

GEFÖRDERT VOM



Bundesministerium  
für Bildung  
und Forschung



## **Abschlussbericht zum Projekt E-DEAL**

### **Energieeffizienzsteigerung bei drehzahlregelten elektrischen Antrieben durch neuartige Leistungselektronik**

Förderkennzeichen: 17052X10

Zuwendungsempfänger: Hochschule Ostwestfalen-Lippe

Labor Leistungselektronik und Elektrische Antriebe

Liebigstraße 87

32657 Lemgo

Projektleiter: Prof. Dr.-Ing. Holger Borcharding

Tel. 05261/702-250

[holger.borcharding@hs-owl.de](mailto:holger.borcharding@hs-owl.de)

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand innerhalb des vom BMBF (Bundesministerium für Bildung und Forschung) geförderten Forschungsprojekts E-DEAL an der Hochschule Ostwestfalen-Lippe im Labor Leistungselektronik und elektrische Antriebe. Die Verantwortung für den Inhalt dieses Berichtes liegt bei den Autoren. An dem Forschungsvorhaben haben mitgewirkt:

Projektleiter:	Prof. Dr.-Ing. Holger Borcharding
Mitarbeiter 1:	M. Sc. Johann Austermann
Mitarbeiter 2:	M. Sc. Christian Studen
Mitarbeiter 3:	B. Sc. Björn Klöpper
Mitarbeiter 4:	B. Sc. Lennart Siekmann

Der vorliegende Abschlussbericht wurde von Herrn Austermann und Herrn Borcharding verfasst.

GEFÖRDERT VOM



Bundesministerium  
für Bildung  
und Forschung

# Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung.....	1
2. Aufgabenstellung.....	2
3. Voraussetzungen, unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde.....	2
4. Planung und Ablauf des Vorhabens.....	3
4.1. Änderungen im Projektablauf.....	5
5. Finanzierung.....	6
6. Stand der Technik.....	7
6.1. Bremsen mit Bremswiderstand.....	8
6.2. Netzpulsstromrichter.....	9
6.3. Rückspeisung mit Blockstromtaktung.....	10
6.4. Fundamental Frequency Front End Converter (F3E).....	12
7. Anforderungen an die Rückspeiseschaltung.....	13
8. Konzept der neuen Rückspeiseschaltung.....	14
8.1. Funktionsweise des Tiefsetzstellers.....	15
8.2. Funktionsweise des Synchronwechselrichters.....	16
8.3. Funktionsweise des Netzfilters.....	16
9. Phasenregelkreis (dreiphasige PLL).....	17
9.1. Verhalten einer PLL bei nicht idealem Drehstromsystem.....	22
9.1.1. Ungleichgewicht der Netzspannung.....	22
9.1.2. Oberschwingungen in der Netzspannung.....	23
9.1.3. Offset in der Netzspannung.....	26
9.2. Einrastverhalten der PLL.....	28
10. Regelung des Tiefsetzstellers.....	30
10.1. Gegenüberstellung verschiedener Entwurfsverfahren.....	33
10.1.1. Entwurf nach dem Betragsoptimum.....	33
10.1.2. Symmetrisches Optimum.....	34
10.1.3. Theorie der Doppelverhältnisse.....	35
10.1.4. Frequenzkennlinienverfahren.....	35
10.2. Messergebnisse Stromregelung.....	37
10.3. Ausregelung von Störungen.....	38
11. Auslegung des Tiefsetzstellers.....	39
11.1. Tiefsetzsteller mit Schaltentlastungsnetzwerk.....	43
11.2. Tiefsetzsteller mit SiC-Halbleitern.....	47
11.2.1. Versuchsaufbau Tiefsetzsteller mit SiC.....	48
11.2.2. Verwendete SiC-Halbleiter.....	49

11.2.3. Berechnung der Durchlassverluste der Freilaufdiode.....	51
11.2.4. Berechnung der Schaltverluste der Freilaufdiode.....	52
11.2.5. Berechnung der Durchlassverluste eines SiC-MOSFETs.....	52
11.2.6. Berechnung der Schaltverluste eines SiC-MOSFETs.....	53
11.2.7. Messung der Schaltverluste.....	54
12. Aufbau und Ansteuerung des Synchronwechselrichters.....	56
12.1. Synchronwechselrichter mit IGBTs.....	58
12.1.1. Vorladung des Umrichterzwischenkreises.....	58
12.1.2. Kommutierung der IGBT-WR Brücke.....	59
12.1.3. Treiberschaltung für IGBT-Wechselrichter.....	60
12.2. Synchronwechselrichter mit Thyristoren.....	61
12.2.1. Wechselrichterkippen der Low-Side Thyristoren.....	64
12.2.2. Treiberschaltung für Thyristorwechselrichter.....	64
13. Praktische Umsetzung und Messergebnisse.....	65
13.1. Rückspeiseschaltung mit MOSFET Tiefsetzsteller und IGBT-WR.....	65
13.1.1. Betrieb an konstanter Eingangsspannung.....	66
13.1.2. Betrieb an Antriebssystem .....	66
13.2. Rückspeiseschaltung mit Schaltentlastungsnetzwerk.....	69
13.3. Rückspeiseschaltung mit SiC-Halbleitern.....	71
14. Demonstratoren.....	74
15. Gegenüberstellung mit vorgegebenen Zielen.....	76
15.1. Technische Ziele.....	76
15.2. Förderpolitische Ziele.....	76
16. Verwertbarkeit der Ergebnisse nach Verwertungsplan.....	77
16.1. Industrielle Verwertung.....	77
16.2. Wissenschaftliche Verwertung.....	77
17. Öffentlichkeitsarbeit.....	78
18. Zusammenfassung und Ausblick.....	79

# 1. Einleitung

Aufgrund der Klimadiskussionen der letzten Jahre gewinnt das Thema Energieeinsparung auch im Bereich der elektrischen Antriebstechnik zunehmend an Bedeutung. Daher wird nach Möglichkeiten der Effizienzsteigerung gesucht, die sich auch wirtschaftlich darstellen lassen können. Im Bereich der Leistungselektronik für elektrische Antriebe sind die Wirkungsgrade mit 95-99% bereits sehr hoch, so dass es hier scheinbar wenig Potential gibt. Die Verluste der Anwendung sind vor allem in den elektrischen Maschinen und natürlich in der angetriebenen Mechanik zu finden. Hier können die Wirkungsgrade durch Verwendung von energieeffizienten Maschinen gesteigert werden, Effizienzklassen hierzu sind in [DIN08] festgeschrieben. Ein großes Einsparpotential ergibt sich durch die Nutzung von generatorischer Leistung, die beim Abbremsen der Mechanik freigesetzt wird. Bislang haben mechanische Antriebskomponenten häufig im Verhältnis zum elektrischen Teil eher geringe Wirkungsgrade, so dass generatorische Leistung oftmals nur einen geringen Anteil der Antriebsleistung ausmacht. Die oftmals geringe generatorische Leistung wird bei den meisten elektrischen Antrieben daher in Bremswiderständen verheizt. Durch das steigende Bewusstsein für mechanischen Komponenten mit hohen Wirkungsgraden steigt aber auch der Bedarf an einer Lösung diese generatorische Leistung zu nutzen. Bei Antrieben, die einen hohen Anteil an generatorischer Leistung haben, werden bereits heute rückspeisefähige Frequenzumrichter verwendet, die entweder im Gerät integriert oder als Rückspeiseeinheiten gesondert ausgebildet sind. Im kleinen Leistungsbereich werden üblicherweise Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis eingesetzt, die netzseitig über einen ungesteuerten Brückengleichrichter verfügen. Dieser ermöglicht nur einen Energiefluss in Richtung Antrieb, aber nicht zurück in das Netz. Durch Kopplung der Zwischenkreise mehrerer Frequenzumrichter kann hier generatorische Energie von anderen Antrieben genutzt werden. In den meisten Anwendungsfällen, insbesondere bei Antrieben kleiner Leistung oder bei einem geringen Anteil an generatorischem Betrieb wird diese Energie nicht genutzt, sondern in Bremswiderständen in Wärme umgesetzt. In dem Forschungsprojekt E-DEAL wurde eine Rückspeiseschaltung entwickelt, die sich aufgrund des geringen Aufwands besonders für Antriebe kleiner Leistung mit geringem Anteil an generatorischem Betrieb eignet und sich bezogen auf den Umrichter ähnlich verhält, wie ein konventioneller Bremswiderstand.

## 2. Aufgabenstellung

Im Rahmen dieses Forschungsprojektes sollte eine Rückspeiseschaltung für Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis entwickelt werden. Die Rückspeiseschaltung soll an der einen Seite mit dem elektrischen Netz und an der anderen Seite mit dem Zwischenkreis oder den für den Bremswiderstand vorgesehenen Klemmen angeschlossen werden. Hierbei sollen die Rückwirkung auf den Frequenzumrichter möglichst gering sein, insbesondere soll der üblicherweise vorhandene eingangsseitige ungesteuerte Gleichrichter weiterhin genutzt werden. Die Rückspeiseschaltung soll sich aus Sicht des Frequenzumrichters ähnlich verhalten, wie konventionelle Bremswiderstände.

## 3. Voraussetzungen, unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde

Das Labor Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Hochschule Ostwestfalen-Lippe forscht seit vielen Jahren auf dem Gebiet der Einspeisestromrichter und auf dem Gebiet der Auslegung von Industrienetzen. Der Projektleiter Prof. Dr.-Ing. Holger Borcharding hat auf diesem Gebiet promoviert [BOR99] und weitere Forschungsprojekte in diesem Themenbereich, wie das Forschungsprojekt NENEP [BOR12] durchgeführt. Der erste Projektmitarbeiter Herr M. Sc. Johann Austermann hat bereits während seiner Diplomarbeit auf dem Gebiet der Rückspeisestromrichter gearbeitet.

Firma Lenze ist ein weltweit führendes Unternehmen im Bereich der elektrischen und mechanischen Antriebstechnik. Da der Projektleiter Prof. Dr.-Ing. Holger Borcharding gleichzeitig Leiter der Innovation von Lenze ist, hat innerhalb des Projektes ein reger Austausch zwischen den Mitarbeitern der HS-OWL und den Mitarbeitern der Innovation von Lenze stattgefunden. Durch die guten Kontakte der Lenze Innovation zu innovativen Firmen konnten neue Technologien wie beispielsweise neue Halbleiter auf Basis von SiC in dieses Forschungsprojekt eingebracht werden.

Firma MSF Vathauer aus Detmold ist ein kleines mittelständisches Unternehmen, welches sich insbesondere durch die Fokussierung auf kundenspezifische Komponenten der Antriebstechnik einen Namen gemacht hat. Besondere Stärken von MSF Vathauer liegen in der Flexibilität der Entwicklungsabteilung und Fertigung. Durch die Ausrichtung auf Produktion von Kleinserien konnten im Rahmen dieses Forschungsprojektes entwickelte Prototypen der Rückspeiseschaltung bei MSF-Vathauer automatisiert gefertigt werden.

## 4. Planung und Ablauf des Vorhabens

Das Forschungsprojekt gliederte sich in sechs Arbeitspakete siehe Abbildung 1.

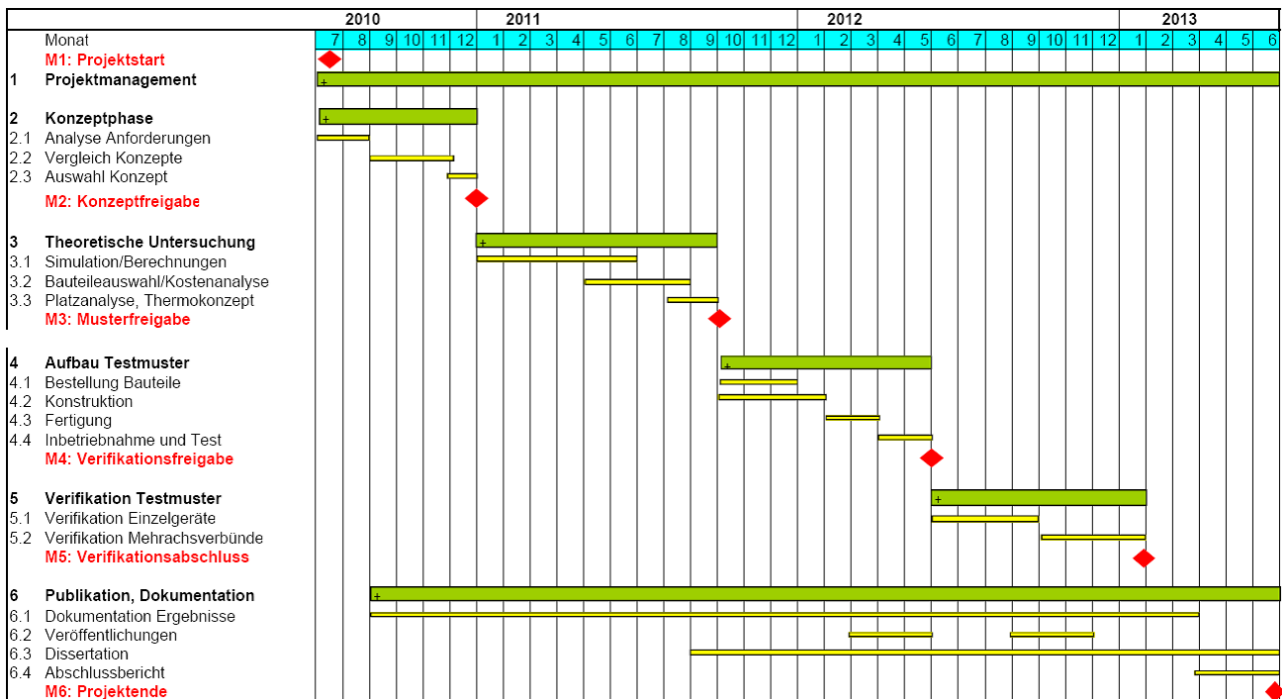


Abbildung 1: Zeitplan gemäß Projektantrag

### Arbeitspaket AP1: Projektmanagement

Das Projektmanagement wurde gemeinsam wahrgenommen. Die Gesamtprojektleitung hatte Prof. Dr. Borcharding, die Termin- und Kostenverfolgung in den einzelnen AP erfolgte sowohl durch die Hochschule als auch durch Lenze und MSF.

### Arbeitspaket AP2: Konzeptphase

Zu Beginn des Forschungsprojektes wurden bestehende Konzepte zur Energierückspeisung untersucht und hinsichtlich ihrer Vor- und Nachteile bewertet (siehe Kap. 6.). Aus diesen Ergebnissen wurde ein Anforderungskatalog für die neu zu entwickelnde Rückspeiseschaltung erstellt (siehe Kap. 7.)

### Arbeitspaket AP3: Theoretische Untersuchung

In diesem Arbeitspaket wurden unterschiedliche mögliche Schaltungstolpologien untersucht.

Erfolgsversprechende Schaltungstopologien wurden mittels Simulation auf Funktion untersucht und bezüglich der Bauteilkosten bewertet. Es ist eine Schaltungstopologie gefunden worden, welche alle Anforderungen erfüllt (siehe Kap. 8.). Die Bearbeitung dieses Arbeitspaketes erfolgte vom Hauptprojektmitarbeiter in Zusammenarbeit mit den beteiligten Firmen.

#### Arbeitspaket AP4: Aufbau Testmuster

Im Rahmen von Abschluss- und Projektarbeiten sind insgesamt drei unterschiedliche Testmuster aufgebaut worden (siehe Kap. 13.). Die Konstruktion und die Fertigung von Testmustern erfolgt in Zusammenarbeit der Hochschule und den beiden gewerblichen Partnern. So wurden bei mehreren Projekttreffen Schaltpläne, Schaltungslayout und Bauteilauswahl diskutiert. Die Fertigung des in Kap. 13.3. beschriebenen Prototyps erfolgte automatisiert bei MSF Vathauer, da diese gut auf die Fertigung von Kleinserien ausgelegt ist. Die ersten zwei Prototypen wurden in der Hochschule von Hand gefertigt und bestückt.

#### Arbeitspaket AP5: Verifikation Testmuster

Die Verifikation erfolgte gemeinsam durch Hochschule und die gewerblichen Projektpartner. Dazu wurden Demonstratoren aufgebaut (siehe Kap. 14.) um die Funktion zu zeigen und Messungen machen zu können. Die Demonstratoren bestehen dabei aus der Rückspeiseschaltung, einem Motor und einem Frequenzumrichter des jeweiligen Projektpartners (MSF und Lenze). Dadurch konnte verifiziert werden, dass die Rückspeiseschaltung mit Komponenten beider Hersteller funktionsfähig ist.

#### Arbeitspaket AP6: Publikationen, Dokumentation

Die Dokumentation der Projektergebnisse erfolgte im Wesentlichen durch die Erstellung von Projekt- und Abschlussarbeiten. Insgesamt wurden im Rahmen dieses Projektes 15 Projekt- und Abschlussarbeiten durchgeführt und vom Hauptprojektmitarbeiter betreut. Weiterhin wurden die wissenschaftlich relevanten Ergebnisse in Zusammenarbeit mit der kooperierenden Universität auf Fachkongressen veröffentlicht. Insgesamt wurden zum Thema Energierückspeisung drei Veröffentlichungen publiziert [AUS13b, AUS13a, AUS14]. Zur Wahrung der Schutzrechte wurde die Schaltungstopologie als Patent angemeldet und ist bereits veröffentlicht [AUS11, AUS12]. Beiden beteiligten Firmen haben auf Messen und bei einem Firmenbesuch von Politikern das neue Konzept der Rückspeiseschaltung vorgestellt (siehe Kap. 17.). Die Erstellung der Dissertation des Hauptprojektmitarbeiters befindet sich zum Abschluss des Projektes noch in Bearbeitung.



## **4.1.Änderungen im Projektablauf**

Aufgrund der Verschiebung der Einstellung des Hauptmitarbeiters Herrn Austermann wurde der Projektstart um einen Monat verschoben. Die Stelle des zweiten wissenschaftlichen Mitarbeiters (Teilzeit TVL E10), die ab Januar 2011 eingeplant war, wurde erst im Januar 2012 besetzt. Der Mitarbeiter erstellte das Layout des ersten Prototyps (siehe Kap. 13.1.). Der Mitarbeiter war bis zum Juni 2012 im Projekt beschäftigt. In den Zeiträumen Mai bis Juni 2012 und November 2012 bis März 2013 war ein weiterer wissenschaftlicher Mitarbeiter (Teilzeit TVL E10) im Projekt beschäftigt, der den zweiten Prototyp aufgebaut hat (siehe Kap. 13.2.). Er untersuchte Entlastungsnetzwerke zur Erhöhung des Wirkungsgrades und unterstützte Herrn Austermann bei der Inbetriebnahme der Labormuster. Durch die verspätete Einstellung des zweiten wissenschaftlichen Mitarbeiters, den notwendigen Patentrecherchen und die Ausarbeitung der Patentschrift kam es zu einer Verzögerung des Meilensteins M4 von vier Monaten. Der Meilenstein M4 wurde mit der Inbetriebnahme am Antriebssystem im September 2012 erreicht. Bedingt durch diese Verzögerungen wurde eine kostenneutrale Verlängerung des Projektes bis Ende Dezember 2014 durchgeführt.

## 5. Finanzierung

Das Forschungsprojekt E-DEAL wurde mit 259.364,00€ gefördert, eine detaillierte Aufschlüsselung der Kosten ist im Verwendungsnachweis für Zuwendungen auf Ausgabenbasis zu finden.

Die durch die Finanzierung des Hauptmitarbeiters der Mitarbeiter beanspruchte einen Großteil der Kosten. Der Hauptmitarbeiter M.Sc. Johann Austermann ist über die gesamte Projektlaufzeit aus dem Projekt finanziert worden. Da der zweite Projektmitarbeiter B.Sc. Björn Klöpfer erst verspätet eingestellt werden konnte wurde das Projekt kostenneutral bis Ende Dezember 2014 verlängert. Die für den zweiten Mitarbeiter eingeplanten Mittel wurden zugunsten der Finanzierung des Hauptmitarbeiters und von studentischen Hilfskräften verwendet. Weiterhin war nach Projektantrag die Beschaffung von zwei Lizenzen für das Simulationsprogramm „Simplorer“ vorgesehen (13.200€). In Arbeitspaket 5 (siehe Kap. 4.) stellte sich heraus, dass das bereits an der HS-OWL vorhandene „Matlab Simulink“ mit der Toolbox „SimpowerSystems“ den notwendigen Funktionsumfang bereits zur Verfügung stellt. Die vorgesehenen Mittel wurden daher zugunsten eines Messwerterfassungssystems umgewidmet. Das aus diesem Mitteln beschaffte Oszilloskop der Firma Yokogawa (9000,- €) konnte zusammen mit der Software LabView der Firma National Instruments (4.200,- €) bei der Analyse von Netzurückwirkungen der Rückspeiseschaltung eingesetzt werden.

