

Nichtlinearitäten von Pulswechselrichtern

MASTERARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs

Studienrichtung: Elektrotechnik

Heinrich Tore Eickhoff, BSc

Technische Universität Graz
Erzherzog-Johann-Universität
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Betreuer:

Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Roland Seebacher
Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Klaus Krischan

Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen
Juli 2014

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....

(Unterschrift)

Kurzfassung

Dreiphasige Pulswechselrichter sind heutzutage bei der Speisung von Drehfeldmaschinen nicht mehr wegzudenken. Durch ihr ausgezeichnetes dynamisches Verhalten bei der Erzeugung von Wechselspannungen variabler Amplitude und Frequenz bilden sie in Verbindung mit feldorientierten Regelungen den Schlüssel für leistungsfähige Antriebe.

Die Tatsache, dass Pulswechselrichter nicht exakt die gewünschte Spannung im Mittel über die Schaltperiode ausgeben, wirkt sich störend auf unterschiedliche Regelalgorithmen aus, insbesondere bei solchen, welche ohne Messung der Drehzahl auskommen sollen. Außerdem entstehen durch die verzerrten Ausgangsspannungen Oberschwingungen in den Strömen und zusätzliche Verluste. In der Literatur ist beschrieben, dass sich die Nichtlinearität auf die Stabilität von Asynchronmaschinen im U/f-Betrieb auswirkt.

Zu Beginn dieser Masterarbeit werden die theoretischen Grundlagen zur Ausbildung der Nichtlinearität zusammengefasst. Anschließend werden die Einflussfaktoren an einem Spannungszwischenkreisumrichter messtechnisch erfasst und ein Modell zur Beschreibung der Kennlinie des betrachteten Pulswechselrichters erstellt. Des Weiteren werden die Abhängigkeiten der Kennlinie des Wechselrichters untersucht.

In einem weiteren Teil der Arbeit wird für den pulsweitenmodulierten Umrichter ein Verfahren zur Kompensation der nichtlinearen Spannungsabfälle implementiert, welches auf trapezförmigen Spannungen basiert. Der Algorithmus wird in MATLAB/Simulink simuliert. Anschließend erfolgt die messtechnische Überprüfung der Qualität des Algorithmus im stromgeregelten und im U/f-Betrieb einer Asynchronmaschine.

Abstract

PWM voltage source inverters have become an indispensable part for the supply of induction machines. Due to their excellent dynamic behaviour in the generation of ac voltages with variable amplitude and frequency, they constitute in connection with field oriented controllers the key factor of effective electrical drives.

The fact that PWM inverters do not accurately generate the desired voltage results in disturbing effects on various control algorithms. Those which should work without the measurement of the rotation speed are particularly affected. Apart from this, the distorted output voltages cause harmonic components of the currents and additional losses. According to former research the nonlinearity of the pulse inverters affects the stability of voltage controlled induction machines.

At the beginning of this master thesis the basic principles for the formation of the nonlinearities are summarised. Afterwards the factors of influence at a voltage source converter are measured and a model to describe the characteristics of the observed inverter is constructed. Further the dependencies of the curve are investigated.

Another major part of this paper is engaged with the modelling of a compensation algorithm of the nonlinear voltage drop of the inverter based on trapezoidal voltages. The algorithm is simulated in the MATLAB/Simulink. Subsequently a metrological inspection analyses the quality of the algorithm in a current controlled and voltage controlled operation of the induction machine.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich herzlich bei Herrn Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Roland Seebacher und bei Herrn Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Klaus Krischan für die sehr gute Begleitung dieser Masterarbeit bedanken. Ihr Fachwissen und ihre Ratschläge förderten ein nachhaltiges Vorankommen. Außerdem möchte ich meinen Eltern und meiner Freundin Ginevra für die Unterstützung während meines Studiums danken.

Graz, Juli 2014

Heinrich Eickhoff

Inhalt

1	Idealer Pulswechselrichter	1
1.1	Sinusförmige Pulsweitenmodulation	2
1.2	Spannungsraumzeiger	3
2	Einflussfaktoren auf die nichtlineare Kennlinie	5
2.1	Spannungsabfälle an den Halbleiterbauelementen.....	6
2.2	Dynamisches Verhalten.....	9
2.3	Verriegelungszeit.....	12
2.4	Stromwelligkeit.....	13
2.5	Parasitäre Kapazitäten	13
2.6	Schaltentlastungsnetzwerke	15
2.7	Zero Current Clamping	15
3	Modellierung der nichtlinearen Kennlinie	17
3.1	Einfluss der Verriegelungszeit und der Spannungsabfälle an den Bauelementen ohne Berücksichtigung der Stromwelligkeit.....	17
3.2	Einfluss der Schaltzeiten ohne Berücksichtigung der Stromwelligkeit	19
3.3	Einfluss der parasitären Kapazitäten.....	20
3.4	Berücksichtigung der Stromwelligkeit.....	22
3.5	Modellierung der Stromwelligkeit.....	23
4	Messungen am Pulswechselrichter	27
4.1	Beschreibung des Versuchs- und Messaufbaus	27
4.2	Messmethoden	29
4.3	Abhängigkeiten der Kennlinie des Pulswechselrichters.....	31
4.4	Messungen der Spannungsflanken	34
4.5	Untersuchung der Stromnulldurchgänge.....	36
5	Grundschwingungsbetrachtung	39
6	Kompensation der Nichtlinearität.....	41
6.1	Überblick	41

6.2	Kompensation mit trapezförmigen Spannungen	42
6.3	Struktur des Kompensationsalgorithmus.....	43
7	Überprüfung des Algorithmus	49
7.1	Modelle	49
7.2	Simulatorische Überprüfung des Algorithmus.....	50
7.3	Messungen	51
8	Alternative Methoden.....	56
9	Zusammenfassung	58
10	Literaturverzeichnis	59

1 Idealer Pulswechselrichter

Dreiphasige Pulswechselrichter bestehen aus drei Halbbrücken, welche an ihren Ausgängen rechteckförmige Spannungen zur Verfügung stellen können. Diese Spannungsverläufe werden durch alternierendes Verbinden der Ausgänge mit den beiden Potentialen des Gleichspannungskreises erzeugt. Abbildung 1 zeigt ein idealisiertes Ersatzschaltbild einer Halbbrücke und einen exemplarischen Verlauf der Ausgangsspannung U_a .

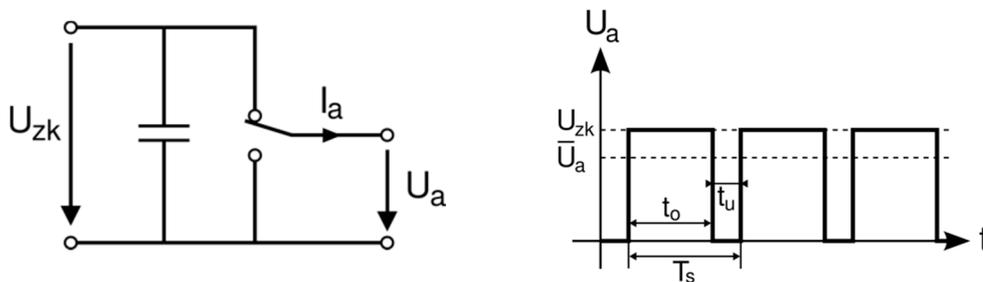


Abbildung 1: Ersatzschaltbild einer idealen Halbbrücke in der oberen Schalterstellung und exemplarischer Verlauf der Ausgangsspannung

Der arithmetische Mittelwert der Ausgangsspannung \bar{U}_a in einer Schaltperiode der idealen Halbbrücke ist von der Zwischenkreisspannung U_{zk} und den Verweildauern in den beiden Schaltzuständen abhängig:

$$\bar{U}_a = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} U_a(t) dt = \frac{t_o}{t_o + t_u} \cdot U_{zk} = d \cdot U_{zk} \quad (1)$$

Darin bedeuten:

\bar{U}_a ... Mittelwert der Ausgangsspannung einer Halbbrücke während einer Schaltperiode in V

d ...Tastverhältnis

U_{zk} ... Zwischenkreisspannung in V

t_o ...Verweildauer pro Schaltperiode in der oberen Schalterstellung in s

t_u ... Verweildauer pro Schaltperiode in der unteren Schalterstellung in s

T_s ... Schaltperiodendauer in s

Die Speisung von Drehfeldmaschinen erfolgt meist ohne Anschluss eines eventuell vorhandenen und zugänglichen Sternpunktes. Die über die Schaltperiode gemittelten Ausgangsspannungen des dreiphasigen Pulswechselrichters ergeben sich aus den drei Halbbrückenspannungen wie folgt:

$$\bar{U}_{ij} = \bar{U}_i - \bar{U}_j = U_{zk} \cdot (d_i - d_j) \quad i, j = 1, 2, 3 \quad i \neq j \quad (2)$$

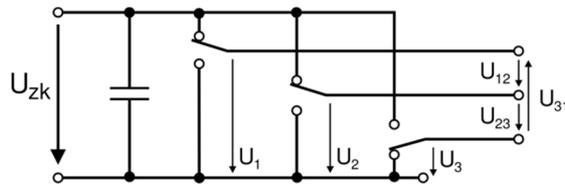


Abbildung 2: Idealer dreiphasiger Pulswechselrichter in Schalterstellung 011

Bei zwei möglichen Schalterstellungen pro Halbbrücke ergeben sich insgesamt 8 unterschiedliche Schaltzustände für den dreiphasigen Wechselrichter. Diese können durch eine dreistellige binäre Zahl charakterisiert werden, wobei jede Stelle den Zustand einer der drei Halbbrücken beschreibt. Dabei kennzeichnet eine 1 die Verbindung des Ausgangs einer Halbbrücke mit dem positiven Potential des Zwischenkreises, eine 0 die Verbindung mit dem negativen Potential. Abbildung 2 zeigt einen dreiphasigen Pulswechselrichter in Schalterstellung 011 (Krischan 2011).

1.1 Sinusförmige Pulsweitenmodulation

Bei der Speisung von Drehfeldmaschinen ist es das Ziel, eine möglichst sinusförmige Stromaufnahme zu erreichen. Geht man davon aus, dass bei solchen Maschinen der induktive Anteil gegenüber dem ohmschen überwiegt, so wird nach $i = L \int u dt$ die in einer Schaltperiode anliegende Spannungs-Zeit-Fläche eine Stromänderung Δi hervorrufen, unabhängig davon, wie die Spannung in dem Intervall verläuft. Somit ist der über eine Schaltperiode gemittelte Wert der Spannung für den Stromverlauf maßgeblich und eine sinusförmige Stromaufnahme kann durch sinusförmige Änderung der Tastverhältnisse der Halbbrücken erreicht werden.

Die für eine gewünschte Spannung notwendigen Tastverhältnisse können unter Anwendung von (1) aus dem Verhältnis der Sollspannung zur gemessenen Zwischenkreisspannung berechnet werden. Da die Sollwerte für die drei Halbbrücken bei sinusförmiger Modulation auch negative Werte annehmen können, erfolgt die Aussteuerung bei allen drei Halbbrücken um das Tastverhältnis $d = 0,5$:

$$d_i = \frac{U_{soll,i}}{U_{zk}} + 0,5 \quad (3)$$

Die daraus resultierende Gleichtaktspannung ist in den gemittelten Ausgangsspannungen des Pulswechselrichters nicht wahrzunehmen, da diese der Differenz der Halbbrückenspannungen entsprechen (siehe (2)).

Aus den übergebenen Tastverhältnissen werden im Modulator für jede Halbbrücke die Zeiten t_o und t_u berechnet. Da die Lage der Spannungspulse der drei Halbbrücken zueinander den Mittelwert der Ausgangsspannungen des Pulswechselrichters nicht beeinflusst, kann die Veränderung der Position der Pulse innerhalb der Schaltperiode zur Minimierung der später diskutierten Stromwelligkeit verwendet werden. Eine günstige Variante in dieser Hinsicht bei gleichzeitig wenigen Schalt-

vorgängen pro Periode ist die symmetrischen Pulsweitenmodulation (Abbildung 3). Die Pulse sind in allen drei Phasen symmetrisch zur Mitte des betrachteten Schaltintervalls angeordnet. Pro Schaltperiode werden vier verschiedene Schaltzustände ausgegeben. Die nach (3) berechneten Tastverhältnisse ergeben die Länge der aktiven Zustände. Die Zeit, in der die verketteten Ausgangsspannungen gleich Null sind, wird gleichmäßig auf die beiden Schaltzustände 000 und 111 verteilt (Krischan 2011).

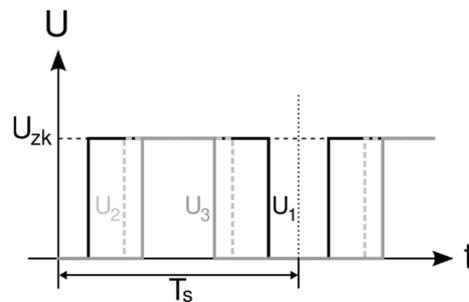


Abbildung 3: Pulsmuster bei der symmetrischen Pulsweitenmodulation

1.2 Spannungsraumzeiger

Mit Hilfe der Clarke-Transformation können die Stranggrößen in die Raumzeigerdarstellung transformiert werden:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Es ergibt sich der komplexe Spannungsraumzeiger im ständerfesten Koordinatensystem:

$$\underline{u}_s = u_\alpha + ju_\beta \quad (6)$$

Für die Nullspannung erhält man:

$$u_0 = \frac{1}{3} (u_a + u_b + u_c) \quad (7)$$

Bei einem symmetrischen überschwingungsfreien Drehstromsystem entspricht der Betrag des Raumzeigers \underline{u}_s den Amplituden der Stranggrößen und er bewegt sich auf einer Kreisbahn in der

komplexen Ebene. Die Momentanwerte der Stranggrößen entsprechen den Projektionen auf die Achsen $1, e^{\frac{j2\pi}{3}}$ und $e^{\frac{j4\pi}{3}}$.

Die acht möglichen Schaltzustände des Pulswechselrichters können mit Hilfe der Transformationsmatrix T als Raumzeiger in der komplexen Ebene dargestellt werden (Bernet 2012, A1).

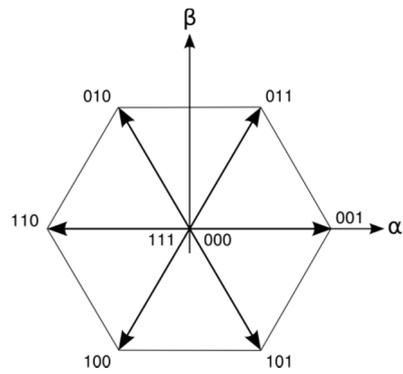


Abbildung 4: Acht mögliche Ausgangsraumzeiger des dreiphasigen Pulswechselrichters

2 Einflussfaktoren auf die nichtlineare Kennlinie

Zur Realisierung der Halbbrücken werden verschiedene Arten von Halbleiterbauelementen eingesetzt. Als aktive Schalter werden bei höheren Leistungen von einigen kW bis in den MW-Bereich und Schaltfrequenzen von bis zu einigen 10kHz bevorzugt *Insulated-Gate Bipolar Transistoren* (IGBT) verwendet. Bei höheren Schaltfrequenzen bis zu 500kHz werden vorwiegend *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistoren* (MOSFET) eingesetzt, wobei diese geringere zulässige Strom- und Spannungshöchstwerte aufweisen als die vorher genannten (Wintrich A. 2010, 2.1).

Zur Durchsetzung dieser beiden Technologien gegenüber anderen merkt (Wintrich A. 2010) an:

„IGBT und MOSFET weisen gegenüber anderen schaltbaren Leistungshalbleitern, wie z.B. konventionellen Thyristoren und GTO-Thyristoren und IGCT eine Reihe von Anwendungsvorteilen auf, wie aktive Ausschaltbarkeit bis hin zum Kurzschlussfall, möglicher Betrieb ohne Beschaltungsnetze, einfache Ansteuerung, kurze Schaltzeiten und somit relativ niedrige Schaltverluste. Ihre Fertigung mittels Technologien aus der Mikroelektronik ist vergleichsweise einfach und preisgünstig.“

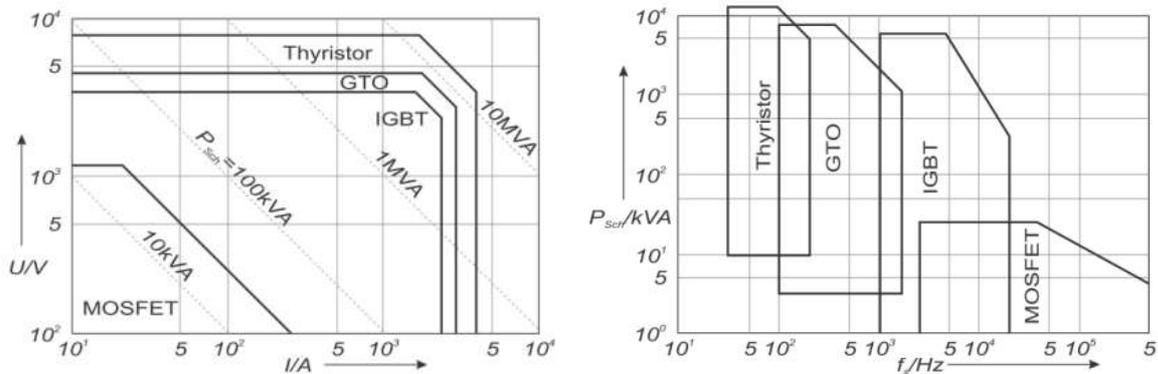


Abbildung 5: Grenzen von steuerbaren Leistungshalbleiterbauelementen (Krischan 2011, 2.2.9)

Abbildung 6 zeigt die Realisierung einer Halbbrücke eines IGBT-Pulswechselrichters, welche aus zwei IGBT und zwei Freilaufdioden aufgebaut ist. Je nach Vorzeichen des Ausgangsstromes ist einer der beiden Transistoren und die jeweils schräg gegenüberliegende Diode an der Stromführung beteiligt. Letztere ermöglicht im abgeschalteten Zustand des aktiven Bauelementes den Freilauf.

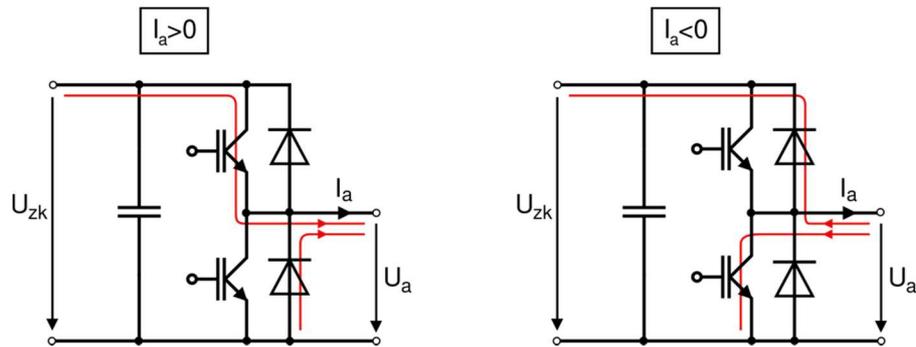


Abbildung 6: Realisierung einer IGBT-Halbbrücke und mögliche Strompfade

Durch die spezifischen Eigenschaften der Halbleiterbauelemente, Maßnahmen zur Verhinderung von Brückenkurzschlüssen und zur Reduktion von Schaltverlusten sowie parasitäre Effekte weist die reale Halbbrücke folgende Merkmale auf, welche sich auf ihre nichtlineare Kennlinie auswirken:

- Spannungsabfälle an den Halbleiterbauelementen
- Dynamisches Verhalten der Leistungshalbleiter
- Verriegelungszeit
- Stromwelligkeit
- Parasitäre Kapazitäten
- Schaltentlastungsnetzwerke
- Zero Current Clamping

Die Eigenschaften werden nachfolgend genauer beleuchtet.

2.1 Spannungsabfälle an den Halbleiterbauelementen

Im Gegensatz zu idealen Schaltern weisen reale Schalter im leitenden Zustand einen Spannungsabfall auf. Dieser ist temperaturabhängig und unterliegt der Veränderung durch Alterung sowie Exemplarstreuungen (Krischan 2011, 2.1.1).

2.1.1 Leistungsdiode

Abbildung 7 zeigt typische statische Kennlinien einer Diode in Durchlassrichtung für verschiedene Halbleitertemperaturen. Die Schwellenspannung hat einen negativen Temperaturkoeffizienten durch die Erhöhung der Eigenleitungsichte. Das Verhalten des differentiellen Widerstandes hängt von der verwendeten Technologie ab. Dioden mit strahlungsinduzierten Rekombinationszentren (CAL-Dioden) weisen bei höheren Temperaturen einen größeren ohmschen Anteil auf. Bei platin-diffundierten Dioden kommt es hingegen zu keinem Schnittpunkt der statischen Kennlinien (Schröder, Leistungselektronische Bauelemente 2006, S. 142f).

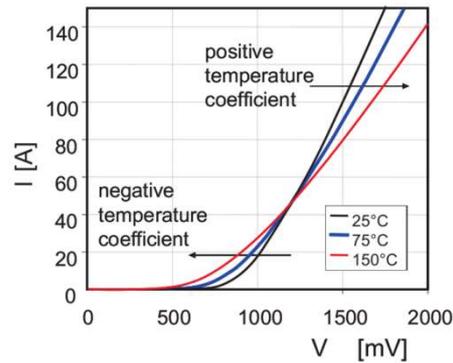


Abbildung 7: Temperaturabhängigkeit der Durchlasskennlinie einer Diode (Wintrich A. 2010, 3)

In Datenblättern von Halbleitermodulen werden die Durchlasskennlinien von Dioden und Transistoren oft durch Ersatzgeraden der Form

$$U_F = U_{TH}(\vartheta) + r_d(\vartheta) \cdot I_F \quad (8)$$

beschrieben. Dabei sind r_d der differentielle Ersatzwiderstand und U_{TH} die Schwellen- bzw. Schleusenspannung. Meist sind diese beiden Parameter für verschiedene Sperrschichttemperaturen ϑ angegeben. Für eine genaue Modellierung der Spannungsabfälle im Zusammenhang mit der Kennlinie des Pulswechselrichters reicht obige Beschreibung unter Umständen nicht aus, da die Ersatzgerade durch Approximation der Kennlinien bei höheren Strömen gewonnen wird. Dadurch ist insbesondere im Schwellbereich mit größeren Abweichungen von den tatsächlichen Durchlasskennlinien zu rechnen (Schröder, Leistungselektronische Bauelemente 2006, S. 123), (Wintrich A. 2010, 3.3.2.1).

2.1.2 IGBT

In Abbildung 8a ist die Struktur eines Punch-Through-IGBTs dargestellt. Es ist erkennbar, dass dieser wie ein MOSFET eine Metal-Oxid-Semiconductor-Struktur, im Gegensatz zu diesem aber eine zusätzliche stark positiv dotierte Schicht am Kollektor-Kontakt aufweist. Dadurch besitzt der IGBT keine antiparallele Diode und somit ist er rückwärts sperrfähig. Die Modellierung des Verhaltens in Durchlassrichtung kann mit dem in Abbildung 8b gezeigten vereinfachten Ersatzschaltbild erfolgen, welches sich aus einem pnp-Transistor und einem MOSFET zusammensetzt. Im Schwellbereich des Ausgangskennlinienfeldes (Abbildung 8c) leitet die Basis-Kollektor-Diode des Bipolartransistors auf Grund des kleinen Spannungsabfalles am MOSFET nicht und kann demnach vernachlässigt werden. Somit kann die Basis-Emitter-Diode des pnp-Transistors in Serie zum MOSFET gedacht werden und der IGBT zeigt im Schwellbereich diodenähnliches Verhalten.

