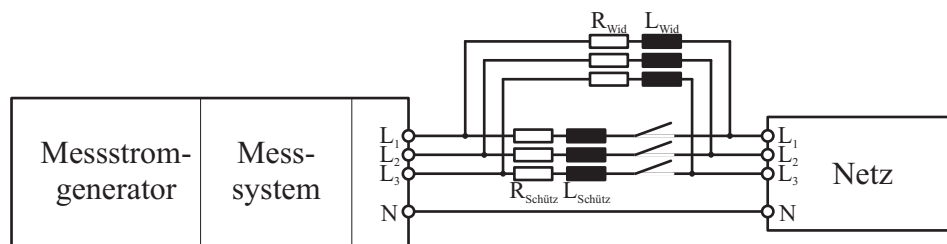


Abb. 7.14: Messaufbau zur Messung der Impedanz eines Serienwiderstandes

Äquivalent stellt Abb.7.15 den Messaufbau sowie Tab.7.8 die Daten für die Messungen mit eingefügtem parallelresonanten Filter dar. Hierbei wurden je 25 Messungen abwechselnd mit und ohne Filter durchgeführt und diese gemittelt. Die Standardabweichung zwischen den einzelnen Messungen beträgt $\sigma < 17 \text{ m}\Omega$.

Tab. 7.8: Daten der parallelresonanten Filter:

Filter	L [mH]	C [nF]	R [m Ω]	berechnet
1	5,62	245	720	4,29 kHz
2	7,23	68,6	780	7,15 kHz

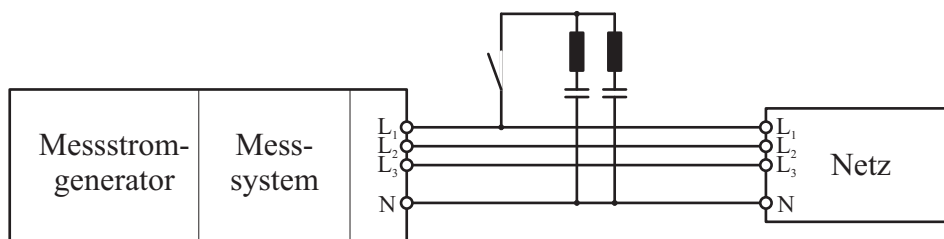


Abb. 7.15: Messaufbau zur Messung des Impedanzverlaufes von zwei parallelresonanten Filtern

7.3.3 Verwendete Messgeräte

Tab. 7.9: Messgeräte der Leistungshalbleitermessung:

Oszilloskop	
Typ	Tektronix DPO 3054
Bandbreite	500 MHz
Auflösung	8 Bit
Fehler	1,5%
Spannungsmessung	
Tastkopf	10:1
Bandbreite	500 MHz
Strommessung - Shunt Widerstand	
Parallelschaltung von zwei Shunt Widerständen	
Widerstand	$R = 200 \text{ m}\Omega$
Induktivität	$L < 5 \text{ nH}$
Fehler	0,1%

Tab. 7.10: Messgeräte der Impedanzmessung:

Datenlogger	
Typ	Meilhaus - MEphisto Scope UM202
Bandbreite	500 kHz
Messbereich	$\pm 0,1$ V bis ± 10 V - umschaltbar
maximale Abtastfrequenz	500 kHz
Auflösung	16 Bit
Speichertiefe	256 k Messwerte
Genauigkeit	0,1%
Spannungsmessung - Kompensationswandler	
Typ	LEM CV3-1000
Übersetzungsverhältnis	1:100
Bandbreite	500 kHz
Fehler	0,2%
Strommessung - Kompensationsstromwandler	
Typ	LEM LA 55-P
Übersetzungsverhältnis	1:2000
Bandbreite	200 kHz
Fehler	0,65%
Messwiderstand	200 Ω
Gesamtfehler	0,65% + 0,1%

Tab. 7.11: Kalibrator Impedanzmessung:

Funktionsgenerator	
Typ	Töllner TOE 7404
kalibriertes Messgerät	
Typ	Dewetron 2010
AD-Wandlung	DEWE-ORION-1616-500 (16bit, 500kS/s)
Messbereich	$\pm 1,25$ V; $\pm 2,5$ V; ± 5 V; ± 10 V
Fehler	0,02%
Messeingang	DAQP-AIN
Messbereich	± 10 V
Fehler	0,02%
Strommessung	
Shunt-Widerstand	PM-MCTS-BR5 (5 Ω , 400 mA)
Fehler Amplitude	0,05%
Fehler Winkel	0,01° / kHz
Eingestellte Auflösung	
Spannungsmessung	± 10 V
Strommessung	$\pm 2,5$ V

8 Abbildungsverzeichnis

1.1	Entstehung der verzerrten Netzspannung	1
2.1	Frequenzabhängiges Verhalten von Schwingkreisen	6
2.2	Schematische Struktur des Energienetzes	7
2.3	Netzersatzschaltung als Beispielnetz	8
2.4	Frequenzabhängiger Impedanzverlauf des Beispielnetz	9
2.5	Monofrequente Anregung des Netzes mit Filter bei Netzfrequenz	12
2.6	Monofrequente Anregung des Netzes	13
2.7	Impedanzmessung durch Schalten einer ohmschen Last	15
2.8	Netzanregung mittels geschalteter ohmscher Last	15
2.9	Schematische Darstellung des Schaltens einer Spannungsquelle .	16
2.10	Netzanregung mittels Dreiecksstrom	17
2.11	Netzanregung mittels modulierten Spannungsverlaufes	17
2.12	Stromrichter mit resonantem Filter am Netz	18
3.1	Unterteilung der Stromregelverfahren	22
3.2	Unterscheidung direkte und indirekte Stromregelverfahren	23
3.3	Vereinfachtes Modell eines Brückenweiges des Stromrichters . .	24
3.4	Beschreibung des Kurzzeitmittelwertes	25
3.5	Strom- und Spannungsverlauf des Hysteresereglers	28
3.6	Brückenweig des Stromrichters mit Hystereseregung	29
3.7	Stromverlauf des idealen Hysteresereglers	30
3.8	Schaltfrequenz des idealen Hysteresereglers	31
3.9	Struktur des „realen“ abgetasteten Hysteresereglers	33
3.10	Stromverlauf des „realen“ abgetasteten Hysteresereglers	33
3.11	Stromschwankung des abgetasteten Hysteresereglers	36
3.12	Schaltfrequenz des gesampelten Hysteresereglers	37
3.13	Verzerrungsstromeffektivwert des abgetasteten Hysteresereglers	38
3.14	Mittlere Schaltzeit des abgetasteten Hysteresereglers	39
3.15	Mittlere Schaltfrequenz des gesampelten Hysteresereglers	40

3.16	Stromverlauf bei unterschiedlicher Schaltzahl	41
3.17	Mittlere Schaltfrequenz als Funktion der Messstromfrequenz . . .	42
3.18	Stromverlauf des Hysteresereglers mit Messstrommodulation . .	43
3.19	Pulsmustererzeugung mittels <i>regular sampling</i>	49
3.20	Stromschwankungsbreite bei konstanter Schaltfrequenz	51
3.21	Regelkreis des netzgebundenen Stromrichters	52
3.22	Blockschaltbild für die spannungsorientierte dq0-Stromregelung	55
3.23	Blockschaltbild des resonanten Stromregelkreises	56
3.24	Bode-Diagramm des offenen und geschlossenen Regelkreises . .	58
3.25	Verzerrungsstrom in Abhängigkeit der mittleren Schaltfrequenz .	61
3.26	Schaltverlustleistung in Abhängigkeit vom Verzerrungsstrom . .	63
4.1	Funktionsschema des Messstromgenerators	65
4.2	Maximaler Messstrom in Abhängigkeit der Messfrequenz	68
4.3	Aufbau des Stromrichters mit Netzanbindung	69
4.4	Prototyp des Messstromgenerators	70
4.5	Verlauf der Zwischenkreisspannung mit zusätzlichem Messstrom	76
4.6	Zwischenkreisspannung, Stromschwankungsbreite und Schalt- frequenz als Funktion des Übersetzungsverhältnisses des Trans- formators	78
4.7	Minimale Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit von Messfre- quenz und Messstrom	79
4.8	Grenze der zu regelnden Messstromamplitude	80
4.9	Zwischenkreisspannungsschwankung durch den Messstrom . . .	82
4.10	Anpassung der Zwischenkreisspannung an den Messstrom . . .	83
4.11	Hystereseregler	87
4.12	Grundswingungsstromerzeugung	87
4.13	Messstromerzeugung	87
4.14	Steuer- und Regelplatine des Messstromgenerators	89
4.15	Leistungsteil des Messstromgenerators	89
4.16	Erzeugter Messstrom unterschiedlicher Frequenz	90
5.1	Übersichtsschema des Netzimpedanzmessgerätes	92
5.2	Netzimpedanzmessung mit und ohne Serienwiderstand	95
5.3	Netzimpedanzmessung mit und ohne Saugkreise	96
5.4	Vergleich von Netzimpedanzmessgeräten	97
5.5	Impedanzverlauf über einen Zeitraum von 35 Tagen	99