Weiterhin haben sich die beiden beteiligten Firmen mit einer Gesamtsumme von 65.220,- € an dem Projekt beteiligt (siehe Anlage zum zahlenmäßigen Verwendungsnachweis: Bestätigung der Partner-Beteiligung). MSF Vathauer hat Material für den Aufbau von Prototypen in Höhe von 10.100,- € und Personalmittel in Höhe von 19.150,- beigesteuert. Lenze unterstützte das Projekt mit Material im Wert von 12.450,- € und Personalmitteln in Höhe von 23.720,- €.

## 6. Stand der Technik

In den letzten Jahren wurden von den Herstellern für elektrische Antriebstechnik verstärkt Geräte entwickelt, die Netzurückspeisung durch einen Wechselrichter ermöglichen. Damit wird die generatorische Leistung zum großen Teil wieder in das Netz zurückgespeist. Die eingesetzten Geräte enthalten in der Regel einen rückspeisefähigen Netzstromrichter, der sowohl den Gleichrichter- als auch den Wechselrichterbetrieb in einer Schaltung ermöglicht. Der Netzstromrichter, bestehend aus Leistungstransistoren (i.d. Regel IGBTs), ersetzt hierbei den üblicherweise eingesetzten Diodengleichrichter. Bei Frequenzumrichtern mit Spannungszwischenkreis kommen als Netzstromrichter unterschiedliche Topologien zum Einsatz. Üblich sind Stromrichter mit Blocktaktung (z.B. F3E-Converter) und Stromrichter mit sinusförmiger Stromaufnahme (Netzpulsstromrichter). Nachteil bei diesen Topologien ist der relativ hohe Kostenaufwand; die IGBTs sind deutlich teurer als Gleichrichterioden, zusätzlich ist ein Netzfilter notwendig. Da Gleichrichter- und Wechselrichterbetrieb mit einer Schaltung realisiert werden, müssen auch die Komponenten, welche eigentlich nur für den Wechselrichterbetrieb benötigt werden, für den maximal auftretenden Strom im Gleichrichterbetrieb ausgelegt sein. In den meisten Fällen ist der Strom im Wechselrichterbetrieb aber deutlich geringer als im Gleichrichterbetrieb. Durch das Netzfilter entstehen zusätzliche Verluste, außerdem ist der Wirkungsgrad des Netzstromrichters im Gleichrichterbetrieb schlechter als der einer ungesteuerten B6 Brücke. Sind in einer Anlage mehrere Frequenzumrichter vorhanden, so können die DC-Zwischenkreise verbunden werden und die beim Abbremsen frei werdene Energie kann von anderen Antrieben genutzt werden. Diese Schaltung wird als Zwischenkreisverbund bezeichnet. Es kann nun sinnvoll sein in diesen Zwischenkreisverbund einen rückspeisefähigen Netzstromrichter einzubinden, der dann nur für die (häufig deutlich geringere) Rückspeiseleistung ausulegen ist. Dieses Konzept muss allerdings bereits in der Planung der Anlage berücksichtigt werden und ist nicht immer umzusetzen. Daher werden bei den meisten Antrieben, insbesondere bei solchen kleiner Leistung, oder wo die Bremsenergie nur einen geringen Anteil der Antriebsenergie ausmacht, Bremswiderstände eingesetzt, welche die Bremsenergie in Wärme umsetzen.

## 6.1. Bremsen mit Bremswiderstand

Üblicherweise wird die beim Abbremsen freiwerdende kinetische Energie in einem Bremswiderstand in Wärme umgesetzt (siehe Abbildung 2). Ein Zweipunktregler steuert den Bremschopper an und schaltet so den Bremswiderstand an den Zwischenkreis. Abbildung 3 sind gemessene Strom- und Spannungsverläufe beim Abbremsen einer Schwungmasse mit konstanter Beschleunigung dargestellt.

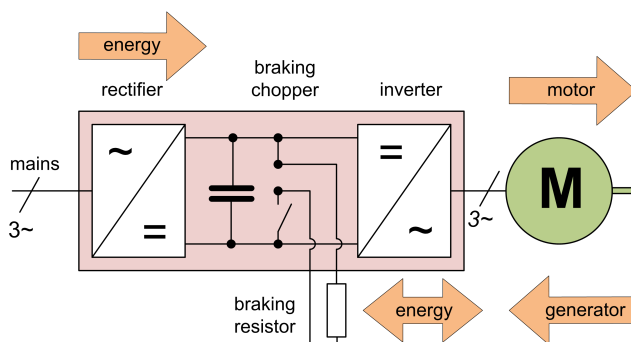


Abbildung 2: Frequenzumrichter mit Bremswiderstand

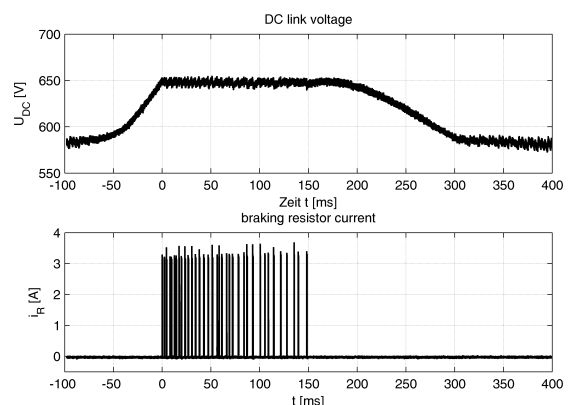


Abbildung 3: Strom- und Spannungsverläufe an einem Bremswiderstand

Beim Bremsvorgang wird Energie in den Zwischenkreis eingespeist, in Folge dessen steigt die Zwischenkreisspannung an. Beim Erreichen der Einschaltsschwelle des Zweipunktreglers wird der Bremschopper eingeschaltet und der Zwischenkreis über den Bremswiderstand entladen. Wenn die Ausschaltsschwelle erreicht ist, wird der Bremschopper ausgeschaltet. Es ergibt sich eine nahezu konstante Einschaltzeit des Bremschoppers, die Zeit in welcher der Bremschopper ausgeschaltet ist, ist abhängig von der eingespeisten Leistung.

## 6.2. Netzpulsstromrichter

Der Netzpulsstromrichter (siehe Abbildung 4), häufig auch als Active-Front-End-Converter (AFE) bezeichnet, hat eingangsseitig steuerbare Leistungshalbleiter ( $S_1$ - $S_6$ ), die in der Regel mit Schaltfrequenzen im Bereich von 2-16 kHz angesteuert werden. Um die gepulste Spannung des Stromrichters von der Netzspannung zu entkoppeln, wird eine Netzdrossel  $L_H$  eingesetzt, die üblicherweise eine Kurzschlussspannung im Bereich  $u_k = 2-10\%$  hat [BOR99]. Bedingt durch den Aufbau kann das AFE im Gleichrichtbetrieb als Hochsetzsteller und im Rückspeisebetrieb als Tiefsetzsteller arbeiten. Das Regelkonzept ähnelt dabei einer feldorientierten Regelung einer Synchronmaschine. Beim AFE kann die Zwischenkreisspannung auf einen konstanten Wert geregelt werden, der über dem Scheitelwert der Netzspannung liegen muss. Dem Spannungsregelkreis sind Stromregelkreise unterlagert. Dadurch wird ein nahezu sinusförmiger Netzstrom erreicht.

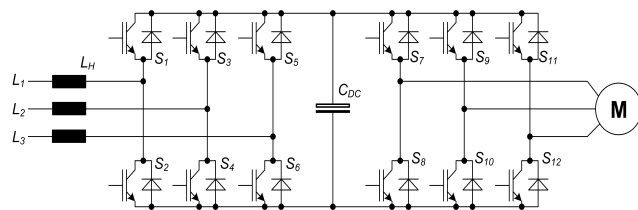


Abbildung 4: Aufbau eines Netzpulsstromrichters mit vorgeschalteten Drosseln

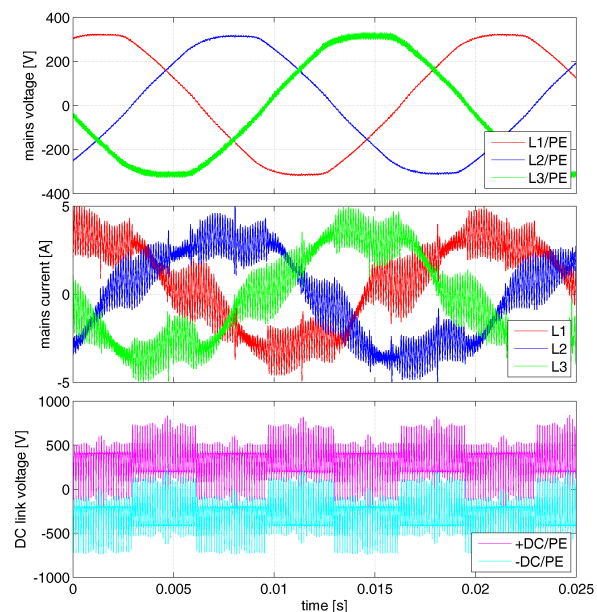


Abbildung 5: Netzspannung, Netzströme und Zwischenkreisspannungen an Netzpulsstromrichter ( $P = 2400W$ )

Durch den aufwändigen Netzstromrichter, sowie das großvolumige Netzfilter ist das AFE deutlich teurer und im Wirkungsgrad schlechter als ein ungesteuerter Gleichrichter. Ohne besondere Filtermaßnahmen hat der Zwischenkreis in jedem Schaltzustand eine Gleichtaktspannung bezogen zum Sternpunkt der Netzspannung (siehe Abbildung 5 unten). Dadurch ist das Parallelschalten mehrerer AFE schwierig und ein Betrieb parallel mit ungesteuerten Brückgleichrichtern B6U nicht möglich.

### 6.3. Rückspeisung mit Blockstromtaktung

Rückspeiseeinheiten mit Blockmodulation arbeiten mit einer ähnlichen Schaltungstopologie wie der AFE-Converter (siehe Abbildung 4). Die netzseitigen Leistungshalbleiter werden jedoch nicht hochfrequent getaktet, sondern schalten mit Netzfrequenz. Dabei werden die Schalter ( $S_1$  bis  $S_6$ ) immer so angesteuert, dass jeweils die Netzphase mit der höchsten Außenleiterspannung an das + Potential des Zwischenkreises und die Netzphase mit der niedrigsten Spannung an das - Potential geschaltet wird (siehe Abbildung 6).

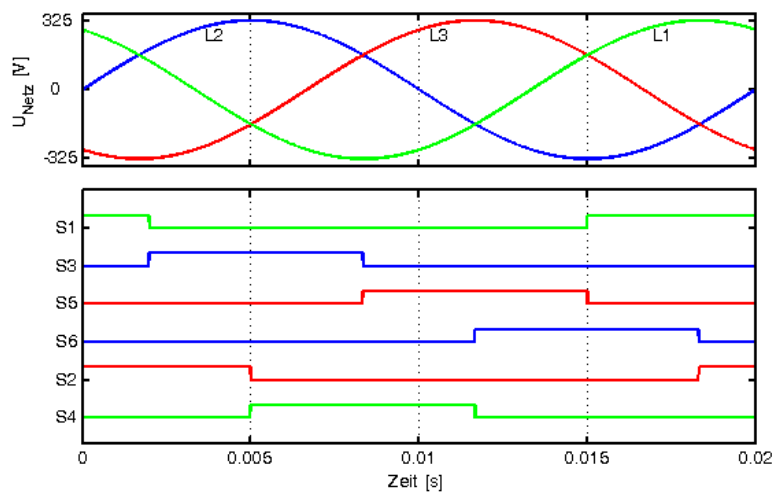


Abbildung 6: Ansteuersignale eines blockkommutierten Netzstromrichters

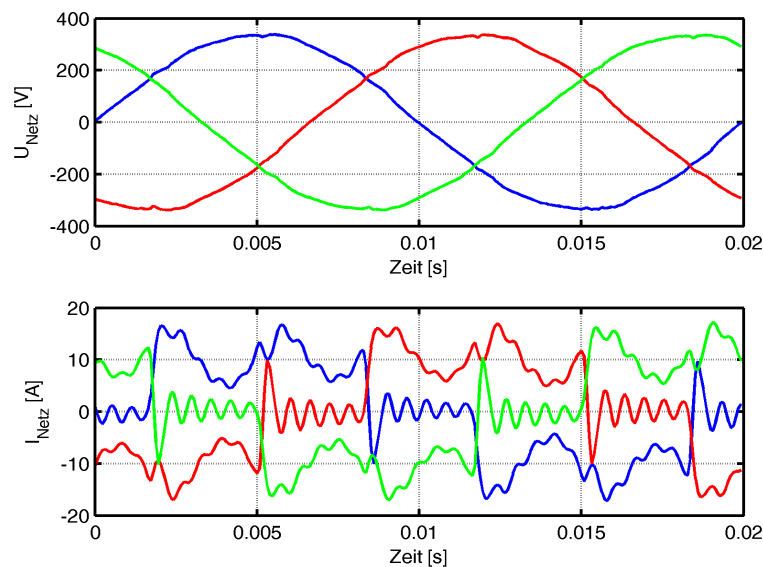


Abbildung 7: Strom- und Spannungsverläufe eines Netzstromrichters mit Blockstromtaktung

Damit ist jeder Schalter für jeweils  $120^\circ$  elektrisch leitend. Der Netzstromrichter ist immer dann aktiv, wenn die Zwischenkreisspannung einen Maximalwert überschritten hat, der über dem Scheitelwert der Netzspannung liegt. Für die Entkopplung von Netz- und Zwischenkreisspannung müssen relativ großvolumige und damit teure Netzdrosseln vorgeschaltet werden. Der Netzstrom ähnelt dem eines ungesteuerten Brückengleichrichters, jedoch mit  $180^\circ$  Phasenverschiebung.

Prinzipiell können Rückspeisestromrichter mit Blocktaktung auch in einem Zwischenkreisverbund mit ungesteuerten Gleichrichtern betrieben werden. Jedoch müssen den ungesteuerten Gleichrichtern zur Reduzierung von Kreisströmen häufig zusätzliche Netzdrosseln vorgeschaltet werden.

## 6.4. Fundamental Frequency Front End Converter (F3E)

Fundamental Frequency Front End Converter (F3E) sind Frequenzumrichter, die Energierückspeisung ermöglichen. Die Schaltungstopologie ähnelt der eines Frequenzumrichters mit AFE-Konverter. F3E-Konverter haben im Unterschied zum Frequenzumrichter mit Gleichspannungszwischenkreis keinen großen Zwischenkreiskondensator [PIE04, SCH98]. In praktischen Ausführungen wird eine geringe Zwischenkreiskapazität für die Kommutierung des Maschinenstromrichters benötigt (siehe Abbildung 8).

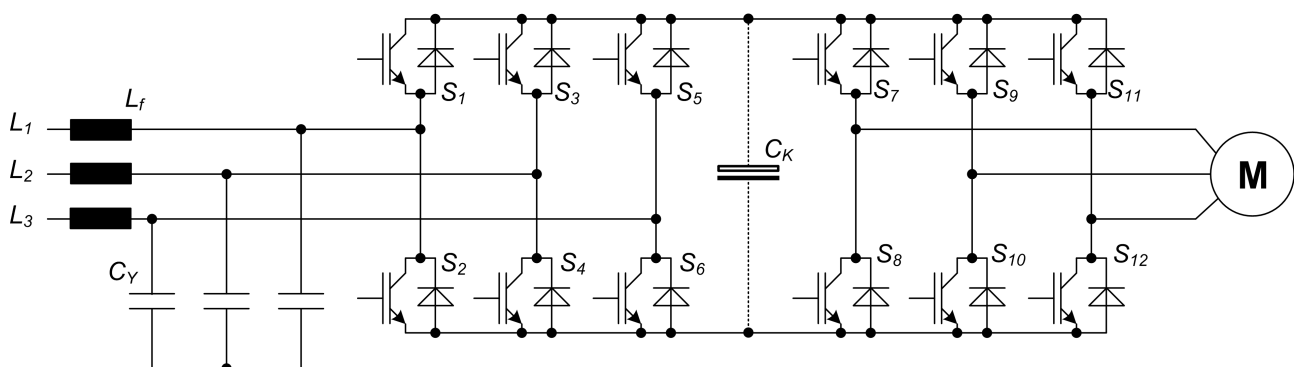


Abbildung 8: Aufbau eines F3E-Converters

Die Ansteuerung der Leistungshalbleiter des Netzstromrichters erfolgt wie bei Rückspeisung mit Blocktaktung (Abbildung 6). Durch die geringe Zwischenkreiskapazität ergibt sich eine oszillierende Zwischenkreisspannung und dadurch bedingt eine geringere Ausgangsspannung des Motorstromrichters. Der Netzstrom ist blockförmig und überlagert von pulsfrequenten Anteilen des Motorstromrichters, die durch einen netzseitigen Filter reduziert werden müssen. Vorteile des F3E-Converters sind der vergleichsweise hohe Wirkungsgrad, sowie der geringe Filteraufwand. Durch den kleinen Zwischenkreiskondensator ist keine Entkopplung von Netz- und Maschinenstromrichter gegeben und dadurch ein Parallelbetrieb mit ungesteuerten Gleichrichtern im Mehrachsverbund problematisch.



## 7. Anforderungen an die Rückspeiseschaltung

Innerhalb des Forschungsprojekts E-DEAL sollte eine Rückspeiseschaltung entwickelt, die an den Zwischenkreis (Abbildung 9) oder an die Anschlussklemmen für den Bremswiderstand (Abbildung 10) angeschlossen werden kann und die generatorische Leistung über einen eigenen Netzstromrichter ins Netz einspeist.

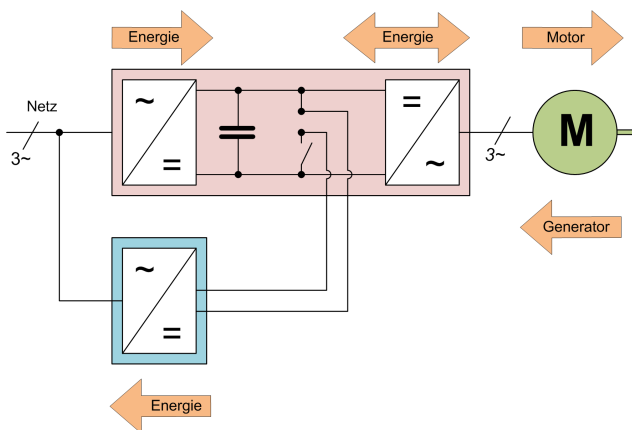


Abbildung 9: Frequenzumrichter mit Rückspeiseschaltung, angeschlossen an den Zwischenkreis

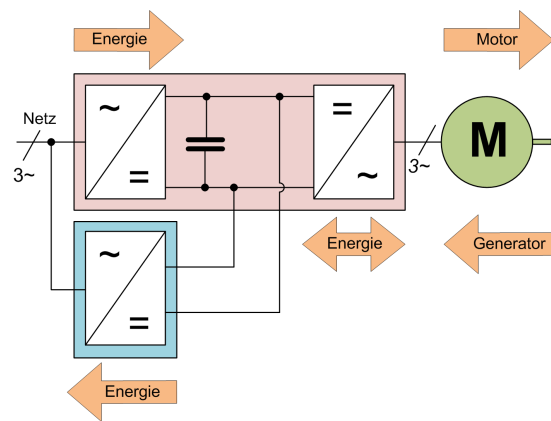


Abbildung 10: Frequenzumrichter mit Rückspeiseschaltung, angeschlossen an die Bremswiderstandsanschlüsse

Durch die Separierung von Einspeise- und Rückspeisenetzstromrichter kann der ungesteuerte Brückengleichrichter unverändert bestehen bleiben und die Rückspeiseschaltung sowie das Netzfilter brauchen nur auf die tatsächlich notwendige Rückspeiseleistung ausgelegt werden. Weiterhin soll das Klemmenverhalten der Rückspeiseschaltung dem eines Bremswiderstands ähneln, so dass diese Schaltung auch bei bereits bestehenden Antriebssystemen nachgerüstet werden kann. Nachfolgend sollen die Vorteile des Konzepts zusammengefasst werden.

- ✦ Die Rückspeiseschaltung kann einfach an den Zwischenkreis oder die Bremswiderstandsanschlüsse eines Frequenzumrichters angeschlossen werden.
- ✦ Im Einspeisebetrieb bleibt der ungesteuerte Gleichrichter erhalten.
  - ➔ guter Wirkungsgrad im Einspeisebetrieb
- ✦ Die Rückspeiseschaltung kann mit mehreren ungesteuerten Gleichrichtern im Zwischenkreisverbund betrieben werden.

- ✦ Die Rückspeiseschaltung muss nur für die tatsächlich auftretende Rückspeiseleistung ausgelegt werden.
- ✦ Das Netzfilter muss nur für die tatsächlich auftretende Rückspeiseleistung ausgelegt werden.

Die Rückspeiseschaltung soll insbesondere bei Antrieben kleiner Leistung Anwendung finden, wo sich aus Kostengründen bisher keine Rückspeisung rechnet. Der fokussierte Leistungsbereich der Antriebe liegt zwischen 500W und 5kW. Die Anforderungen sind vergleichbar mit denen von Solarwechselrichtern, so dass hier ähnliche Schaltungstopologien geeignet erscheinen.