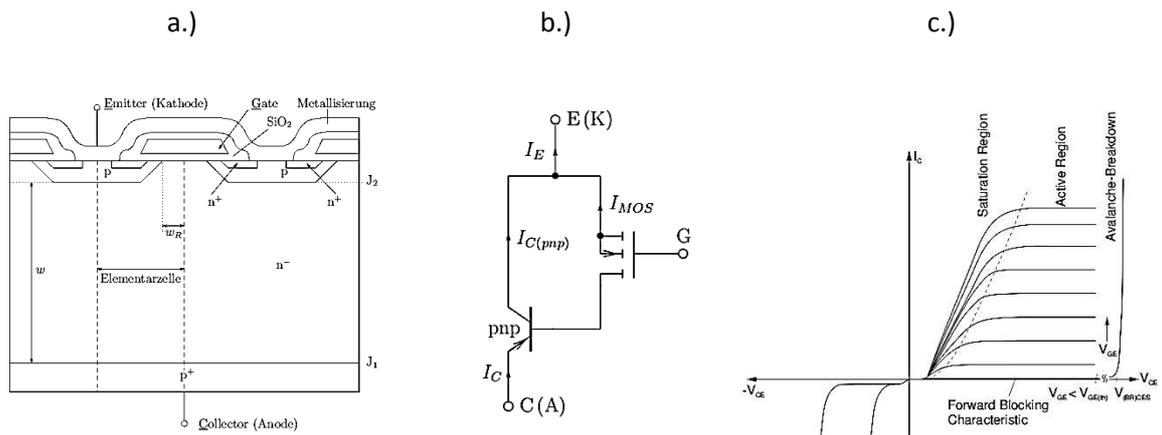


Abbildung 8: Struktur (a) und Ersatzschaltbild (b) eines IGBTs im Durchlassbereich sowie Ausgangskennlinienfeld (c) (Schröder, Leistungselektronische Bauelemente 2006, S. 554) und (Wintrich A. 2010, 2.4)

Das Ausgangskennlinienfeld des IGBTs lässt sich in zwei Bereiche einteilen, welche durch das Verhalten des Kollektorstroms bei Veränderung der Kollektor-Emitter-Spannung gekennzeichnet sind. In der Literatur sind je nach Hintergrund der Quelle unterschiedliche, sich teilweise widersprechende Bezeichnungen für diese Gebiete zu finden. In dieser Arbeit wird konform mit (Wintrich A. 2010) der Bereich, in welchem der Kollektorstrom bei Vergrößerung von U_{CE} nicht mehr ansteigt als aktiver Bereich bezeichnet, die Region, in welcher der Kollektorstrom vom äußeren Stromkreis bestimmt wird, als Sättigungsbereich (vgl. Abbildung 8c). Bei ausreichend hoher Gate-Emitter-Spannung verlaufen die Kennlinien im zuletzt genannten Gebiet auch bei größeren Stromstärken ähnlich wie jene von Leistungsdioden. Dies ist auch der Bereich der Kennlinien, in dem die aktiven Schalter des Pulswechselrichters im eingeschalteten Zustand betrieben werden. Somit ist er für die ON-Verluste und Abweichung von der idealen Ausgangsspannung des Pulswechselrichters ausschlaggebend. Da die Ansteuerung der Transistoren immer mit dem gleichen Spannungspegel erfolgt, reduziert sich das Kennlinienfeld auf eine einzige Kennlinie. Der aktive Bereich wird nur während des Umschaltens durchlaufen.

Die Kennlinien von IGBTs weisen wie jene von den Leistungsdioden eine Temperaturabhängigkeit auf. So nimmt der differentielle Widerstand mit steigender Temperatur zu. Das Verhalten der Schleusenspannung ist vom Typ des IGBTs abhängig. Bei den meisten Technologien nimmt die Spannung mit steigender Temperatur zu. Eine Ausnahme stellt in dieser Hinsicht der Punch-Through-Typ dar (Schröder, Leistungselektronische Bauelemente 2006, 7.2.3), (Wintrich A. 2010, 2.4.2.1).

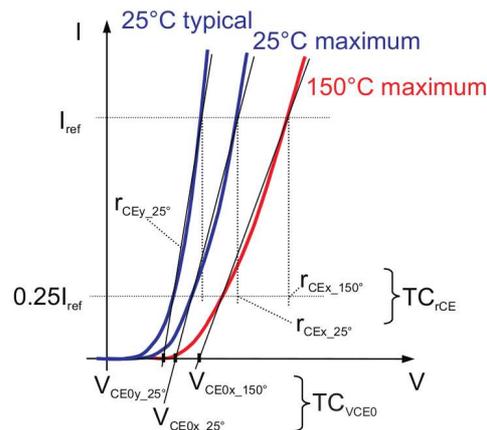


Abbildung 9: Temperaturabhängigkeit der Kennlinie eines IGBTs (Wintrich A. 2010)

2.2 Dynamisches Verhalten

Der Übergang zwischen den Schaltzuständen erfolgt bei realen Schaltern nicht instantan, sondern mit endlichen Schaltzeiten. Diese liegen heute im Bereich von wenigen ns und einigen 100ns (Wintrich A. 2010). Sie sind temperaturabhängig, unterliegen Exemplarstreuungen und ändern sich durch Alterung. Außerdem sind sie abhängig von den stationären Werten der Spannung im ausgeschalteten Zustand und des Stromes im eingeschalteten Zustand (Krischan 2011, 2.1.2, 2.2.8).

2.2.1 Einschalten des IGBTs

Nach der steigenden Flanke des Steuersignals und der Laufzeit in der Ansteuerung des Gates beginnt die Gate-Emitter-Spannung U_{GE} mit der Zeitkonstanten bestimmt durch die Eingangskapazität des IGBTs $C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$ und dem Widerstand des Gatesteuerkreises R_G anzusteigen (Abbildung 10, t_0). Erreicht U_{GE} die Schwellenspannung U_{TH} , so beginnt der Kollektorstrom I_c zu steigen (t_1), wodurch die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} um den Spannungsabfall an der parasitären Induktivität des Kommutierungskreises $L_p \frac{dI_c}{dt}$ verringert wird. Die Anstiegsgeschwindigkeit von I_c ist in dieser Phase von der Anstiegsgeschwindigkeit der Gate-Emitter-Spannung und der Steuerkennlinie des IGBTs $I_c = f(U_{GE})$ abhängig. Nach Erreichen des maximalen durch die Ausräumung der Sperrverzögerungsladung der Diode bedingten Rückstromes nimmt die Freilaufdiode Spannung auf und U_{CE} sinkt (t_2). Der gesamte Gatestrom wird zum Entladen der Gate-Kollektor-Kapazität (Millerkapazität) C_{GC} benötigt. Die Gate-Emitter-Spannung bleibt in diesem Abschnitt in etwa konstant. Dies ändert sich nach Verlassen des aktiven Bereiches. Ab hier steigt U_{GE} bis zum Erreichen der Steuerspannung mit der Zeitkonstante $R_G \cdot C_{ies}$ an (t_3). Durch die spannungsabhängige Gate-Kollektor-Kapazität ist die Zeitkonstante wegen der geringeren Kollektor-Emitter-Spannung, welche ihren stationären Durchlasswert $U_{CE(on)}$ erreicht hat, größer als zu Beginn des Einschaltvorganges (Krischan 2011, 2.2.8), (Wintrich A. 2010, S. 51-54), (Weichbold 2001, 5), (Schröder, Leistungselektronische Bauelemente 2006).

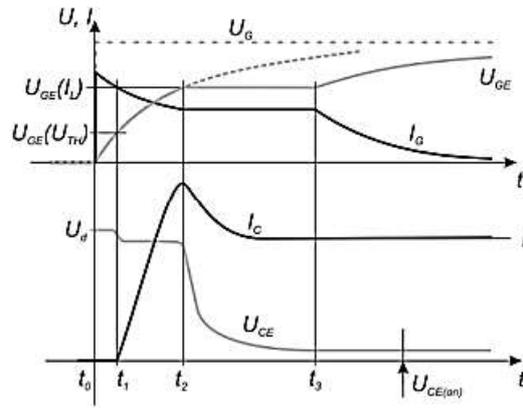


Abbildung 10: Einschaltvorgang des IGBTs (Krischan 2011)

2.2.2 Ausschalten des IGBTs

Nach der fallenden Flanke des Steuersignals und der Laufzeit in der Gateansteuerung beginnt U_{GE} exponentiell zu sinken, bis der IGBT den aktiven Bereich erreicht (Abbildung 11, t_0 - t_1). Der ab hier erfolgende Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung geschieht aufgrund der nichtlinearen und mit steigender Spannung abnehmenden Millerkapazität C_{GC} zuerst langsam, danach sehr schnell. Ein Teil des Laststromes wird zur Ladung der Ausgangskapazität benötigt. Nach dem Erreichen der Zwischenkreisspannung erlangt die Freilaufdiode ihre Leitfähigkeit und beginnt den Laststrom zu übernehmen (t_3). Die Änderung des Kollektorstroms führt mit der parasitären Induktivität zur einer Überspannung am IGBT (Krischan 2011, 2.2.8), (Wintrich A. 2010, S. 53-54), (Weichbold 2001, 5), (Schröder, Leistungselektronische Bauelemente 2006).

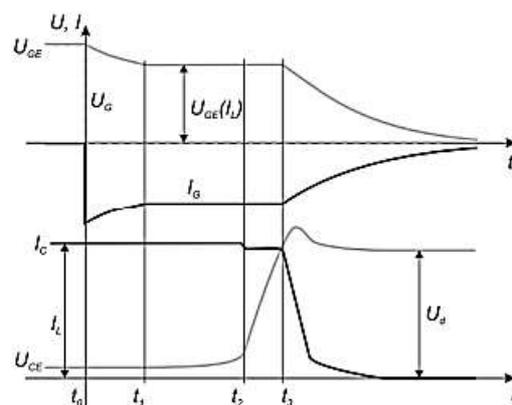


Abbildung 11: Ausschaltvorgang des IGBTs (Krischan 2011)

2.2.3 Einfluss der Temperatur

Die Schwellenspannung und die Vorwärtssteilheit der Steuerkennlinie des IGBTs weisen positive Temperaturkoeffizienten auf (Wintrich 1997). Dadurch steigt beim erwärmten IGBT beim Einschalten der Kollektorstrom verzögert, dafür aber steiler an. Insgesamt ergibt sich zusammen mit dem mit

steigender Temperatur zunehmenden Gatewiderstand eine Zunahme der Einschalt- und Ausschaltzeit mit der Temperatur (Weichbold 2001, 5).

2.2.4 Einfluss des Kollektorstroms

Die Anstiegszeit des Kollektorstroms ist abhängig von der Gateansteuerung und von der Steuerkennlinie des IGBTs. Beim Einschaltvorgang wird die Zeit vom Beginn des Anstiegs von I_c bis zum Erreichen seines Endwertes in etwa proportional mit dem Kollektorstrom zunehmen. Beim Ausschalten hingegen nimmt die Ausschaltzeit mit dem Kollektorstrom ab, da der Wert der Gate-Emitter-Spannung, an dem U_{CE} zu steigen beginnt, zunimmt und somit der Anstieg früher erfolgen kann. Außerdem wird die Millerkapazität bei höherer Gate-Emitter-Spannung schneller entladen (Weichbold 2001, 5), (Wintrich A. 2010, S. 177).

2.2.5 Definition der Schaltzeiten

Mit der Einschaltzeit t_{on} ist in dieser Arbeit das Zeitintervall zwischen der steigenden Flanke des Steuersignals bis zum Abfall von U_{CE} auf 50% der Zwischenkreisspannung gemeint. Die Ausschaltzeit t_{off} ist das Zeitintervall zwischen der fallenden Flanke des Steuersignals und dem Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung auf 50% der Zwischenkreisspannung. Diese Definitionen vereinfachen die Beschreibung des Einflusses der Schaltzeiten auf die Nichtlinearität des Pulswechselrichters und stammen aus (Weichbold 2001, 5).

Die Angaben, welche in Datenblättern von Halbleiterherstellern zu finden sind, weichen unter Umständen von obigen Definitionen ab. So ist mit der in (Wintrich A. 2010) angegebenen Einschaltzeit t_{on} , welche sich aus der Einschaltverzögerungszeit $t_{d(on)}$ und der Anstiegszeit t_r zusammensetzt, ein anderes Zeitintervall gemeint. Die Einschaltverzögerungszeit $t_{d(on)}$ ist das Zeitintervall zwischen dem Erreichen der Gate-Emitter-Spannung von 10% ihres Endwertes und dem Zeitpunkt, an dem der Kollektorstrom 10% des Laststromes erreicht und die Anstiegszeit t_r ist die Zeitspanne, in welcher der Kollektorstrom von 10% bis 90% seines Endwertes ansteigt.

Ähnlich abweichend ist die sich aus der Ausschaltverzögerungszeit $t_{d(off)}$ und der Fallzeit t_f zusammensetzende Ausschaltzeit t_{off} beschrieben. Die Ausschaltverzögerungszeit ist das Zeitintervall zwischen den Zeitpunkten an dem die Gate-Emitter-Spannung um 10% abgefallen ist und der Kollektorstrom 90% seines Anfangswertes erreicht hat. In der Fallzeit t_f sinkt der Kollektorstrom von 90% auf 10% des Laststromes.

Somit können Angaben aus den Datenblättern nicht direkt übernommen werden. Die dort zu findende Einschaltzeit ist kürzer als die in dieser Arbeit verwendete Definition. Beim Ausschalten hängt die Tendenz von der Signallaufzeit in der Gateansteuerung und der parasitären Kapazität ab.

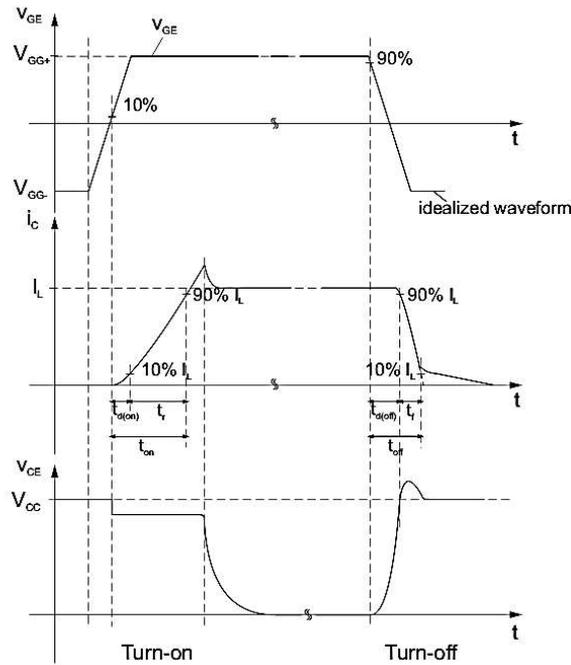


Abbildung 12: Zur Definition der Einschalt- und Ausschaltzeiten nach (Wintrich A. 2010, 3.3.2.1)

2.3 Verriegelungszeit

Wie eben erläutert, schaltet ein Transistor in endlicher Zeit ab. Es muss sichergestellt werden, dass beim Wechsel der Schaltzustände der Zwischenkreis nicht durch zu frühe Ansteuerung des einschaltenden Transistors kurzgeschlossen wird. Durch die komplexen Abhängigkeiten der Schaltzeiten wird in der Regel eine konstante Zeit, mit welcher das Steuersignal für den jeweils einschaltenden Transistor verzögert eingeführt, die so genannte Verriegelungszeit t_v .

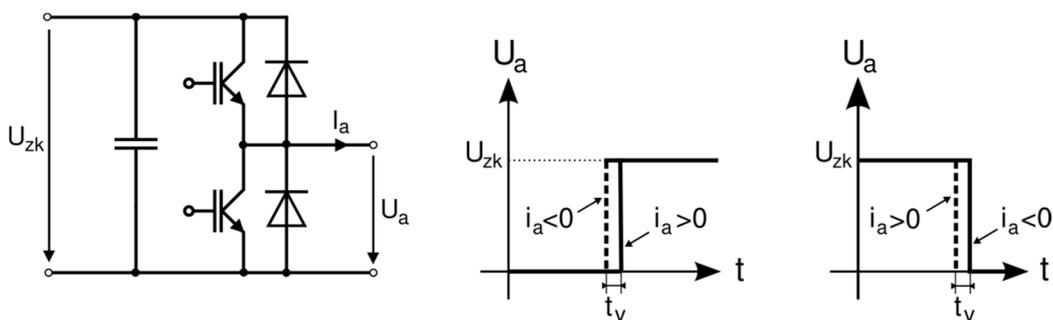


Abbildung 13: Verläufe der Flanken der Ausgangsspannung einer Halbbrücke in Abhängigkeit der Stromrichtung auf Grund der Verriegelungszeit, unverzögerte Flanken strichliert

Durch die Verriegelungszeit entsteht eine Abweichung vom idealen Verlauf der Ausgangsspannung, wenn beim Umschalten ein aktives Bauelement den Strom übernimmt. An welcher Flanke diese Abweichung auftritt, ist vom Vorzeichen des Ausgangsstromes während des Schaltvorganges abhängig. Ist der Ausgangsstrom zum Zeitpunkt des Umschaltens positiv, so übernimmt High-Side-

Transistor beim Umschalten von 0 nach 1 den Strom um t_v verzögert und der Anstieg der Flanke der Ausgangsspannung erfolgt später (Abbildung 13b). Beim Umschalten in den Zustand 0 übernimmt die untere Freilaufdiode den Strom, sobald der High-Side-Transistor vollständig abgeschaltet hat und der Einfluss der Verzögerungszeit tritt im Verlauf der Ausgangsspannung nicht in Erscheinung. Bei negativem Ausgangsstrom tritt analog eine verzögerte fallende Flanke auf (Abbildung 13c). (Krischan 2011, 3.2.5.5), (Jeong S.-G. 1991).

2.4 Stromwelligkeit

Durch die rechteckförmigen Spannungspulse sind im Spektrum der Ausgangsströme neben der Grundschwingung auch hochfrequente Ströme zu finden. Dieser als Stromwelligkeit bezeichnete Anteil kann beispielsweise durch dessen Spitze-Spitze-Wert Δi_{ss} beschrieben werden. Abbildung 14 zeigt den Verlauf des Stromripples bei symmetrischer Pulsweitenmodulation (vgl. (Weichbold 2001)).

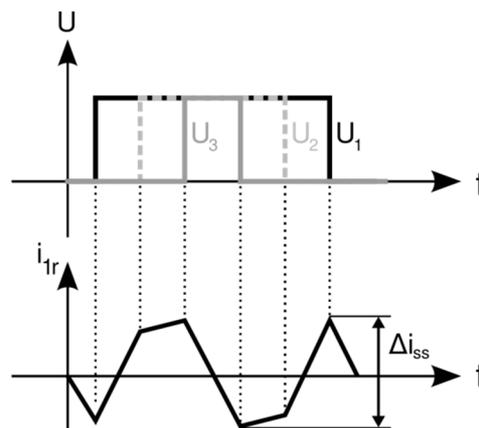


Abbildung 14: Verlauf der Stromwelligkeit in der Phase 1 bei symmetrischer Pulsweitenmodulation

Die zeitliche Änderung des Stromes ist bei Vernachlässigung des ohmschen Anteiles abhängig von der treibenden Spannung und der Induktivität. Je länger in einem bestimmten Schaltzustand verharret wird, desto größer ist dadurch die Änderung des Stromes in dem Intervall. Dadurch ergeben sich bei geringeren Schaltfrequenzen tendenziell größere Δi_{ss} – Werte. Aber auch während einer Grundschwingung ändert sich durch die sinusförmige Modulation der Tastverhältnisse die Form des hochfrequenten Stromanteiles und auch dessen Spitze-Spitze-Wert.

2.5 Parasitäre Kapazitäten

Der Einfluss der parasitären Kapazitäten einer Halbbrücke auf den Verlauf der Ausgangsspannung tritt insbesondere bei kleinen Lastströmen in Erscheinung. Diese Tatsache wird im Folgenden für unterschiedliche Vorzeichen des Stromes im Schaltzeitpunkt illustriert.

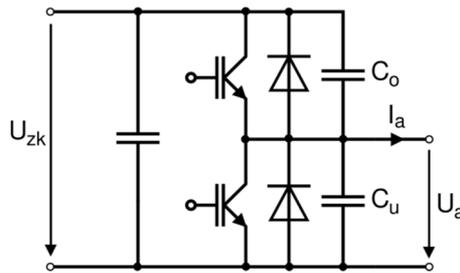


Abbildung 15: Halbbrücke mit parasitären Kapazitäten

2.5.1 Fall $i_a > 0$

Im eingeschalteten Zustand des High-Side-Transistors ist die Kapazität C_u auf die Zwischenkreisspannung aufgeladen. Beim Umschalten von Zustand 1 auf 0 wird die Kapazität C_o geladen und die Kapazität C_u entladen, was zu einer Abnahme der Ausgangsspannung führt. Die zeitliche Änderung der Spannung hängt von der Höhe des Ausgangsstroms während des Umschaltens ab und die Zeit, in der die Ausgangsspannung fällt, vergrößert sich bei kleinen Strömen (Abbildung 16, rechts). Ist der Kondensator nach Verstreichen der Verriegelungszeit noch nicht vollständig entladen, so passiert dies spätestens beim Einschalten des Low-Side-Transistors und die Ausgangsspannung sinkt rapide ab. Erst jetzt beginnt die Freilaufdiode den Ausgangsstrom zu übernehmen.

Beim Umschalten von 0 auf 1 wird die Kapazität C_u sehr schnell über den High-Side-Transistor vom Zwischenkreis aufgeladen und es tritt kein Einfluss des Höhe des Stromes auf die Anstiegszeit der Spannung auf Grund der Ladung auf (Abbildung 16, links) (Urasaki N. 2005), (Gong L. M. 2010).

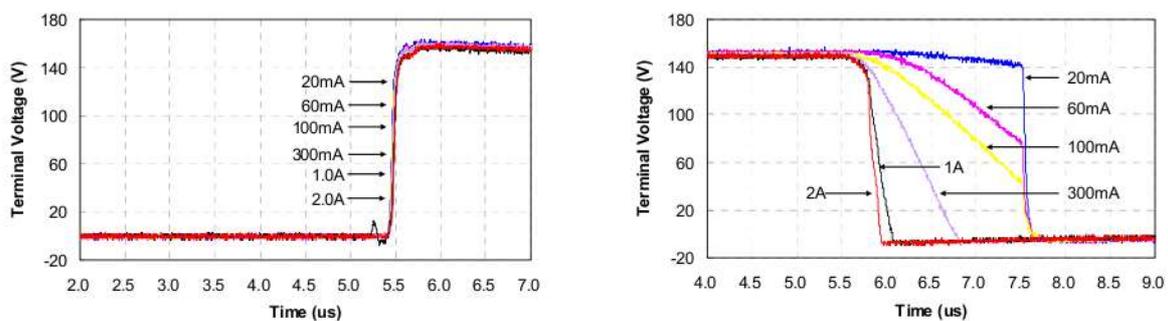


Abbildung 16: Verläufe der Ausgangsspannung einer IGBT-Halbbrücke bei $i_a > 0$, $t_v = 2\mu s$ (Gong L. M. 2010)

2.5.2 Fall $i_a < 0$

Beim Umschalten von Zustand 0 auf 1 wird bei kleinen Lastströmen die Kapazität C_u langsam geladen und es zeigt sich eine Abhängigkeit der Anstiegszeit der Spannung von der Stromstärke (Abbildung 17, links). Analog zum 1. Fall erfolgt die Aufladung spätestens nach Verstreichen der Verriegelungszeit und dem Einschalten des High-Side-Transistors. Bei negativen Ausgangsströmen wird die Kapazität C_u beim Umschalten von 1 auf 0 schnell über den Low-Side-Transistor entladen (Abbildung 17, rechts) (Urasaki N. 2005), (Gong L. M. 2010).