5.6	Impedanzverlauf eines Zeitraums von 35 Tagen	100
5.7	Impedanzverlauf einer Woche	101
5.8	Impedanzverläufe einer Woche	102
5.9	Netzimpedanz in Abhängigkeit der Blindleistungskompensation	103
5.10	Einfluss der Beleuchtung auf die Netzimpedanz	104
5.11	Netzstruktur des Niederspannungsnetzes am Messpunkt	105
5.12	Vereinfachtes Oberschwingungsersatzschaltbild des Netzes	106
5.13	Netzimpedanz unterteilt in vier Frequenzbereiche	107
5.14	Ersatzschaltbilder der unterschiedlichen Frequenzbereiche	109
7.1	Struktur des Energienetzes	116
7.2	Unterteilung der Spannung	117
7.3	Transformatorersatzschaltbild	118
7.4	Leitungsersatzschaltbild	119
7.5	Gleichstromsteller zur Beschreibung von Schaltvorgängen	130
7.6	Vereinfachter Schaltvorgang von Leistungshalbleitern	131
7.7	Durchlassverhalten von Leistungshalbleitern	134
7.8	Messaufbau zur Bestimmung der Schaltenergien	135
7.9	Schaltverhalten des IGBTs	136
7.10	Schaltenergien des IGBTs mit antiparalleler SiC-Diode	137
7.11	Schaltverhalten der Diode	138
7.12	Schaltenergie der Si-Diode	138
7.13	Messaufbau zum Abgleich des Messsystems	141
7.14	Messaufbau zur Messung eines Serienwiderstandes	141
7.15	Messaufbau zur Messung von zwei parallelresonanten Filtern . .	142

9 Tabellenverzeichnis

2.1	Parameter des Niederspannungsnetzes	10
2.2	Vergleich der Messverfahren	20
3.1	Kennwerte der unterschiedlichen Auslegungen des Regelkreises	59
5.1	Vergleich der messtechnisch und rechnerisch bestimmten Parametern	110
7.1	Typische Eigenschaften von Transformatoren [69]	125
7.2	Typischen Eigenschaften von Kabeln und Leitungen [61]	125
7.3	Typische Eigenschaften von Niederspannungskabeln [70,71]	125
7.4	Installierte Kabel auf dem Gelände der Fakultät	126
7.5	Daten der Blindleistungskompensationsanlage	126
7.6	Leistungshalbleiterparameter	139
7.7	Daten der Serienwiderstandesmessung	141
7.8	Daten der parallelresonanten Filter	142
7.9	Messgeräte der Leistungshalbleitermessung	143
7.10	Messgeräte der Impedanzmessung	144
7.11	Kalibrator Impedanzmessung	144