Die Idee einer elektronischen Schaltung, die sich an ihren Anschlüssen wie ein Widerstand verhält ist z.B. in [SIN89], [KOL97] und [KOL98] beschrieben.

## 8. Konzept der neuen Rückspeiseschaltung

Es ist ein wesentliches Merkmal der neuen Rückspeiseschaltung, dass sie möglichst rückwirkungsfrei an einen Zwischenkreis eines Gleichspannungszwischenkreisumrichters angeschlossen werden soll. Daher muss durch die Rückspeiseschaltung eine ausreichende Entkopplung der Zwischenkreisspannung von der Netzspannung erreicht werden. Prinzipbedingt ist dies beim F3E-Konverter nicht notwendig (siehe Kap. 6.4.). Beim Netzpulsstromrichter und bei Blockstromtaktung erfolgt die Entkopplung durch relativ großvolumige und daher teure Netzdrosseln (vgl. Kap. 6.2. und Kap. 6.3.). Die Netzdrossel nimmt dabei die Differenzspannung zwischen Netzspannung und Zwischenkreisspannung auf. Beim Netzpulsstromrichter kann die Baugröße der Netzdrossel durch Erhöhung der Schaltfrequenz verringert werden; dadurch steigen jedoch die Schaltverluste an. Daher wurde bei der neuen Rückspeiseschaltung ein zusätzlicher hochfrequent geschalteter Tiefsetzsteller integriert, der die Zwischenkreisspannung von der Netzspannung entkoppelt. Ein ähnlicher Ansatz wird in [SAH10] und [BRA94] beschrieben. In [SAH10] wird solche Einspeiseschaltung als „Dreiphasiger indirekter Stromzwischenkreiswechselrichter“ bezeichnet. Aufgrund der geringen Bauteilanzahl und der Verwendung von nur einem schnellschaltendem Leistungstransistor erscheint die Topologie auch hier vorteilhaft. Eine, bei einphasigen Geräten besonders häufig anzutreffende, Schaltungstopologie mit indirektem Stromzwischenkreis ist der PFC-Gleichrichter, welcher in Schaltnetzteilen weit verbreitet ist. Wird die Richtung des Leistungsflusses umgekehrt und der Hochsetzsteller des

PFC-Gleichrichters durch einen Tiefsetzsteller ersetzt, so ergibt sich für eine dreiphasige Rückspeisung eine Schaltungstopologie nach Abbildung 11. Eine einphasige Variante kommt hier nicht in Frage, da kein kontinuierlicher Leistungsfluss bei einphasiger Rückspeisung möglich ist. Die verwendete Topologie besteht aus drei Schaltungsteilen, dem Gleichstromsteller, dem Synchronwechselrichter und dem Netzfilter. Der Gleichstromsteller dient zur Entkopplung von Zwischenkreis- und Netzspannung. Dabei wird der Schalter  $T_S$  so angesteuert, dass sich ein im zeitlichen Mittel konstanter Strom in der Induktivität  $L_S$  ergibt. Der Strom ist dabei prinzipbedingt von einem schaltfrequenten Wechselanteil überlagert. Der Synchronwechselrichter schaltet den konstanten Strom auf die Netzphasen mit der höchsten Außenleiterspannung. Die schaltfrequenten Anteile im Netzstrom werden von einem Netzfilter ausgefiltert.

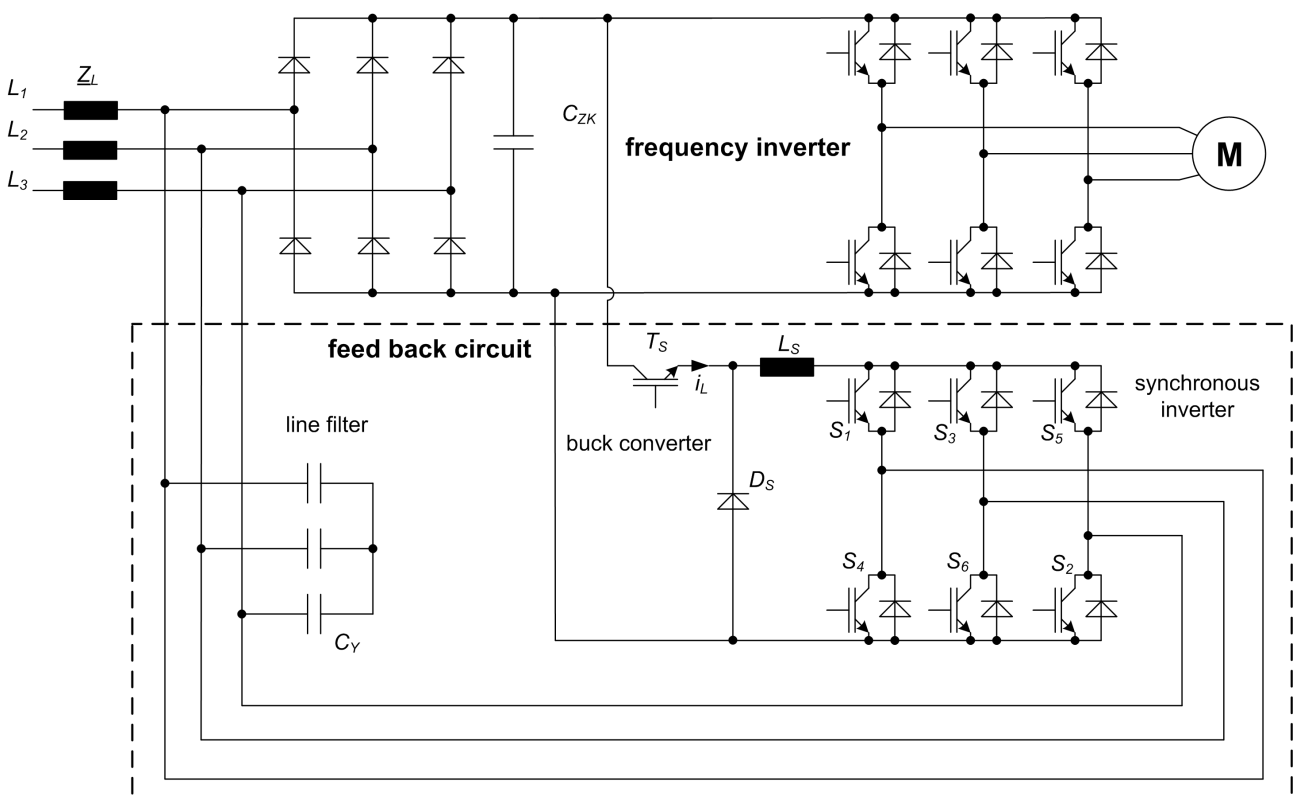


Abbildung 11: Neue Rückspeiseschaltung, angeschlossen an den Zwischenkreis eines Frequenzumrichters

## 8.1.Funktionsweise des Tiefsetzstellers

Der Tiefsetzsteller besteht aus dem Leistungstransistor  $T_s$ , der Freilaufdiode  $D_s$  und der Speicherdrossel  $L_s$ . Der Leistungstransistor  $T_s$  wird mit einer konstanten Schaltfrequenz betrieben. Mit zunehmender Schaltfrequenz verringern sich die Baugrößen des Netzfilters und der Speicherdrossel. Die notwendige Sperrspannung, die vorgegebene Schaltfrequenz, sowie die Betriebsströme ergeben die Beanspruchungsgrößen für den Leistungstransistor  $T_s$  und die Freilaufdiode  $D_s$ . Da in der Schaltung nur ein schnellschaltender Leistungstransistor notwendig ist, bietet es sich an, hier neu auf gutes Schaltverhalten optimierte Leistungshalbleiter auf SiC-Basis (siehe Kap. 11.2.) oder prinzipiell verlustfreie Entlastungsnetzwerke (siehe 11.1.) einzusetzen. Die Regelung des Tiefsetzstellers ist ähnlich der Regelung einer Gleichstrommaschine und wird in Kap. 10. Beschrieben.

## 8.2.Funktionsweise des Synchronwechselrichters

Der Synchronwechselrichter schaltet den vom Tiefsetzsteller geregelten Strom auf die Phasen mit der höchsten Außenleiterspannung. Die Ansteuersignale entsprechen daher denen eines Rückspeisetromrichters mit Blockstromtaktung (siehe Abbildung 6). Die Generierung der Ansteuersignale erfolgt mittels einer dreiphasigen PLL (siehe Kap. 9.). Da die Halbleiter mit Netzfrequenz angesteuert werden sind die Schaltverluste vernachlässigbar und es können im Unterschied zum Netzpulsstromrichter preisgünstige Halbleiter verwendet werden, die auf niedrige Durchlassverluste optimiert sind.

## 8.3.Funktionsweise des Netzfilters

Das Netzfilter dient zur Unterdrückung schaltfrequenter Oberschwingungsströme. Die Netzzrückwirkungen von Netzstromrichtern werden in [IEC09] beschrieben. Da die Rückspeiseschaltung stromeinprägend und die Netzimpedanz in den meisten Fällen induktiv ist [BAL10], müssen zur Vermeidung von Überspannung Kondensatoren eingesetzt werden. In praktischen Anwendungen kann in den meisten Fällen auf eine Netzdrossel  $L_F$  verzichtet werden (Abbildung 8).

## 9. Phasenregelkreis (dreiphasige PLL)

Die Ansteuersignale für die Schalter des Synchronwechselrichters werden aus dem Netzwinkel abgeleitet, der mittels einer dreiphasigen PLL erzeugt wird (siehe Abbildung 12) [CHU00, HAS05, KAU97]. Die Netzspannungen (1) werden zunächst mittels Clarke-Transformation (2) in ein rechtwinkeliges  $\alpha/\beta$ -Koordinatensystem (3) transformiert, dann erfolgt die Parktransformation in ein d/q-Koordinatensystem (4), welches mit der Winkelgeschwindigkeit des Netzes dreht. Der dazu erforderliche Netzwinkel wird mittels eines Nachlaufregelkreises so geschätzt, dass  $u_q$  auf Null geregelt wird,  $u_d$  entspricht dann der Amplitude der Netzspannung. Über die Regelparameter des PLL kann das dynamische Verhalten eingestellt werden. Der Ausgang des PLL-Regelkreises ist ein synthetischer Netzwinkel  $\varphi$ , aus dem die Ansteuersignale entsprechend einer Blocktaktung (siehe Abbildung 6) abgeleitet werden können. Eingangsgrößen der dreiphasigen PLL sind die gemessenen Netzspannungen:

$$\begin{aligned} u_U(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ u_V(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t - 2/3 \pi) \\ u_W(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t - 4/3 \pi) \end{aligned} \quad (1)$$

Zunächst wird die dreiphasige Netzspannung in natürlichen Komponenten (1) (UVW-Komponenten) mittels der Clarke-Transformation (2) in ein zweiphasiges  $\alpha\beta$ -System (3) überführt:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} u_\alpha(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ u_\beta(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t - \pi/2) \end{aligned} \quad (3)$$

Werden nun die Größen aus dem  $\alpha\beta$ -System (3) in ein mit  $\varphi = \omega t$  drehendes Koordinatensystem transformiert (4), so erscheint die Amplitude der Netzspannung in diesem dq-System als Gleichgröße (5).

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\varphi) & -\cos(\varphi) \\ \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{U} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Der für die Park-Transformation notwendige Netzwinkel wird mittels eines Nachlaufregelkreises Abbildung 12 geschätzt. Dabei wird die Kreisfrequenz des dq-Koordinatensystems so eingeregelt, dass sich  $u_q = 0$  einstellt.

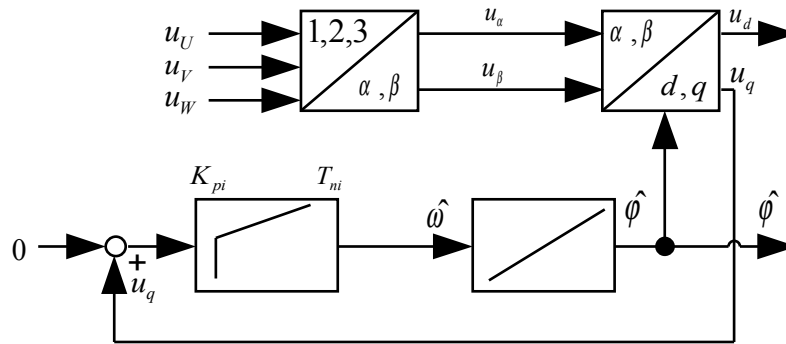


Abbildung 12: PLL-Regelkreis

Unter der Annahme eines symmetrischen Drehstromsystems lassen sich unter Verwendung von (1), (2), (4) und einigen Additionstheoremen die Netzspannung im dq-System(6) berechnen:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin(\hat{\varphi}) & -\cos(\hat{\varphi}) \\ \cos(\hat{\varphi}) & \sin(\hat{\varphi}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \hat{U} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\varphi) \\ \hat{U} \cdot \sin(\varphi - 2/3 \pi) \\ \hat{U} \cdot \sin(\varphi - 4/3 \pi) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin(\hat{\varphi}) & -\cos(\hat{\varphi}) \\ \cos(\hat{\varphi}) & \sin(\hat{\varphi}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{U} \cdot \sin(\varphi) \\ -\hat{U} \cdot \cos(\varphi) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \hat{U} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\hat{\varphi}) \cdot \sin(\varphi) - \cos(\hat{\varphi}) \cdot (-\cos(\varphi)) \\ \cos(\hat{\varphi}) \cdot \sin(\varphi) - \sin(\hat{\varphi}) \cdot (-\cos(\varphi)) \end{bmatrix} \quad (6) \\ \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \hat{U} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \cdot (\cos(\hat{\varphi} - \varphi) - \cos(\hat{\varphi} + \varphi) + \cos(\hat{\varphi} - \varphi) + \cos(\hat{\varphi} + \varphi)) \\ \frac{1}{2} \cdot (\sin(\hat{\varphi} - \varphi) + \sin(\hat{\varphi} + \varphi) - \sin(\varphi - \hat{\varphi}) - \sin(\varphi + \hat{\varphi})) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \hat{U} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\hat{\varphi} - \varphi) \\ \sin(\hat{\varphi} - \varphi) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Anhand von diesem Ergebnis kann ein Vorteil der dreiphasigen PLL erkannt werden; der üblicherweise bei einphasigen PLL auftretende Wechselanteil mit  $2\omega$  tritt hier nicht auf (vgl. HAS05 S.91ff). Damit kann die Struktur des PLL mit dem in Abbildung 13 dargestellten regelungstechnischem Blockschaltbild beschrieben werden.

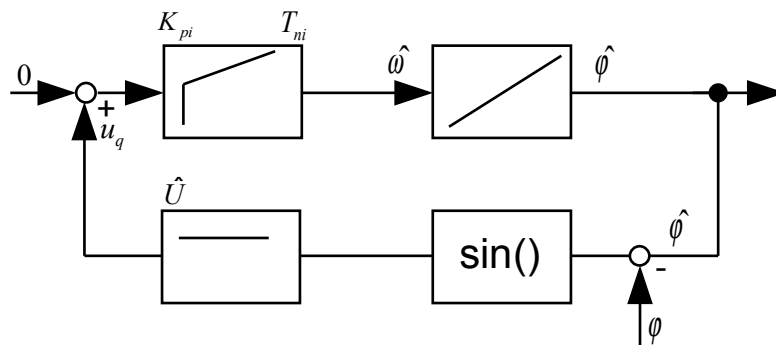


Abbildung 13: Regelungsersatzschaltbild der dreiphasigen PLL

Problematisch an dieser Stelle ist die Sinusfunktion in der Rückführung. Wird hier der eingerastete Zustand der PLL betrachtet, so kann der Winkelfehler  $\Delta\varphi = \hat{\varphi} - \varphi$  als klein angesehen werden und eine Näherung  $\sin(x) \approx x$  durchgeführt werden. Dies ist nach [HAS05] im Bereich von  $\pm 45^\circ$  auf ca. 10% genau. Das Vorzeichen an der Summationsstelle der Rückkopplung hängt von der Formulierung der Park-Transformationsgleichungen ab. Mit einem anderen Vorzeichen ergibt sich lediglich ein anderer Drehsinn des Drehstromsystems. In den meisten Literaturstellen wird an dieser Stelle ein negatives Vorzeichen angenommen, dies soll im Folgendem für weitere Herleitungen auch verwendet werden. Damit ergibt sich eine Regelstrecke nach Abbildung 14.

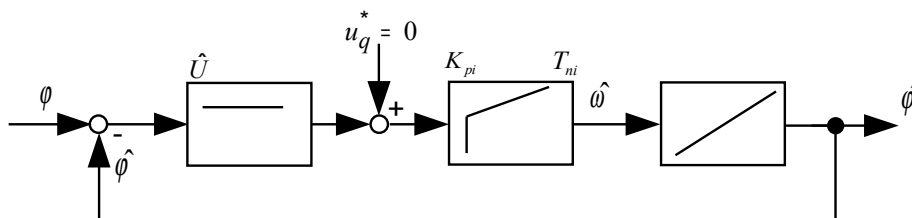


Abbildung 14: Linearisierte Form des Regelungsersatzschaltbildes der PLL

Wird nun von einem Drehstromsystem mit einer Amplitude von 1V ausgegangen, was praktisch dadurch zu erreichen ist, dass  $u_q$  (siehe Abbildung 12) durch die Amplitude der Nennspannung dividiert wird, so ergibt sich eine Regelstrecke nach Abbildung 15.

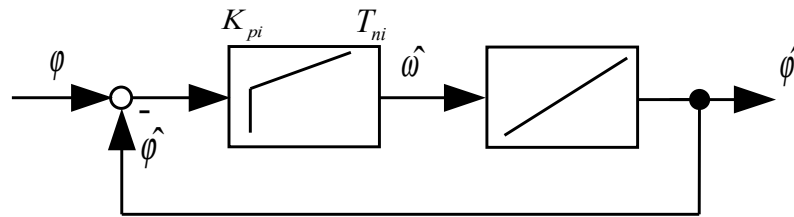


Abbildung 15: Regelersatzschaltbild für PLL mit Amplitude 1V

Da dieser Regelkreis gänzlich in Software implementiert werden soll, ist keine Stellgrößenbegrenzung des Reglers vorhanden und somit die Dynamik beliebig schnell einstellbar. Durch die Reglerparameter kann jedoch das gewünschte Filterverhalten der PLL eingestellt werden. Das hier verwendete Auslegungsverfahren wird in [BES82] und [GAR66] beschrieben. Das Übertragungsverhalten der Regelstrecke kann wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned}\hat{\varphi}(s) &= \frac{1}{s} \cdot G_R(s) \cdot (\varphi(s) - \hat{\varphi}(s)) \\ \hat{\varphi}(s) &= \frac{G_R(s)}{s + G_R(s)} \cdot \varphi(s)\end{aligned}\quad (7)$$

mit der Reglerübertragungsfunktion:

$$G_R(s) = K_P + K_I \cdot \frac{1}{s} \quad (8)$$

ergibt sich:

$$\hat{\varphi}(s) = \frac{K_I + s \cdot K_P}{s^2 + s \cdot K_P + K_I} \cdot \varphi(s) \quad (9)$$

Mit den neuen Bezeichnungen  $K_I = \omega_n^2$  und  $K_P = 2d \omega_n$  kann die Übertragungsfunktion auf eine für Schwingkreise übliche Form gebracht werden (siehe GAR66 S.9, BES82 S.21 und CHU00).

$$\hat{\varphi}(s) = \frac{\omega_n^2 + s \cdot 2d \omega_n}{s^2 + 2d \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \cdot \varphi(s) \quad (10)$$

Es ergibt sich die folgende Übertragungsfunktion für den Phasenfehler:



$$\begin{aligned}
 \Delta \varphi(s) &= \varphi(s) - \hat{\varphi}(s) \\
 \Delta \varphi(s) &= \varphi(s) \left( 1 - \frac{s \, 2d \, \omega_n + \omega_n^2}{s^2 + s \, 2d \, \omega_n + \omega_n^2} \right) \\
 \Delta \varphi(s) &= \left( \frac{1}{s^2 + s \, 2d \, \omega_n + \omega_n^2} \right) \cdot s^2 \cdot \varphi(s) \\
 \Delta \varphi(s) &= \left( \frac{1}{s^2 + s \, 2d \, \omega_n + \omega_n^2} \right) \cdot \alpha(s)
 \end{aligned} \tag{11}$$

Für eine konstante Beschleunigung kann dann mit  $s = 0$  der Schleppfehler berechnet werden:

$$\Delta \varphi = -\frac{1}{\omega_n^2} \cdot \alpha \tag{12}$$

In Abbildung 16 ist Amplitudengang von (10) dargestellt; er hat Tiefpassverhalten. Ein optimales Einschwingverhalten der PLL wird nach [BES82] S.21 mit  $d = 0,7$  erreicht.