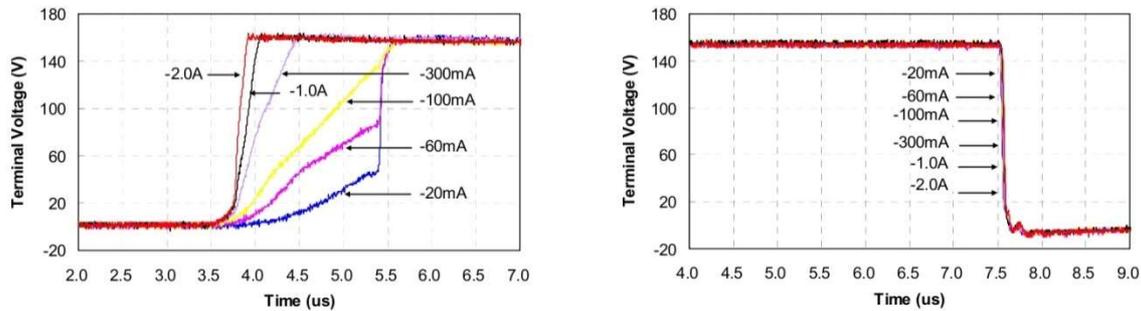


Abbildung 17: Verläufe der Ausgangsspannung einer IGBT-Halbbrücke bei $i_a < 0$, $t_v = 2\mu s$ (Gong L. M. 2010)

2.6 Schaltentlastungsnetzwerke

Schaltentlastungsnetzwerke werden zur Reduzierung von Schaltverlusten eingesetzt. So steigen bei der Verwendung von Ausschaltentlastungsnetzwerken durch den Einsatz von Entlastungskapazitäten die Spannungsflanken langsamer an. Das oben diskutierte Verhalten der parasitären Kapazitäten gilt somit auch für Snubbernnetzwerke und die Entlastungskapazität kann als Teil der Ausgangskapazität behandelt werden (Zhang Z. 2013), (Krischan 2011).

2.7 Zero Current Clamping

Dieses Phänomen tritt vorwiegend bei geringen Statorfrequenzen und Spannungen auf. Dabei wird bei sinusförmiger Pulsweitenmodulation der Strom im Bereich von Nulldurchgängen „festgehalten“. Währenddessen sind in den anderen beiden Phasen ebenfalls Verzerrungen der Ausgangsströme bemerkbar.

In der Literatur sind verschiedene Erklärungen für diesen Effekt zu finden. So beschreiben (Choi J.-W., A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages 1995) und (Ben-Brahim 2004), dass während der Verriegelungszeit nur eine der Freilaufdioden den Strom leiten könne und dieser unabhängig von dessen Richtung gegen Null strebe. Bei sehr kleinen Stromstärken komme es dadurch zum Lücken des Stromes, bis nach Verstreichen der Verriegelungszeit ein Transistor den Strom übernimmt. Während des Lückens ist die Halbbrücke hochohmig und dadurch liegt am Ausgang die Maschinenspannung an.

In (Sepe R.B. 1994) ist als Erklärung zu finden, dass der in Abschnitt 2.5 beschriebene Effekt durch die Ladung bzw. Entladung der parasitären Kapazitäten, welcher bei kleinen Strömen auftritt, für die Verzerrung der Ausgangsspannung und somit des Stromes im Bereich von Nulldurchgängen verantwortlich ist.

(Weichbold 2001) sieht hingegen einen hohen differentiellen Widerstand der Halbbrücken als Ursache. Bei kleinen Strömen befindet sich der Arbeitspunkt im gekrümmten Bereich der Kennlinien

der Halbleiterbauelemente. Kurze Spannungspulse auf Grund von kleinen Ausgangsspannungen vermögen es nicht, die Brücke aus dem gekrümmten Bereich der Kennlinien zu bringen.

In Abschnitt 4.5 werden Untersuchungen zu den Nulldurchgängen des Ausgangsstroms bei sinusförmiger Aussteuerung durchgeführt.

3 Modellierung der nichtlinearen Kennlinie

Durch die im vorigen Abschnitt beschriebenen nicht idealen Eigenschaften ergeben sich an den Ausgängen der Halbbrücken Abweichungen von den idealen Pulsmustern. Somit stimmt die über eine Schaltperiode gemittelte Ausgangsspannung nicht mit dem Spannungssollwert überein. Im Folgenden werden die in Abschnitt 2 erläuterten Eigenschaften in Bezug auf deren Auswirkung auf die Kennlinie des Pulswechselrichters dargestellt, wobei die Modellierung durch Verwendung von Spannungs-Zeit-Flächen erfolgt. Es zeigt sich, dass die Kennlinie einer Nichtlinearität entspricht. Die Zählpeile der Spannungsabfälle an den Halbleiterbauelementen seien so gewählt, damit $U_T > 0$ und $U_D > 0$ in Durchlassrichtung gilt.

3.1 Einfluss der Verriegelungszeit und der Spannungsabfälle an den Bauelementen ohne Berücksichtigung der Stromwelligkeit

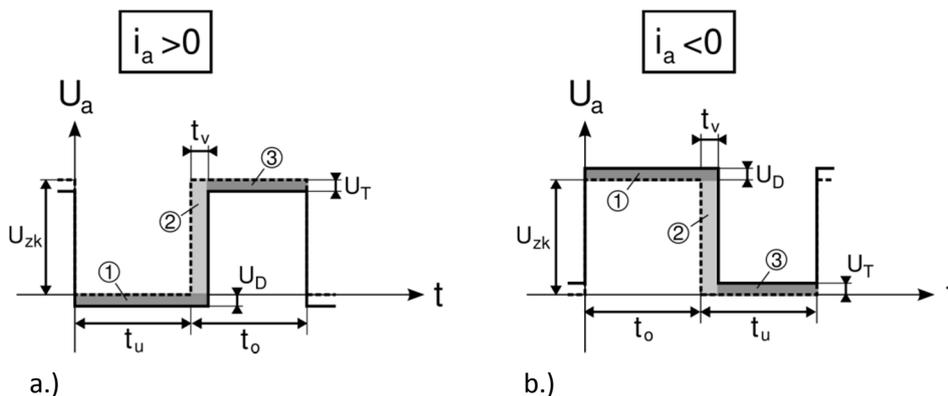


Abbildung 18: Schematische Darstellung der Verläufe der Ausgangsspannung, ideale Verläufe strichliert

3.1.1 Fall $i_a > 0$

Im Zustand 0 befindet sich der Ausgang durch den Spannungsabfall an der Low-Side-Diode etwas unter das Potential des Minuspoles des Zwischenkreises ①. Beim Umschalten auf 1 schaltet der High-Side-Transistor um die Verriegelungszeit verzögert ein ②. Im Zustand 1 erreicht der Ausgang einer Halbbrücke durch den Spannungsabfall am High-Side-Transistor nicht die volle Zwischenkreisspannung ③. Dadurch ergibt sich bei positivem Ausgangsstrom pro Schaltperiode folgende im Vergleich zum idealen Fall zu geringe Spannungs-Zeit-Fläche:

$$A_1 = U_T(t_o - t_v) + U_D(t_u + t_v) + U_{zk} \cdot t_v \quad (9)$$

3.1.2 Fall $i_a < 0$

Bei negativem Ausgangsstrom liegt der Ausgang einer Halbbrücke im Zustand 1 durch den Spannungsabfall an der High-Side-Diode etwas über der Zwischenkreisspannung ①. Das Umschalten

in den Zustand 0 erfolgt um die Verriegelungszeit verzögert ②. Im Zustand 0 liegt der Ausgang der Halbbrücke um den Spannungsabfall am Transistor über dem Potential des Minuspoles des Zwischenkreises ③. Insgesamt ergibt sich bei negativem Ausgangsstrom pro Schaltperiode folgende im Vergleich zum idealen Fall überschüssige Spannungs-Zeit-Fläche:

$$A_2 = U_T(t_u - t_v) + U_D(t_o + t_v) + U_{zk} \cdot t_v \quad (10)$$

3.1.3 Kennlinie des Pulswechselrichters

Die Kennlinie des Pulswechselrichters gibt sich aus den Spannungs-Zeit-Flächen mittels Division durch die Schaltperiodendauer T_s :

$$U_{PWR} = \begin{cases} \frac{A_1}{T_s} & \text{für } i_a > 0 \\ -\frac{A_2}{T_s} & \text{für } i_a < 0 \\ 0 & \text{für } i_a = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Abbildung 19 zeigt die sich aus (9), (10) und (11) ergebende Abweichung von der idealen Ausgangsspannung. Die Nichtlinearität der Kennlinie entsteht durch das Zweipunktglied, welches durch die Verriegelungszeit verursacht wird und die nichtlinearen Strom-Spannungs-Beziehungen der Halbleiterbauelemente.

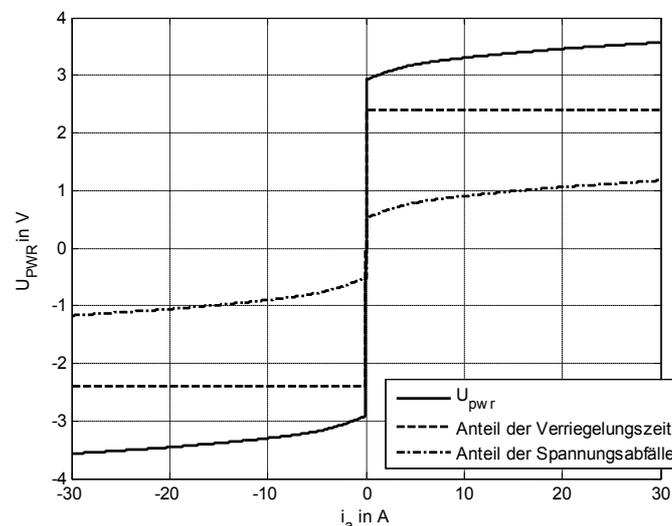


Abbildung 19: Nichtlinearität auf Grund der Verriegelungszeit und der Halbleiterspannungsabfälle, $U_{zk} = 120V$, $t_v = 2\mu s$, $f_s = 10kHz$

Die Flächen A_1 und A_2 sind durch die Anteile der Halbleiterspannungsabfälle stromabhängig. Der Einfluss der Durchlasskennlinien der Dioden und Transistoren ist durch die Verweildauern in den Schaltzuständen gewichtet und eine Abhängigkeit vom Tastverhältnis ist bei einem größeren Unterschied der Durchlassspannungen stärker ausgeprägt. Die Kennlinie des Pulswechselrichters ist somit

auch in einem gewissen Maße von der angeschlossenen Last abhängig, da das Tastverhältnis, mit dem ein gewisser Strom getrieben wird, mit steigender Impedanz zunimmt. Des Weiteren zeigt sich durch die Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung ein Einfluss durch eine begrenzte Spannungsteifheit der Energiezufuhr.

3.2 Einfluss der Schaltzeiten ohne Berücksichtigung der Stromwelligkeit

Auf Grund der Schaltverzögerungen kommt es beim Ein- und Ausschalten der Transistoren zu einem zusätzlichen Beitrag zur Kennlinie des Pulswechselrichters. Die Definitionen der Schaltzeiten in Abschnitt 2.2 erleichtern die Beschreibung der Spannung-Zeit-Flächen, da die realen Spannungsverläufe durch rechteckige Verläufe mit näherungsweise gleichen Spannungs-Zeit-Flächen angenähert werden können.

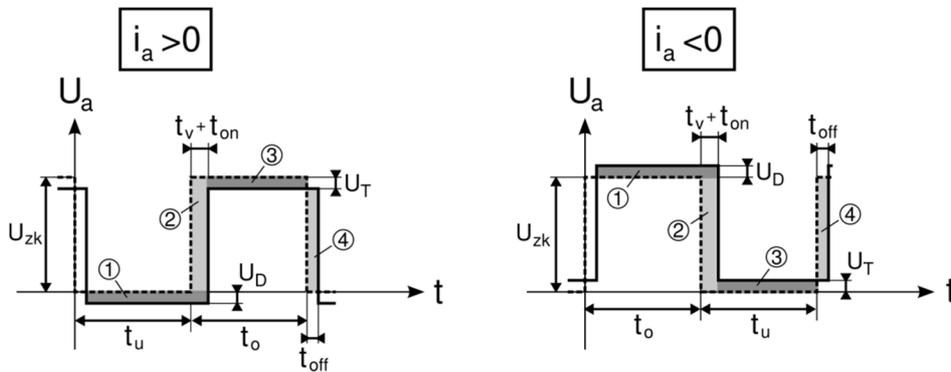


Abbildung 20: Schematische Darstellung der Verläufe der Ausgangsspannung unter Berücksichtigung der Schaltzeiten, ideale Verläufe strichliert

Im Vergleich zur Modellierung in Abschnitt 3.1 sind bei Berücksichtigung der Schaltzeiten die Flächen ② verändert. Zusätzlich treten die Flächen ④ auf, welche mit negativen Vorzeichen zu zählen sind. Das Verhalten der Flächen ① und ③ ist abhängig von der Differenz der Schaltzeiten $\Delta t_s = t_{on} - t_{off}$. Bei Berücksichtigung der Schaltverzögerungen ergeben sich abweichend von (9) und (10) folgende Spannungs-Zeit-Flächen:

$$A_1 = U_T(t_o - t_v - \Delta t_s) + U_D(t_u + t_v + \Delta t_s) + U_{zk} \cdot (t_v + \Delta t_s) \quad (12)$$

$$A_2 = U_T(t_u - t_v - \Delta t_s) + U_D(t_o + t_v + \Delta t_s) + U_{zk} \cdot (t_v + \Delta t_s) \quad (13)$$

Da sowohl die steigende Flanke als auch die fallende Flanke verspätet ausgegeben werden, ist die Differenz der Schaltzeiten für einen Beitrag zur Abweichung vom Sollwert der Ausgangsspannung verantwortlich. Je nach Vorzeichen von Δt_s ergibt sich der Einfluss auf die Kennlinie des Wechselrichters. Wie aus (12) und (13) ersichtlich wirkt Δt_s gleich wie die Verriegelungszeit.

3.3 Einfluss der parasitären Kapazitäten

Wie in Abschnitt 2.5 beschrieben, tritt bei kleinen Ausgangsströmen eine deutliche Beeinflussung der zeitlichen Änderung der Ausgangsspannung beim Umschalten ein. Die dadurch entstehenden zusätzlichen Abweichungen vom Sollverlauf werden nachfolgend beschrieben. Die Ausführungen basieren auf der Darstellung in (Urasaki N. 2005).

Der Vorgang der Entladung der Ausgangskapazität C einer Halbbrücke kann bei Vernachlässigung eines ohmschen Anteiles mit folgender Differenzialgleichung beschrieben werden:

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{i_c}{C} \quad (14)$$

Dabei wird davon ausgegangen, dass die Kapazität C konstant ist und der spannungsabhängige Anteil durch die Millerkapazitäten der Transistoren wird vernachlässigt. Unter der vereinfachten Annahme eines während des Schaltvorganges konstanten Ausgangsstromes $i_c = I$ kann die Änderung der Spannung im Zeitintervall Δt wie folgt angeschrieben werden:

$$U_2 - U_1 = \frac{I}{C} \cdot (t_2 - t_1) = \frac{I}{C} \cdot \Delta t \quad (15)$$

Zur Berechnung der Spannungs-Zeit-Flächen müssen die Fälle unterschieden werden, in welchen die Ausgangsspannung vor Verstreichen der Verriegelungszeit ihren Sollwert erreicht (Abbildung 21a) von jenen, bei dem die Kapazität nach $t_v (+\Delta t_s)$ durch einen Transistor entladen wird (Abbildung 21b).

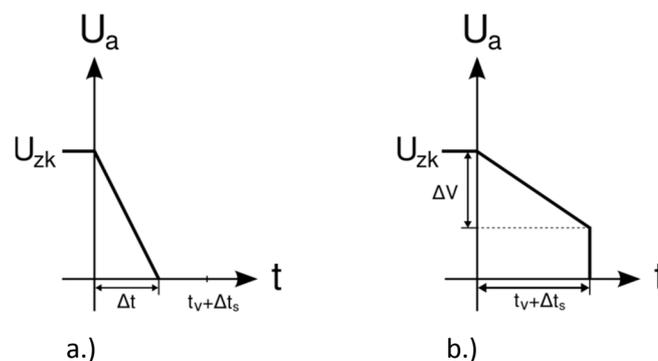


Abbildung 21: Verläufe der fallenden Spannungsflanke für positiven kleinen Ausgangsstrom unter Berücksichtigung der Schaltzeiten

Mit Hilfe der Gleichung (14) kann der Grenzfall berechnet werden, bei dem die Kapazität in der Zeit $t_v + \Delta t_s$ entladen wird:

$$I_{grenz} = U_{zk} \cdot \frac{C}{t_v + \Delta t_s} \quad (16)$$

Im ersten Fall ($i_a > I_{grenz}$) ergibt sich für die Spannungs-Zeit-Fläche mit Gleichung (15) und Abbildung 21a zu:

$$A_3 = \frac{1}{2} U_{zk} \cdot \Delta t = \frac{1}{2} \frac{U_{zk}^2 \cdot C}{i_a} \quad (17)$$

Ist die Kapazität nach $t_v + \Delta t_s$ noch nicht vollständig entladen ($i_a < I_{grenz}$), ergibt sich mit Abbildung 21b die Fläche mit:

$$A_4 = (U_{zk} - \Delta V) \cdot (t_v + \Delta t_s) + \frac{1}{2} \Delta V \cdot (t_v + \Delta t_s) = U_{zk} \cdot (t_v + \Delta t_s) - \frac{1}{2} \frac{i_a}{C} (t_v + \Delta t_s)^2 \quad (18)$$

Zur Berücksichtigung der Halbleiterspannungsabfälle kann in (17) und (18) U_{zk} durch $U_{zk} - U_T + U_D$ ersetzt werden. Da eine Einbeziehung aber kaum Einfluss auf die resultierende Spannungs-Zeit-Fläche hat, bietet es sich an, diese Spannungsabfälle zu vernachlässigen.

3.3.1 Kennlinie des Pulswechselrichters

Wird der Einfluss der parasitären Kapazitäten berücksichtigt, ergibt sich die Kennlinie des Pulswechselrichters wie folgt:

$$U_{PWR} = \begin{cases} \frac{A_1 - A_3}{T_s} & \text{für } i_a > I_{grenz} \\ \frac{A_1 - A_4}{T_s} & \text{für } 0 < i_a < I_{grenz} \\ \frac{-A_2 + A_4}{T_s} & \text{für } -I_{grenz} < i_a < 0 \\ \frac{-A_2 + A_3}{T_s} & \text{für } i_a < -I_{grenz} \end{cases} \quad (19)$$

Für die Schaltzeiten müssen dabei die Werte verwendet werden, bei denen der kapazitive Effekt noch nicht merkbar ist. Abbildung 22 zeigt die Entwicklung der Spannungs-Zeit-Flächen an der steigenden und an der fallenden Spannungsflanke und die insgesamt daraus resultierende im Vergleich zum idealen Fall zu geringe Fläche.

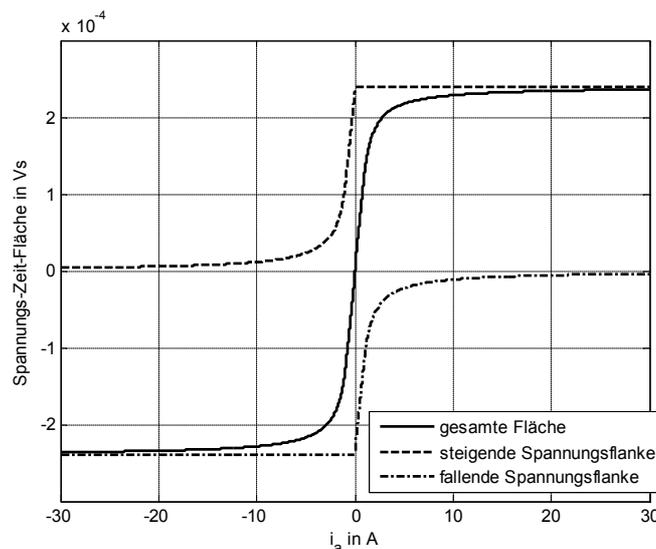


Abbildung 22: Spannungs-Zeit-Flächen bei Berücksichtigung der parasitären Kapazität und der Verriegelungszeit (ohne Halbleiterspannungsabfälle)

Ausgehend von der Abweichung verursacht durch die Verriegelungszeit nimmt die Spannungs-Zeit-Fläche bei Berücksichtigung des Entladungsvorganges der parasitären Kapazitäten bei einem Vorzeichenwechsel des Ausgangsstromes nicht abrupt ab. Zuerst verringert sich die Fläche linear mit dem Ausgangsstrom (Gleichung (18)) und nach Erreichen des Wertes I_{grenz} hyperbolisch (Gleichung (17)). Beim Wert von $i_a = I_{grenz}$ hat sich die Fläche genau halbiert.

3.4 Berücksichtigung der Stromwelligkeit

Wird die in Abschnitt 2.4 beschriebene Stromwelligkeit bei der Modellierung berücksichtigt, so ergeben sich insbesondere bei kleinen Strömen weitere Veränderungen der modellierten Kennlinie des Pulswechselrichters.

\bar{I}_a sei der Mittelwert des Stromes in einer Schaltperiode. Für den Fall $|\bar{I}_a| \leq \frac{\Delta i_{ss}}{2}$ tritt die Verriegelungszeit (bei unendlich kleiner parasitärer Kapazität) nicht in Erscheinung, da der Ausgangsstrom durch die Stromwelligkeit bis zum Zeitpunkt des aktiven Zustandswechsels das Vorzeichen gewechselt hat und damit jeweils eine Freilaufdiode den Strom übernimmt (vgl. Abbildung 13) (Krischan 2011). Auch die Schaltverzögerungen tragen nicht zur Kennlinie bei, da an beiden Spannungsflanken die Ausschaltzeit auftritt und somit die Schaltzeitendifferenz Δt_s gleich Null wird (Weichbold 2001).

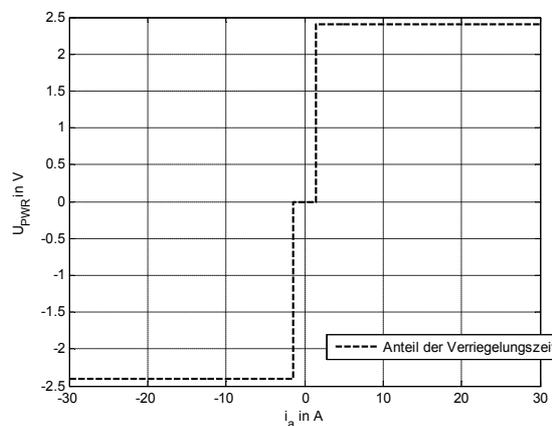


Abbildung 23: Durch die Verriegelungszeit verursachte Abweichung von der idealen Ausgangsspannung bei Vorhandensein einer Stromwelligkeit, $\Delta i_{ss} = 3A$

Bei den Halbleiterspannungsabfällen stellt sich folgende Situation ein: Durch die Stromwelligkeit ist den Spannungsabfällen ebenso ein hochfrequenter Wechselanteil überlagert. Da der Stromripple nicht nur in der Schaltperiode, sondern auch in den Schaltzuständen 0 und 1 symmetrisch verläuft, ergibt sich unter der Annahme linear ansteigender Kennlinien der Bauelemente für den Mittelwert der Spannungsabfälle näherungsweise der Wert, welcher ohne Stromwelligkeit abfallen würde. Somit bleibt die Kennlinie nahezu unbeeinflusst. Bei kleinen Stromstärken hingegen führt die starke

Krümmung der Durchlasskennlinien der Bauelemente in diesem Bereich zu verzerrten Spannungsverläufen, deren Mittelwert einen geringeren Wert liefert als ohne Berücksichtigung der Stromwelligkeit (Weichbold 2001). Dies wurde durch Bildung einer mittleren Durchlasskennlinie der Bauelemente (vgl. auch (Schröder, Leistungselektronische Schaltungen 2008, 8.4.15)) und einen exemplarischen Verlauf der Stromwelligkeit erläutert.

Eine Modellierung des Einflusses der Stromwelligkeit auf die Halbleiterspannungsabfälle durch Spannungs-Zeit-Flächen erscheint als sehr heikel, da die über eine Schaltperiode gemittelten Spannungsabfälle vom Verlauf der Stromwelligkeit abhängen. Trifft der mit einer Welligkeit behaftete Strom auf die Nulllinie sind außerdem alle vier Bauelemente einer Halbbücke an der Stromführung beteiligt.