10 Literaturverzeichnis

- [1] SCHULZ, D.: *Netzrückwirkungen - Theorie, Simulation, Messung und Bewertung - nach DIN VDE 0838, DIN VDE 0839 und den VDEW-Richtlinien mit Simulationsbeispielen in Simpleren und Messbeispielen von netzgekoppelten Photovoltaik- und Windkraftanlagen*. VDE-Verlag, 1. Auflage, 2004.
- [2] LISERRE, M., A. DELL'AQUILA und F. BLAABJERG: *An overview of three-phase voltage source active rectifiers interfacing the utility*. PowerTech, 2003.
- [3] KROST, G.: *Frequenzabhängige Impedanzen von Verbrauchern, Nieder- und Mittelspannungsnetzen*. Doktorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, 1983.
- [4] RHODE, J. P., A. W. KELLEY und M. E. BARAN: *Complete characterization of utilization-voltage power system impedance using wideband measurement*. IEEE Transactions on Industry Applications, 33(6):1472–1479, 1997.
- [5] AGRAWAL, B. L., J. A. DEMCKO, R. G. FARMER und D. A. SELIN: *Apparent impedance measuring systems (AIMS)*. IEEE Transactions on Power Electronics, 4(2):575–585, 1989.
- [6] FAMILIANT, Y. A., H. JING, K. A. CORZINE und M. BELKHAYAT: *New Techniques for Measuring Impedance Characteristics of Three-Phase AC Power Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(7):1802–1810, 2009.
- [7] MEYER, M.: *Experimentelle Bestimmung der frequenzabhängigen Quellenimpedanz im Niederspannungsnetz*. Doktorarbeit, ADAG Administration & Druck AG, 1988.
- [8] HUGHES, M. B., R. W. LEONARD und T. G. MARTINICH: *Measurement of Power System Subsynchronous Driving Point Impedance and Comparison With Computer Simulations*. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-103(3):619–630, 1984.
- [9] PALETHORPE, B., M. SUMNER und D. W. P. THOMAS: *Power system impedance measurement using a power electronic converter*. In: *International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2000.
- [10] PALETHORPE, B., M. SUMNER und D. W. P. THOMAS: *System impedance measurement for use with active filter control*. In: *International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, 2000.

- [11] SUMNER, M., B. PALETHORPE, D. W. P. THOMAS, P. ZANCHETTA und M. C. DI PIAZZA: *A technique for power supply harmonic impedance estimation using a controlled voltage disturbance*. IEEE Transactions on Power Electronics, 17(2):207–215, 2002.
- [12] SUMNER, M., B. PALETHORPE und D. W. P. THOMAS: *Impedance measurement for improved power quality-Part 1: the measurement technique*. IEEE Transactions on Power Delivery, 19(3):1442–1448, 2004.
- [13] SUMNER, M., B. PALETHORPE und D. W. P. THOMAS: *Impedance measurement for improved power quality-Part 2: a new technique for stand-alone active shunt filter control*. IEEE Transactions on Power Delivery, 19(3):1457–1463, 2004.
- [14] STAROSZCZYK, Z.: *A method for real-time, wide-band identification of the source impedance in power systems*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 54(1):377–385, 2005.
- [15] RENNER, H.: *Beitrag zur Problematik der Oberschwingungsimpedanz- und Oberschwingungsemissionsermittlung in elektrischen Energieversorgungsnetzen*. Doktorarbeit, dbv-Verlag, 1995.
- [16] FORTI, M. M. und L. M. MILLANTA: *Power-line impedance and the origin of the low-frequency oscillatory transients*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 32(2):87–97, 1990.
- [17] OLIVEIRA, A. DE, J. C. DE OLIVEIRA, J. W. RESENDE und M. S. MISKULIN: *Practical approaches for AC system harmonic impedance measurements*. Power Delivery, IEEE Transactions on, 6(4):1721–1726, 1991.
- [18] WILSON, X., E. E. AHMED, Z. XIQIN und L. XIAN: *Measurement of network harmonic impedances: practical implementation issues and their solutions*. IEEE Transactions on Power Delivery, 17(1):210–216, 2002.
- [19] CZARNECKI, L. S. und Z. STAROSZCZYK: *On-line measurement of equivalent parameters for harmonic frequencies of a power distribution system and load*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 45(2):467–472, 1996.
- [20] DANNEHL, J., C. WESSELS und F. W. FUCHS: *Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 56(2):380–388, 2009.
- [21] LISERRE, M., F. BLAABJERG und R. TEODORESCU: *Grid Impedance Estimation via Excitation of LCL-Filter Resonance*. IEEE Transactions on Industry Applications, 43(5):1401–1407, 2007.
- [22] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 2001.