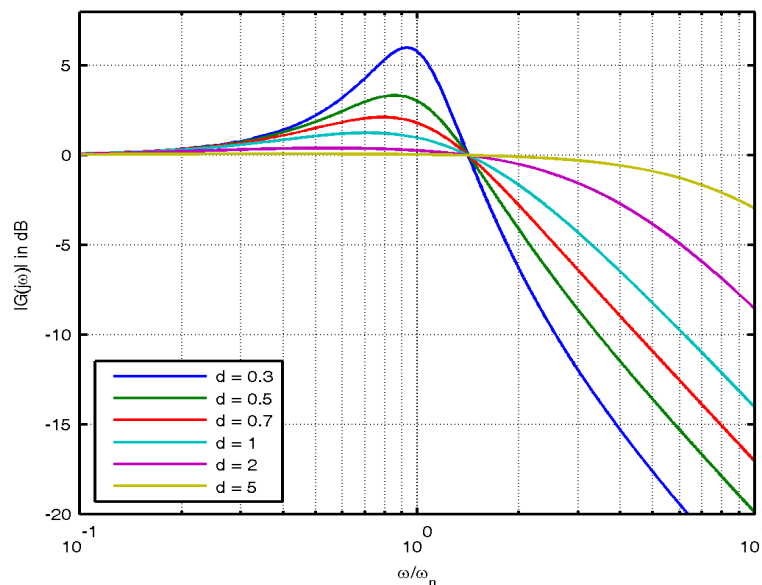


Abbildung 16: Bode-Diagramm der Phasenübertragungsfunktion

Soll mittels der dreiphasigen PLL eine Synchronisation auf die Netzspannung erfolgen, so kann angenommen werden, dass sich die Frequenz der Netzspannung nur geringfügig ändert. Somit macht es Sinn den Phasenregelkreis mit einer geringen Dynamik auszulegen, damit Störungen der Netzspannung möglichst geringen Einfluss auf den synthetisierten Netzwinkel haben. Es ist jedoch zu beachten, dass der PLL in einer akzeptablen Zeit einschwingt.

## 9.1. Verhalten einer PLL bei nicht idealem Drehstromsystem

In praktischen Anwendungen bildet die Netzspannung nie ein ideales Drehstromsystem. Dies hat Auswirkungen auf den von der PLL synthetisierten Netzwinkel. (hierzu siehe CHU00)

Folgende Phänomene sollen im Folgendem näher untersucht werden:

- Ungleichgewicht der Phasen
- Oberschwingungen in der Netzspannung
- Gleichanteil auf der Netzspannung

### 9.1.1. Ungleichgewicht der Netzspannung

Unter Ungleichgewicht der Netzspannung wird hier verstanden, dass die Netzspannungen im Unterschied zu (1) ungleiche Amplitudenwerte (13) aufweisen, wobei  $\beta$  und  $\gamma$  als konstant anzunehmen sind.

$$\begin{aligned} u_U(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ u_V(t) &= \hat{U} \cdot (1 + \beta) \cdot \sin(\omega \cdot t - 2/3 \pi) \\ u_W(t) &= \hat{U} \cdot (1 + \gamma) \cdot \sin(\omega \cdot t - 4/3 \pi) \end{aligned} \quad (13)$$

Werden die Spannungen (13) mit (2) in das  $\alpha\beta$ -System transformiert, so ergibt sich:

$$\begin{aligned} u_\alpha(t) &= \hat{U} \left( \frac{2}{3} \sin(\omega t) - \frac{(1+\beta)}{3} \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi) - \frac{(1+\gamma)}{3} \sin(\omega t - \frac{4}{3} \pi) \right) \\ u_\beta(t) &= \hat{U} \left( \frac{1+\beta}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi) - \frac{(1+\gamma)}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \frac{4}{3} \pi) \right) \\ u_\alpha(t) &= \mathfrak{I} \left\{ \hat{U} e^{j(\omega t)} \left( \frac{2}{3} - \frac{(1+\beta)}{3} e^{j(-\frac{2}{3}\pi)} - \frac{(1+\gamma)}{3} e^{j(-\frac{4}{3}\pi)} \right) \right\} \\ u_\beta(t) &= \mathfrak{I} \left\{ \hat{U} e^{j(\omega t)} \left( \frac{(1+\beta)}{\sqrt{3}} e^{j(-\frac{2}{3}\pi)} - \frac{(1+\gamma)}{\sqrt{3}} e^{j(-\frac{4}{3}\pi)} \right) \right\} \\ u_\alpha(t) &= \hat{U} \left( \frac{\sqrt{3}\beta - \sqrt{3}\gamma}{6} \cdot \cos(\omega t) + \frac{6+\beta+\gamma}{6} \cdot \sin(\omega t) \right) \\ u_\beta(t) &= \hat{U} \left( \frac{2+\beta+\gamma}{2} \cdot \cos(\omega t) + \frac{\gamma-\beta}{2\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega t) \right) \end{aligned} \quad (14)$$

Für den PLL-Regelkreis muss nun (14) mittels (4) in d/q-Koordinaten umgerechnet werden. Da für die Regelung lediglich die q-Komponente benötigt wird, wird hier auf die d-Komponente nicht weiter eingegangen.

$$\begin{aligned}
 u_q &= \hat{U} \left( \cos(\omega t) \left( \frac{\sqrt{3}\beta - \sqrt{3}\gamma}{6} \cdot \cos(\omega t) + \frac{\beta + \gamma}{6} \cdot \sin(\omega t) \right) + \sin(\omega t) \left( \frac{-2 - \beta - \gamma}{2} \cdot \cos(\omega t) + \frac{\gamma - \beta}{2\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega t) \right) \right) \\
 u_q &= \hat{U} \left( \frac{\sqrt{3}\beta - \sqrt{3}\gamma}{6} \cos(2\omega t) - \frac{\beta + \gamma}{6} \sin(2\omega t) \right)
 \end{aligned} \tag{15}$$

An (15) ist zu erkennen, dass unsymmetrische Amplituden im Drehstromsystem eine Störung mit doppelter Netzfrequenz und der Amplitude nach (16) im dq-System erzeugen.

$$\hat{u}_q = \hat{U} \sqrt{\left( \frac{\sqrt{3}\beta - \sqrt{3}\gamma}{6} \right)^2 + \left( \frac{\beta + \gamma}{6} \right)^2} \tag{16}$$

Aus (16) kann durch Division  $\hat{U}$  (siehe Abbildung 14) direkt der durch das Ungleichgewicht hervorgerufene maximale Winkelfehler angegeben werden (17).

$$\Delta \varphi(t) = \frac{\sqrt{3}\beta - \sqrt{3}\gamma}{6} \cos(2\omega t) - \frac{\beta + \gamma}{6} \sin(2\omega t) \tag{17}$$

### 9.1.2. Oberschwingungen in der Netzspannung

In diesem Abschnitt soll das Verhalten einer dreiphasigen PLL bei einer mit Oberschwingungen überlagerten Spannung untersucht werden. Ursächlich für für diese Art Netzverzerrung sind häufig ungesteuerte Gleichrichter B6U. Als Oberschwingungen treten daher insbesondere die 5. und 7. Oberschwingung auf. Daher wird folgender Ansatz gewählt:

$$\begin{aligned}
 u_U(t) &= \hat{U}_1 \cdot \sin(\omega \cdot t) + \hat{U}_5 \cdot \sin(5\omega \cdot t) + \hat{U}_7 \cdot \sin(7\omega \cdot t) \dots \\
 u_V(t) &= \hat{U}_1 \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2}{3}\pi\right) + \hat{U}_5 \cdot \sin\left(5\omega \cdot t - \frac{5 \cdot 2}{3}\pi\right) + \hat{U}_7 \cdot \sin\left(7\omega \cdot t - \frac{7 \cdot 2}{3}\pi\right) \dots \\
 u_W(t) &= \hat{U}_1 \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4}{3}\pi\right) + \hat{U}_5 \cdot \sin\left(5\omega \cdot t - \frac{5 \cdot 4}{3}\pi\right) + \hat{U}_7 \cdot \sin\left(7\omega \cdot t - \frac{7 \cdot 4}{3}\pi\right) \dots
 \end{aligned} \tag{18}$$

Diese Spannungen werden mit (2) in  $\alpha\beta$ -Koordinaten transformiert.

Für die Grundschwingung ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha 1}(t) &= \hat{U}_1 \cdot \sin(\omega \cdot t) \\
 u_{\beta 1}(t) &= -\hat{U}_1 \cdot \cos(\omega \cdot t)
 \end{aligned} \tag{19}$$

Für die 5. Oberschwingung:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha 5}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_5 e^{5\omega t} \left( \frac{2}{3} - \frac{1}{3} e^{-j\frac{10}{3}\pi} - \frac{1}{3} e^{-j\frac{20}{3}\pi} \right) \right\} \\
 u_{\beta 5}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_5 e^{5\omega t} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{10}{3}\pi} - \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{20}{3}\pi} \right) \right\} \\
 u_{\alpha 5}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_5 (\cos(5\omega t) + j \sin(5\omega t)) (1 + j0) \right\} \\
 u_{\beta 5}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_5 (\cos(5\omega t) + j \sin(5\omega t)) (0 + j) \right\} \\
 u_{\alpha 5}(t) &= \hat{U}_5 \sin(5\omega t) \\
 u_{\beta 5}(t) &= \hat{U}_5 \cos(5\omega t)
 \end{aligned} \tag{20}$$

Für die 7. Oberschwingung:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha 7}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_7 e^{7\omega t} \left( \frac{2}{3} - \frac{1}{3} e^{-j\frac{14}{3}\pi} - \frac{1}{3} e^{-j\frac{28}{3}\pi} \right) \right\} \\
 u_{\beta 7}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_7 e^{7\omega t} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{14}{3}\pi} - \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{28}{3}\pi} \right) \right\} \\
 u_{\alpha 7}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_7 (\cos(7\omega t) + j \sin(7\omega t)) (1 + j0) \right\} \\
 u_{\beta 7}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_7 (\cos(7\omega t) + j \sin(7\omega t)) (0 - j) \right\} \\
 u_{\alpha 7}(t) &= \hat{U}_7 \sin(7\omega t) \\
 u_{\beta 7}(t) &= -\hat{U}_7 \cos(7\omega t)
 \end{aligned} \tag{21}$$

Für die 11. Oberschwingung:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha 11}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_{11} e^{11\omega t} \left( \frac{2}{3} - \frac{1}{3} e^{-j\frac{22}{3}\pi} - \frac{1}{3} e^{-j\frac{44}{3}\pi} \right) \right\} \\
 u_{\beta 11}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_{11} e^{11\omega t} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{22}{3}\pi} - \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{44}{3}\pi} \right) \right\} \\
 u_{\alpha 11}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_{11} (\cos(11\omega t) + j \sin(11\omega t)) (1 + j0) \right\} \\
 u_{\beta 11}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_{11} (\cos(11\omega t) + j \sin(11\omega t)) (0 + j) \right\} \\
 u_{\alpha 11}(t) &= \hat{U}_{11} \sin(11\omega t) \\
 u_{\beta 11}(t) &= \hat{U}_{11} \cos(11\omega t)
 \end{aligned} \tag{22}$$

Für die 13. Oberschwingung:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha 13}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_{13} e^{13\omega t} \left( \frac{2}{3} - \frac{1}{3} e^{-j\frac{26}{3}\pi} - \frac{1}{3} e^{-j\frac{52}{3}\pi} \right) \right\} \\
 u_{\beta 13}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_{13} e^{13\omega t} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{26}{3}\pi} - \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{52}{3}\pi} \right) \right\} \\
 u_{\alpha 13}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_{13} (\cos(13\omega t) + j \sin(13\omega t)) (1 + j0) \right\} \\
 u_{\beta 13}(t) &= \Im \left\{ \hat{U}_{13} (\cos(13\omega t) + j \sin(13\omega t)) (0 - j) \right\} \\
 u_{\alpha 13}(t) &= \hat{U}_{13} \sin(13\omega t) \\
 u_{\beta 13}(t) &= -\hat{U}_{13} \cos(13\omega t)
 \end{aligned} \tag{23}$$

Die Spannungen (19), (20), (21), (22) und (23) werden nun mittels (4) in dq-Koordinaten transformiert. Für den PLL ist lediglich die q-Komponente interessant, daher soll diese ausschließlich betrachtet werden.

Für die Grundschiwingung ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 u_{q1}(t) &= u_{\alpha 1}(t) \cdot \cos(\omega t) + u_{\beta 1}(t) \cdot \sin(\omega t) \\
 u_{q1}(t) &= \hat{U} \sin(\omega t) \cos(\omega t) - \hat{U} \cos(\omega t) \sin(\omega t) = 0
 \end{aligned} \tag{24}$$

Für die 5. Oberschwingung ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 u_{q5}(t) &= u_{\alpha 5}(t) \cdot \cos(\omega t) + u_{\beta 5}(t) \cdot \sin(\omega t) \\
 u_{q5}(t) &= \hat{U}_5 \sin(5\omega t) \cos(\omega t) + \hat{U}_5 \cos(5\omega t) \sin(\omega t) \\
 u_{q5}(t) &= \hat{U}_5 \left( \left( \frac{\sin(4\omega t) + \sin(6\omega t)}{2} \right) + \left( \frac{\sin(-4\omega t) + \sin(6\omega t)}{2} \right) \right) \\
 u_{q5}(t) &= \hat{U}_5 \sin(6\omega t)
 \end{aligned} \tag{25}$$

Für die 7. Oberschwingung ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 u_{q7}(t) &= u_{\alpha 7}(t) \cdot \cos(\omega t) + u_{\beta 7}(t) \cdot \sin(\omega t) \\
 u_{q7}(t) &= \hat{U}_7 \sin(7\omega t) \cos(\omega t) - \hat{U}_7 \cos(7\omega t) \sin(\omega t) \\
 u_{q7}(t) &= \hat{U}_7 \left( \left( \frac{\sin(6\omega t) + \sin(8\omega t)}{2} \right) - \left( \frac{\sin(-6\omega t) + \sin(8\omega t)}{2} \right) \right) \\
 u_{q7}(t) &= \hat{U}_7 \sin(6\omega t)
 \end{aligned} \tag{26}$$

Für die 11. Oberschwingung ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 u_{q11}(t) &= u_{\alpha11}(t) \cdot \cos(\omega t) + u_{\beta11} \cdot \sin(\omega t) \\
 u_{q11}(t) &= \hat{U}_{11} \sin(11\omega t) \cos(\omega t) + \hat{U}_{11} \cos(11\omega t) \sin(\omega t) \\
 u_{q11}(t) &= \hat{U}_{11} \left( \left( \frac{\sin(10\omega t) + \sin(12\omega t)}{2} \right) + \left( \frac{\sin(-10\omega t) + \sin(12\omega t)}{2} \right) \right) \\
 u_{q11}(t) &= \hat{U}_{11} \sin(12\omega t)
 \end{aligned} \tag{27}$$

Für die 13. Oberschwingung ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 u_{q13}(t) &= u_{\alpha13}(t) \cdot \cos(\omega t) + u_{\beta13} \cdot \sin(\omega t) \\
 u_{q13}(t) &= \hat{U}_{13} \sin(13\omega t) \cos(\omega t) - \hat{U}_{13} \cos(13\omega t) \sin(\omega t) \\
 u_{q13}(t) &= \hat{U}_{13} \left( \left( \frac{\sin(12\omega t) + \sin(14\omega t)}{2} \right) - \left( \frac{\sin(-12\omega t) + \sin(14\omega t)}{2} \right) \right) \\
 u_{q13}(t) &= \hat{U}_{13} \sin(12\omega t)
 \end{aligned} \tag{28}$$

Werden die einzelnen Harmonischen addiert, so ergibt sich die als Spannung in der q-Achse:

$$u_q(t) = (\hat{U}_5 + \hat{U}_7) \sin(6\omega t) + (\hat{U}_{11} + \hat{U}_{13}) \sin(12\omega t) + \dots \tag{29}$$

Mit diese Gleichung kann analog zu (17) der Winkelfehler berechnet werden:

$$\Delta \varphi(t) = \frac{\hat{U}_5 + \hat{U}_7}{\hat{U}_1} \sin(6\omega t) + \frac{\hat{U}_{11} + \hat{U}_{13}}{\hat{U}_1} \sin(12\omega t) + \dots \tag{30}$$

### 9.1.3. Offset in der Netzspannung

Hier werden Eingangsspannungen nach (31) angenommen. Ursache für eine derartige Verzerrung ist selten der Verlauf der Netzspannung, da Gleichanteile über Transformatoren nicht übertragen werden können. Meistens stellt sich ein derartiger Offset durch Messschaltungen oder A/D-Wandler ein, welche zur Erfassung der Netzspannung dienen.

$$\begin{aligned} u_U(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t) + U_{U0} \\ u_V(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t - 2/3 \pi) + U_{V0} \\ u_W(t) &= \hat{U} \cdot \sin(\omega \cdot t - 4/3 \pi) + U_{W0} \end{aligned} \quad (31)$$

Nun wird (31) mittels (2) in  $\alpha\beta$ -Koordinaten transformiert.

$$\begin{aligned} u_\alpha(t) &= \frac{2}{3} \hat{U} \sin(\omega t) + \frac{2}{3} U_{U0} - \frac{1}{3} \hat{U} \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi) - \frac{1}{3} U_{V0} - \frac{1}{3} \hat{U} \sin(\omega t - \frac{4}{3} \pi) - \frac{1}{3} U_{W0} \\ u_\beta(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{U} \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi) + \frac{1}{\sqrt{3}} U_{V0} - \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{U} \sin(\omega t - \frac{4}{3} \pi) - \frac{1}{\sqrt{3}} U_{W0} \\ u_\alpha(t) &= \hat{U} \sin(\omega t) + \frac{2}{3} U_{U0} - \frac{1}{3} U_{V0} - \frac{1}{3} U_{W0} \\ u_\beta(t) &= -\hat{U} \cos(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{3}} U_{V0} - \frac{1}{\sqrt{3}} U_{W0} \\ u_\alpha(t) &= \hat{U} \sin(\omega t) + U_{\alpha 0} \\ u_\beta(t) &= -\hat{U} \cos(\omega T) + U_{\beta 0} \end{aligned} \quad (32)$$

mit

$$\begin{aligned} U_{\alpha 0} &= \frac{2}{3} U_{U0} - \frac{1}{3} U_{V0} - \frac{1}{3} U_{W0} \\ U_{\beta 0} &= \frac{1}{\sqrt{3}} U_{V0} - \frac{1}{\sqrt{3}} U_{W0} \end{aligned}$$

Nun wird (32) mittels (4) in dq-Koordinaten transformiert, wobei auch hier nur die q-Komponente betrachtet werden soll.

$$\begin{aligned}
 u_q(t) &= u_\alpha(t) \cdot \cos(\omega t) + u_\beta \cdot \sin(\omega t) \\
 u_q(t) &= (\hat{U} \sin(\omega t) + U_{\alpha 0}) \cdot \cos(\omega t) + (-\hat{U} \cos(\omega t) + U_{\beta 0}) \cdot \sin(\omega t) \\
 u_q(t) &= U_{\alpha 0} \cos(\omega t) + U_{\beta 0} \sin(\omega t) \\
 u_q(t) &= U_{q0} \sin(\omega t + \varphi_0)
 \end{aligned} \tag{33}$$

mit

$$\begin{aligned}
 U_{q0} &= \sqrt{U_{\alpha 0}^2 + U_{\beta 0}^2} \\
 \varphi_0 &= \arctan\left(\frac{U_{\beta 0}}{U_{\alpha 0}}\right)
 \end{aligned} \tag{34}$$

Es ist anhand (33) zu erkennen, dass sich ein Winkelfehler einstellt, der mit Netzfrequenz schwingt. Analog zu (17) ergibt sich für den Winkelfehler:

$$\Delta \varphi = \frac{\sqrt{\left(\frac{2}{3} U_{u0} - \frac{1}{3} U_{v0} - \frac{1}{3} U_{w0}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} U_{v0} - \frac{1}{\sqrt{3}} U_{w0}\right)^2}}{\hat{U}} \sin(\omega t + \varphi_0) \tag{35}$$



## 9.2. Einrastverhalten der PLL

Der Einrastvorgang beschreibt das Synchronisieren der PLL auf die Netzspannung bei Einschalten. Für Abbildung 14 und Abbildung 15 wurde unter der Annahme kleiner Winkel die Näherung  $\sin(x) = x$  durchgeführt. Damit konnte der nichtlineare Regelkreis linearisiert werden. Um die Einrastzeit zu berechnen darf diese Näherung jedoch nicht gemacht werden. Vielmehr muss daher das Einschwingverhalten des in Abbildung 17 dargestellten Regelkreises betrachtet werden.