Der Einfluss der parasitären Kapazitäten auf die Spannungsflanken hängt von den Augenblickswerten des Lade-/Entladestromes in den Schaltzeitpunkten ab. Dadurch liegt die Vermutung nahe, dass die Größe der Stromwelligkeit einen Einfluss auf das Auftreten der durch die Kapazitäten hervorgerufenen Spannungs-Zeit-Flächen hat, insbesondere wenn man bedenkt, dass die Kennlinie über dem Mittelwert des Ausgangsstromes aufgenommen wird. In Abschnitt 4.5 werden hierzu Untersuchungen durchgeführt.

3.5 Modellierung der Stromwelligkeit

Jeder Umschaltvorgang entspricht einem Schaltvorgang einer ohmsch-induktiven Last und zieht exponentielle Verläufe der Ströme nach sich. Unter vereinfachender Vernachlässigung des ohmschen Anteiles ergeben sich lineare Näherungen, wobei die Änderung des Stromes pro Zeiteinheit der Anfangssteigung des exponentiellen Verlaufes entspricht. Die Approximation ist umso genauer, je kürzer die Schaltzeiten in Bezug auf die Zeitkonstante $\tau = \frac{L}{R}$ sind.

Zur Modellierung des hochfrequenten Wechselanteiles der Ausgangsströme kann davon ausgegangen werden, dass die Grundschiwingung der Spannung durch einen in der Schaltperiode konstanten über die Schaltperiode gemittelten Spannungsraumzeiger \bar{U} beschrieben wird und die treibende Spannung, welche die Stromwelligkeit verursacht, durch die Differenzzeiger $U_{d1,2,3}$ von diesem konstanten Zeiger und den tatsächlichen Ausgangsraumzeigern der Halbbrücken ausgedrückt werden kann (Abbildung 24).

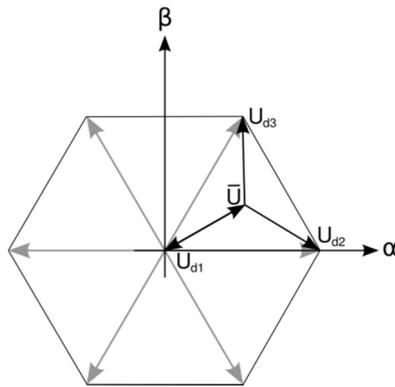


Abbildung 24: Spannungsräumzeiger für die Modellierung der Stromwelligkeit

Eine eventuell vorhandene Gegenspannung der angeschlossenen Maschine hat keinen hochfrequenten Anteil und beeinflusst den Verlauf der Stromwelligkeit nicht. Die Projektion der Differenzzeiger auf die Wicklungsachsen liefert die treibenden Strangspannungen für die Stromwelligkeit.

In einer Umdrehung des Grundschwingungsräumzeigers ändern sich auch die Differenzraumzeiger in Betrag und Phase. Somit variieren die treibenden Spannungen für die Stromwelligkeit und diese verändert ihre Form und ihren Spitze-Spitze Wert im Laufe einer Grundschwingungsperiode.

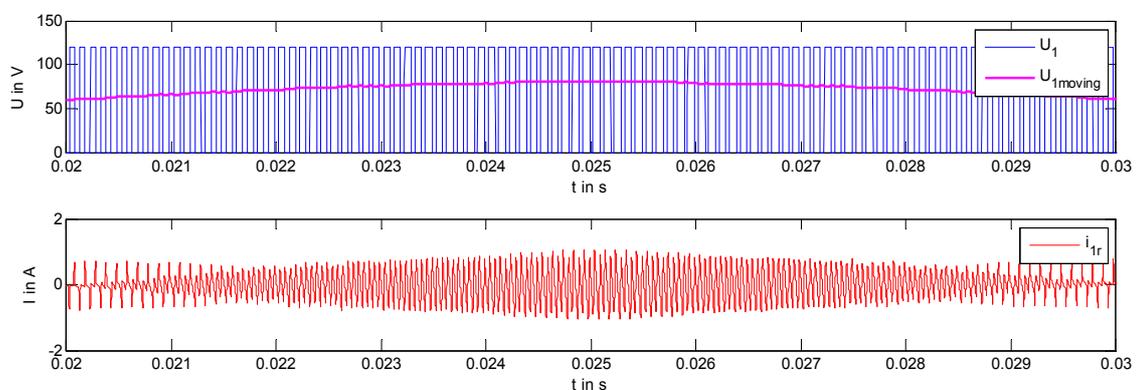


Abbildung 25: Simulierter Verlauf der Stromwelligkeit während einer positiven Halbschwingung bei $U_{zk} = 120V$, $U_{soll} = 20V$, $f = 50Hz$

Die Form des Ripples ist ebenso von der Länge des Grundschwingungsräumzeigers und somit von der Aussteuerung des Wechselrichters abhängig (Abbildung 26).

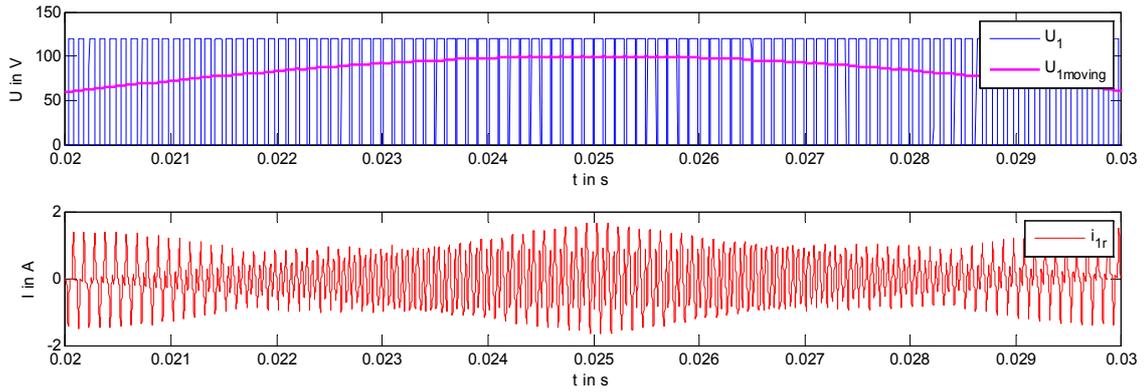


Abbildung 26: Simulierter Verlauf der Stromwelligkeit während einer positiven Halbschwingung bei $U_{zk} = 120V$, $U_{soll} = 40V$, $f = 50Hz$

Es kann zu Situationen kommen, bei denen der lokale Spitze-Spitze-Wert der Stromwelligkeit relativ groß wird, die Werte beim Umschalten der betreffenden Halbbrücke aber deutlich kleiner als $\frac{\Delta i_{ss}}{2}$ sind (Abbildung 27).

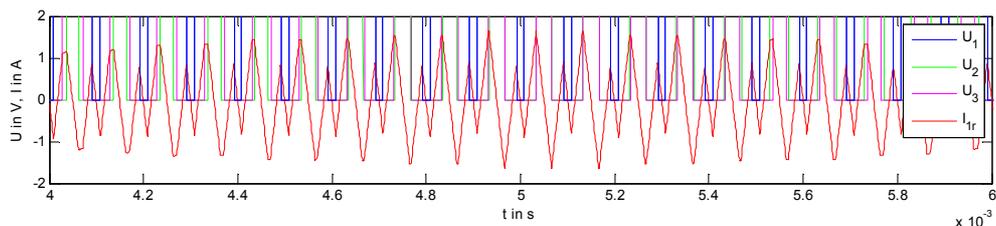


Abbildung 27: Detail: Stromwelligkeit im Bereich des Spannungsmaximums, bei $U_{zk} = 120V$, $U_{soll} = 40V$, $f = 50Hz$

Da sich die Stromwelligkeit am stärksten bei kleinen Strömen auf die Nichtlinearität des Pulswechselrichters auswirkt, ist die Größe des Ripples im Bereich von Stromnulldurchgängen interessant. Ändert sich der Leistungsfaktor, so ist zu erwarten, dass der Nulldurchgang an einer anderen Stelle auftritt und die dort lokal auftretende Stromwelligkeit zu verwenden ist. Die größten Stromrippel treten tendenziell beim Spannungsmaximum und bei Nulldurchgängen der Spannung auf.

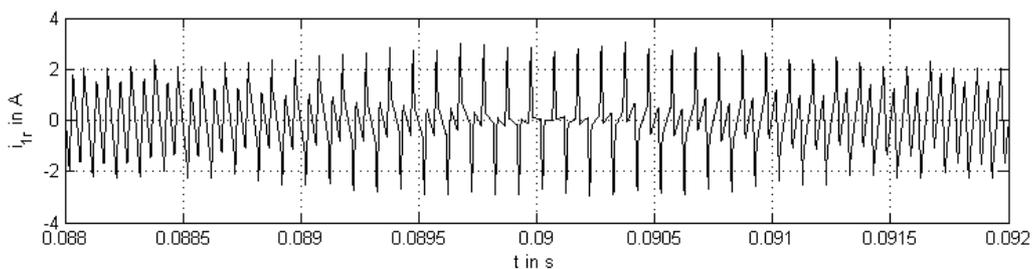


Abbildung 28: Simulierter Verlauf der Stromwelligkeit im Bereich eines Spannungsnulldurchganges

In (Weichbold 2001) wurde ausgeführt, dass für die Ausbildung der Stromwelligkeit die transiente Streureaktanz maßgeblich ist. Allerdings hat auch die differentielle Induktivität, welche bei der Linearisierung der Hauptinduktivität im Arbeitspunkt zu erhalten ist, einen Anteil an der Induktivität, welche die Stromänderung begrenzt.

4 Messungen am Pulswechselrichter

4.1 Beschreibung des Versuchs- und Messaufbaus

Die Messungen der Nichtlinearität und die messtechnische Überprüfung der Kompensationsalgorithmen wurden an einem Prüfstand bestehend aus zwei Asynchronmaschinen, welche jeweils über einen Pulswechselrichter versorgt wurden, durchgeführt. Dabei dienten der Pulswechselrichter A bzw. die Asynchronmaschine 3 als Messobjekte. Die zweite Maschine wurde ausschließlich als Belastungsmaschine verwendet.

Die Wechselrichter verfügten über einen gemeinsamen Gleichspannungszwischenkreis. Das Laden des Zwischenkreises erfolgte über einen Dioden-Gleichrichter, welcher über einen Stelltransformator vom dreiphasigen Netz versorgt werden konnte. Zur Potentialtrennung stand alternativ ein Netzgerät zur Verfügung, welches bei den Messungen eingesetzt mit einem Oszilloskop verwendet wurde. Der Einsatz des Netzgerätes brachte auch den Vorteil einer deutlich vom Ausgangsstrom unabhängigeren Zwischenkreisspannung mit sich.

Die Generierung der Pulsmuster für die Pulswechselrichter und die Regelung der Maschinen erfolgte mit einem Signalprozessorsystem, dessen Algorithmus über eine Bedienoberfläche von einem PC aus gesteuert werden konnte. Dem Signalprozessorsystem wurden als Messgrößen jeweils drei Strangströme pro Maschine und die Zwischenkreisspannung zugeführt. Die Rotorlage und Drehzahl wurden mit Hilfe eines Inkrementalgebers ebenfalls erfasst.

Zur Messung der tatsächlich ausgegebenen Spannungen der Halbrücken wurden die Ausgangsspannungen der Halbrücken gegen den Minuspol des Zwischenkreises mit Hilfe eines Leistungsmessgerätes gemessen. Dabei wurde die spannungsrichtige Messschaltung möglichst nahe am Umrichter gewählt. Außerdem wurden die Verläufe der drei Strangströme der Asynchronmaschine 3 über drei 100A-Messwiderstände aufgenommen.

Das Halbleitermodul verfügte über einen integrierten Temperatursensor. Eine Auswerteschaltung stellte ein analoges zur Temperatur proportionales Gleichspannungssignal zur Verfügung.

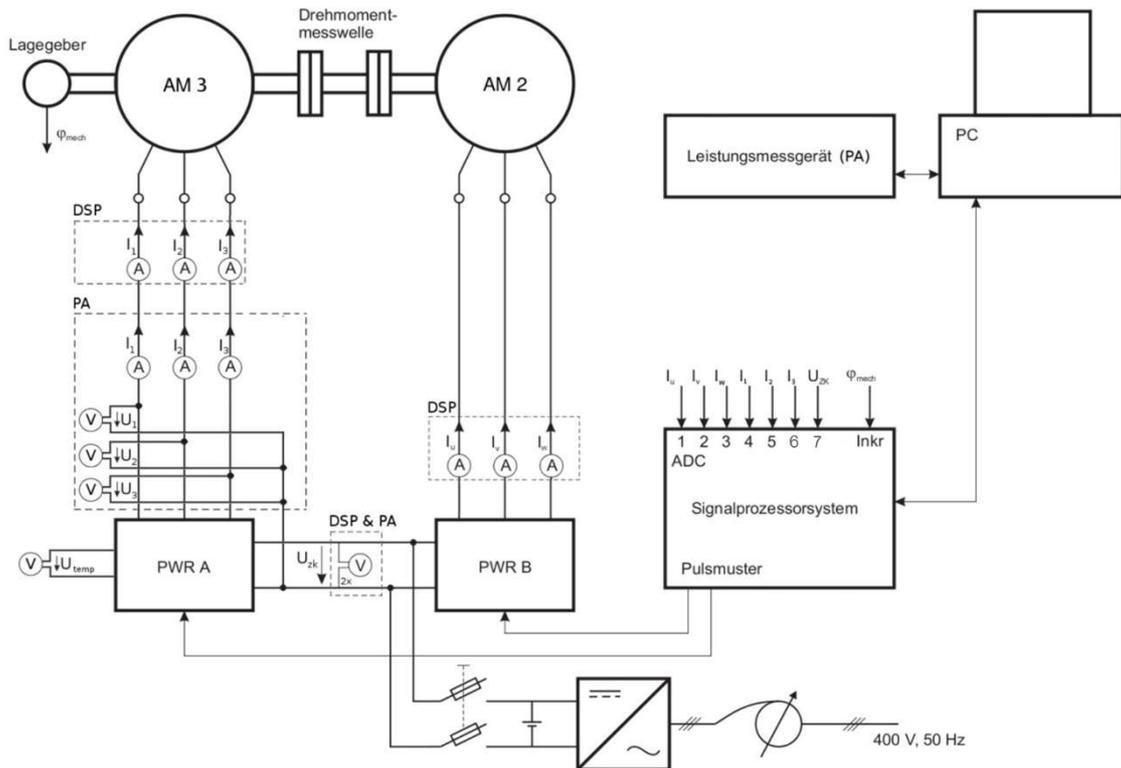


Abbildung 29: Prüfstand an dem die Messungen und die Kompensation der Nichtlinearität durchgeführt wurden

Daten der Asynchronmaschine 3:

280 Hz, Stern 260V, 53A, 4155 min^{-1} , $\cos\phi = 0.69$

Daten des Pulswechselrichters A:

Semikron SKiiP 232 GDL 120 – 410 CTVU, IGBT, 20kHz, 200A, $t_v = 2,3\mu\text{s}$, $U_{zk} = 900\text{V}$

Verwendetes Signalprozessorsystem:

dSpace 1103

Für die Messung der Spannungsflanken und der Schaltzeiten wurde auf Grund der höheren zeitlichen Auflösung ein digitales Speicheroszilloskop eingesetzt. Zur Potentialtrennung erfolgte bei diesen Messungen die Versorgung des Zwischenkreises über ein Netzgerät. Gemessen wurden die Steuerungsspannung umrichterseitig noch vor den Optokopplern der Halbbrücke 1, der Ausgangsstrom der Halbbrücke 1, die Zwischenkreisspannung und das Potential des Ausganges der Halbbrücke 1 gegen den Minuspol des Zwischenkreises. Dabei wurden für die letzten beiden Größen Differenzstastköpfe eingesetzt.

4.2 Messmethoden

4.2.1 Bestimmung der nichtlinearen Kennlinie

Die Aufnahme der Kennlinie des Pulswechselrichters bei verschiedenen Temperaturen, Zwischenkreisspannungen und Schaltperiodendauern erfolgte mit der in Abbildung 29 gezeigten Messschaltung. Es wurden Spannungsraumzeiger in die Richtungen der drei Wicklungsachsen ausgegeben. Die Amplitude der Zeiger wurde dabei wie in Abbildung 30 gezeigt rampenförmig geändert. Die Aussteuerung erfolgte wie in (3) um das Tastverhältnis $d = 0,5$.

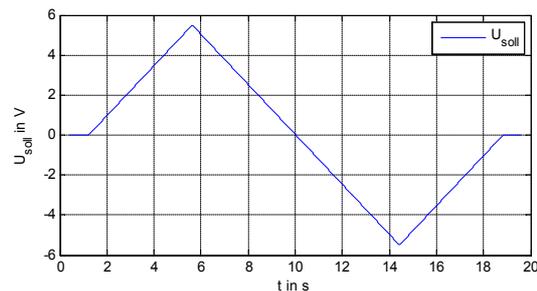


Abbildung 30: Rampenförmiger Sollspannungsverlauf für die Bestimmung der Nichtlinearität

Bei den ersten Messungen stellte sich heraus, dass die aufgenommenen Kennlinien eine Hysterese aufwiesen, welche sich umso stärker zeigte, je größer die Änderungsgeschwindigkeit der Sollspannung gewählt war. Als Ursache liegen die Spannungsabfälle an den Streuinduktivitäten der angeschlossenen Asynchronmaschine nahe. Durch langsamer ansteigen lassen der Sollspannung konnte dem Auftreten entgegen gewirkt werden.

Dem Signalprozessorsystem wird pro Schaltperiode ein Messwert der Zwischenkreisspannung zugeführt. Auf Grund der besseren Vergleichbarkeit und der geringeren Unsicherheit wurde eine neue hybride Sollspannung U_{DSP} für die Bestimmung der Nichtlinearität berechnet. Sie wurde aus dem Produkt der ausgegebenen Tastverhältnisse mit der mit dem Leistungsmessgerät gemessenen Zwischenkreisspannung bestimmt. Dazu war eine zeitliche Synchronisation der durch das Leistungsmessgerät und das Signalprozessorsystem aufgenommenen Verläufe notwendig.

Die Kennlinie des Pulswechselrichters wurde durch Bildung der Differenz der hybriden Sollspannung und der gemessenen ausgegebenen über die Schaltperiode gemittelten Ausgangsspannung der Halbbrücken bestimmt. Davor wurden die aufgenommenen Kurven gemittelt (Abbildung 31, rechts). In dieser Abbildung ist auch ersichtlich, dass am Prüfstand, an dem die Messungen durchgeführt wurden, die Zwischenkreisspannung vom Ausgangsstrom abhängig ist.

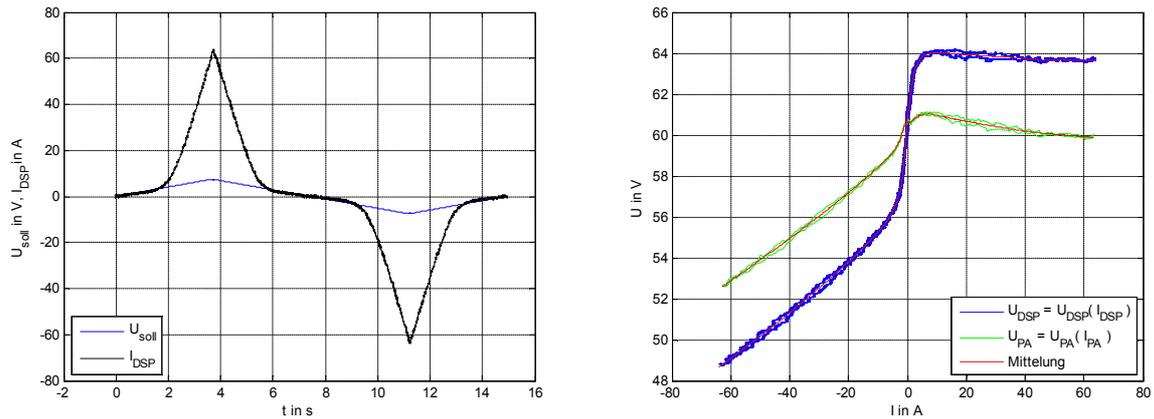


Abbildung 31: Bestimmung der Kennlinie des Pulswechselrichters, Sollspannung und Verlauf des Ausgangsstroms (links), Ausgangsspannung als Funktion des Stromes aus Sicht des Signalprozessorsystems und des Leistungsmessgerätes (rechts)

Auch bei sinusförmiger Aussteuerung kann die Nichtlinearität dargestellt werden. Dabei müssen das Sollsignal und die tatsächliche Ausgangsspannung zeitlich synchronisiert sein. Außerdem muss berücksichtigt werden, dass die Ausgangsspannung ein bis zwei Schaltperiodendauern verzögert ausgegeben wird.

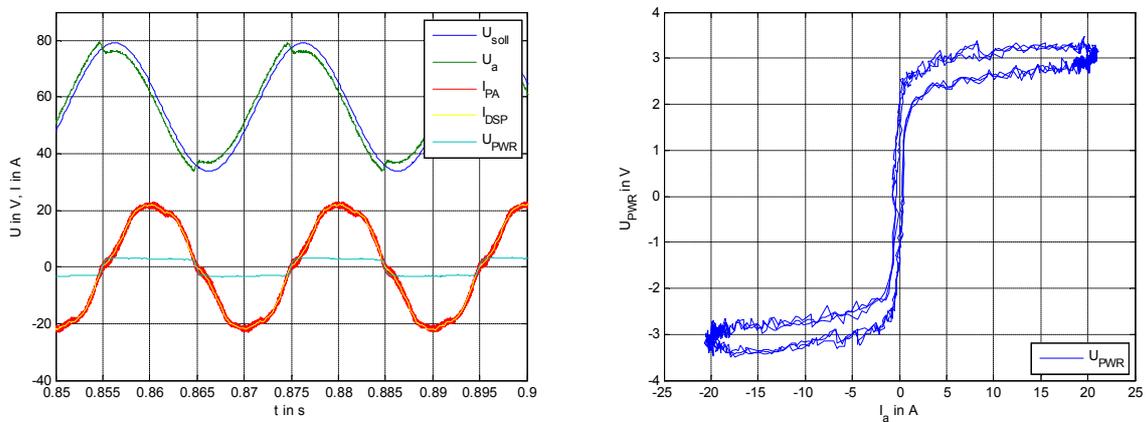


Abbildung 32: Bestimmung der Nichtlinearität bei sinusförmiger Aussteuerung, Spannungs- und Stromverläufe (links), resultierende Nichtlinearität (rechts)

Es stellte sich bei der Analyse der Messdaten heraus, dass bei der Verwendung von rampenförmigen Verläufen der Strom zum Lücken neigt. Bei sinusförmiger Aussteuerung passiert dies auf Grund des Vorhandenseins einer Gegenspannung nicht. Da der Stromripple einen Einfluss auf die Kennlinie des Pulswechselrichters hat, ist damit zu rechnen, dass es bei Verwendung des ersten beschriebenen Verfahrens und Vorhandenseins einer großen Stromwelligkeit zu Abweichungen der Kennlinie im Vergleich zum sinusförmigen Fall im Bereich von kleinen Stromstärken kommt.

4.2.2 Messung der Halbleiterspannungsabfälle

Zur Bestimmung der Durchlasskennlinien wurden ebenfalls rampenförmige Spannungen aufgeschaltet und die Pulsmuster mit einem Leistungsmessgerät aufgezeichnet. Die Spannungsabfälle an den Bauelementen konnten aus der Abweichung der ausgegebenen Halbbrückenspannungen von den beiden Potentialen des Zwischenkreises bestimmt werden. Da langsam ansteigende Rampen verwendet wurden, konnten die Ausgangsströme und die Differenzspannung über einige Periodendauern gemittelt werden. Auch wenn der Ausgangsstrom mit einer Welligkeit behaftet ist, kann dieser gemittelt werden, weil der Mittelwert der Welligkeit in den Mittelungsintervallen nahezu null ist.

4.3 Abhängigkeiten der Kennlinie des Pulswechselrichters

Die folgenden Kennlinien wurden mit der ersten in Abschnitt 4.2.1 beschriebenen Methode mit Hilfe von rampenförmigen Sollspannungsverläufen bestimmt.