- [23] JENNI, F. und D. WÜEST: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf-Hochschulverl. an der ETH Zürich u.a., 1995.
- [24] SPECOVIVUS, J.: *Grundkurs Leistungselektronik Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. Vieweg, 1. Auflage, 2003.
- [25] XIAOLIN, M., R. AYYANAR und H. K. KRISHNAMURTHY: *Optimal Variable Switching Frequency Scheme for Reducing Switching Loss in Single-Phase Inverters Based on Time-Domain Ripple Analysis*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(4):991–1001, 2009.
- [26] NICOLAI, U., T. REIMANN, J. PETZOLD und J. LUTZ: *Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET- Leistungsmodule Ilmenau*. Verlag Steuerungstechnik und Leistungselektronik, 1998.
- [27] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 2*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 2002.
- [28] BIERHOFF, M.: *Ein Vergleich von Netzpulsstromrichtern mit eingepprägtem Gleichstrom und eingepprägter Gleichspannung im Zwischenkreis*. Doktorarbeit, Shaker-Verlag, 2009.
- [29] BLASKO, V., V. KAURA und W. NIEWIADOMSKI: *Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: a system approach*. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(5):1123–1130, 1998.
- [30] SEUNG-HO, S., C. JONG-WOO und S. SEUNG-KI: *Current measurements in digitally controlled AC drives*. IEEE Industry Applications Magazine, 6(4):51–62, 2000.
- [31] PARK, R. H.: *Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis-Part I*. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 48(3):716–727, 1929.
- [32] GROSSMANN, U. und J. PETZOLDT: *Frequenzselektive Regelung eines parallelen Hybrid-filters zur Oberschwingungskompensation in Energieversorgungsnetzen*. Doktorarbeit, TU-Ilmenau, 2006.
- [33] ZMOOD, D.N., D.G. HOLMES und G. BODE: *Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators*. IEEE Transactions on Industry Applications, 37(2):601–610, 2001.
- [34] ZMOOD, D. N. und D. G. HOLMES: *Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error*. IEEE Transactions on Power Electronics, 18(3):814–822, 2003.
- [35] BURGER, B.: *Transformatorloses Schaltungskonzept für ein dreiphasiges Inselnetz mit Photovoltaikgenerator und Batteriespeicher*. Doktorarbeit, Universität Karlsruhe, 1997.

- [36] XIAOMING, Y., W. MERK, H. STEMMLER und J. ALLMELING: *Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions*. IEEE Transactions on Industry Applications, 38(2):523–532, 2002.
- [37] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 1*. Springer-Verlag, 7. Auflage, 2008.
- [38] HOLMES, D. G. und T. A. LIPO: *Pulse width modulation for power converters principles and practice*. IEEE Press series on power engineering, 2003.
- [39] SCHRÖDER, D.: *Leistungselektronische Bauelemente*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 2006.
- [40] SCHRÖDER, D.: *Leistungselektronische Schaltungen*. Springer-Verlag, 2. Aufl Auflage, 2008.
- [41] WINKELNKEMPER, M.: *Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe*. Doktorarbeit, Technische Universität Berlin, 2005.
- [42] SCHAADÉ, W. und J. PETZOLDT: *Selbstgeführte Stromrichter und deren Stabilität an einem dc-Netz*. Doktorarbeit, Technische Universität Ilmenau, 2003.
- [43] WEIS, B.: *Kompakter 690V-Umrichter mit SiCSchottkydioden für sinusförmige Ausgangsspannung*. Doktorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, 2008.
- [44] EN50160, NORM: *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks*, 2006.
- [45] IEC61000-2-2, NORM: *Electromagnetic compatibility (EMC) - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems*, 2002.
- [46] SCHLÜTING, L.: *Optimierte Auslegung induktiver Bauelemente für den Mittelfrequenzbereich*. Doktorarbeit, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1993.
- [47] VISHAY: *Datenblatt Al-Elektrolyt-Kondensator 198 PHR-SI*, 2008.
- [48] KNOP, A., W. T. FRANKE und F. W. FUCHS: *Switching and conducting performance of SiC-JFET and ESBT against MOSFET and IGBT*. In: *13th Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008.
- [49] NICOLAI, U., P. R. W. MARTIN und SEMIKRON INTERNATIONAL GMBH & Co.KG: *Application manual power modules*. ISLE, 1. Auflage, 2000.
- [50] INFINEON: *Datenblatt SGW25N120*, 2002.
- [51] CREE: *Datenblatt C2D20120D*. <http://www.cree.com>, 2006.