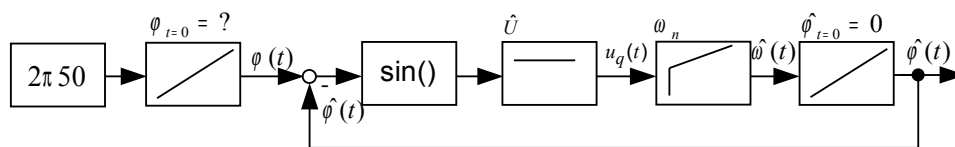


Abbildung 17: nichtlinearer PLL-Regelkreis

Die Amplitude der Netzspannung wird in der folgenden Betrachtung zu  $\hat{U} = 1$  angenommen, dies kann näherungsweise durch Normierung auf die Bemessungsamplitude der Netzspannung erreicht werden. Die Parameter des PI-Reglers wurden, wie in Kap. 9. beschrieben, zu  $K_I = \omega_n^2$  und  $K_P = 2d \omega_n$  gewählt. Mit  $d = 0,7$  gibt es noch einen freien Parameter  $\omega_n$ . Der unbekannte Netzwinkel  $\varphi_{t=0}$  beim Einschalten des PLL ist außerdem relevant für die Dauer des Einschwingvorgangs. In [BES82] S.26ff werden für den Einschwingvorgang abhängig von  $\omega_n$  zwei Fälle betrachtet:

Im Fangbereich (große Werte von  $\omega_n$ ) rastet der PLL innerhalb einer Schwebung ein. Im Ziehbereich (kleine Werte von  $\omega_n$ ) ist  $\hat{\omega}_n(t)$  eine Schwebung, es dauert mehrere Netzperioden, bis der PLL eingeschungen ist. Der Übergangsbereich zwischen Fangbereich und Ziehbereich ist genauso wie die Einrastzeit in diesen Bereichen nach [BES82] S.26ff nur näherungsweise zu berechnen. Daher soll nicht weiter auf die Abgrenzung zwischen Fang- und Ziehbereich eingegangen werden, sondern die Einrastzeit soll mittels einer numerischen Simulation in Matlab-Simulink ermittelt werden. Dazu wird das Blockschaltbild nach Abbildung 17 nachgebildet und die Parameter  $\varphi_{t=0}$  und  $\omega_n$  variiert. Es wird angenommen, dass die PLL eingeschungen ist, wenn  $\hat{\omega}$  auf 1% genau eingewungen ist. Absolut liegt dieser Bereich für ein 50 Hz Netz zwischen  $\hat{\omega}_n(t) = 99\pi$  und  $\hat{\omega}_n(t) = 101\pi$ . Für jeden Wert vorgegebenen Wert  $\omega_n$  wird der Anfangswinkel  $\varphi_{t=0}$  von  $1^\circ$  bis  $360^\circ$  in  $1^\circ$ -Schritten variiert und die größte auftretende Einrastzeit gespeichert.

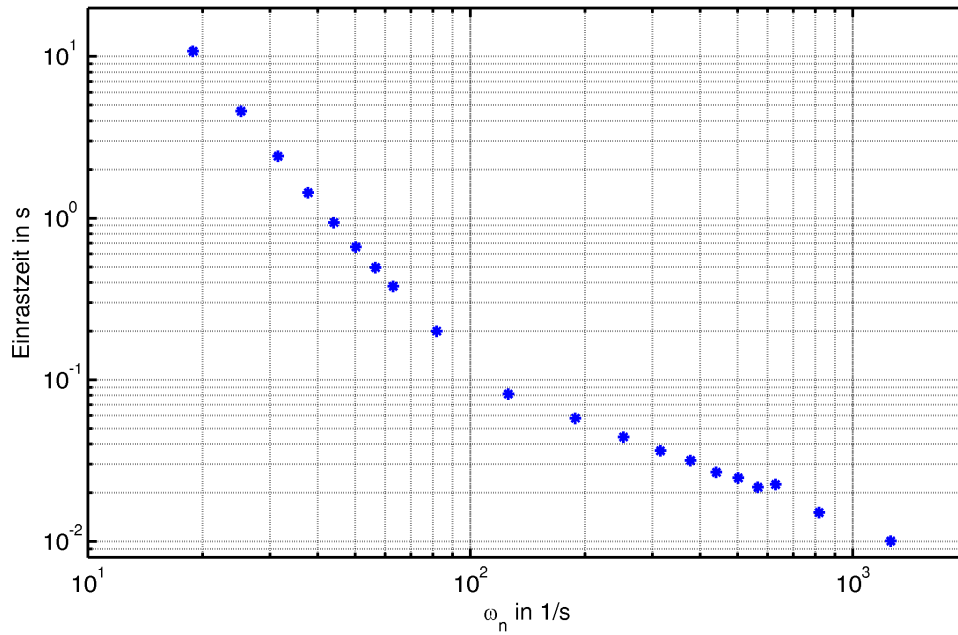


Abbildung 18: Einrastzeit in Abhängigkeit von  $\omega_n$  mit  $d = 0,7$

Mit Hilfe von Abbildung 18 kann also abhängig von dem Regelparameter  $\omega_n$  die maximale Einrastzeit abgeschätzt werden.

## 10. Regelung des Tiefsetzstellers

Der Tiefsetzsteller soll mit einer konstanten Schaltfrequenz und veränderlicher Pulsweite betrieben werden (Pulsweitenmodulation). Die Pulsweite muss so geregelt werden, dass der Strom in der Drossel über eine Schaltperiode gemittelt dem vorgegebenem Wert entspricht. Im Folgendem soll davon ausgegangen werden, dass der Tiefsetzsteller im nicht lückendem Betrieb betrieben wird. Die Regelstrecke kann damit wie in Abbildung 19 dargestellt beschrieben werden. Der Stromrichter wird hier mit einem Totzeitglied modelliert, die Drossel als PT1-Glied. Die gleichgerichtete dreiphasige Netzspannung kann als Störgröße  $U_{\text{Netz}}$  aufgefasst werden. Die Dynamik der Stromerfassung wird als PT1-Glied mit der Zeitkonstanten  $T_{fi}$  modelliert. Damit ähnelt die Struktur des Regelkreises der eines Regelkreises für Gleichstrommaschinen (siehe LUT10 S.720ff).

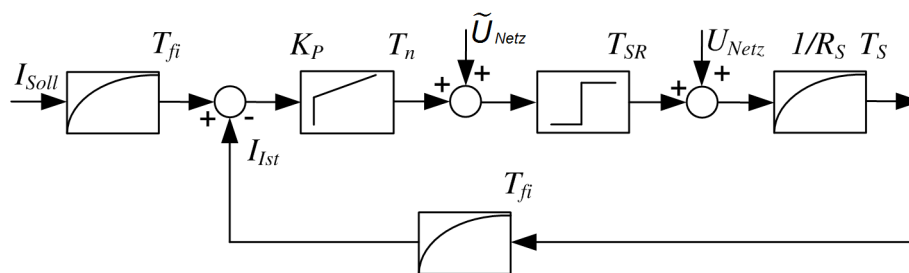


Abbildung 19: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild

Für die Auslegung der Regelparameter können verschiedene Auslegungsverfahren wie z.B. Betragsoptimum [FÖL08] S.258ff, [LUT10]S.452ff, Symmetrisches Optimum, [LUT10] S.464, [FÖL08] S.261, Theorie der Doppelverhältnisse [NAS68] S.297 oder das Frequenzkennlinienverfahren [LUT10] S.276ff, [DÖR93] S.219ff, [GAU14]S.89ff, [FÖL08] S.172ff verwendet werden.

Bei allen Auslegungsverfahren wird das Totzeitglied als PT1-Glied mit der Zeitkonstanten  $T_{SR}/2$  approximiert. Außerdem wird das PT1-Glied der Stromerfassung in den Vorwärtszweig verschoben und mit der Zeitkonstanten des approximierten Totzeitgliedes zur Summenzeitkonstanten  $T_{\sigma}$  zusammengefasst (Summe der kleinen Zeitkonstanten).

Die dreiphasige gleichgerichtete Netzspannung wirkt als Störgröße. Diese wird mittels der dreiphasigen PLL (siehe Kap. 9.) geschätzt und dem Reglerausgang aufgeschaltet (siehe Abbildung 21).

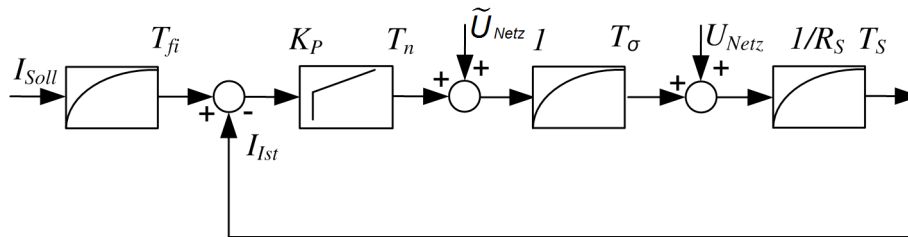


Abbildung 20: Approximierter Stromregelkreis

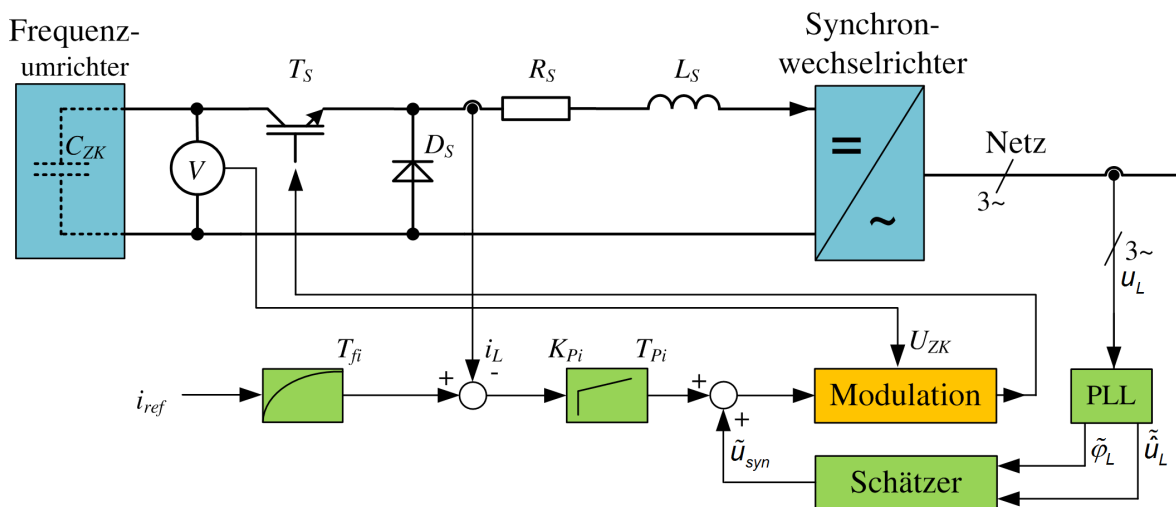


Abbildung 21: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der Störgrößenaufschaltung

Mit Hilfe des Blockschaltbildes nach Abbildung 20 lassen sich die Übertragungsfunktionen für den Regler und die Regelstrecke, welche als Grundlage für die weiteren Entwurfsverfahren dienen herleiten:

$$G_s(s) = \frac{1}{R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s \cdot L_S}{R_S}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_\sigma} \quad (36)$$

$$G_s(s) = K_S \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_S} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_\sigma}$$

$$G_R(s) = K_P \cdot \frac{1 + s \cdot T_n}{s \cdot T_n} \quad (37)$$

Daraus ergeben sich die Übertragungsfunktionen des offenen und des geschlossenen Regelkreises:

$$G_O(s) = G_R(s) \cdot G_S(s)$$

$$G_O(s) = K_P \cdot K_S \cdot \frac{1+s \cdot T_n}{s \cdot T_n} \cdot \frac{1}{1+s \cdot T_S} \cdot \frac{1}{1+s \cdot T_\sigma} \quad (38)$$

$$G_W(s) = Z_W \frac{(s)}{N_W} (s) = \frac{G_O(s)}{1+G_O(s)}$$

$$G_W(s) = \frac{1+s \cdot T_n}{1+s \cdot T_n \cdot \left(1 + \frac{1}{K_S \cdot K_P}\right) + s^2 \cdot \frac{T_n}{K_S \cdot K_P} \cdot (T_S + T_\sigma) + s^3 \cdot \frac{T_n \cdot T_S \cdot T_\sigma}{K_S \cdot K_P}} \quad (39)$$

## 10.1. Gegenüberstellung verschiedener Entwurfsverfahren

Die Regelung des Tiefsetzsteller kann mittels unterschiedlicher Entwurfsverfahren ausgelegt werden. Das Anregelverhalten (Sprungantwort von Gleichung (39)) bei verschiedenen Reglereinstellungsverfahren ist in Abbildung 22 dargestellt. Eine Untersuchung bezüglich des Verhaltens bei Störungen folgt in Kap. 10.3. Diese Verfahren sollen im Folgendem kurz vorgestellt werden.

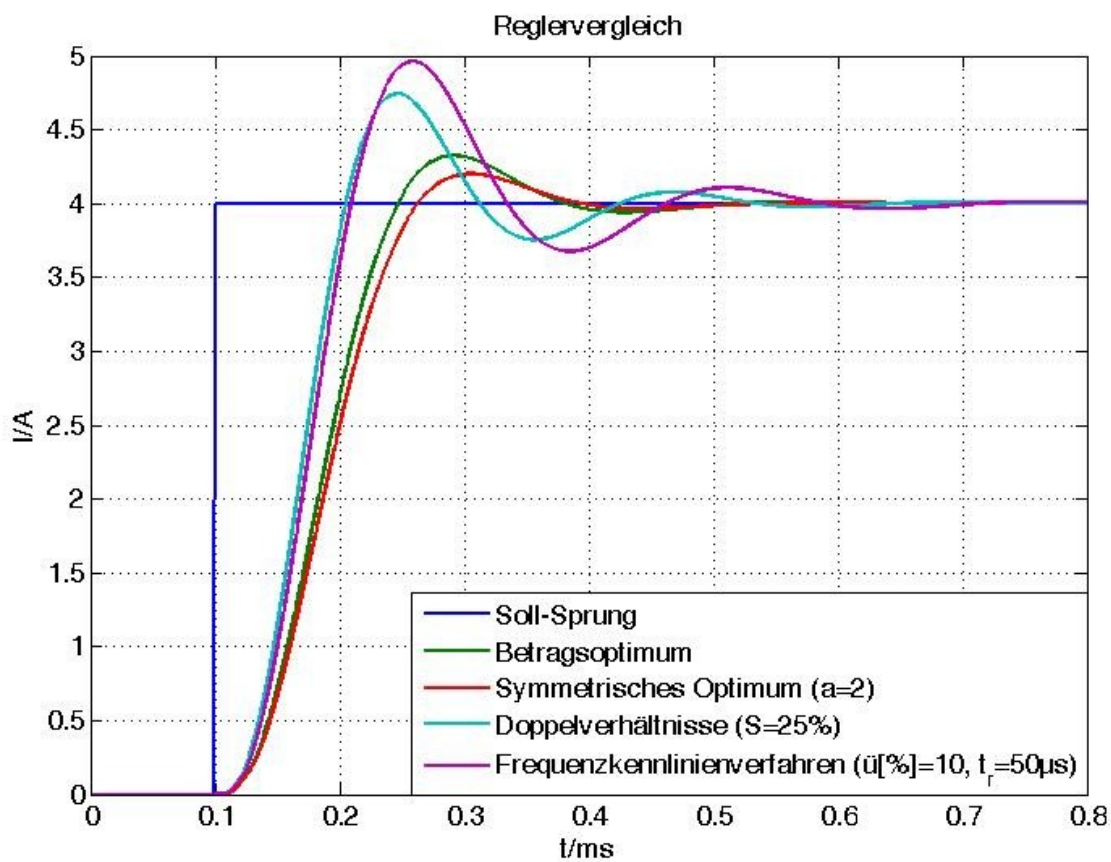


Abbildung 22: Sprungantwort bei unterschiedlicher Reglereinstellung

### 10.1.1. Entwurf nach dem Betragsoptimum

Eine mögliche Reglereinstellung ist der Entwurf nach dem Betragsoptimum. Hierbei ist das Optimierungsziel den Betrag der Führungsübertragungsfunktion für möglichst viele Frequenzen auf eins zu halten. Mit  $s = j\omega$  gilt:

$$|G_W(j\omega)|=1 \Rightarrow |G_W(j\omega)|^2=1 \Rightarrow |G_W(j\omega)|^2 = \frac{|Z_W(j\omega)|^2}{|N_W(j\omega)|^2} = 1 \quad (40)$$

Die Optimierungsvorschrift wird bezüglich des Nennerpolynoms  $N_W(j\omega)$  vorgenommen. Dafür wird der Zähler  $Z_W(j\omega)$  durch ein Vorfilter kompensiert:

$$G_F(s) = \frac{1}{1 + s \cdot T_n} \quad (41)$$

Aus 40 lassen sich die Bestimmungsgleichungen für die Reglerparameter  $K_p$  und  $T_n$  herleiten:

$$K_p = \frac{T_s^2 + T_\sigma^2}{2 \cdot K_s \cdot T_s \cdot T_\sigma} \quad (42)$$

$$T_n = 4 \cdot \frac{T_s \cdot T_\sigma \cdot (T_s^2 + T_\sigma^2)}{(T_s + T_\sigma)^3} \quad (43)$$

Das Einschwingverhalten des nach dem Betragsoptimum ausgelegten Regelkreises ist in Abbildung 22 dargestellt.

### 10.1.2. Symmetrisches Optimum

Das Symmetrische Optimum ähnelt stark dem Betragsoptimum. Treten in der Regelstrecke Störgrößen auf, dann ist das Symmetrische Optimum nach [LUT10] S.476 vorteilhaft. Weiterhin lässt sich die Phasenreserve und somit die Dämpfung des Regelkreises einstellen. Nach [LUT10]

S.464ff gilt:

$$a = \frac{1 + \sin(\Phi_r)}{\cos(\Phi_r)} \quad \text{mit } a > 1 \quad (44)$$

$$K_R = \frac{T_S}{a \cdot K_S \cdot T_\sigma} \quad (45)$$

$$T_N = a^2 \cdot T_\sigma \quad (46)$$

Das Einschwingverhalten des nach dem Symmetrischen Optimum ausgelegten Regelkreises ist in Abbildung 22 dargestellt.

### 10.1.3. Theorie der Doppelverhältnisse

Auch die Reglereinstellung nach der Theorie der Doppelverhältnisse ähnelt stark dem Betragsoptimum. Bei diesem Verfahren wird die maximale Überschwingweite  $S$  vorgegeben und daraus mit einer empirischen Formel ein Dimensionierungsfaktor  $\alpha$  berechnet, welcher die Dynamik des Regelkreises beschreibt.

$$\alpha \approx \frac{1}{2} \cdot (4,8 - \log(S)) \quad (47)$$

$$K_P = \frac{R_K \cdot (T_S^2 + T_\sigma^2)}{\alpha \cdot T_S \cdot T_\sigma} \quad (48)$$

$$T_N = \frac{\alpha^2 \cdot T_S \cdot T_\sigma \cdot (T_S^2 + T_\sigma^2)}{(T_K + T_\sigma)^3} \quad (49)$$

Weitere Informationen sind in [NAS68] S.293ff und [BOR12] S.34ff zu finden. Das Einschwingverhalten des nach der Theorie der Doppelverhältnisse ausgelegten Regelkreises ist in Abbildung 22 dargestellt.



### 10.1.4. Frequenzkennlinienverfahren

Das Frequenzkennlinienverfahren ist ein relativ einfaches Verfahren, mit dem bei einer gegebenen Regelstrecke der Regler so eingestellt werden kann, dass der geschlossene Regelkreis gewisse Spezifikationen erfüllt [GAU14] S.89. Dabei werden die gewünschte Anstiegszeit  $t_r$  und die maximale Überschwingweite  $\ddot{u}$  in Prozent als Kriterien herangezogen. Mittels der empirischen Gleichungen (50) und (51) können daraus Phasenreserve  $\Phi_r$  und Durchtrittskreisfrequenz  $\omega_c$  berechnet werden.

$$\omega_c \cdot t_r \approx 1,5 \quad (50)$$

$$\Phi_r + \ddot{u} [\%] \approx 70 \quad (51)$$

Aus dem Phasengang der Funktion (52) lässt sich bei dem Wert  $\omega_c$  die Phasendifferenz nach (53) ablesen. Damit die Regelstrecke die gewünschte Phasenreserve  $\Phi_r$  aufweist muss der Phasengang durch den Regler um  $\Phi_{diff}$  angehoben werden. Aus dieser Forderung ergibt sich die Nachstellzeit des PI-Reglers gemäß (54).

$$G_e(s) = \frac{G_s(s)}{s} \quad (52)$$

$$\Phi_{diff}(\omega_c) = \Phi_e(\omega_c) - (180^\circ - \Phi_r) \quad (53)$$

$$T_n = \tan \frac{(\Phi_{diff})}{\omega_c} \quad (54)$$

Aus dem Amplitudengang der Funktion (52) lässt sich bei dem Wert  $\omega_c$  die Verstärkungsdifferenz  $V_{diff}$  [dB] zur 0dB-Verstärkung bestimmen (siehe Gleichung (55)). Damit die Regelstrecke bei  $\omega_c$  die Verstärkung "1" aufweist muss der Regler die Verstärkung  $V_{diff}$  haben. Daraus ergibt sich der Reglerparameter  $K_p$  nach (56).

$$V_{diff}(\omega_c) = 0\text{dB} - V_e(\omega_c) \quad (55)$$

$$K_p = 10^{\frac{V_{diff}(\omega_c) - 10 \cdot \log(1 + \omega_c \cdot T_n)}{20}} \cdot T_n \quad (56)$$

## 10.2. Messergebnisse Stromregelung

In Abbildung 23 sind gemessene Strom- und Spannungsverläufe der Rückspeiseschaltung dargestellt. Bei allen Auslegungsverfahren ist eine stabile Stromregelung zu erkennen. Während beim Betragsoptimum und beim Symmetrischen Optimum nur geringes Überschwingen und hohe Dämpfung zu erkennen ist, neigt der nach der Theorie der Doppelverhältnisse oder nach dem Frequenzkennlinienverfahren ausgelegte Regler stärker zum Schwingen. Wie in Kap. 10.3. gezeigt wird ergeben sich bei diesen Einstellungen aber ein gutes Ausregelverhalten von Störungen.