4.3.1 Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung

Wie in den Gleichungen (9), (10) und (11) ersichtlich, trägt die Zwischenkreisspannung je nach Stromrichtung mit dem linearen Term $\pm U_{zk} \frac{t_v}{T_s}$ zur Kennlinie bei. Somit nimmt der nichtlineare Anteil linear mit U_{zk} zu. Wie in Abbildung 33 zu sehen ist, bestätigte sich dies bei den Messungen am Pulswechselrichter.

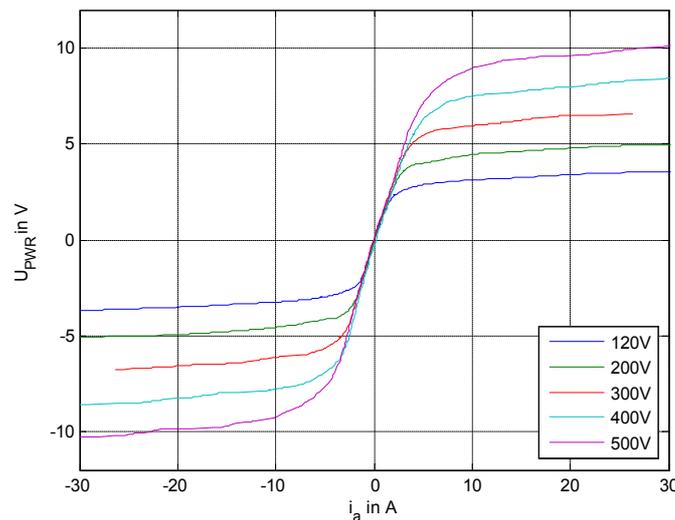


Abbildung 33: Kennlinie für verschiedene Zwischenkreisspannungen, $f_s = 10\text{kHz}$, $\vartheta = 25^\circ\text{C}$

4.3.2 Abhängigkeit von der Schaltfrequenz

Der Gleichung (11) ist zu entnehmen, dass die Fehlerspannung eine umgekehrte Proportionalität zur Schaltperiodendauer T_s aufweist. Dadurch verstärkt sich die Spannung proportional mit der Schalt-

frequenz. Abbildung 34 zeigt die am Pulswechselrichter gemessenen Kennlinien für verschiedene Schaltfrequenzen. Die betrachteten Module dürften laut Datenblatt bis 20 kHz betrieben werden, die maximale Schaltfrequenz wurde in diesem Fall durch die Rechenzeit des Signalprozessorsystems begrenzt.

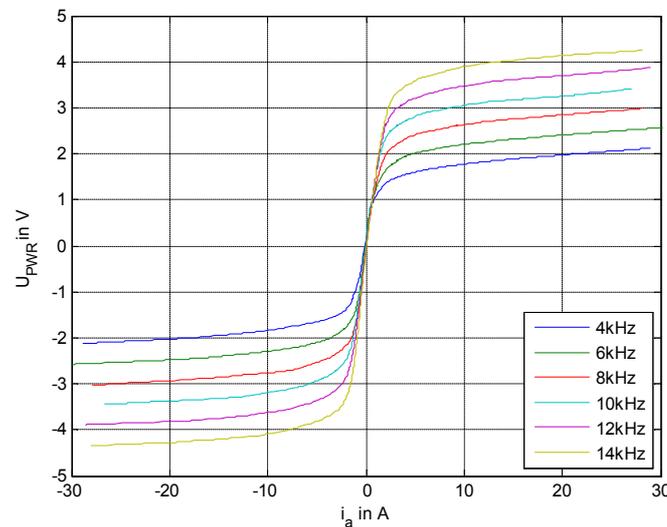


Abbildung 34: Kennlinie für verschiedene Schaltfrequenzen, $U_{zk} = 120V$, $\vartheta = 25^{\circ}C$

4.3.3 Abhängigkeit von der Temperatur

In Abschnitt 2.1 wurde die Temperaturabhängigkeit der Durchlasskennlinien der Bauelemente erläutert. Auch eine Erhöhung der Schaltzeiten mit der Temperatur ist zu erwarten. Auf Grund dieser Abhängigkeiten ist es wahrscheinlich, dass sich durch Erwärmung des Leistungsmodules eine Veränderung der Kennlinie des Pulswechselrichters einstellt. Der betrachtete Pulswechselrichter darf laut Datenblatt bis zu einer Chiptemperatur von maximal $85^{\circ}C$ betrieben werden. Im Application Manual wird allerdings empfohlen im Dauerbetrieb einen Abstand zu dieser Grenze von 25K einzuhalten. In einem ersten Schritt wurden die Kennlinien der Dioden und der Transistoren bei verschiedenen Halbleitertemperaturen bis $60^{\circ}C$ bestimmt (Abbildung 35). Dabei lieferte der in das Halbleitermodul integrierte Sensor die erforderliche Temperaturinformation.

Bei der Diodenkennlinie ist zu erkennen, dass die Schwellenspannung mit steigender Temperatur abnimmt. Der differentielle Widerstand scheint im betrachteten Bereich konstant zu sein. Bei der Durchlasskennlinie des IGBTs erkennt man den steigenden differentiellen Widerstand mit zunehmender Halbleitertemperatur. Eine deutliche Exemplarstreuung der Bauelemente der einzelnen Halbbücken konnte beim betrachteten Pulswechselrichter nicht beobachtet werden.

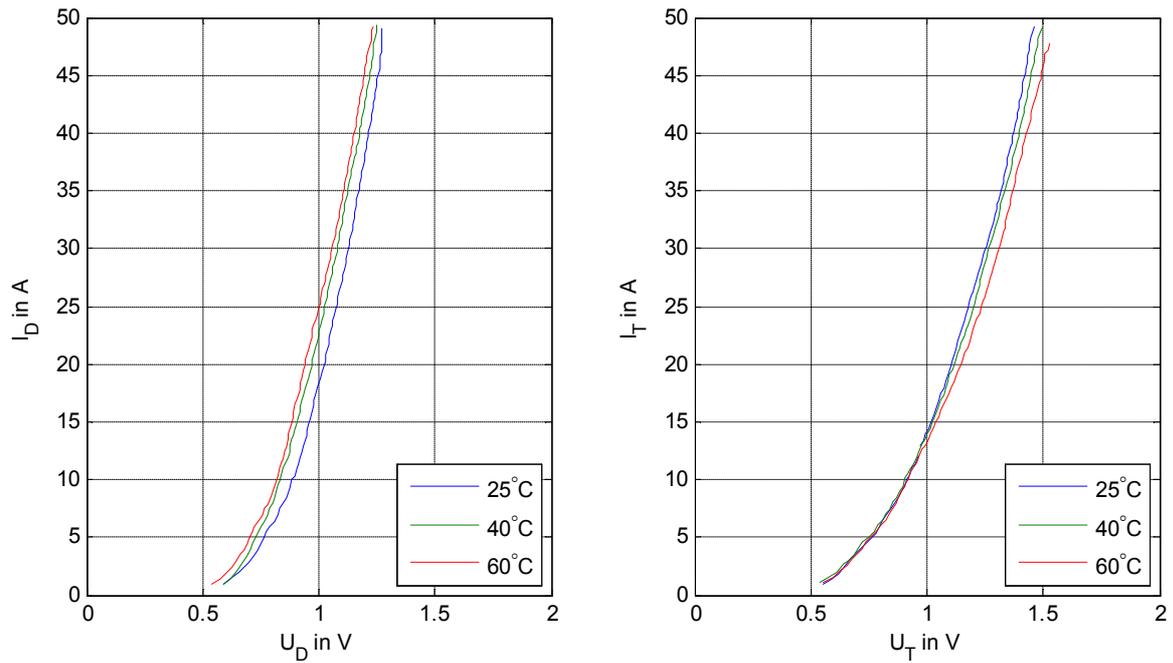


Abbildung 35: Gemessene Durchlasskennlinien der Freilaufdioden (links) und der IGBT (rechts) in Abhängigkeit der Temperatur

Abbildung 36 zeigt die gemessenen Kennlinien des Pulswechselrichters für unterschiedliche Halbleitertemperaturen. Es hat sich erwiesen, dass die Temperatur bei dem betrachteten Pulswechselrichter keine wesentliche Veränderung der Kennlinie bewirkt. Dies ist auf die gegenläufige Temperaturabhängigkeit der Spannungsabfälle an den Bauelementen zurückzuführen.

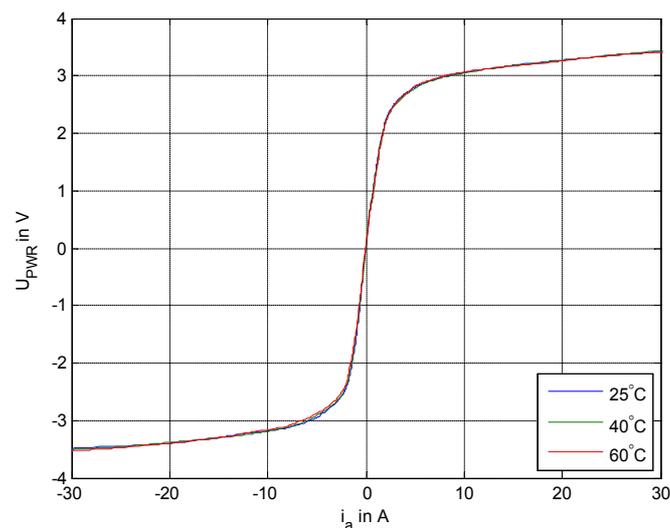


Abbildung 36: Kennlinie in Abhängigkeit der Temperatur, $f_s = 10\text{kHz}$, $U_{zk} = 120\text{V}$

4.4 Messungen der Spannungsflanken

Die Verläufe der Flanken der Ausgangsspannung wurden in Abhängigkeit des Ausgangsstromes bei konstanten Tastverhältnissen gemessen. Es zeigte sich wie erwartet bei kleineren Ausgangsströmen im Schaltzeitpunkt eine geringere Änderungsgeschwindigkeit der Spannung durch die Ladung bzw. Entladung der Ausgangskapazität.

Zusätzlich wurde eine deutliche Abhängigkeit der Zeit zwischen den Flanken des Steuersignals und dem Beginn der eigentlichen Entladung von der Stromstärke beobachtet. Wie bereits in Abschnitt 2.2.4 beschrieben liefert (Weichbold 2001) eine mögliche Erklärung für dieses Verhalten. Diese Vergrößerung der Ausschaltzeit kann nach Auswertung der Messungen mit $t_{plus} = \frac{27 \cdot 10^{-8} \text{As}}{i_a}$ angenähert werden. Dabei gilt auf Grund der Verriegelung $t_{plus} \leq t_v$ als Bedingung. Für den Entladungsvorgang der parasitären Kapazität steht entsprechend mit $t_v - t_{plus}$ weniger Zeit zur Verfügung bis der einschaltende Halbleiterschalter endgültig entlädt.

Beide Phänomene waren beim betrachteten Pulswechselrichter ab ca. 10 A nicht mehr zu beobachten. Die Berechnung der wirksamen Kapazität kann mit Hilfe von (15) mit der Steigung der Spannungsflanken und dem mittleren Ausgangsstrom während des Schaltvorganges erfolgen. Es ergibt sich im Mittel ein Wert von $C = 14 \text{ nF}$. Für die Verriegelungszeit ergibt sich aus den Messungen der Spannungsflanken ein Wert von ca. $2 \mu\text{s}$.

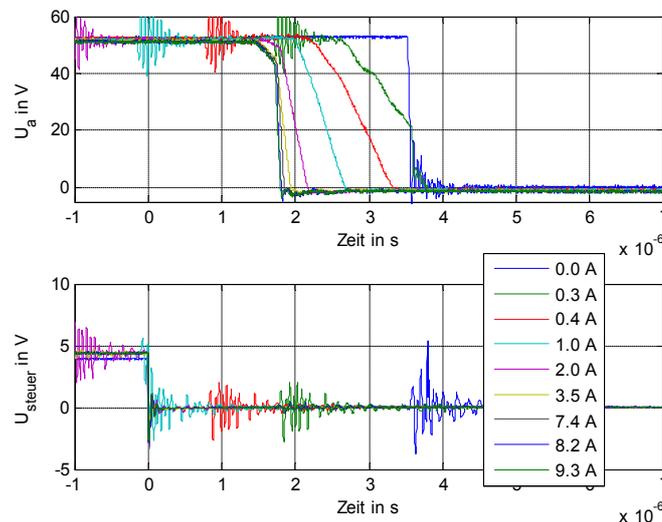


Abbildung 37: Fallende Spannungsflanke und Verlauf der Steuerspannung, $U_{zk} = 53\text{V}$, $\vartheta = 25^\circ\text{C}$

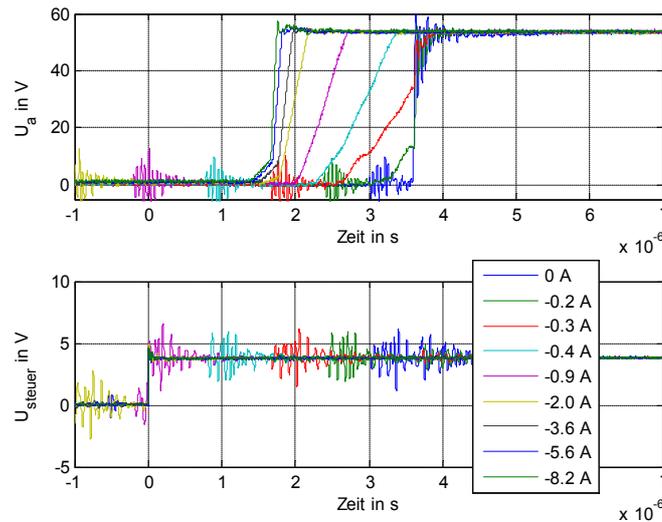


Abbildung 38: Steigende Spannungsflanke und Verlauf der Steuerspannung, $U_{zk} = 53V$, $\vartheta = 25^\circ C$

Abbildung 39 zeigt den Vergleich einer gemessenen Kennlinie mit der Modellierung aus Abschnitt 3 ergebende Kennlinie unter Berücksichtigung von t_{plus} . Außerdem wurden die Kennlinien der Halbleiterbauelemente hinterlegt, allerdings mit dem konstanten Tastverhältnis $d = 0,5$.

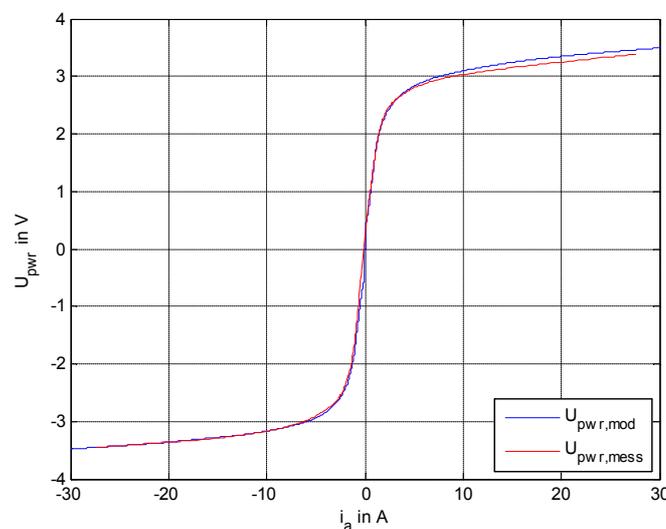


Abbildung 39: Gemessene und modellierte Kennlinie des Pulswechselrichters für $U_{zk} = 120V$, $t_v = 2\mu s$, $\vartheta = 25^\circ C$, $C = 14nF$

Mit Abbildung 40 war es eigentlich das Ziel eine mögliche Temperaturabhängigkeit der fallenden Spannungsflanken zu untersuchen. In den Verläufen sind durch die Schaltvorgänge einer der beiden anderen Halbbrücken Schwingungen zu beobachten. Es ist unklar ob es sich dabei um Störungen handelt oder ob sich die Größen tatsächlich wie aufgezeichnet verhalten. Die Kontrolle der Ausgangsströme zeigt einen Vorzeichenwechsel an den Stellen, an denen sich die Ausgangskapazität kurzzeitig wieder aufzuladen scheint. Dies ist deutlich bei den Verläufen bei 0,3A und 0,6A zu sehen.

Finden diese Schwingungen tatsächlich statt, so haben sie möglicherweise einen Einfluss auf die Ausschaltzeit beim betrachteten Pulswechselrichter. Für eine Wirkung müssen der Schaltvorgang einer anderen Halbbrücke und eine Flanke der Ausgangsspannung zeitlich zusammenfallen.

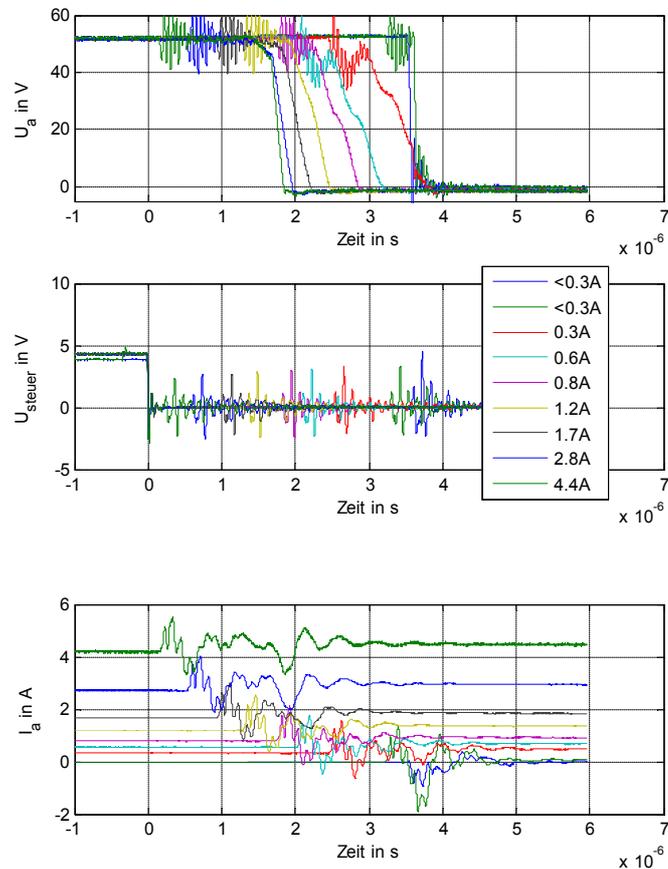


Abbildung 40: Fallende Spannungsflanke, Verläufe der Steuerspannung und der Ausgangsströme $U_{zk} = 53V$, $\vartheta = 60^\circ C$

4.5 Untersuchung der Stromnulldurchgänge

Um die Einflüsse auf die Verläufe der Spannungsflanken näher zu untersuchen, wurden bei sinusförmiger Aussteuerung des Pulswechselrichters die Nulldurchgänge des Ausgangsstroms mit einem Oszilloskop aufgezeichnet.

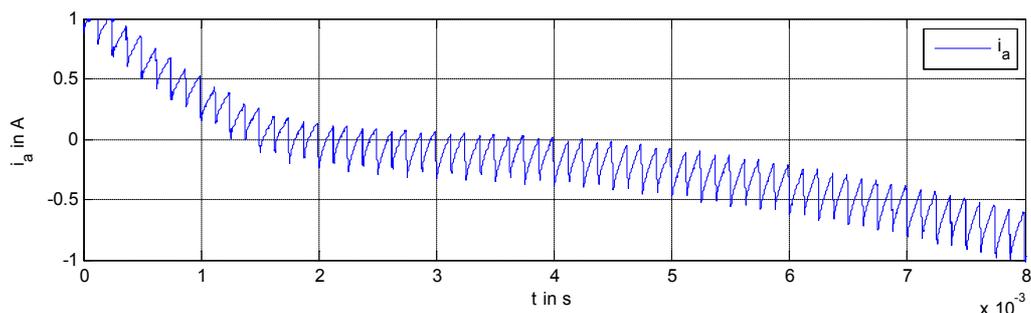


Abbildung 41: Verlauf des Ausgangsstroms im Bereich eines Stromnulldurchgangs

In den Verläufen konnte kein Lücken des Ausgangsstromes festgestellt werden, wie in den ersten beiden in Abschnitt 2.7 genannten Quellen beschrieben wird. Für die Verzerrung des Ausgangsstromes dürfte daher in diesem Fall alleine die verzerrte Ausgangsspannung und somit die nicht-linearen Durchlasskennlinien und die parasitären Kapazitäten verantwortlich sein (vgl. Abschnitt 2.7).

Weiters wurde der Einfluss der Stromwelligkeit auf die Spannungsflanken untersucht. Hierzu wurden in Serie zur Asynchronmaschine 3 Induktivitäten mit den Werten 1mH bzw. 2mH geschaltet. Um einen Betriebspunkt mit großer Welligkeit zu erzeugen, wurde die Schaltfrequenz des Pulswechselrichters auf 2,5kHz eingestellt. Durch Erhöhung der Induktivität konnte die Welligkeit des Stromes anschließend verringert werden.

Als erstes wurden die aufgezeichneten Verläufe des Ausgangsstroms gefiltert und die Spannungsflanken der Ausgangsspannung detektiert. Anschließend konnte mit dieser Information der Strom in den Schaltzeitpunkten bestimmt werden. Dabei ist i_{1n} der Ausgangstrom bei der negativen Spannungsflanke und i_{1p} der Ausgangstrom bei der positiven Spannungsflanke.

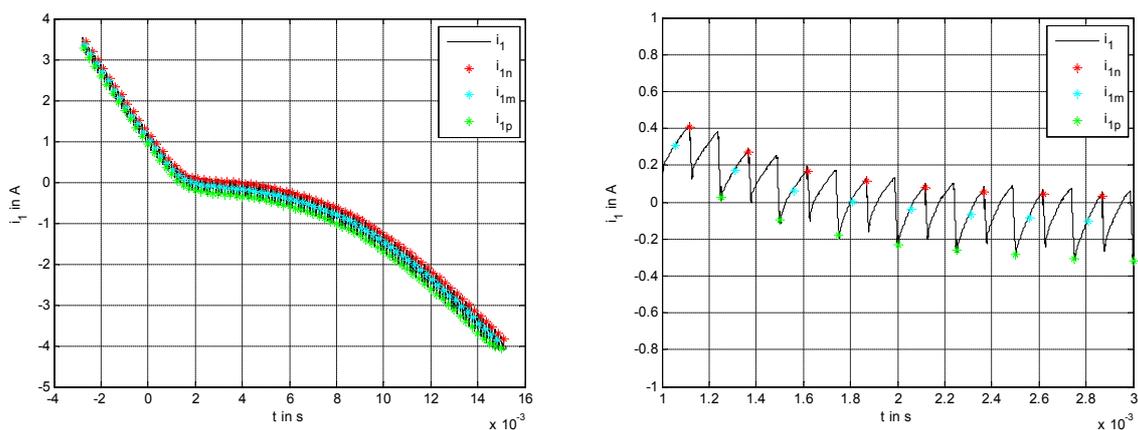


Abbildung 42: Nulldurchgang des Ausgangsstromes und Detektion der Stromwerte

Bleibt die Ausgangskapazität von den in Serie geschalteten Induktivitäten unbeeinflusst, so ist zu erwarten, dass trotz Änderung der Stromwelligkeit die Spannungsflanken den gleichen Verlauf bei gleichem Wert des Ausgangsstroms im Schaltzeitpunkt (i_n bzw. i_p) aufweisen. Somit sollte sich der Mittelwert des Ausgangsstroms i_{1m} für einen bestimmten Ausgangsspannungsverlauf bei Veränderung der Stromwelligkeit verschieben.

Bei der Auswertung der Messungen stellte sich heraus, dass sich beim größten Induktivitätswert eine deutliche Änderung der Ausgangskapazität einstellte und somit dieser Nulldurchgang nicht zum Vergleich heran gezogen werden konnte.