- [52] AGREZ, D.: *Weighted multipoint interpolated DFT to improve amplitude estimation of multifrequency signal*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 51(2):287–292, 2002.
- [53] OPPENHEIM, A. V., R. W. SCHAFFER und J. R. BUCK: *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. Pearson Education, 2004.
- [54] SCHÜSSLER, H. W.: *Digitale Signalverarbeitung 1 - Analyse diskreter Signale und Systeme*. Springer-Verlag, 5. Auflage, 2008.
- [55] TESTA, A., M. F. AKRAM, R. BURCH, G. CARPINELLI, G. CHANG, V. DINAHAHI, C. HATZIA-DONIU, W. M. GRADY, E. GUNTHER, M. HALPIN, P. LEHN, Y. LIU, R. LANGELLA, M. LOWENSTEIN, A. MEDINA, T. ORTMAYER, S. RANADE, P. RIBEIRO, N. WATSON, J. WIKSTON und W. XU: *Interharmonics: Theory and Modeling*. IEEE Transactions on Power Delivery, 22(4):2335–2348, 2007.
- [56] SOLOMON, O. M., JR.: *The effects of windowing and quantization error on the amplitude of frequency-domain functions*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 41(6):932–937, 1992.
- [57] HARRIS, F. J.: *On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform*. Proceedings of the IEEE, 66(1):51–83, 1978.
- [58] VERBAND DER NETZBETREIBER: *EEG-Erzeugungsanlagen am Hoch- und Höchstspannungsnetz*. Verband der Netzbetreiber - VDN - e.V. beim VDEW, 2004.
- [59] DALESSANDRO, L., F. DA SILVEIRA CAVALCANTE und J. W. KOLAR: *Self-Capacitance of High-Voltage Transformers*. IEEE Transactions on Power Electronics, 22(5):2081–2092, 2007.
- [60] VOSS, S.: *Semianalytische Modellierung elektrischer Ersatzschaltbilder für drahtgewickelte Spulen und Transformatoren in der Leistungselektronik*. Doktorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, 2006.
- [61] GAWLIK, W.: *Gegenseitige Beeinflussung zentraler Oberschwingungskompensatoren*. Doktorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, 2004.
- [62] JUST, W.: *Blindstrom-Kompensation in der Betriebspraxis Ausführung, Wirtschaftlichkeit, Umwelt- u. Brandschutz, Oberschwingungen*. vde-Verlag, 3. Auflage, 1991.
- [63] BDEW: *Technische Anschlussbedingungen für den Anschluss an das Niederspannungsnetz*. Bundesverband der Energie- Wasserwirtschaft e.V., 2008.
- [64] SCHNEIDER ELECTRIC. online: www.schneider-electric.de, 2011.
- [65] SONG, Y. H. und A. T. JOHNS: *Flexible ac transmission systems (FACTS)*. Institution of Electrical Engineers, 1999.