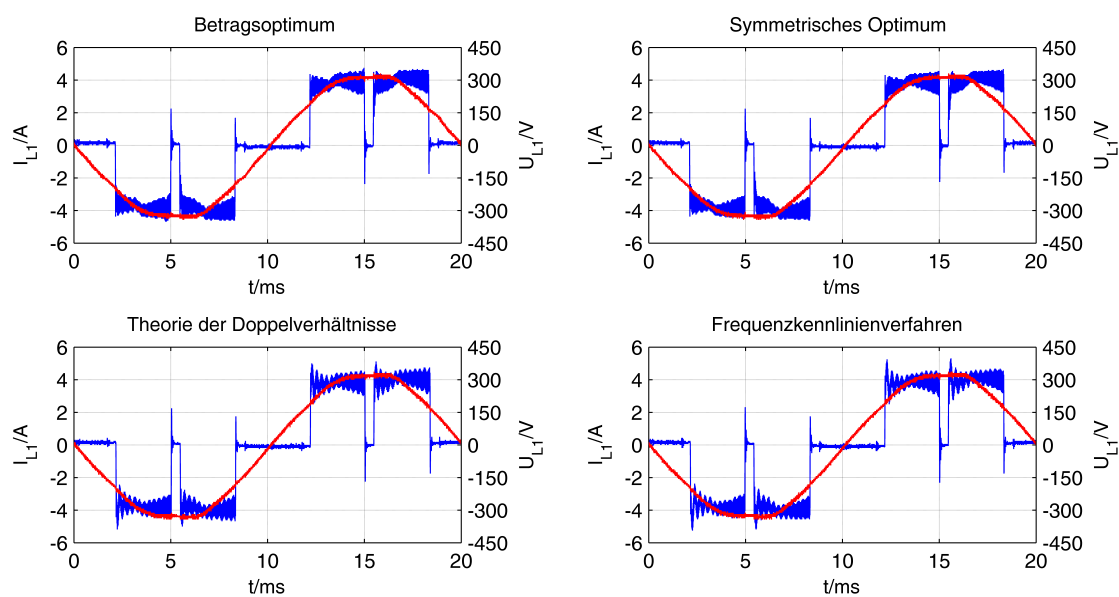


Abbildung 23: Anregelverhalten bei verschiedenen Reglerauslegungen

### 10.3. Ausregelung von Störungen

In der Regelstrecke tritt die gleichgerichtete Netzspannung als Störgröße auf. Im Idealfall wird diese durch den PLL geschätzt und dem Regler aufgeschaltet. Treten aber Störungen, wie Netzspannungseinbrüche auf, so müssen diese durch den Regler ausgeregelt werden. Im schlimmsten Fall wird die Rückspeiseschaltung mittels einer Hardwarestromabschaltung abgeschaltet. In Abbildung 24 ist das gemessene Verhalten der Regelung bei einem Spannungseinbruch von ca. 40V dargestellt.

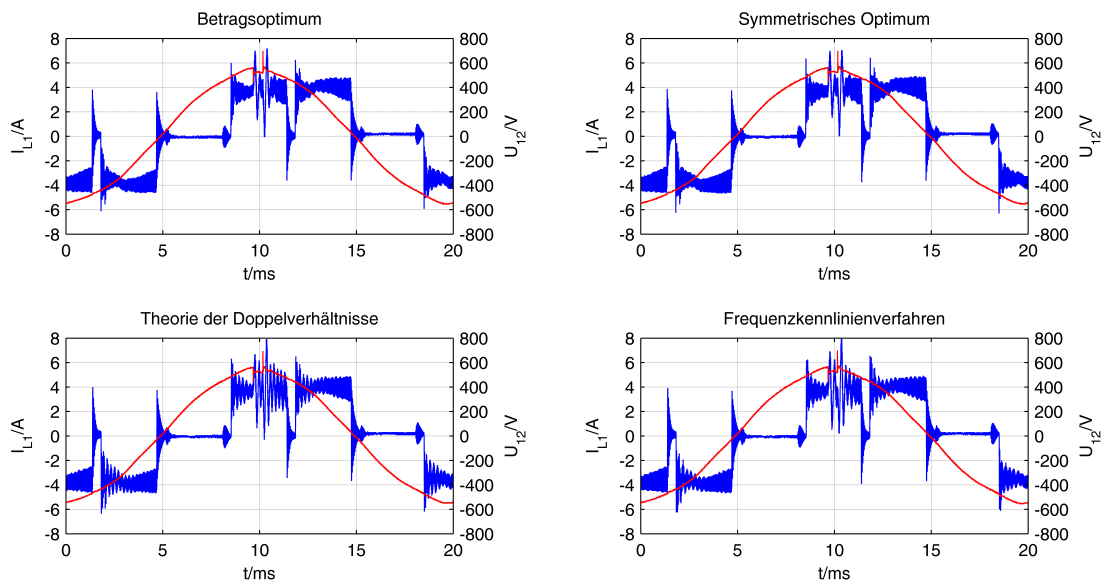


Abbildung 24: Gemessenes Verhalten der Rückspeiseschaltung bei Netzeinbruch

## 11. Auslegung des Tiefsetzstellers

Der Tiefsetzsteller (Abwärtswandler) ist ein Gleichstromsteller ohne Potentialtrennung, der eine Eingangsspannung in eine kleinere Ausgangsspannung wandelt. Die Grundsaltung des Tiefsetzstellers ist in Abbildung 10 dargestellt. Sie besteht im Wesentlichen aus vier Bauelementen: dem gesteuerten Leistungsschalter  $Q$  dem ungesteuerten Leistungsschalter  $D$ , einer Induktivität  $L$  und einem Kondensator  $C_{\text{out}}$ . Da die Übertragung der Leistung von der Eingangs- zur Ausgangsseite stattfindet, während der Schalter  $Q$  leitet, zählt der Tiefsetzsteller zu den Durchflusswandlern. Der Leistungsschalter  $Q$ , hier als MOSFET ausgeführt, wird mit der Periodendauer  $T_s$  periodisch ein und ausgeschaltet. Aus dem Verhältnis von Einschaltzeit  $t_{\text{on}}$  und Periodendauer ergibt sich der Tastgrad  $d = t_{\text{on}}/T_s$ . Im Folgenden wird nur der nichtlückende Betrieb betrachtet, d. h. für den Spulenstrom gilt stets  $i_L > 0$ . Des Weiteren werden die Eingangsspannung  $U_{\text{in}}$  und die Ausgangsspannung  $U_{\text{out}}$  als konstant betrachtet. Der MOSFET wird zunächst als idealer Schalter behandelt, das heißt sein Durchlasswiderstand im leitenden (ltd.) Zustand wird vernachlässigt, der MOSFET wirkt als Kurzschluss ( $u_{\text{DS}} = 0\text{V}$ ). Im sperrenden Zustand (spd.) wirkt der Schalter als Leerlauf ( $i_{\text{D}} = 0\text{A}$ ). Die Schaltzeit wird ebenfalls zu Null angenommen. Entsprechendes gilt für die Diode. Die idealisierten Zeitverläufe sind in Abbildung 26 für  $d = 0,5$  dargestellt.

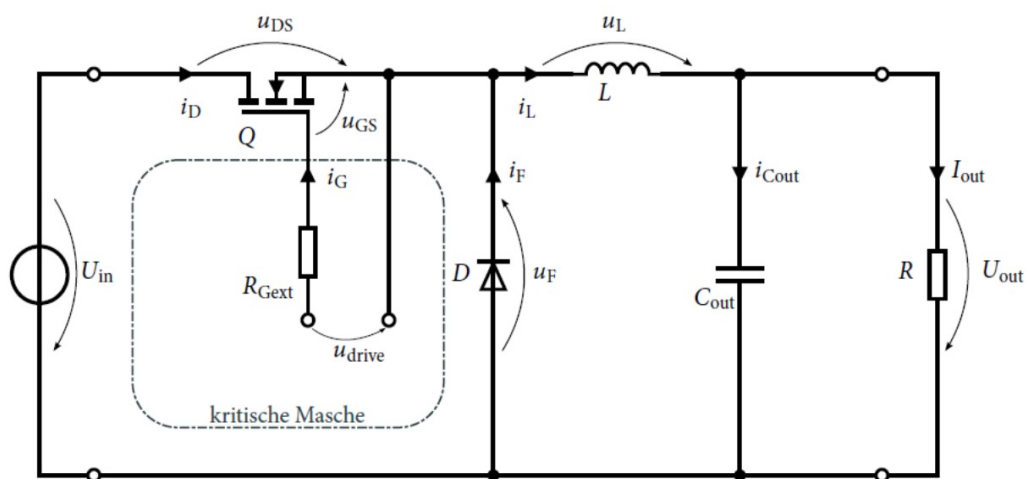


Abbildung 25: Grundsaltung eines Tiefsetzstellers

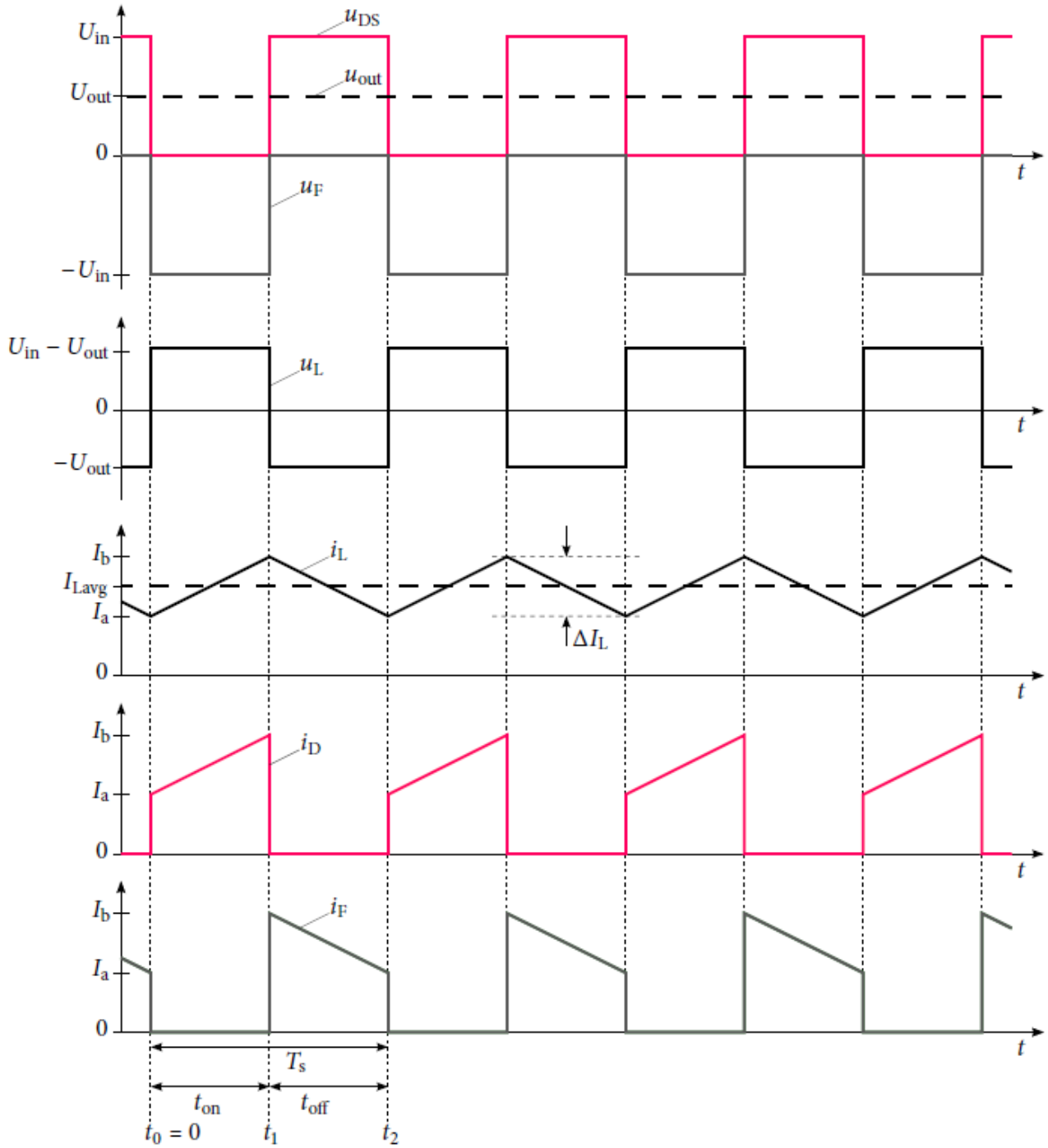


Abbildung 26: Ideale Strom- und Spannungsverläufe am Tiefsetzsteller

Für  $0 < t < t_1$  (Phase 1,  $Q$  ltd.,  $D$  sdp) gilt:

$$u_L = U_{in} - U_{out} = \frac{L \cdot di_L}{dt} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on}} \quad (57)$$

Wird jetzt der MOSFET ausgeschaltet kommutiert der Strom, der durch die Induktivität weitergetrieben wird, auf die Diode  $D$ .

Für  $t_1 < t < t_2$  (Phase 2,  $Q$  spd.,  $D$  ltd.) gilt entsprechend:

$$u_L = -U_{out} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{off}} \quad (58)$$

Im eingeschwungenem Zustand gilt:

$$\begin{aligned} \Delta I_L |_{Phase1} &= -\Delta I_L |_{Phase2} \\ t_{on} \cdot \frac{U_{in} - U_{out}}{L} &= \frac{t_{off} \cdot U_{out}}{L} \\ t_{on} \cdot U_{in} &= U_{out} \cdot (T_{off} + t_{on}) \\ U_{out} &= \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot U_{in} = \frac{t_{on}}{T} \cdot U_{in} = d \cdot U_{in} \Rightarrow d = \frac{U_{out}}{U_{in}} \end{aligned} \quad (59)$$

Mit Gl.(57) und Gl.(58) lässt die notwendige Speicherdrossel berechnen:

$$\begin{aligned} L &= \frac{U_{in} - U_{out}}{\Delta I_L} \cdot t_{on} \quad \text{mit} \quad t_{on} = \frac{U_{out}}{U_{in}} \cdot T \\ L &= \frac{(U_{in} - U_{out}) \cdot U_{out}}{\Delta I \cdot f_s \cdot U_{in}} \end{aligned} \quad (60)$$

Gl. (60) ist ebenfalls in [HIR90] S.299 angegeben. Der Tiefsetzsteller soll die Zwischenkreisspannung von der Netzspannung entkoppeln und bei einer Zwischenkreisspannung von maximal 660V arbeiten. Die minimale Ausgangsspannung leitet sich aus der gleichgerichteten Netzspannung ab. In Gl.(61) wird die minimale gleichgerichtete Netzspannung für ein 400V-Netz berechnet.

$$U_{outmin} = \hat{U}_{NetZLL} \cdot \cos(30^\circ) = \hat{U}_{NetZLL} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 565V \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 489V \quad (61)$$

Tabelle 1: Bemessungsdaten des Tiefsetzstellers

Formelzeichen	Erklärung	Wert
$U_{in}$	Eingangsspannung	660V
$U_{out}$	Ausgangsspannung	489V
$f_s$	Schaltfrequenz	50kHz
$I_{out}$	mittlerer Ausgangsstrom	4A
$\Delta I_L$	Stromrippel	5A

Mit den Bemessungsdaten aus Tabelle 1 und Gl.(60) ergibt sich eine Induktivität der Speicherdrossel von:

$$L = \frac{(660V - 489V) \cdot 489V}{5A \cdot 50kHz \cdot 660V} \approx 500 \mu H \quad (62)$$

Durch Erhöhung der Schaltfrequenz kann bei gleichem Stromrippel die notwendige Induktivität der Speicherdrossel und somit Bauvolumen und Preis verringert werden. Dadurch müssen jedoch erhöhte Schaltverluste der Diode und des Transistors in Kauf genommen werden. Aufgrund der Eingangsspannung von 660V werden Bauelemente mit einer Spannungsfestigkeit von mindestens 1000V benötigt. MOSFETs mit dieser Spannungsfestigkeit haben geringe Schaltverluste, aber hohe Durchlassverluste (siehe SCH06 S.462ff bzw. SEM10 S.61ff). IGBTs mit hoher Sperrspannung hingegen haben hohe Schaltverluste, aber geringe Durchlassverluste (siehe SCH06 S.555ff bzw. SEM10 S. 46ff). Um eine hohe Schaltfrequenz bei gleichzeitig geringen Schalt- und Durchlassverlusten zu realisieren wurden im Rahmen dieses Projektes zwei verschiedene Ansätze untersucht. Im Rahmen einer Masterabschlussarbeit wurde ein Tiefsetzsteller mit IGBT aufgebaut, zur Reduzierung der Schaltverluste wurde ein resonantes Schaltentlastungsnetzwerk eingesetzt (siehe Kap. 11.1.). Weiterhin wurden neue Leistungshalbleiter auf Basis von Siliciumcarbid untersucht und im Rahmen einer Bachelorarbeit wurde ein Tiefsetzsteller mit SiC-MOSFET in Betrieb genommen (siehe Kap. 11.2.)

## 11.1. Tiefsetzsteller mit Schaltentlastungsnetzwerk

Schaltverluste an leistungselektronischen Bauelementen entstehen, wenn das Produkt aus Strom und Spannung an dem Bauelement ungleich Null ist. Die Verluste beim Einschalten werden zu einem großen Teil durch die Speicherladung der Freilaufdiode beeinflusst. Durch die Verwendung von schnellen Freilaufdioden mit geringer Speicherladung können die Einschaltverluste des Transistors stark reduziert werden, so dass häufig keine zusätzlichen Maßnahmen zur Reduzierung erforderlich sind. Hier kommen vorzugsweise schnelle SiC-Dioden zum Einsatz.

Insbesondere beim Ausschalten treten Zustände auf, in denen die Spannung bereits angestiegen ist, der Strom durch das Bauelement aber noch nicht zu Null geworden ist. IGBTs weisen beim Ausschalten einen ausgeprägten Schweifstrom auf (siehe Abbildung 27), welcher maßgeblich für die hohen Schaltverluste von IGBTs ist. Eine grundsätzliche Beschreibung dazu findet sich in [SEM10] S.49ff, eine Detaillierte in [SCH06] S.560ff. Ziel eines Ausschaltentlastungsnetzwerkes ist es im Augenblick des Ausschaltens den Spannungsanstieg zu begrenzen und somit die Schaltverluste zu verringern.

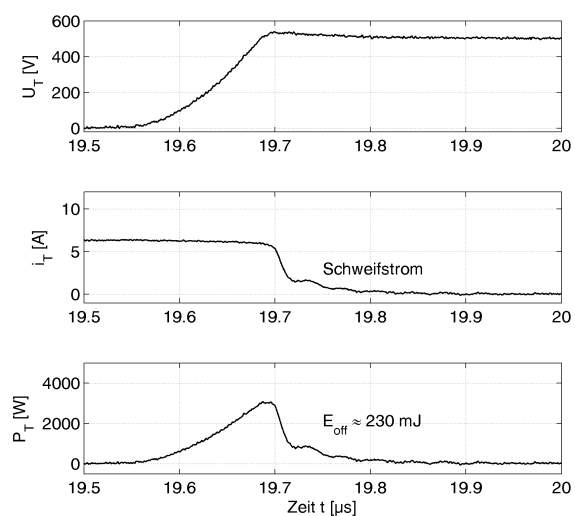


Abbildung 27: Ausschaltverhalten eines IGBTs

In Abbildung 28 ist ein Tiefsetzsteller mit Ausschaltentlastungsnetzwerk nach Boeringer dargestellt, [SCH08] S.476 [BOE79]. Das Entlastungsnetzwerk arbeitet unter der Annahme von idealen Bauelementen ohne prinzipbedingte Verluste. Weiter Entlastungsnetzwerke sind in [MAR82] und [PHI93] zu finden. Die Strom- und Spannungsverläufe dazu sind in Abbildung 29 dargestellt. Die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  begrenzen den Spannungsanstieg über dem Schalter  $T_S$  während des Ausschaltvorgangs  $t_4 - t_5$ . Wenn  $T_S$  sperrend wird so kann der Strom auf  $C_1$  und  $C_2$  kommutieren. Dafür müssen jedoch die richtigen Anfangswerte für  $u_{C1}(t = t_4) = 0$  und  $u_{C2}(t = t_4) = -U_e$  gesetzt sein. Dies wird mittels eines resonanten Umschwingkreises bestehend aus  $C_1 - L_u - C_2$  mit  $C_1 = C_2$  erreicht. Die Funktionsweise des Entlastungsnetzwerkes wird mittels Ersatzschaltbildern in Tabelle 2 erläutert. In Abbildung 30 und Abbildung 31 werden die Schaltverluste IGBTs, der in einem Tiefsetzsteller eingebaut ist gegenübergestellt. Deutlich zu erkennen sind die geringeren Ausschaltverluste beim Tiefsetzsteller mit Entlastungsnetzwerk. Durch den Umschwingvorgang steigen die Einschaltverluste jedoch leicht an. In einem praktischen Aufbau mit einer Eingangsspannung von 500V, einem



Pulspausenverhältnis von 50%, einer Schaltfrequenz von 50kHz und einer Last von 1,7kW konnte durch das Entlastungsnetzwerk ein Wirkungsgrad von 98,7% erreicht werden.