Die Untersuchung der beiden verbleibenden Messungen lieferte kein eindeutiges Ergebnis (siehe Abbildung 43). Dies ist auf folgende Ursachen zurückzuführen:

- Der Unterschied der Stromwelligkeit bei den verbleibenden Messungen ist nicht sehr groß
- Die Spannungsflanken unterliegen einer natürlichen Schwankung bei gleichem Stromwert
- Die Werte der Ausgangsströme bei den Flanken sind nicht exakt gleich groß
- Die Ausgangskapazität wird sich durch die Änderung der Schaltung auch hier ein wenig geändert haben

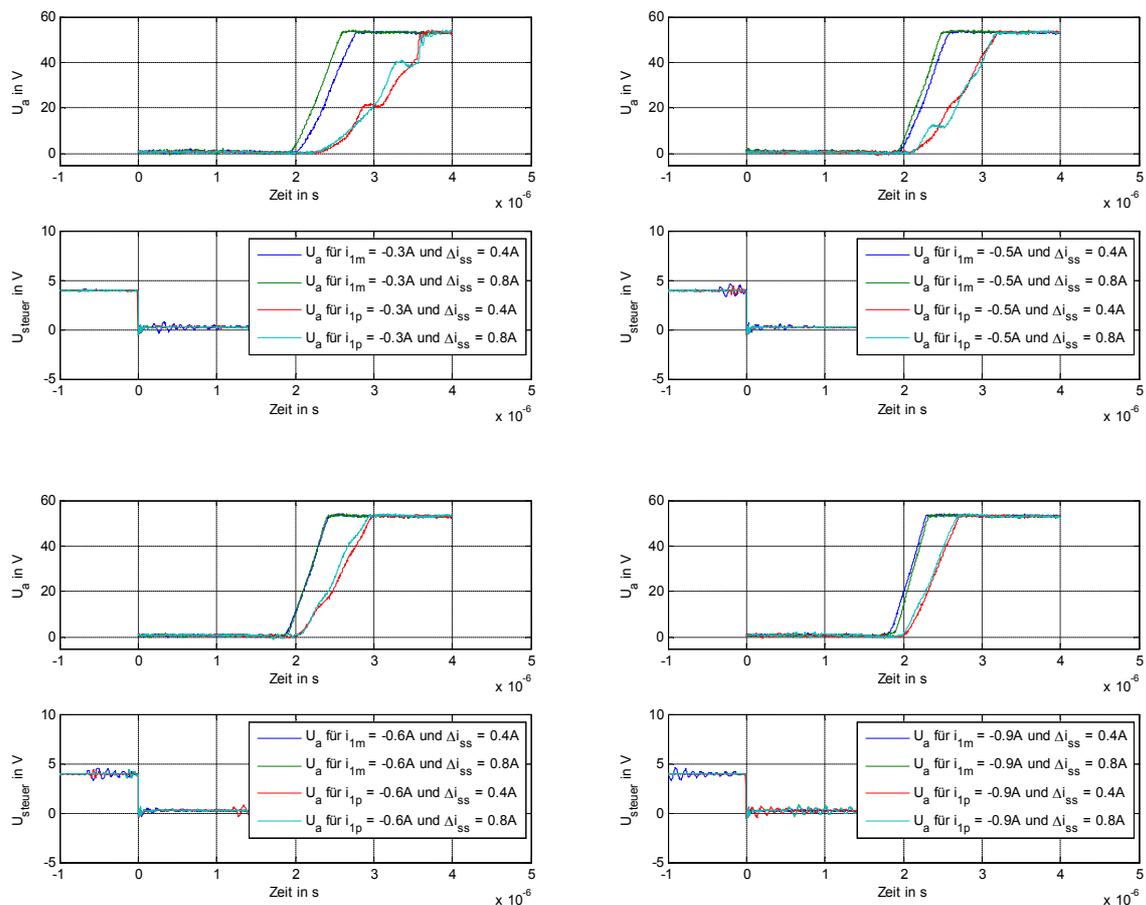


Abbildung 43: Spannungsfanken bei verschiedenen Werten des Mittelwertes des Ausgangstromes und des Stromes in den Schaltzeitpunkten für zwei unterschiedliche Werte der Stromwelligkeit

5 Grundswingungsbetrachtung

In (Murai Y. 1987) und (Jeong S.-G. 1991) sind Analysen der Auswirkung der Nichtlinearität auf die Grundswingung der Ausgangsspannung bei sinusförmiger Aussteuerung des Pulswechselrichters zu finden. Bei diesen Betrachtungen wurde die Kennlinie des Pulswechselrichters als Zweipunktglied verursacht durch die Verriegelungszeit beschrieben. Dadurch ergibt sich ein rechteckförmiger Verlauf der Fehlerspannung ΔV der Halbbrücken, welcher sich in Gegenphase zum Ausgangsstrom befindet (Abbildung 44b).

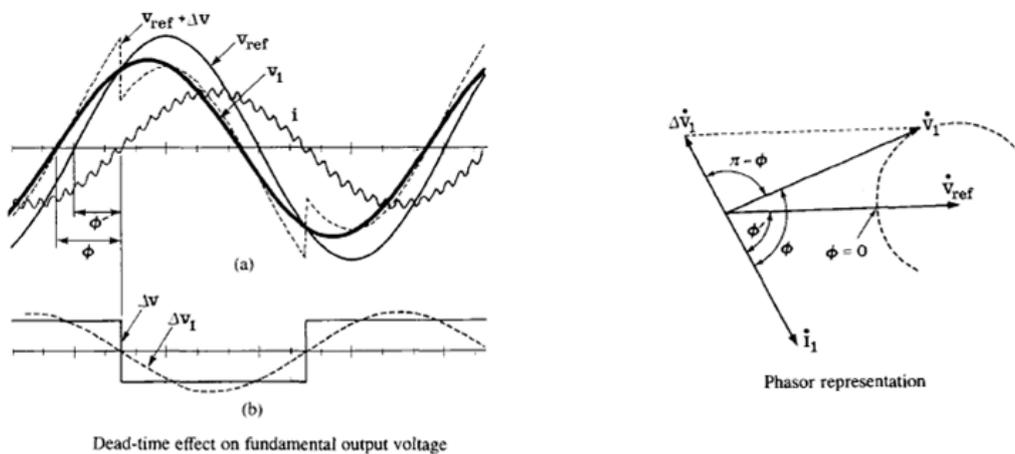


Abbildung 44: Spannungsverläufe und Zeigerdiagramm zur Grundswingungsbetrachtung (Jeong S.-G. 1991)

Die mittlere Abweichung der Ausgangsspannung wurde modelliert als:

$$\Delta V = \frac{t_v}{T_s} \cdot U_{zk} \quad (20)$$

Für den Grundswingungseffektivwert der Fehlerspannung ΔV_1 ergibt sich daher ein Wert von:

$$\Delta V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \Delta V \quad (21)$$

Außerdem wurde in beiden Quellen der relative Amplitudenfehler bestimmt, welcher sich durch Anwendung des Cosinussatzes auf das Zeigerdiagramm in Abbildung 44 ergibt:

$$\frac{V_1}{V_{ref}} = -\frac{\Delta V_1}{V_{ref}} \cos \phi + \sqrt{1 - \frac{\Delta V_1^2}{V_{ref}^2} \sin^2 \phi} \quad (22)$$

Wie in den vorangegangenen Abschnitten gezeigt wurde, hängt die Nichtlinearität von weiteren Einflüssen ab. Einer zusätzlichen Berücksichtigung der Schaltzeiten und des Mittelwerts der nichtlinearen Anteile der Halbleiterspannungsabfälle steht nichts im Wege:

$$\Delta V = \frac{t_v + \Delta t_s}{T_s} \cdot U_{zk} + U_{th,m} \quad (23)$$

Im Bereich von kleinen Stromstärken spielen die Stromwelligkeit, die parasitären Kapazitäten und die gekrümmten Durchlasskennlinien der Bauelemente eine größere Rolle und die Modellierung als Zweipunktglied erscheint auf den ersten Blick als grobe Näherung. Allerdings wurde in (Park Y., A Novel Method to Compensate Non-Linearity of Inverter in Sensorless Operation of PMSM 2011) gezeigt, dass für einen trapezförmigen Verlauf der Fehlerspannung der Fourier-Koeffizient der Grundschiwingung nur marginal kleiner ist als für eine Rechteckspannung. Somit nimmt bei Berücksichtigung der oben genannten Einflüsse die Grundschiwingungsamplitude nur wenig ab. Die Modellierung der parasitären Kapazität, welche die Kennlinie bei kleinen Stromstärken beeinflusst, kann bei kleiner Ausgangskapazität entfallen. Die aus der durchgeführten Betrachtung zu erlangenden Erkenntnisse stimmen also weiterhin und werden im Folgenden kurz zusammengefasst:

- Die Phasenverschiebung und die Spannungsdifferenz zwischen Sollspannung und der Grundschiwingung der Ausgangsspannung hängen vom Leistungsfaktor und somit von der Belastung der angeschlossenen Maschine ab
- In generatorischen Betriebspunkten kann die Grundschiwingung der Ausgangsspannung die Referenzspannung übersteigen
- Der relative Amplitudenfehler ist bei geringerer Aussteuerung des Pulswechselrichters stärker ausgeprägt
- Mit steigendem Leistungsfaktor wird der Amplitudenfehler größer

In vielen Regelungskonzepten wird gerne auf die Messung der Ausgangsspannung zur Reduzierung des Aufwandes verzichtet, auch weil zur Erlangung der Grundschiwingung das Signal gefiltert werden muss und es daher zu einer Phasenverschiebung kommt (Choi J.-W., Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation 1996). Wird die Sollspannung anstatt der tatsächlich ausgegebenen Spannung verwendet, so ist nach obiger Betrachtung mit Abweichungen je nach Leistungsfaktor, Aussteuerung und Nichtlinearität mit Abweichungen in Amplitude und Phase zu rechnen.

6 Kompensation der Nichtlinearität

6.1 Überblick

Die ersten Veröffentlichungen zum Thema der Nichtlinearität des Pulswechselrichters beschäftigten sich mit der Kompensation der Verriegelungszeit. Dabei wurde mit Hilfe elektronischer Schaltungen beispielsweise in der nachfolgenden Pulsperiode (Murai Y. 1987) oder im Mittel über die halbe Grundswingungsperiodendauer (Jeong S.-G. 1991) kompensiert. (Choi J.-W., Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation 1996) schlug schließlich auch die Berücksichtigung der Schaltzeiten bei der Modellierung vor. Die Justierung der dort eingeführten Kompensationszeit erfolgte mittels zweier Gleichspannungstests und einem PI-Regler.

In vielen Veröffentlichungen ab der Jahrtausendwende werden auch weitere Einflüsse auf die nichtlineare Kennlinie modelliert oder offline Look-Up-Tables der Nichtlinearitäten der Halbbrücken angefertigt, wie beispielsweise in (Bojoi L.R. 2012) beschrieben. Die daraus zu gewinnenden Kompensationsspannungen bzw. Kompensationszeiten werden anschließend zu den Sollsignalen addiert. Dieser Vorgang wird als Feed-Forward-Kompensation bezeichnet.

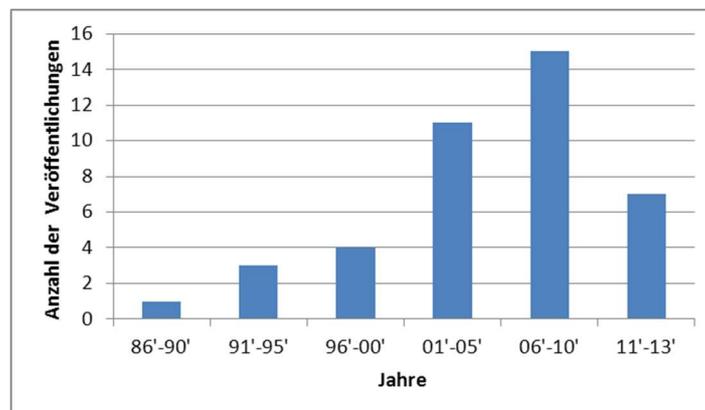


Abbildung 45: Verteilung der Veröffentlichungen zum Thema der Nichtlinearität von Pulswechselrichtern und deren Kompensation, welche der Autor im Zuge der Recherche aufgefunden hat

In den letzten Jahren geht die Tendenz auch immer öfter in Richtung einer Online-Kompensation. Beispielsweise besteht die Möglichkeit der Verwendung eines Störgrößenbeobachters. Dabei wird die Maschine durch ein Differentialgleichungssystem beschrieben und die Nichtlinearität als Störgröße aufgefasst (Kim H.-S. 2003). Da die Periodendauer der Störung mit einem Sechstel der Grundswingungsperiode bekannt ist, wurde auch die Verwendung einer Repetitive Control vorgeschlagen (Ben-Brahim 2004). Eine weitere Möglichkeit besteht in der Verwendung von trapezförmigen Spannungen.

In folgenden Aspekten unterscheiden sich die vorgeschlagenen Algorithmen:

- Notwendige Sensoren
- Ausführbarkeit (Rechenzeit)
- Aufwand im Vorfeld (Parameter-/Kennlinienbestimmung)
- Robustheit gegenüber Parameterschwankung
- Online-/Offline-Kompensation
- Stator-Frequenzbereich
- Dynamisches Verhalten
- Einfachheit bei der Implementierung

Die Auswahl eines passenden Algorithmus hängt auch davon ab, ob die angeschlossene Maschine U/f-gespeist oder stromgeregelt ist.

6.2 Kompensation mit trapezförmigen Spannungen

In (Zhao H. 2004) wurde der Ansatz der Kompensation mit rechteckförmigen Spannungen wieder aufgenommen. Die Neuerung bestand darin, dass die Amplitude der Rechteckspannung online angepasst wurde. Als Indikator für den Grad der Kompensation dienten die sich im synchron umlaufenden Koordinatensystem befindenden Komponenten des Stromraumzeigers. Da die Kennlinie des Pulswechselrichters als Zweipunktglied modelliert wurde, neigt diese Technik im Bereich von Nulldurchgängen zur Überkompensation. In (Park Y., A Novel Method to Compensate Non-Linearity of Inverter in Sensorless Operation of PMSM 2011) wurde eine Variante vorgestellt, welche eine trapezförmige Spannung verwendet. Dabei wurde wiederum die Information der Ströme im synchron umlaufenden Koordinatensystem wie in (Zhao H. 2004) verwendet, allerdings um den Winkel der Flanken der trapezförmigen Kompensationsspannung mittels eines Reglers einzustellen.

Zur Synchronisation der Trapezspannung mit den Ausgangsströmen wurde eine Phase-Locked-Loop verwendet. Diese ermöglicht es, die Frequenz und die Phasenlage aus einem periodischen Signal zu gewinnen (Chung 2000).

Warum die Komponenten des Stromraumzeigers im synchron umlaufenden Koordinatensystem Informationen über den Grad der Kompensation beinhalten, wird im Folgenden erläutert.

Die n-te Oberschwingung der Phasenströme kann durch $i_n = \hat{I}_n \sin(n(\omega t - \varphi))$ beschrieben werden. Dabei gilt als Bedingung, dass die Oberschwingungen an der gleichen Stelle ihren Nulldurchgang aufweisen wie die Grundschwingung.

Durch Transformation des Oberschwingungsbehafteten symmetrischen dreiphasigen Drehstromsystems mit der Transformationsmatrix T in das ständerfeste Koordinatensystem ergeben sich die Ströme zu:

$$\underline{i}_{SKS,n} = \begin{cases} \hat{I}_n \cdot \begin{bmatrix} \sin(n(\omega t - \varphi)) \\ -\cos(n(\omega t - \varphi)) \end{bmatrix} & \text{für } n = 1,7,13, \dots \\ \hat{I}_n \cdot \begin{bmatrix} \sin(n(\omega t - \varphi)) \\ \cos(n(\omega t - \varphi)) \end{bmatrix} & \text{für } n = 5,11,17, \dots \end{cases} \quad (24)$$

Die Transformation von $\underline{i}_{SKS,n}$ in das synchrone mit der Winkelgeschwindigkeit ω umlaufende Koordinatensystem erfolgt mit:

$$\underline{i}_{syn,n} = \begin{bmatrix} \cos(-\omega t) & -\sin(-\omega t) \\ \sin(-\omega t) & \cos(-\omega t) \end{bmatrix} \cdot \underline{i}_{SKS} \quad (25)$$

Somit ergibt sich:

$$\underline{i}_{syn,n} = \begin{cases} \hat{I}_n \cdot \begin{bmatrix} \sin(n(\omega t - \varphi) \cdot \cos(-\omega t) + \cos(n(\omega t - \varphi) \cdot \sin(-\omega t)) \\ \sin(n(\omega t - \varphi) \cdot \sin(-\omega t) - \cos(n(\omega t - \varphi) \cdot \cos(-\omega t)) \end{bmatrix} & \text{für } n = 1,7,13, \dots \\ \hat{I}_n \cdot \begin{bmatrix} \sin(n(\omega t - \varphi) \cdot \cos(-\omega t) - \cos(n(\omega t - \varphi) \cdot \sin(-\omega t)) \\ \sin(n(\omega t - \varphi) \cdot \sin(-\omega t) + \cos(n(\omega t - \varphi) \cdot \cos(-\omega t)) \end{bmatrix} & \text{für } n = 5,11,17, \dots \end{cases} \quad (26)$$

Mit Hilfe von Additionstheoremen erhält man:

$$\underline{i}_{syn,n} = \begin{cases} \hat{I}_n \cdot \begin{bmatrix} \sin((n-1)\omega t - n\varphi) \\ \cos((n-1)\omega t - n\varphi) \end{bmatrix} & \text{für } n = 1,7,13, \dots \\ \hat{I}_n \cdot \begin{bmatrix} \sin((n+1)\omega t - n\varphi) \\ \cos((n+1)\omega t - n\varphi) \end{bmatrix} & \text{für } n = 5,11,17, \dots \end{cases} \quad (27)$$

Somit finden sich die Oberschwingungen der Strangströme mit einer Ordnung versetzt in den Komponenten des Stromraumzeigers im synchron umlaufenden Koordinatensystem wieder. Die 5. und 7. Oberschwingung treten im synchron umlaufenden Koordinatensystem als 6. Oberschwingung auf, die 11. und 13. Oberschwingung als 12. Oberschwingung.

6.3 Struktur des Kompensationsalgorithmus

Da die Steuerung und Regelung des Pulswechselrichters in MATLAB/Simulink implementiert wurde, erfolgt auch die Realisierung der Kompensation mit Hilfe dieser Werkzeuge. Im Folgenden werden der Aufbau und die Funktionsweise des Algorithmus beschrieben.

Der Kompensationsblock besteht aus drei Hauptkomponenten. Die Phase-Locked-Loop wird zur Berechnung der Ströme im synchron umlaufenden Koordinatensystem verwendet und ebenso um die Phasenlage der Grundschwingung der Ströme im ständerfesten Koordinatensystem zu gewinnen, welche zur Synchronisation der Trapezspannung benötigt wird. Der Winkelregler stellt den Winkel der Trapezspannung so ein, dass die 5. und 7. Oberschwingungen der Ströme minimiert werden. Der

Block Trapezgenerator generiert zu den Stromverläufen synchrone Trapezspannungen mit gewünschter Amplitude und gewünschtem Trapezwinkel.

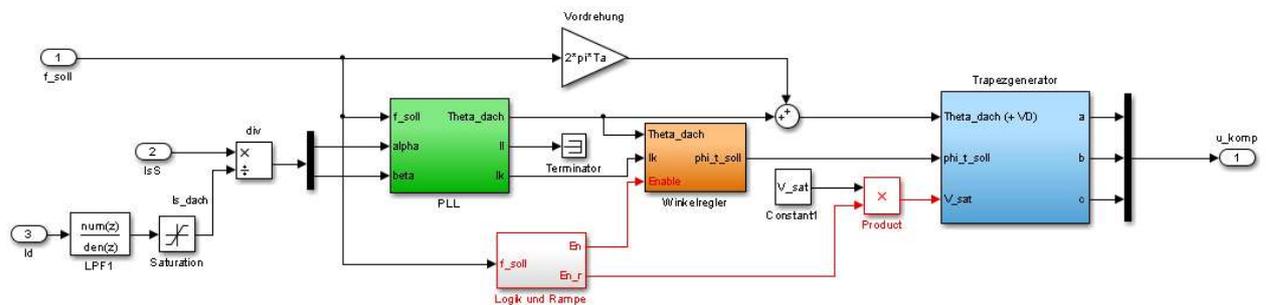


Abbildung 46: Struktur des Kompensationalgorithmus

Da die Sollspannung vom Pulswechselrichter um ein bis zwei Abtastschritte verzögert ausgegeben wird, erfolgt für den Trapezgenerator eine Vordrehung des Spannungsraumzeigers um $2\pi \cdot T_a \cdot f_{soll}$ bzw. $4\pi \cdot T_a \cdot f_{soll}$. Am Eingang der Phase-Locked-Loop wird der Stromraumzeiger auf die Länge 1A normiert, wodurch die Änderung von dessen Betrag keine Veränderung des Trapezwinkels verursacht. Der Block „Logik und Rampe“ dient der Steuerung der Kompensation. Bei Sollfrequenzen kleiner 5Hz oder größer 200 Hz wird die Trapezspannung automatisch deaktiviert. Dabei wird die Amplitude rampenförmig verkleinert. Der Trapezwinkel hält nach der Abschaltung des Algorithmus auf dem Wert, an dem er zum Zeitpunkt der Deaktivierung stand.

6.3.1 Phase Locked Loop

Der Stromraumzeiger im ständerfesten Koordinatensystem (α, β) wird wie folgt in das synchron umlaufende Koordinatensystem (k, l) transformiert:

$$\begin{bmatrix} i_k \\ i_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\hat{\Theta}) & -\sin(-\hat{\Theta}) \\ \sin(-\hat{\Theta}) & \cos(-\hat{\Theta}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (28)$$

Der Winkel $\hat{\Theta}$, um den gedreht wird, wird mit Hilfe eines PI-Reglers bestimmt. Dieser ist so ausgelegt, dass er den Gleichanteil der k-Komponente des Stromraumzeigers auf Null regelt.

Durch die positive Rückkopplung zeigt die k-Achse in Richtung des Nulldurchganges der positiven Flanke des Stromes in Strang a.

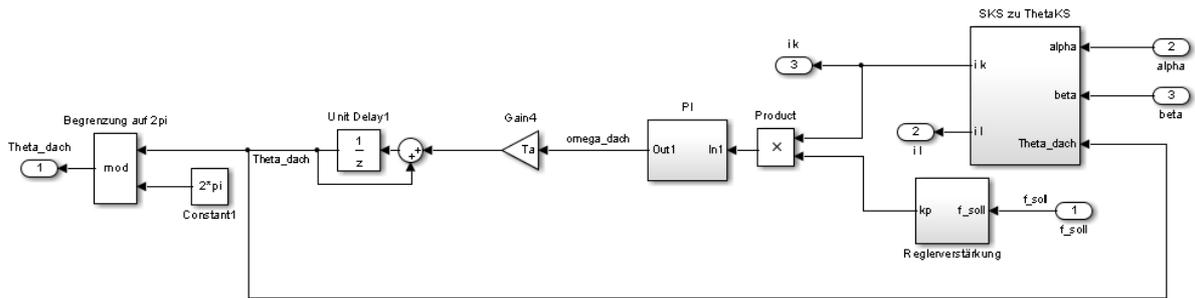


Abbildung 47: Struktur der Phase-Locked-Loop

Die Übertragungsfunktion des verwendeten zeitdiskreten PI-Reglers ist:

$$R(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z - 1} = k_p \cdot \left(1 + \frac{k_t}{z - 1}\right) \quad (29)$$

Damit das Koordinatensystem synchron umläuft, darf die Reglerverstärkung k_p nicht zu groß gewählt werden, weil der Regler ansonsten den vorhandenen Oberschwingungen folgt und diese damit im Winkelverlauf sichtbar werden. Diese Tatsache ist in Abbildung 48 ersichtlich.