- [66] VERBAND DER ELEKTRIZITÄTSWIRTSCHAFT und VERBAND DER NETZBETREIBER: *Eigenerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz - Richtlinie für Anschluß und Parallelbetrieb von Eigenerzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz*. VWEW-Energieverlag, 4. Auflage, 2005.
- [67] HEUCK, K., K. D. DETTMANN und D. SCHULZ: *Elektrische Energieversorgung - Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie für Studium und Praxis*. Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 7. Auflage, 2007.
- [68] HEROLD, G.: *Elektrische Energieversorgung III - Drehstrommaschinen, Sternpunktbehandlung, Kurzschlußströme*. Schlembach, 2002.
- [69] HEROLD, G.: *Elektrische Energieversorgung II - Parameter elektrischer Stromkreise, Leitungen, Transformatoren*. Schlembach, 2001.
- [70] MEINHART: *Meinhart Kabel Österreich GmbH*. online: www.meinhart.at - Technische Listen und Tabellen.doc, 2011.
- [71] VDE0295, NORM: *Leiter für Kabel und isolierte Leitungen*, 2005.
- [72] DEBOY, G., N. MARZ, J. P. STENGL, H. STRACK, J. TIHANYI und H. WEBER: *A new generation of high voltage MOSFETs breaks the limit line of silicon*. In: *International Electron Devices Meeting*, 1998.
- [73] REISCH, M.: *Elektronische Bauelemente Funktion, Grundsaltungen, Modellierung mit SPICE*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 2007.
- [74] KONRAD, S.: *Ein Beitrag zur Auslegung und Integration spannungsgespeister IGBT-Wechselrichter*. ISLE-Verlag, 1997.
- [75] CLEMENTE, S. M.: *Application Characterization of IGBTs*. International Rectifier, 2009.
- [76] BLAABJERG, F., J. K. PEDERSEN, S. SIGURJONSSON und A. ELKJAER: *An extended model of power losses in hard-switched IGBT-inverters*. In: *Industry Applications Conference*, 1996.

11 Eigene Veröffentlichungen

A. Knop, F.W. Fuchs, Vergleich verschiedener Umrichtertopologien für Ausgangsströme im kHz-Bereich, Maritimes Symposium, 08.-10.10.2007, Rostock

A. Knop, T. W. Franke, F. W. Fuchs, Switching and conducting performance of SiC-JFET and ESBT against MOSFET and IGBT, EPE-PEMC-Conference, Power Electronics and Motion Control, Poznan, 2008

A. Knop, F. W. Fuchs, High Frequency Grid Impedance Analysis with Three-Phase Converter and FPGA Based Tolerance Band Controller, Compatibility and Power Electronics, 2009, CPE 2009, pp. 286-291, 20-22 May 2009, Badajoz, Spanien

A. Knop, F. W. Fuchs, High Frequency Grid Impedance Analysis by Current Injection, 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2009, 03-05 November, Porto, Portugal

R.Lohde, S. Jensen, A. Knop, F.W. Fuchs, Analysis of Three Phase Grid Failure and Doubly Fed Induction Generator Ride-through using Crowbars, EPE 07 European Conference on Power Electronics and Drives, 02.-06.09.2007, Aalborg, Dänemark

F. W. Fuchs, V. Dinkhauser, S. Jensen, A. Knop, R. Lohde, K. Rothenhagen, C. Wessels, Leistungselektronik-Generatorsysteme in Windenergieanlagen - Stand und Entwicklungstendenzen, VDE ETG Kongress 2008, Munich - Germany, 2008

F. W. Fuchs, V. Dinkhauser, S. Jensen, A. Knop, R. Lohde, K. Rothenhagen, C. Wessels, Drehzahlregelbare Leistungselektronik-Generatorsysteme für Windenergieanlagen – Stand und Perspektiven, 9. Energietechnisches Forum der Fachhochschule Kiel, Kiel - Germany, 2008

F. W. Fuchs, J. Dannehl, R. Lohde, V. Dinkhauser, A. Knop, K. Rothenhagen, C. Wessels, Kiel University Research Laboratory for Power Electronic Generator Systems and Grid Integration of Wind Turbines, European Wind Energy Conference and Exhibition, EWEC 2009, 16-19 March 2009,

F. W. Fuchs, J. Dannehl, R. Lohde, V. Dinkhauser, S. Jensen, A. Knop, K. Rothenhagen, S. Thomsen, C. Wessels, Research Laboratory for Power Electronic Generator Systems

in Wind Turbines Comprising Converters, Generators, Interaction and Grid Interaction, 13th European Conference on Power Electronics and Applications 2009, EPE 2009, September 2009, Barcelona, Spanien

F.W. Fuchs, F. Gebhardt, N. Hoffmann, A. Knop, R. Lohde, J. Reese, C. Wessels, Research Laboratory for Grid Integration of Distributed Renewable Energy Resources - Design and Realization, ECCE 2012, Raleigh, USA