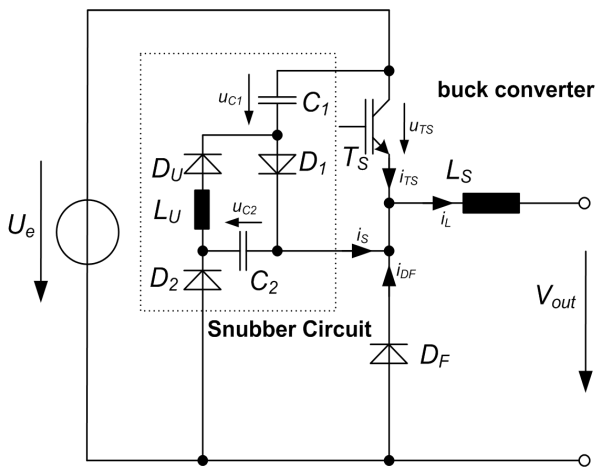


Abbildung 28: Tiefsetzsteller mit regenerativem Entlastungsnetzwerk

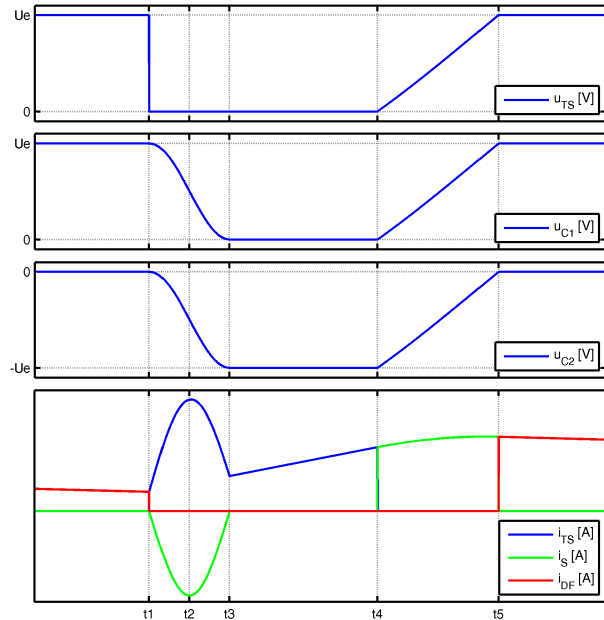


Abbildung 29: Strom- und Spannungsverläufe an Entlastungsnetzwerk

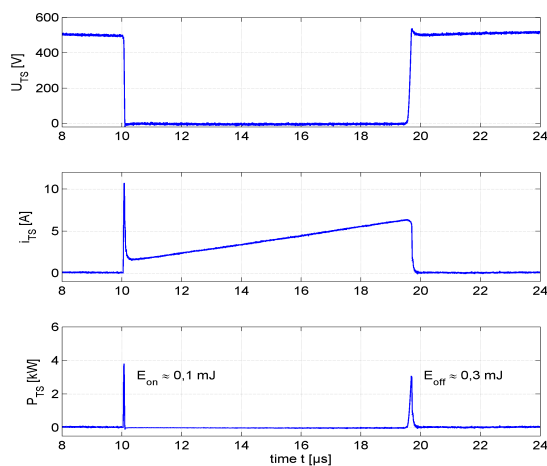


Abbildung 30: Schaltverluste eines IGBTs im Tiefsetzsteller ohne Entlastungsnetzwerk

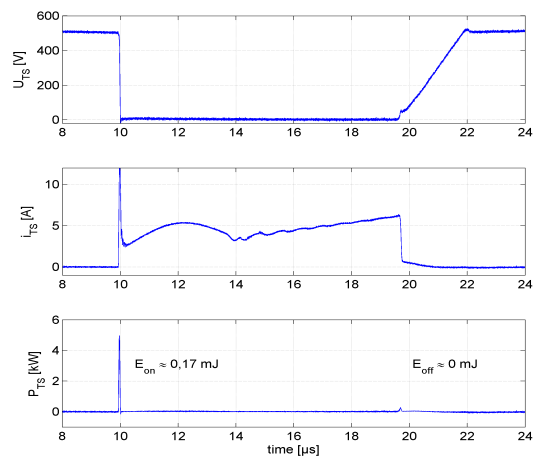


Abbildung 31: Schaltverluste eines IGBTs im Tiefsetzsteller mit Entlastungsnetzwerk

Tabelle 2: Funktionsweise des regenerativen Entlastungsnetzwerkes

Zustand	Ersatzschaltbild	Beschreibende Gleichungen
$t_3 - t_4$ Schalter leitend		$u_{TS} \approx 0$ $u_{C1} = 0$ $u_{C2} = -U_e$ $i_S = 0$ $i_L(t) = i(t_3) + \frac{U_e - U_o}{L_S} \cdot (t - t_4)$
$t_4 - t_5$ Schalter entlasten		$u_{TS} = u_{C1}$ $u_{C1}(t) \approx \frac{I_L(t_4)}{C_1 + C_2} \cdot (t - t_4)$ $u_{C2}(t) = u_{C1}(t) - U_e$ $i_S \approx i_L(t_4)$ Näherung für $(t_5 - t_4) \ll (t_4 - t_3)$ $i_L \approx i_L(t_4)$
$t_5 - t_6$ Freilaufdiode leitend		$i_L(t) = i_L(t_5) - \frac{U_o}{L_S} \cdot (t - t_5)$
$t_6 - t_7$ Umladen der Kondensatoren		$i_S(t - t_1) = -U_e \cdot \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{4 \cdot L_U}} \cdot \sin(\omega_s \cdot (t - t_1))$ $\omega_s = \frac{2}{\sqrt{(C_1 + C_2) \cdot L_U}}$ $u_{C1} = \frac{U_e}{2} (1 + \cos(\omega_s \cdot (t - t_1)))$ $u_{C2} = u_{C1}(t) - U_e$ $i_L = i_L(t_1) + \frac{U_e - U_o}{L_S} \cdot (t - t_1)$ $i_{TS} = i_L - i_S$

Abschließend sollen die Vor- und Nachteile des verwendeten Entlastungsnetzwerks aufgezeigt werden:

- + Geringe Schaltverluste im Transistor
- + Es kann ein preisgünstiger Transistor verwendet werden, der auf geringe Durchlassverluste optimiert ist.
- + Geringe Spannungsanstiegschwindigkeit ( $dU/dt$ ), dadurch gute EMV-Eigenschaften
- + Verlustleistung wird auf mehrere Bauelemente verteilt
  - Bessere Entwärmungsmöglichkeiten
- 6 Zusätzliche Bauelemente erforderlich (2 Kondensatoren, Umschwingdrossel, 3 Dioden mit hoher Spannungsfestigkeit)
- Entlastungsnetzwerk beeinflusst Übertragungsfunktion von Tiefsetzsteller  
(Gl.(59) gilt nicht mehr)
- Entlastungsnetzwerk kann Stromerfassung beeinflussen  
(bei auf PWM synchronisierter Abtastung)
- Auslegung des Entlastungsnetzwerkes muss immer passend zur Schaltfrequenz und zum Pulspausenverhältnis ausgelegt sein.

## 11.2. Tiefsetzsteller mit SiC-Halbleitern

Lange Zeit war Silicium (Si) das vorherrschende Halbleitermaterial. Seit einiger Zeit wird allerdings intensiv an Halbleiterbauelementen auf Basis anderer Materialien geforscht, die aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften Vorteile gegenüber Silicium haben. Hierbei liegen die Schwerpunkte auf Halbleiterbauelementen aus Siliciumcarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN). Beide Materialien haben im Vergleich zu Silicium eine größere Bandlücke (vgl. SCH06 S.661ff) und werden daher auch als "Wide Bandgap Semiconductors" bezeichnet. Nachdem SiC-Dioden schon seit einigen Jahren am Markt erhältlich sind (Stand 2013) – zunächst für Sperrspannungen bis 300V, dann bis 600V und mittlerweile bis 1200V – sind inzwischen auch steuerbare Leistungshalbleiter auf Basis von SiC erhältlich oder zumindest angekündigt. Hier finden sich sowohl Leistungs-Bipolartransistoren (BJTs), als auch Feldeffekttransistoren (FETs). Die Gruppe der verfügbaren FETs lässt sich unterteilen in selbstsperrende (normally off) N-Kanal-MOSFETs und selbstleitende (normally on) N-Kanal-JFETs. Der Einsatz von SiC bringt dabei eine Reihe von Vorteilen mit sich, die im Folgenden kurz aufgezeigt werden sollen. Für eine Erklärung auf Basis der Halbleiterphysik sei an dieser Stelle auf die Literatur [SCH06] und [LUT06] verwiesen werden. Bei SiC-Dioden können die Vorteile klassischer Si-Dioden (hohe Sperrspannung, niedrige Sperrströme) mit den Vorteilen von Si-Schottky-Dioden (niedrige Vorwärtsspannung, geringe Speicherladung) kombiniert werden. In [SCH06] S.687 heißt es dazu: »Mit SiC läßt sich also der Einsatzbereich der Schottky-Dioden zu sehr viel höheren Spannungen erweitern. [...] Das Fehlen speicherladungsbedingter Rückströme entlastet den steuerbaren Leistungshalbleiter beim Einschalten entscheidend, so daß durch den Einsatz von SiC-Schottky-Dioden in hochdynamischen Anwendungen, wie z.B. Schaltnetzteilen, kostensparende Systemvorteile erzielt werden können.« Ein weiterer Unterschied zu Si-Dioden ist der positive Temperaturkoeffizient der Vorwärtsspannung  $du_F/d\vartheta_J > 0$ . Er führt zu einer Zunahme der Vorwärtsspannung bei zunehmender Temperatur als Folge der Verlustleistung im Bauteil. Hierdurch ist grundsätzlich die Parallelschaltung mehrerer Dioden möglich, ohne dass eine Diode als Folge des thermischen Durchgehens (thermal runaway) überlastet wird. Dieser Effekt muss entsprechend bei der thermischen Auslegung einzelner Dioden berücksichtigt werden, damit es nicht zu einer thermischen Mitkopplung durch die auftretende Verlustleistung im Bauelement kommt. Auf Seiten der gesteuerten Leistungshalbleiter ermöglicht der Einsatz von SiC gegenüber Si höhere Sperrspannungen bei gleichbleibendem Durchlasswiderstand. Außerdem ist es prinzipiell

möglich Bauelemente für Sperrschicht-Temperaturen deutlich oberhalb von 200 °C herzustellen (vgl. LUT06 S.176). Dadurch ergeben sich Vorteile bezüglich der Auslegung von Entwärmungsmaßnahmen. Weitere Vorteile von SiC sind die hohe Wärmeleitfähigkeit von SiC, welche vergleichbar ist mit der von Kupfer (FLE09 S.267), sowie die gegenüber Si geringe Abhängigkeit des  $R_{DS(on)}$  von der Temperatur. In [TIE12] S.964 wird das Potential von gesteuerten SiC-Schaltern wie folgt beschrieben: »SiC ermöglicht somit den Einsatz von MOSFETs in Bereichen, die bisher von IGBTs dominiert waren, mit dem Vorteil geringerer Schaltverluste, was höhere Schaltfrequenzen ermöglicht.« In [LUT06] S.243 heißt es: »An MOSFETs auf der Basis von SiC wird in der Forschung intensiv gearbeitet. Diese würden bis hin zu Spannungen von 3kV und darüber den idealen Schalter für sehr viele Anwendungen der Leistungselektronik darstellen« Beide Aussagen und die Vielzahl an Veröffentlichungen zum Thema SiC-Halbleiter in der letzten Zeit (Stand 2014) waren Motivation zu untersuchen, ob SiC-Halbleiter auch bei der Rückspeiseschaltung Systemvorteile bringen.

### 11.2.1. Versuchsaufbau Tiefsetzsteller mit SiC

Im Rahmen eines Praxisprojektes wurde ein Tiefsetzsteller mit SiC-Diode und SiC-MOSFET aufgebaut (Abbildung 32). Mit diesem Aufbau konnte die Verlustleistung für die spätere Anwendung in der Rückspeiseschaltung untersucht werden.

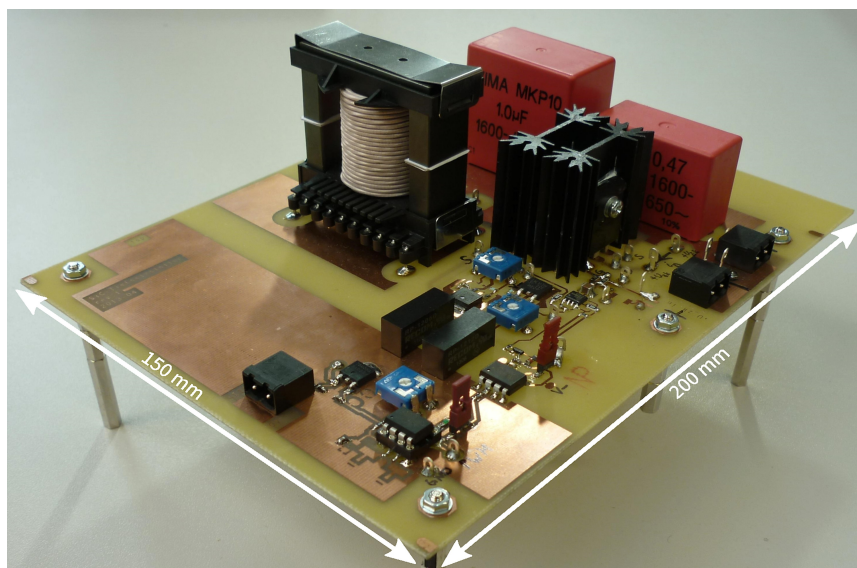


Abbildung 32: Tiefsetzsteller mit SiC-Halbleitern

Der Tiefsetzsteller hatte eine Eingangsspannung von 600V, einem Pulsruhenverhältnis von 50%, einer Schaltfrequenz von 50kHz, eine Speicherdrossel mit 500µH, einen Stromrippel von 6A und einem Laststrom von 4A.

Mit dem beschriebenen Tiefsetzsteller konnte ein Wirkungsgrad von 98,6% erreicht werden.

### 11.2.2. Verwendete SiC-Halbleiter

Die Verfügbarkeit an SiC-Transistoren ist noch sehr eingeschränkt. Grundsätzlich kommen für die vorliegende Applikation nur Feldeffekttransistoren in Frage mit Sperrspannung 1200V und ausreichender Stromtragfähigkeit. Aufgrund der Verfügbarkeit fiel die Wahl auf einen selbstsperrenden N-Kanal MOSFET der Firma Cree vom Typ CMF10120D. Er zeigt im Gegensatz zu den selbstleitenden JFETs das vom »klassischen« Leistungs-MOSFET gewohnte normally-off-Verhalten. Eine Kaskodenschaltung von SiC-JFET und Si-MOSFET, wie sie beim Einsatz von selbstleitenden JFETs angewandt wird, um insgesamt wieder einen selbstsperrenden Schalter zu erhalten, entfällt somit (siehe SCH06 S.698). Eine Auswahl von wichtigen Kenndaten ist in Abbildung 33 dargestellt (siehe auch CRE12). Bei den SiC-Dioden ist das Angebot bereits weitaus größer. Die Wahl fiel den Anforderungen entsprechend auf den Typ C4D05120A der Firma Cree, ausgewählte Parameter zeigt Abbildung 34 (siehe auch CRE11).

Symbol	Bezeichnung	Wert
	Gehäuse	TO-247-3
$U_{DS}$	Maximale Gate-Source-Spannung	1200 V
$I_D$	Drain-Gleichstrom	24 A
$u_{GS}$	Gate-Source-Spannung	-5 V ... 20 V
$\vartheta_j$	Maximale Sperrschichttemperatur	135 °C
$U_{th}$	Schwellenspannung	2,4 V
$R_{DS(on)}$	Drain-Source-Einwiderstand	200 mΩ
$g_{fs}$	Transkonduktanz	3,9 S
$R_{Gint}$	Interner Gatewiderstand	13,6 Ω

Abbildung 33: Datenblattauszug SiC-MOSFET  
CMF10120D

Symbol	Bezeichnung	Wert
	Gehäuse	TO-220-2
$U_R$	Maximale Sperrspannung	1200 V
$I_F$	Vorwärtsstrom	5 A
$\vartheta_j$	Maximale Sperrschichttemperatur	175 °C
$Q_C$	Speicherladung	34,5 nC
$U_F$	Vorwärtsspannung	1,9 V

Abbildung 34: Datenblattauszug SiC-Diode  
C4D05120A

### 11.2.3. Berechnung der Durchlassverluste der Freilaufdiode

Im Folgenden werden die zu erwartenden Verluste in den Leistungshalbleitern – aufgeteilt in Durchlass- und Schaltverluste – anhand vereinfachter Modelle hergeleitet. Real ebenfalls auftretende Sperrverluste liegen im Bereich weniger mW und werden daher nicht weiter betrachtet.