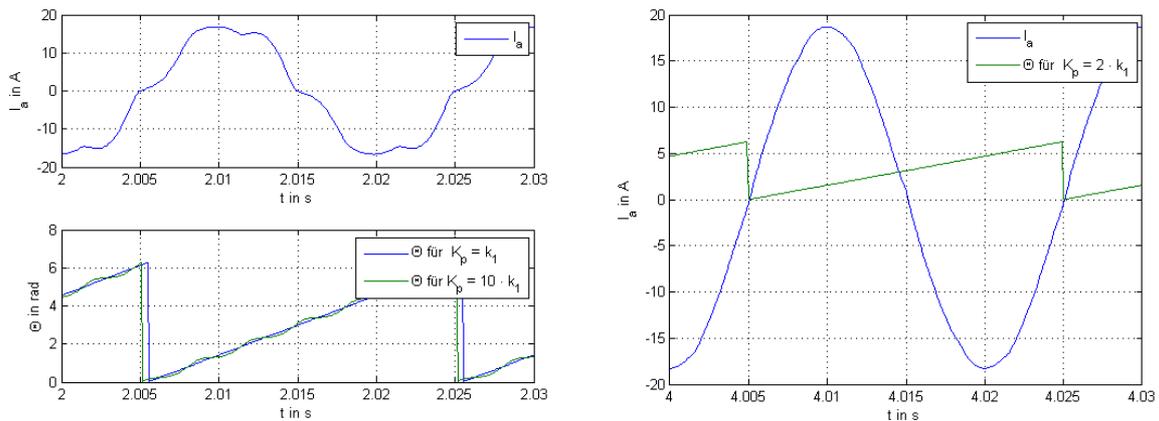


Abbildung 48: Verlauf des Winkels für verschiedene Reglerverstärkungen bei einem überschwingungsbehafteten Stromverlauf (links) und bei Kompensation der Nichtlinearität (rechts)

Durch einen verzerrten Winkelverlauf werden die Flanken der Trapezspannung falsch berechnet und der Winkelregler erhält ein fehlerhaftes Eingangssignal. In den Simulationen wurde außerdem bei sehr großen Werten für die Reglerverstärkung bei transienten Vorgängen ein instabiles Verhalten der Phase-Locked-Loop beobachtet.

Im Widerspruch dazu steht womöglich die Forderung nach einer ausreichend hohen Verstärkung, damit eine möglichst gute Synchronisation der Trapezspannung mit den Strangströmen insbesondere bei hohen Statorfrequenzen stattfinden kann.

Um die Funktionstüchtigkeit der Phase-Locked-Loop in einem großen Frequenzbereich zu gewährleisten, muss die Verstärkung des Reglers an die Statorfrequenz angepasst werden. Bei umrichter gespeisten Antrieben steht die Sollfrequenz sowohl im U/f-Betrieb als auch im strom-geregelten Fall zur Verfügung und kann zur Einstellung der Verstärkung verwendet werden.

(Chung 2000) liefert Anhaltspunkte für die Wahl der beiden Reglerparameter. In Simulationen stellte sich die Kombination einer Nachstellzeit von 1ms und einer Reglerverstärkung von

$$k_p = 0,15 + 0,035 \cdot f_{soll}^2$$

als geeignet heraus, um im Bereich von 5 Hz und 250 Hz eine gute Funktionalität der Phase-Locked-Loop zu erreichen. Durch die obige Wahl der Nachstellzeit ergibt sich für den Parameter k_t bei einer Abtastperiodendauer von 0,1ms ein Wert von 0,1. Die gefundene Kombination stellt einen Kompromiss aus guter Synchronisation und der Ausnutzung der Filtereigenschaft der Schleife dar.

6.3.2 Verbesserung des transienten Verhaltens

Zur Verbesserung des transienten Verhaltens kann zu Größe $\hat{\omega}$ der Sollwert der Winkelgeschwindigkeit addiert werden (Kaura V. 1997). Dadurch folgt die Phase-Locked-Loop schneller einer Frequenzänderung und der Regler muss nur noch die Abweichung von der Sollfrequenz ausregeln.

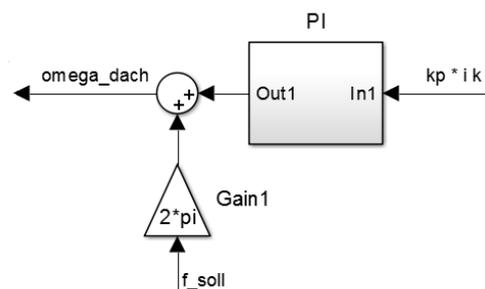


Abbildung 49: Addition des Sollwertes der Winkelgeschwindigkeit zur Verbesserung des transienten Verhaltens

Wird der Algorithmus im stromgeregelten Betrieb verwendet, so bietet sich an, den Winkel des Sollstromraumzeigers γ_i im ständerfesten Koordinatensystem zu verwenden und auf die Phase-Locked-Loop gänzlich zu verzichten. Im stationären Betrieb kann angenommen werden, dass die Nichtlinearität durch den Algorithmus kompensiert wird und der Sollwinkel, welcher mit konstanter Statorfrequenz rotiert, dem Winkel des Grundschwingungsraumzeigers entspricht. Zwischen dem Winkel des Stromraumzeigers im ständerfesten Koordinatensystem und dem Winkel $\hat{\theta}$ gilt die Beziehung $\hat{\theta} = \gamma_i + \frac{\pi}{2}$ (Park Y., Compensation of Inverter Nonlinearity Based on Trapezoidal Voltage 2012).

6.3.3 Winkelregler

Im Block Winkelregler wird die k-Komponente des Stromraumzeigers mit einer 6. Oberschwingung multipliziert. Diese Oberschwingung wird aus der aktuellen Winkelinformation des Grundschwingungsraumzeigers $\hat{\Theta}$ aus der Phase-Locked-Loop gewonnen. Das gemischte Signal wird anschließend mit einem Tiefpass 1. Ordnung mit sehr niedriger Grenzfrequenz (hier 7Hz) gefiltert. Die Verstärkung des nachfolgenden Integrators wurde mit $k_i = 20$ so gewählt, dass sich insgesamt eine Anstiegszeit von ca. 500ms ergibt. Anschließend folgt die Begrenzung des Winkels auf 30° . Als untere Grenze wurde 2° gewählt, da es praktisch keinen Zustand gibt, in dem eine Kompensation mit einer rechteckförmigen Spannung erwünscht wäre. Zur Verhinderung eines Windups wird die Differenz des Trapezwinkels vor und nach der Begrenzung mit dem Faktor $k_{aw} = 1$ rückgekoppelt.

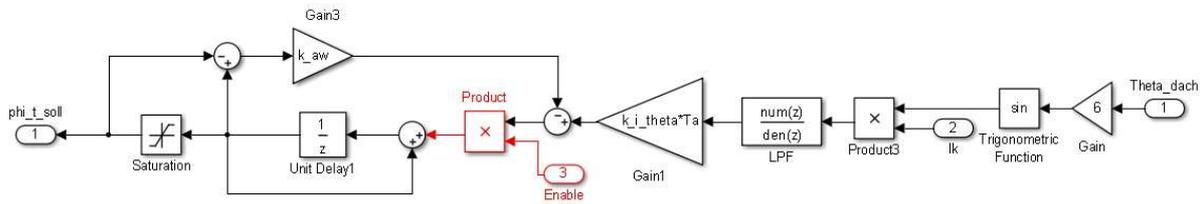


Abbildung 50: Struktur des Winkelreglers

6.3.4 Trapezgenerator

Vor der Zuführung in die Trapezspannungsgeneratoren für die drei Halbbrücken werden aus dem vorgedrehten Winkel des Grundschwingungsstromraumzeigers im ständerfesten Koordinatensystem die Phasen der drei Strangströme berechnet. Die Steigung der Trapezspannungen in den Flanken „Slope“ ergibt sich aus dem Verhältnis des Sollwertes der Amplitude der Trapezspannung V_{sat} zum Sollwert des Trapezwinkels φ_t und wird, um Rechenzeit bei der Division zu sparen, nur einmal ausgeführt.

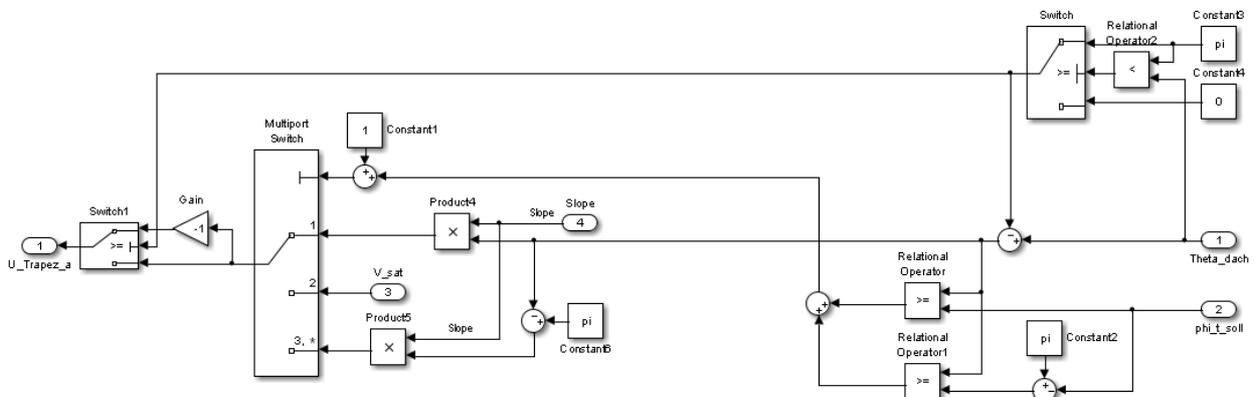


Abbildung 51: Struktur der Trapezspannungsgeneratoren für eine Halbbrücke

In den Trapezspannungsgeneratoren erfolgen durch Vergleich der Winkel $\hat{\theta}$ und φ_t die Entscheidungen, ob eine steigende/fallende Flanke ausgegeben wird oder die Spannung $\pm V_{sat}$. Dabei konnte die Symmetrie der Trapezspannungen bezüglich einer Halbschwingung ausgenutzt und weitere Rechenzeit gespart werden.

7 Überprüfung des Algorithmus

7.1 Modelle

Für die Simulationen des Kompensationsalgorithmus in MATLAB/Simulink werden Modelle für die Asynchronmaschine und den Pulswechselrichter benötigt.

7.1.1 Modell der Asynchronmaschine

Die Modellierung der Käfigläufer-Asynchronmaschine wurde im ständerfesten Koordinatensystem durchgeführt. Dort ergeben sich die Spannungsgleichungen wie folgt:

$$\begin{aligned} \underline{u}_S^S &= R_s \cdot \underline{i}_S^S + \dot{\underline{\psi}}_S^S \\ \underline{u}_R^S &= 0 = \underline{i}_R^S \cdot R_r + \dot{\underline{\psi}}_R^S - j \dot{\phi} \underline{\psi}_R^S \end{aligned} \quad (30)$$

Für die Flussverkettungen ergibt sich:

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_S^S &= (L_{\sigma,s} + L_h) \cdot \underline{i}_S^S + L_h \cdot \underline{i}_R^S \\ \underline{\psi}_R^S &= L_h \cdot \underline{i}_S^S + (L_{\sigma,r} + L_h) \cdot \underline{i}_R^S \end{aligned} \quad (31)$$

Das erzeugte Drehmoment der Maschine ergibt sich zu:

$$M = -\frac{3}{2}p \cdot \text{Im} \{ \underline{\psi}_h \cdot \underline{i}_S^* \} = -\frac{3}{2}p \cdot (i_{s,\alpha} \cdot \psi_{s,\beta} - i_{s,\beta} \cdot \psi_{s,\alpha}) \quad (32)$$

L_h in mH	$L_{\sigma,s}$ in μH	$L_{\sigma,r}$ in μH	R_s in $m\Omega$	R_r in $m\Omega$	p
2,5	88,7	73,9	46,7	34,5	4

Tabelle 1: Parameter der Asynchronmaschine 3

7.1.2 Modell des Pulswechselrichters

Der Pulswechselrichter wurde mit Hilfe von aufgenommenen Kennlinien der drei Halbbrücken durch Verwendung von Look-Up-Tables modelliert. Da beim realen Wechselrichter die Ausgabe der Spannung um einen Abtastschritt verzögert erfolgt, werden Verzögerungsglieder 1. Ordnung verwendet. Möchte man außerdem berücksichtigen, dass die Strangströme in der Mitte der Schaltperiode abgetastet werden, so können in Simulink stattdessen Zero-Order-Hold-Glieder mit der Einstellung $[T_a \ T_a/2]$ verwendet werden.

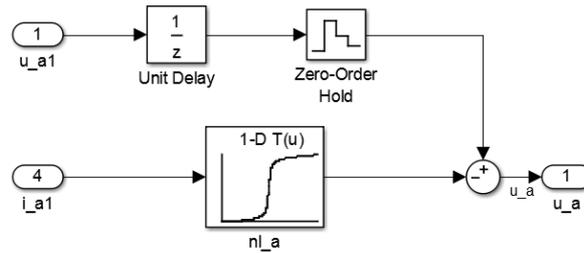


Abbildung 52: Modellierung einer Halbbrücke des Pulswechselrichters

7.2 Simulatorische Überprüfung des Algorithmus

Der Kompensationsalgorithmus wurde sowohl im U/f-Betrieb als auch im stromgeregelten Betrieb in der Simulation erprobt. Durch die in Abschnitt 6.3.1 beschriebene Anpassung der Reglerverstärkung der Phase-Locked-Loop ist der Algorithmus im Bereich der Statorfrequenz von 5 Hz und bis über 200 Hz funktionstüchtig. Die durch die nichtlinearen Kennlinien der Halbbrücken verursachten Abweichungen von der idealen Ausgangsspannung können durch die trapezförmige Spannung kompensiert werden. Dies führt zu einer merklichen Reduktion der Oberschwingungsströme.

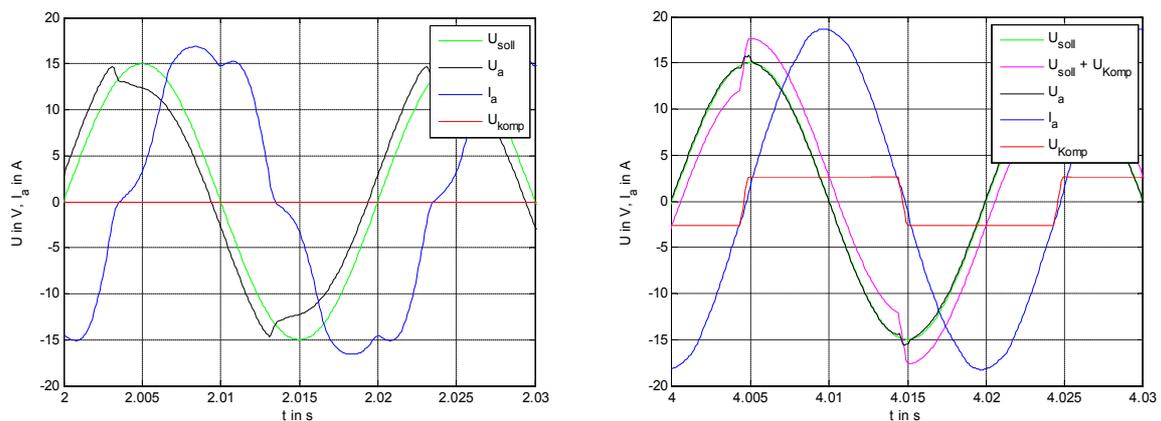


Abbildung 53: Simulierte Verläufe im U/f-Betrieb der leerlaufenden Asynchronmaschine ohne (links) und mit Kompensation der Nichtlinearität (rechts), $f = 50\text{Hz}$

Im stromgeregelten Betrieb schafft es der Stromregler einen Teil der Nichtlinearität selbst auszuregeln. Dennoch entstehen Oberschwingungsströme, welche den Stromverlauf verzerren. Durch die trapezförmigen Kompensationsspannungen folgt die Ausgangsspannung sehr gut dem Sollverlauf, was zu einer Verringerung der Oberschwingungen führt.

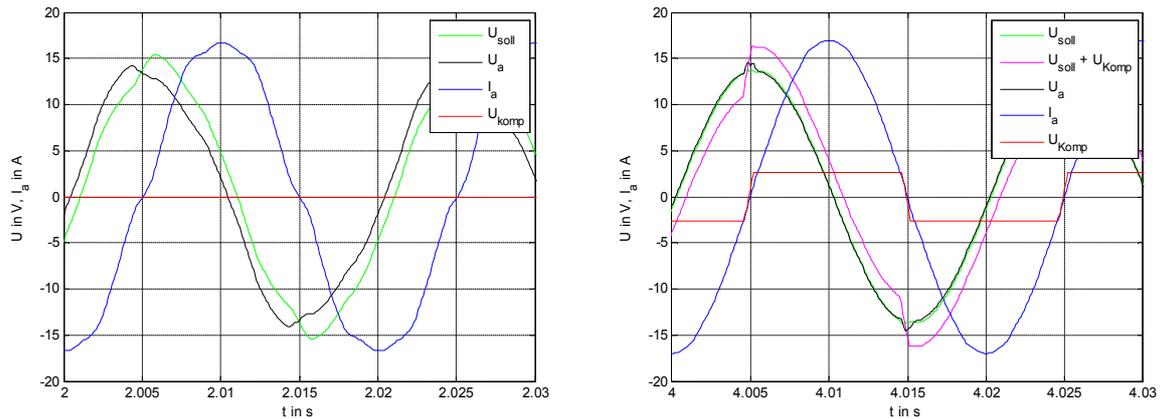


Abbildung 54: Simulierte Verläufe im stromgeregelten-Betrieb der leerlaufenden Asynchronmaschine ohne (links) und mit Kompensation der Nichtlinearität (rechts), $f = 50\text{Hz}$

7.3 Messungen

Im Folgenden wird die Effektivität des Kompensationsalgorithmus an der realen Asynchronmaschine messtechnisch überprüft. Hierzu wurde die Kompensation in den am Signalprozessorsystem laufenden Algorithmus eingebettet. Die Qualität des Algorithmus wurde im U/f-Betrieb und im stromgeregelten Betrieb im Frequenzbereich von 5Hz – 200Hz in stationären Betriebszuständen messtechnisch überprüft.

7.3.1 U/f-Betrieb

Abbildung 55 und Abbildung 56 zeigen die mit dem Leistungsmessgerät aufgenommenen Verläufe des Ausgangsstromes und die über zwei Schaltperiodendauern gemittelten Ausgangsspannungen (gleitender Mittelwert) der Halbbücke 1. Durch die Verwendung der trapezförmigen Kompensationsspannung werden die Verzerrungen der Ausgangsspannung und die Oberschwingungen der Ströme deutlich verringert.

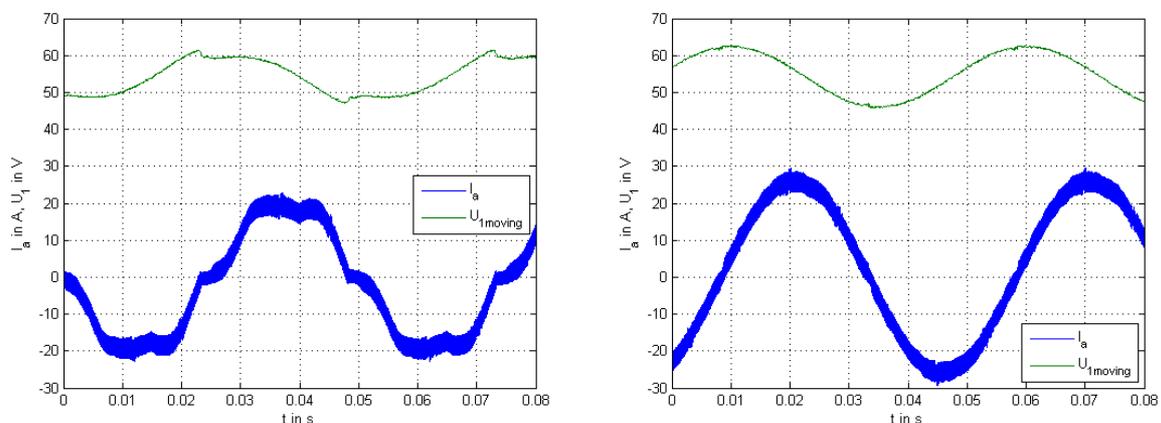


Abbildung 55: Gemessene Verläufe im U/f-Betrieb ohne und mit Kompensation der Nichtlinearität, $f = 20\text{Hz}$

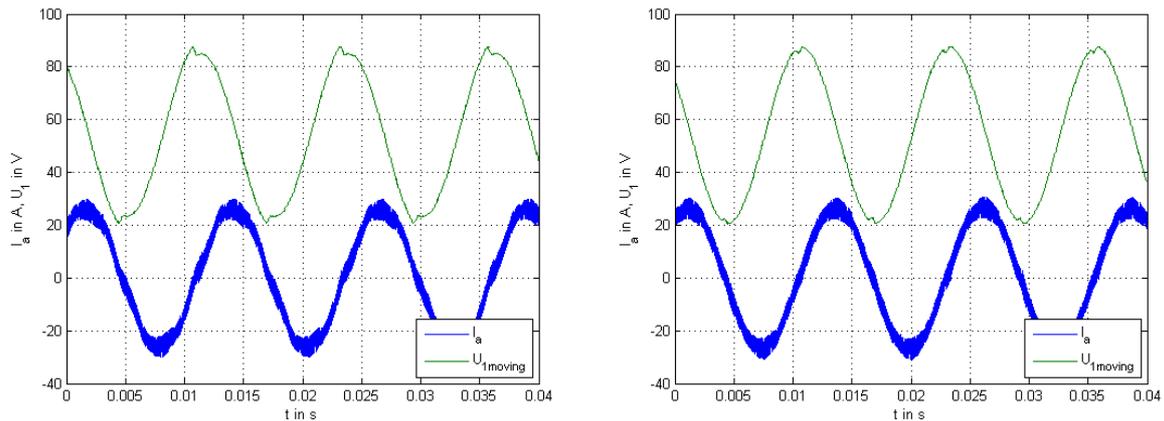


Abbildung 56: Gemessene Verläufe im U/f-Betrieb ohne und mit Kompensation der Nichtlinearität, $f = 80\text{Hz}$

Die folgende Abbildung 57 zeigt die Stromverläufe im U/f-Betrieb mit und ohne Kompensation der Nichtlinearität und das Frequenzspektrum der Oberschwingungsströme bei verschiedenen Statorfrequenzen.

Die Auswirkung der Nichtlinearität ist beim U/f-Betrieb besonders bei geringen Statorfrequenzen zu beobachten. Die Sollspannungen und die Fehlerspannung des Pulswechselrichters hier in derselben Größenordnung. Die mit steigender Frequenz zunehmende Impedanz sorgt dafür, dass die Oberschwingungen in den Strömen abnehmen.

Es zeigt sich, dass durch die Kompensation die Amplituden der Oberschwingungsströme im betrachteten Bereich der Statorfrequenz deutlich reduziert werden, wobei besonders im unteren Frequenzbereich die Effektivität gegeben ist. Mit steigender Statorfrequenz stehen immer weniger Ausgabewerte pro Statorperiode zur Generierung der Ausgangsspannung bzw. der Trapezspannung zur Verfügung. Bei einer Statorfrequenz 50 Hz und einer Schaltfrequenz von 10 KHz ergeben sich 200 Spannungswerte pro Periode. Bei 200 Hz stehen nur mehr 50 Spannungswerte pro Periode zur Verfügung. Somit ergeben sich für die Generierung der Flanken der Trapezspannung bei einem Trapezwinkel von 18° 2,5 Werte, bei 9° nur noch 1,25 Werte. Die Trapezspannungen gehen dadurch bei hohen Statorfrequenzen immer mehr in eine Rechteckmethode über.

Auch die Reglerverstärkung der Phase-Locked-Loop hat einen Einfluss auf die Funktion. Durch Erhöhung der Reglerverstärkung könnte im oberen Frequenzbereich unter Umständen eine bessere Synchronisation erreicht werden, was zu einer weiteren Verringerung der Oberschwingungsströme führen könnte. Die Verstärkung wurde aber eher konservativ gewählt, um keine Verzerrungen im Winkelverlauf $\hat{\Theta}$ zu verursachen.

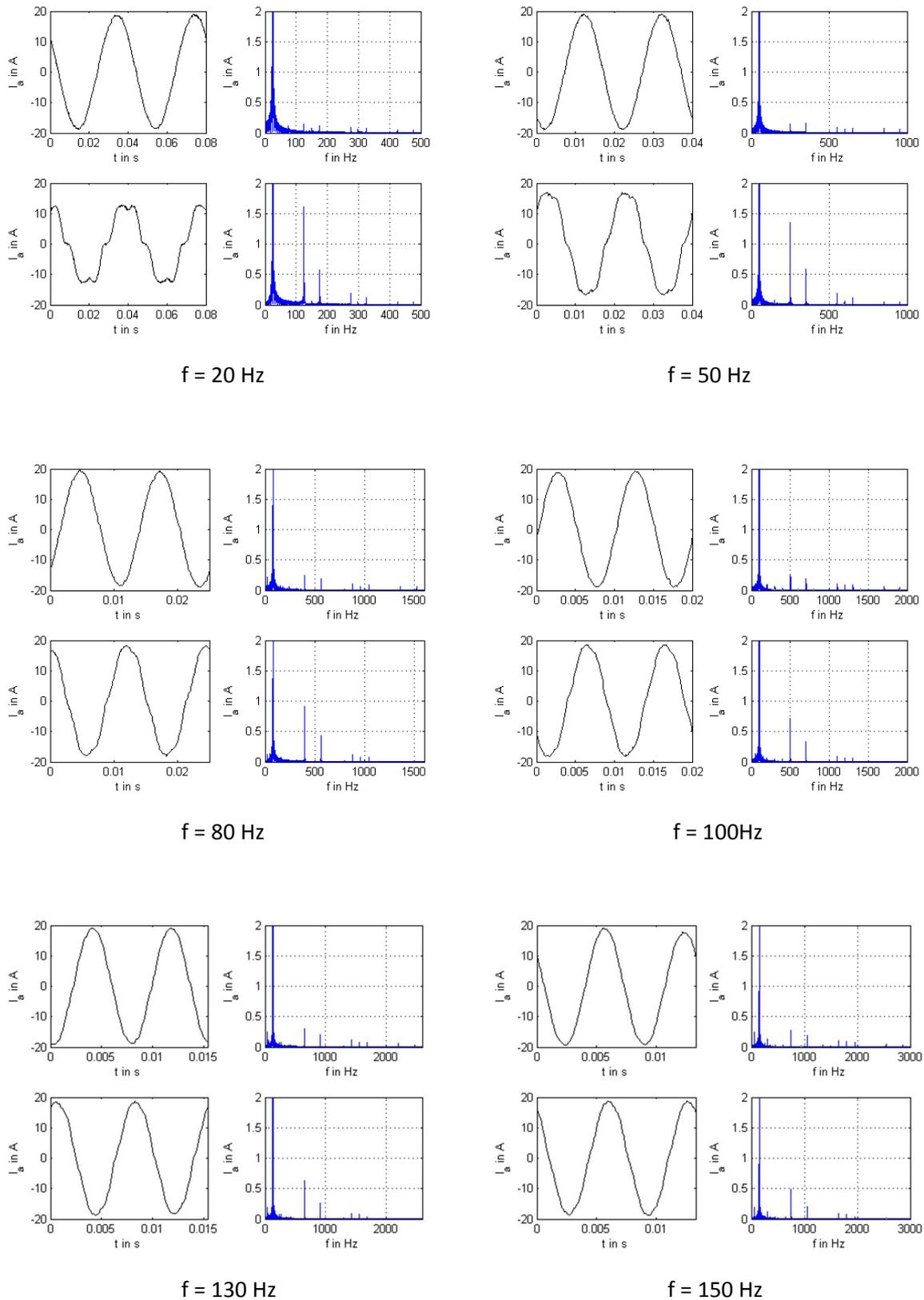


Abbildung 57: Gemessene Stromverläufe und Frequenzspektren der Oberschwingungen bei unterschiedlichen Statorfrequenzen im U/f-Betrieb im Leerlauf

7.3.2 Stromgeregelter Betrieb

Abbildung 58 zeigt die Stromverläufe im stromgeregelten Betrieb mit und ohne Kompensation mittels trapezförmiger Spannungen und ebenfalls das Frequenzspektrum der Oberschwingungen des Stromes bei unterschiedlichen Statorfrequenzen.

Ohne Kompensation bleiben die Amplituden der 5. und 7. Oberschwingungen bei konstanter Länge des Sollstromraumzeigers bei unterschiedlichen Statorfrequenzen in etwa konstant.

Es zeigt sich, dass auch im stromgeregelten Betrieb die Amplituden der Oberschwingungsströme im betrachteten Bereich der Statorfrequenz durch den implementierten Kompensationsalgorithmus reduziert werden, wobei sich dieser wieder besonders bei niedrigen Statorfrequenzen als wirkungsvoll zeigt. Genau so wie beim U/f-Betrieb stellen sicherlich die geringen Ausgabewerte für die Spannungsflanken und die begrenzte Reglerverstärkung ein Hindernis für eine weitere Verbesserung dar.

Über einer Statorfrequenz von 150 Hz ergibt sich bei der vorgenommenen Wahl der Reglerparameter nur wenig merkbare Verbesserung und es kann darüber nachgedacht werden die Kompensation ab dieser Frequenz zu deaktivieren.

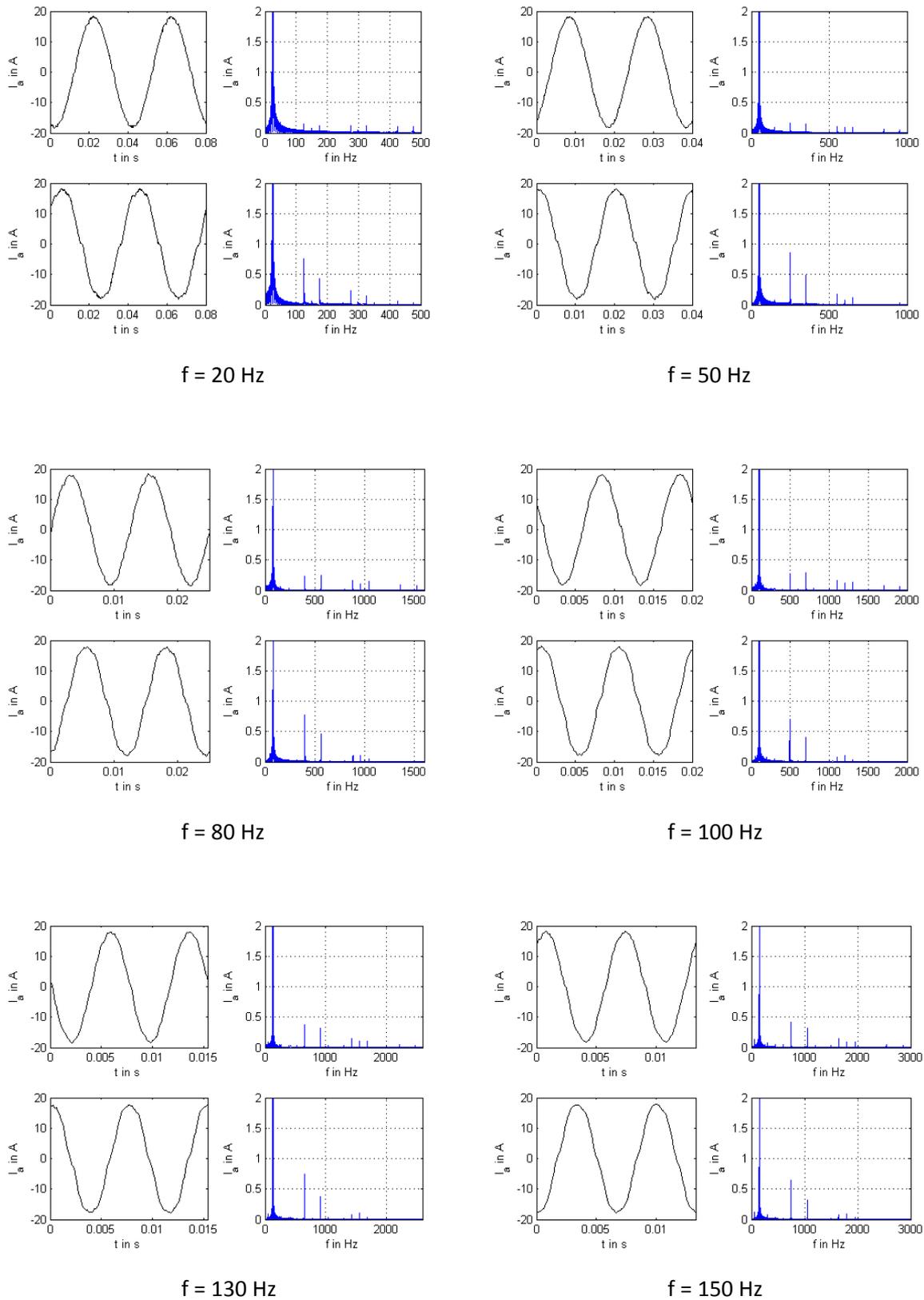


Abbildung 58: Gemessene Stromverläufe und Frequenzspektren der Oberschwingungen bei unterschiedlichen Statorfrequenzen im stromgeregelten Betrieb im Leerlauf

8 Alternative Methoden

In einer Reihe von Simulationen wurde die Funktion weiterer Kompensationsmethoden untersucht. Die Algorithmen wurden jeweils zeitdiskret ausgeführt. Die Größen i_{123} bzw. i_{abc} wurden durch Rücktransformation des vorgedrehten Ständerstromraumzeigers gewonnen. Im Zentrum der Analyse stand unter anderem eine Trapezmethode, bei der die Trapezspannung mit Hilfe eines Sättigungsglieds berechnet wird. Dabei erfolgt die Anpassung des Proportionalitätsfaktors zwischen den Strangströmen und der Kompensationsspannung durch den in Abschnitt 6.3.3 beschriebenen Winkelregler (Abbildung 59).

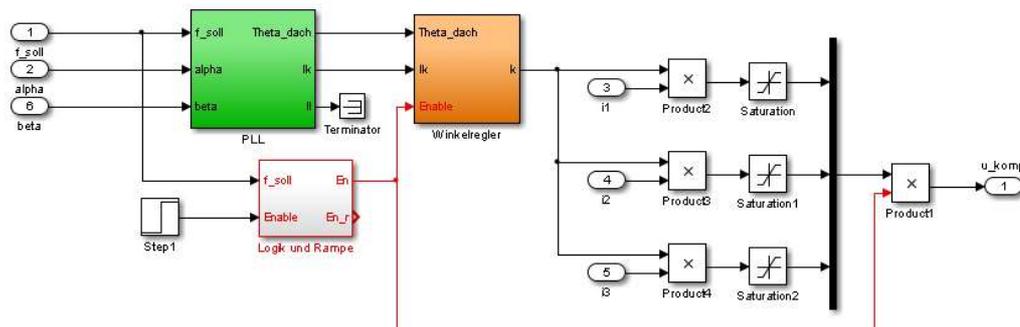


Abbildung 59: Struktur der alternativen Berechnung der Trapezspannung

In den Simulationen stellte sich heraus, dass mit dieser Methode ähnlich gute Ergebnisse wie mit der in Abschnitt 6.3 beschriebenen Methode zu erzielen sind. Als Vorteil sticht der etwas geringere Rechenaufwand zur Generierung der Kompensationsspannung heraus. Bei niedrigen Statorfrequenzen sind die Flanken der Trapezspannung im U/f-Betrieb bei dieser Methode unter Umständen etwas verzerrt. Durch die Filtereigenschaft der Phase-Locked-Loop sind die Flanken bei dem im Abschnitt 6.3 beschriebenen Verfahren geglättet. Insgesamt lassen sich aber in einem großen Bereich der Statorfrequenz gute Ergebnisse erzielen.

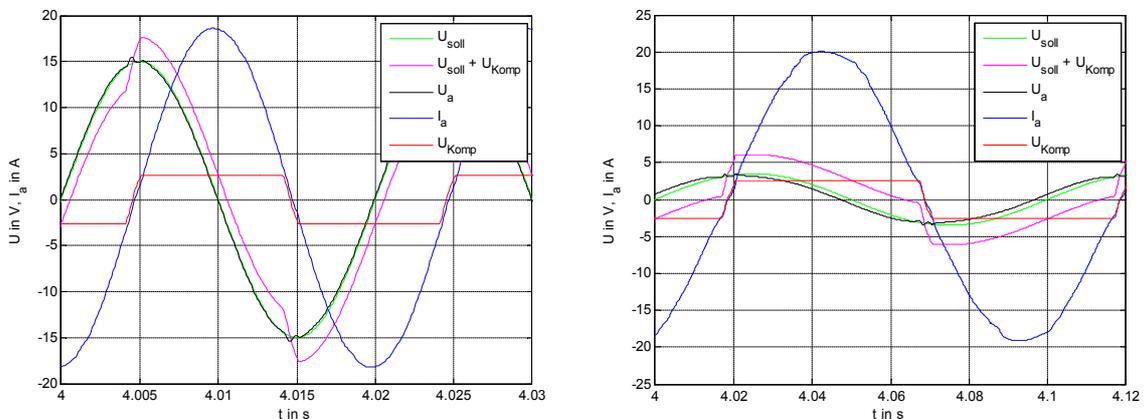


Abbildung 60: Simulierte Verläufe bei Verwendung der alternativen Berechnungsmethode der Trapezspannung im U/f-Betrieb bei $f = 50\text{Hz}$ (links) bzw. $f = 10\text{Hz}$ (rechts)

Beim Look-Up-Table-Ansatz lässt sich in Simulationen, bei denen der Pulswechselrichter mit der über eine Schaltperiode gemittelten Fehlerspannung modelliert wird, natürlicherweise eine sehr gute Wirksamkeit erzielen, da die Look-Up-Tables für Kompensation exakt mit der Look-Up-Tables der modellierten Halbbrücken übereinstimmen.

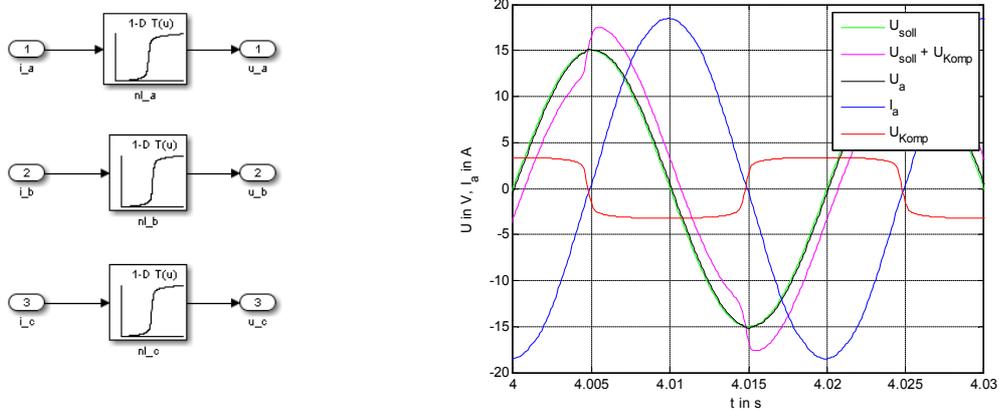


Abbildung 61: Look-Up-Tables für die Kompensation (links) und simulierte Verläufe bei $f = 50\text{Hz}$ (rechts)

Im Algorithmus sollte der Stromraumzeiger vorgedreht werden, da der Pulswechselrichter die gewünschte Ausgangsspannung um ein bis zwei Abtastschritte verspätet ausgibt. Die Qualität des Algorithmus bei der realen Anwendung hängt von der Genauigkeit der aufgenommenen Kennlinien ab. Außerdem ist damit zu rechnen, dass es durch die Abhängigkeiten der Kennlinien, beispielsweise von der Temperatur, Stromwelligkeit und der Zwischenkreisspannung, zu Abweichungen von der idealerweise benötigten Kompensationsspannung kommen kann.

Bei der Rechteckmethode kommt es im Bereich von Nulldurchgängen zu einer Überkompensation. Voraussetzung für die Funktion ist eine gute Synchronisation bzw. gute Detektion von Nulldurchgängen der Stromverläufe. In (Zhao H. 2004) wurde ein Verfahren zu Online-Anpassung der Amplitude der Rechteckspannung vorgestellt.

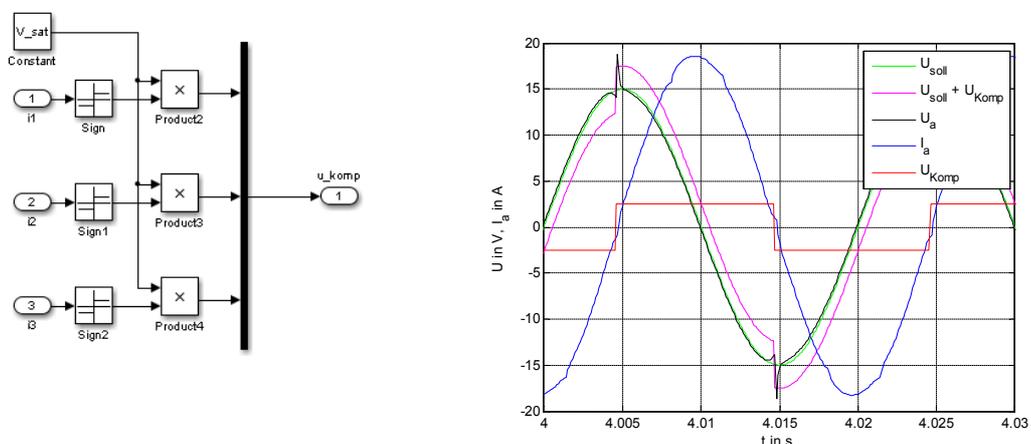


Abbildung 62: Rechteckmethode (links) und simulierte Verläufe bei $f = 50\text{Hz}$ (rechts)

9 Zusammenfassung

Zu Beginn dieser Masterarbeit wurden die theoretischen Grundlagen zur Ausbildung der Nichtlinearität nach einer ausführlichen Literaturrecherche zusammengefasst.

Anschließend wurde die Kennlinie des Pulswechselrichters messtechnisch erfasst und Untersuchungen zu deren Abhängigkeit von der Temperatur, der Zwischenkreisspannung und der Schaltfrequenz durchgeführt. Da die Durchlasskennlinien der Bauelemente, welche ebenfalls bestimmt wurden, eine gegenläufige Temperaturabhängigkeit aufweisen, ist die nichtlineare Kennlinie des betrachteten Pulswechselrichters nahezu unabhängig von der Temperatur.

Bei den Messungen der Spannungsflanken und der Schaltzeiten wurde neben dem Entladungsvorgang der parasitären Kapazität auch eine Abhängigkeit der Zeit von der Flanke der Steuerungsspannung bis zum Beginn der eigentlichen Entladung der Ausgangskapazität vom Wert des Ausgangsstroms beobachtet. Um dies bei der Beschreibung der Kennlinie zu berücksichtigen, wurden die Gleichungen angepasst. Dadurch ergab sich eine gute Übereinstimmung der Messung und der Modellierung.

Darüber hinaus wurden Untersuchungen der Nulldurchgänge bei sinusförmiger Aussteuerung des Pulswechselrichters durchgeführt. Es konnte kein Lücken des Ausgangsstromes beobachtet werden, was darauf hinweist, dass bei den aufgenommenen Stromverläufen alleine die Verzerrungen der Ausgangsspannungen für das Zero Current Clamping verantwortlich sind. Die Untersuchung des kombinierten Einflusses der Stromwelligkeit und der parasitären Kapazitäten auf die Kennlinie lieferte kein eindeutiges Ergebnis. Hier gilt es in Zukunft nach alternativen Methoden zu suchen, um sich in dieser Hinsicht Klarheit zu verschaffen.

In einem weiteren Teil der Arbeit wurde eine Kompensation der Nichtlinearität mit trapezförmigen Spannungen implementiert, welche sowohl im U/f-Betrieb als auch im stromgeregelten Betrieb einsetzbar ist. Bei diesem Verfahren werden ausschließlich zwei Strangströme als Messgrößen benötigt. Der Algorithmus wurde in MATLAB/Simulink aufgebaut und im Zuge von Simulationen optimiert. In der anschließend erfolgten messtechnischen Überprüfung der Qualität des Algorithmus wurde gezeigt, dass die Kompensation der Nichtlinearität im stationären Zustand in beiden Betriebsarten gut funktioniert. Durch Anpassung der Verstärkung des PI-Reglers in der Phase-Locked-Loop kann der Algorithmus im Statorfrequenzbereich von 5Hz bis 200Hz verwendet werden.

Zu guter Letzt wurden in MATLAB/Simulink Simulationen alternativer Kompensationsmethoden durchgeführt.

10 Literaturverzeichnis

- Ben-Brahim, Lazhar. *On the Compensation of Dead Time and Zero-Current Crossing for a PWM-Inverter-Controlled AC Servo Drive*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 51, NO. 5, S. 1113-1117, 2004.
- Bernet, Steffen. *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012.
- Bojoi L.R., Armando E., Pellegrino G., Rosu S.G. *Self-Commissioning of Inverter Nonlinear Effects in AC Drives*. IEEE, 2012.
- Choi J.-W., Sul S.-K. *A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 31, NO. 5, S. 1001-1008, 1995.
- . *Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 11, NO. 2, S. 221-227, 1996.
- Chung, S-K. *A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 15, NO. 3, 2000.
- Gong L. M., Zhu Z. Q. *Modeling and Compensation of Inverter Nonlinearity Effects in Carrier Signal Injection-Based Sensorless Control Methods from Positive Sequence Carrier Current Distortion*. IEEE, S. 3434 - 3441, 2010.
- Jeong S.-G., Park M.-H. *The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 38, NO. 2, S. 108-114, 1991.
- Kaura V., Blasko V. *Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 33, NO. 1, S.58 - 63, 1997.
- Kim H.-S., Moon H.-T., Youn M.-J. *On-Line Dead-Time Compensation Method Using Disturbance Observer*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 18, NO. 6, S.1336- 1345, 2003.
- Krischan, Klaus. *Skriptum zu den Vorlesungen Stromrichtertechnik 1 und Stromrichtertechnik 2*. Technische Universität Graz, 2011.
- Murai Y., Watanabe T. , Iwasaki H. *Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. IA-23, NO. 5, 1987.

- Park Y., Sul S.-K. *A Novel Method to Compensate Non-Linearity of Inverter in Sensorless Operation of PMSM*. IEEE, 2011.
- . *Compensation of Inverter Nonlinearity Based on Trapezoidal Voltage*. IEEE, 2012.
- Schröder, Dierk. *Leistungselektronische Bauelemente*. Zweite Auflage. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006.
- . *Leistungselektronische Schaltungen*. 2. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- Seebacher R., Krischan K. *Unterlagen zur Laborübung Regelung elektrischer Antriebe*. Technische Universität Graz, 2013.
- Semikron. *Datasheet SKiiP 232GDL120-410CTV*. Semikron, 2004.
- Sepe R.B., Lang J.H. *Inverter Nonlinearities And Discrete-Time Vector Current Control*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 30, NO. 1 S. 62-70, 1994.
- Urasaki N., Senjyu T., Kinjo T., Funabashi T., Sekine H. *Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero-current clamp and parasitic capacitance effects into account*. IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 4, S. 845-853, 2005.
- Weichbold, Peter. *Einfluß nichtlinearer Wechselrichtereigenschaften auf das Betriebsverhalten von pulswertenmodulierten Spannungszwischenkreisumrichtern*. Vorgelegt als Dissertation an der Technische Universität Graz, 2001.
- Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International GmbH, 2010.
- Wintrich, A. *Verhaltensmodellierung von Leistungshalbleitern für den rechnergestützten Entwurf leistungselektronischer Schaltungen*. Dissertation, TU Chemnitz, 1997.
- Zhang Z., Xu L. *Dead-Time Compensation of Inverters Considering Snubber and Parasitic Capacitance*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 29, NO. 6, S. 3179 - 3187, 2013.
- Zhao H., Wu Q. M. J., Kawamura A. *An Accurate Approach of Nonlinearity Compensation for VSI Inverter Output Voltage*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 19, NO. 4, S. 1029-1035, 2004.