Abbildung 34 zeigt ein Ersatzschaltbild, das zur Berechnung der Durchlassverluste einer Diode dient. Die reale Diode wird dabei als Reihenschaltung eines ohmschen Widerstands  $r_d$  (differenzieller Widerstand  $r_d = \Delta U_F / \Delta I_F$ ), einer idealen Diode und der Schleusenspannung  $U_d$  gebildet. Hierbei gilt nach [CRE11] für die Temperaturabhängigkeit:

$$\begin{aligned} U_d &= \alpha \cdot \vartheta_J + U_{d0} \\ r_d &= \beta \cdot \vartheta_J + r_{d0} \end{aligned} \quad (63)$$

mit  $\alpha = 1,22 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ,  $U_{d0} = 0,96 \text{ V}$ ,  $\beta = 8,5 \times 10^{-4} \Omega/^\circ\text{C}$  und  $r_{d0} = 0,08 \Omega$

Somit lassen sich die Durchlassverluste der Diode bestimmen:

$$\begin{aligned} P_{Dd} &= \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S} u_F \cdot i_F \, dt \\ P_{Dd} &= \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S} U_d \cdot i_F \, dt + \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S} i_F^2 \cdot r_d \, dt \\ P_{Dd} &= U_d \cdot \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_F \, dt + r_d \cdot \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_F^2 \cdot r_d \, dt \\ P_{Dd} &= U_d \cdot I_{Favg} + r_d \cdot I_{Frms}^2 \end{aligned} \quad (64)$$

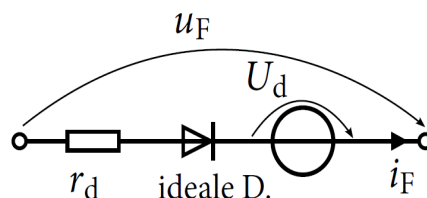


Abbildung 35: Ersatzschaltbild einer Diode zur Bestimmung der Verlustleistung

Für den aufgebauten Tiefsetzsteller (siehe Kap. 11.2.) lassen sich mit  $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ ,  $I_{\text{avg}} = 2\text{A}$  und

$$I_{\text{Frms}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_D^2 dt} \approx 3\text{A} \quad \text{Durchlassverluste von } P_{\text{Dd}} = 4,2\text{W berechnen.}$$

#### 11.2.4. Berechnung der Schaltverluste der Freilaufdiode

An dieser Stelle sollen die Schaltverluste, die in der Freilaufdiode auftreten untersucht werden. Die aufgrund der Speicherladung der Freilaufdiode auftretenden Verluste im Schalttransistor werden in Kap. 11.2.6. behandelt. Die Schaltverluste einer Diode hängen nach [CRE12b] von der Sperrspannung  $U_R$ , der Schaltfrequenz  $f_s$  sowie der Speicherladung  $Q_C$  ab. Mit Gl.(65) (siehe CRE12b) können die Schaltverluste für den in Kap. 11.2.1. beschriebenen Tiefsetzsteller abgeschätzt werden.

$$\begin{aligned} P_{Ds} &= Q_C \cdot U_R \cdot f_s \\ P_{Ds} &= 34,5 \text{ nC} \cdot 600\text{V} \cdot 50\text{kHz} = 1,04 \text{ W} \end{aligned} \quad (65)$$

#### 11.2.5. Berechnung der Durchlassverluste eines SiC-MOSFETs

Im Anlaufbereich (idealisiert ltd.) weist der MOSFET bezüglich der Klemmen Drain und Source im Wesentlichen ohmsches Verhalten mit dem Einwiderstand  $R_{\text{DS(on)}}$  auf. Somit gilt für die Bestimmung der Durchlassverluste beim MOSFET:

$$\begin{aligned} P_{\text{Md}} &= \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} u_{\text{DS}} \cdot i_D dt \\ P_{\text{Md}} &= \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} R_{\text{DS(on)}} \cdot i_D^2 dt \\ P_{\text{Md}} &= R_{\text{DS(on)}} \cdot I_{\text{Drms}}^2 \end{aligned} \quad (66)$$

Mit Gl.(66) ergeben sich für den verwendeten MOSFET bei  $R_{\text{DS(on)}} = 200\text{m}\Omega$  (siehe Abbildung 33)

$$\text{und } I_{\text{Drms}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_D^2 dt} \approx 3\text{A} \quad \text{Durchlassverluste von } P_{\text{Md}} = 1,8\text{W.}$$



### 11.2.6. Berechnung der Schaltverluste eines SiC-MOSFETs

Die rechnerische Bestimmung der Schaltverluste ist aufgrund der vielen Einflussparameter schwierig. Bülo (BÜL11 S. 55) schreibt dazu: »Eine Abschätzung der Schaltverluste aus den Datenblattangaben zu Kapazitäten oder Gateladungen ist in der Praxis kaum möglich, da die parasitären Eigenschaften im Schaltungsaufbau der Treiberschaltung einen wesentlichen, individuellen Einfluss auf die Schaltverluste ausüben.« In [TIE12]S.964ff wird ein stark vereinfachtes Berechnungsverfahren angegeben, mit dem Schaltverluste zumindest grob abgeschätzt werden können. Häufig sind im Datenblatt Angaben zu Schaltverlusten angegeben, allerdings passen die Randbedingungen für die diese Angaben gültig sind in den meisten Fällen nicht zur gewünschten Applikation. Ein empirischer Ansatz die im Datenblatt angegebenen Daten auf die Bemessungsdaten eines Tiefsetzstellers anzupassen wird in [SEM10] S.284 vorgestellt:

$$P_{Ms} = f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) \cdot \left(\frac{I_{out}}{I_{ref}}\right)^{K_i} \cdot \left(\frac{U_{in}}{U_{ref}}\right)^{K_u} \cdot (1 + TC_{ESW} \cdot (\vartheta_J - \vartheta_{ref})) \quad (67)$$

mit

$I_{out}$	Laststrommittelwert
$I_{ref}, V_{ref}, \vartheta_{ref}$	Referenzwerte der Schaltverluste aus dem Datenblatt
$K_i$	Exponent für Stromabhängigkeit der Schaltverluste, $\approx 1$
$K_u$	Exponent für die Spannungsabhängigkeit der Schaltverluste, $\approx 1,3 \dots 1,4$
$TC_{ESW}$	Temperaturkoeffizient der Schaltverluste, $\approx 0,0031/K$
$E_{on}, E_{off}$	Verlustenergien des MOSFETs nach Datenblatt

Übertragen auf den in Kap. 11.2.1. beschriebenen Tiefsetzsteller ergeben sich für den SiC-MOSFET CMF10120D folgende Schaltverluste (Gatevorwiderstand  $20\Omega$ ):

$$P_{Ms} = 50 \text{kHz} \cdot (355 \mu\text{J}) \cdot \left(\frac{4\text{A}}{10\text{A}}\right)^1 \cdot \left(\frac{600\text{V}}{800\text{V}}\right)^{1,35} \cdot (1 + 0,0031/K \cdot (125^\circ\text{C} - 125^\circ\text{C}))$$

$$P_{Ms} = 4,8 \text{W} \quad (68)$$

### 11.2.7. Messung der Schaltverluste

Wie bereits in Kap. 11.2.6. erwähnt gestaltet sich die Berechnung der Schaltverluste als schwierig, daher sollen in diesem Kapitel gemessene Schaltverluste an MOSFET und Diode aufgezeigt werden, die an dem in Kap. 11.2.1. beschriebenen Tiefsetzsteller generiert wurden. Dazu wurde Strom und Spannung an dem jeweiligem Bauelement mittels Oszilloskop gemessenen und dann punktweise multipliziert:

$$p_n = u_n \cdot i_n \quad \text{mit } n=1 \dots N \quad (69)$$

Anschließend erfolgt die Berechnung der Einschaltverlustenergie  $E_{on}$  bzw. Ausschaltverlustenergie  $E_{off}$  durch diskrete Integration der Leistungskurve mittels des Rechteckverfahrens:

$$E_n = E_{n-1} + p_n \cdot (T_n - t_{n-1}) \quad \text{mit } n=2 \dots N \quad (70)$$

Die Verlustleistung wurde dann mittels Gl.(71) berechnet:

$$P_D = f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) \quad (71)$$

In Tabelle 3 sind gemessene Schaltverluste am SiC-MOSFET unter Verwendung verschiedener Gatevorwiderstände dargestellt.

Tabelle 3: Schaltverluste an SiC-MOSFET bei Schaltfrequenz 50kHz

$R_{Gext}/\Omega$	Einschalten		Ausschalten		Gesamt	
	$P_{on,max}/W$	$E_{on}/\mu J$	$P_{off,max}/W$	$E_{off}/\mu J$	$(E_{on} + E_{off})/\mu J$	$P_D/W @ f_s = 50 \text{ kHz}$
40	1297,7	36,4	2745,7	80,3	116,7	5,8
20	1455,8	32,5	2333,6	49,3	81,8	4,1
10	1780,1	26,9	2100,2	38,6	65,5	3,3
6,7	1985,8	24,2	1973,1	33,8	58,0	2,9
3,3	2252,2	23,0	1905,4	31,4	54,4	2,7
0	2615,2	21,3	1790,2	27,4	48,7	2,4

Wie erwartet sinken sowohl Einschalt- als auch Ausschaltverlustenergie am MOSFET mit sinkendem Gatevorwiderstand, respektive geringeren Schaltzeiten. Zudem wird deutlich, dass die Verluste beim Ausschalten des MOSFETs größer sind als beim Einschalten. Werden die gemessenen Schaltverluste aus Tabelle 3 und die nach Gl.(68) berechneten verglichen, so zeigt sich eine gute Übereinstimmung.

In Tabelle 4 sind gemessene Schaltverluste an der SiC-Freilaufdiode bei verschiedene Werte des Gatevorwiderstands des SiC-MOSFETs dargestellt. Auch hier zeigt sich, dass die mittels Gl.(65) berechneten Werte in der gleichen Größenordnung liegen.

Tabelle 4: Schaltverluste an SiC-Diode bei Schaltfrequenz 50kHz

$R_{Gext}/\Omega$	Einschalten		Ausschalten		Gesamt	
	$P_{on,max}/W$	$E_{on}/\mu J$	$P_{off,max}/W$	$E_{off}/\mu J$	$(E_{on} + E_{off})/\mu J$	$P_D/W @ f_s = 50 \text{ kHz}$
40	163,0	6,4	355,6	9,3	15,7	0,785
20	239,1	9,9	481,3	7,8	17,7	0,885
10	255,6	3,4	482,6	9,5	12,9	0,645
6,7	274,0	3,2	448,5	8,7	11,9	0,595
3,3	329,4	5,3	603,1	7,4	12,7	0,635
0	309,1	1,0	726,1	8,1	9,1	0,455

Messungen an dem Tiefsetzsteller bei höherer Schaltfrequenz, aber sonst gleichen Betriebsbedingungen zeigten, dass die Schaltenergien abhängig sind von der Schaltfrequenz (vgl. Tabelle 5). Die Ursache für die Änderung der Schaltenergien bei erhöhter Schaltfrequenz liegt in der Änderung des zeitlichen Stromverlaufs. Durch die Verdopplung der Schaltfrequenz halbiert sich der Ripple  $\Delta I_L$  des Spulenstroms bei sonst unveränderten Werten von  $L$ ,  $U_{in}$ ,  $U_{out}$  und  $I_{out}$ . Somit hat der Strom im Schaltzeitpunkt andere Werte. Das Einschalten des MOSFETs erfolgt bei einem höheren Strom, das Ausschalten des MOSFETs bei einem niedrigeren als zuvor. Hiermit korrespondiert die Zunahme der Einschaltverlustenergie und die Abnahme der Ausschaltverlustenergie des MOSFETs mit vergrößerter Schaltfrequenz. Insgesamt führt die Erhöhung der Schaltfrequenz somit doch zu einer annähernd proportionalen Zunahme der Schaltverluste.

Tabelle 5: Schaltverluste von Sic-MOSFET und Sic-Diode bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen

	MOSFET		Diode	
	$f_s = 50 \text{ kHz}$	$f_s = 100 \text{ kHz}$	$f_s = 50 \text{ kHz}$	$f_s = 100 \text{ kHz}$
$E_{\text{on}}/\mu\text{J}$	26,9	43,0	3,4	0,3
$E_{\text{off}}/\mu\text{J}$	38,6	29,7	9,5	18,9
$P_{\text{Ds}}/\text{W}$	3,3	7,3	0,6	1,9

## 12. Aufbau und Ansteuerung des Synchronwechselrichters

Der Wechselrichter schaltet den geregelten Strom des Tiefsetzstellers netzsynchron auf zwei Phasen. Dabei wird immer die Netzphase mit der momentan höchsten Sternpunktspannung an den positiven Punkt des Stromzwischenkreises geschaltet, die Netzphase mit der niedrigsten Sternpunktspannung an den negativen Punkt des Stromzwischenkreises. So entstehen Stromblöcke mit einer Dauer von  $120^\circ$  elektrisch und der Höhe des Rückspeisestroms. Abbildung 36 zeigt schematisch die Ansteuersignale des Synchronwechselrichters.

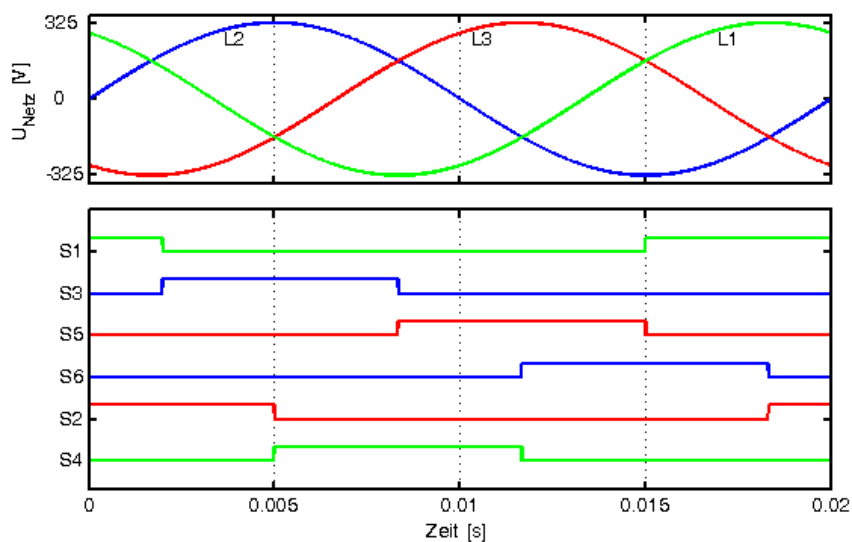


Abbildung 36: Ansteuersignale des Synchronwechselrichters

Die Wechselrichterbrücke kann dabei sowohl mittels IGBTs als auch mittels Thyristoren oder einer Kombination aus beiden Bauelementen aufgebaut sein. Die Vor- und Nachteile sollen im folgendem Kapitel diskutiert werden.

## 12.1. Synchronwechselrichter mit IGBTs

IGBTs vereinen die Vorteile von Bipolartransistor und Feldeffekttransistor. Nachfolgend sollen die Vorteile von IGBTs kurz aufgezeigt werden (siehe SEM10, LUT06, SCH06):

- ✦ IGBTs sind aktiv ein- und ausschaltbar
- ✦ geringe Durchlassspannung bei hoher Sperrspannung im Vergleich zu MOSFETs
- ✦ hohe Stromtragfähigkeit bei geringer Baugröße
- ✦ geringe Ansteuerleistung erforderlich da spannungsgesteuert

IGBTs werden hauptsächlich bei Anwendungen mit Schaltfrequenzen bis ca. 20kHz eingesetzt, da es im höheren Frequenzbereich zu Schaltverluste aufgrund des Schweißstroms kommt [SEM10]. Im Bereich der elektrischen Antriebstechnik werden aufgrund dieser Charakteristik hauptsächlich IGBTs eingesetzt, so dass diese in großer Stückzahl kostengünstig verfügbar sind. Für die Rückspeiseschaltung wurden im Rahmen dieses Projektes MiniSkiip 3 Module der Firma Semikron verwendet (siehe Abbildung 37). Durch die Modulbauweise (sechs IGBTs in einem Gehäuse) werden Spannungsabstände eingehalten und ein kompaktes Layout ermöglicht.

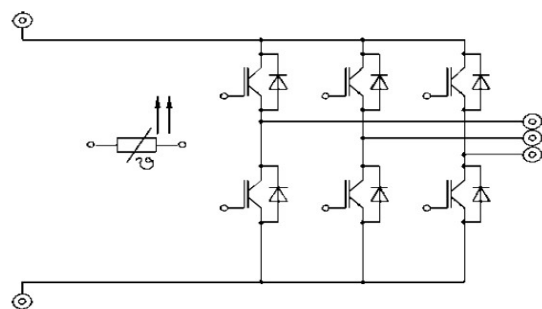
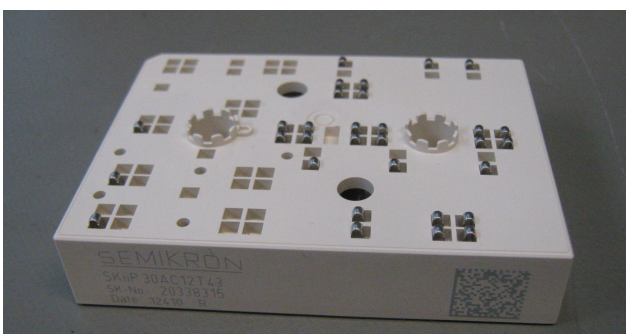


Abbildung 37: MiniSkiip Modul der Firma Semikron

### 12.1.1. Vorladung des Umrichterzwischenkreises

IGBTs haben im Unterschied zu MOSFETs keine prinzipbedingte integrierte Bodydiode. Da IGBTs in Rückwärtsrichtung nur einige 10V sperren können. Daher werden häufig Freilaufdioden parallel zur

Kollektoremitterstrecke geschaltet (siehe auch Abbildung 37). Frequenzumrichter mit Spannungswischenkreis (siehe Abbildung 38 oben) haben einen Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$ , welcher typischerweise vor dem Ansetzschalten des Gleichrichters mittels einer Vorladeschaltung aufgeladen wird. Durch die Inversdioden des IGBT-Wechselrichters ergibt sich nun ein Strompfad (in Abbildung 38 rot dargestellt), mit dem diese Vorladeschaltung überbrückt wird. Daher müssen zusätzliche Entkoppeldioden  $D_1$  und  $D_2$  eingefügt werden.

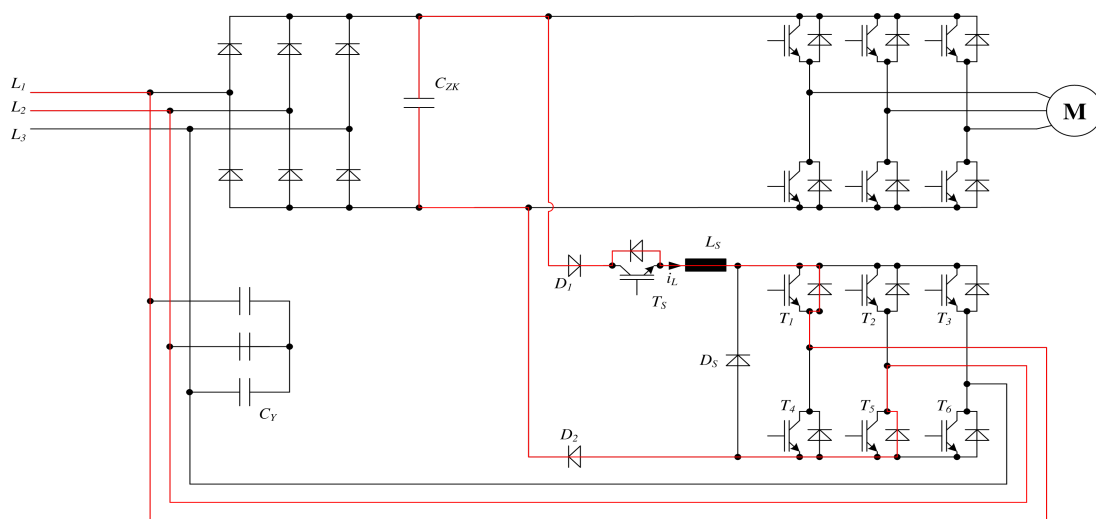


Abbildung 38: Rückspeiseschaltung mit IGBT-WR und Entkoppeldioden

### 12.1.2. Kommutierung der IGBT-WR Brücke

Bei den ersten Prototypen der Rückspeiseschaltung wurde der Wechselrichter mit IGBTs aufgebaut. Dabei erfolgte ein hartes Umschalten der IGBTs im Wechselrichter. Das bedeutet, dass der Strom des Tiefsetzstellers als eingepreßt angenommen werden kann und der WR dafür sorgt, dass der Strompfad direkt von einer Phase auf die andere kommutiert. Aufgrund der Stromeinprägung des Tiefsetzstellers muss dabei immer mindestens ein Schalter in der High-Side und ein Schalter in der Low-Side leitend sein. Im praktischen Aufbau ist daher ein kurzeitiges Überlappen des Ansteuersignale notwendig. Da die Netzimpedanz in den meisten Fällen induktiv ist [BAL10], entsteht durch das schnelle Umschalten des Strompfades ein Überhöhung der Netzspannung, welche durch netzseitige Kondensatoren ( $C_Y$  in Abbildung 38) verhindert werden muss.

Weiterhin muss die Umschaltung der WR-Brücke exakt im Nulldurchgang der jeweiligen Außenleiterspannung erfolgen, da es sonst zu Kurzschlüssen über Inversdiode und IGBT der kommutierenden Phasen kommt. In diesem Fall wird der Kurzschlussstrom nur über die Netzimpedanz

begrenzt. In praktischen Untersuchungen hat sich gezeigt, dass die Netzimpedanz ausreichend hoch ist, so dass es zu keiner Fehlfunktion des WR gekommen ist. Dieser Effekt kann prinzipiell vermieden werden, wenn wie in Kap. 12.2. beschrieben, Lücken im Strom des Tiefsetzstellers eingeregelt werden und somit keine Kommutierung von einer Phase auf die andere stattfindet. Jedoch kann es durch Fehler der Netzspannung dazu kommen, dass trotz eingeregelter Lücken der WR so geschaltet ist, dass Kurzschlüsse über die Inversdioden auftreten. In diesem Fall muss der Überstrom erkannt werden und der WR abgeschaltet werden. Dies setzt jedoch eine schnelle dreiphasige Netzstrommessung voraus. Durch den Einsatz von rückwärtssperrefähigen Schaltern können diese Art Kurzschlüsse im WR verhindert werden, da sichergestellt ist, dass immer nur ein Schalter stromführend ist. Jedoch können Kurzschlüsse über die Low-Side des Frequenzumrichtergleichrichters, der parallel zu den Inversdioden des WR liegt dadurch nicht verhindert werden. Zur Erkennung genügt aber in diesem Fall eine schnelle Strommessung zwischen Minuspotential des Frequenzumrichters und Minuspotential der Rückspeiseschaltung.

### 12.1.3. Treiberschaltung für IGBT-Wechselrichter

IGBTs können über die Spannung zwischen dem Gate und dem Emitteranschluss geschaltet werden. Typischerweise werden IGBTs mit +15V eingeschaltet und mit 0V ausgeschaltet. Um schnelle Schaltzeiten und damit geringe Schaltverluste zu erreichen werden Treiberschaltungen benötigt, die kurzzeitig hohe Pulsströme liefern können, um das Gate des IGBT umzuladen. Um die Low-Side IGBTs  $T_4$ ,  $T_5$  und  $T_6$  anzusteuern können kostengünstige Treiberbausteine ohne galvanische Trennung verwendet werden. Für die High-Side IGBTs  $T_1$ ,  $T_2$  und  $T_3$  werden jedoch isolierte Treiberbausteine und eine zusätzliche isolierte Spannungsversorgung benötigt. Diese sind in Abbildung 39 dargestellt.

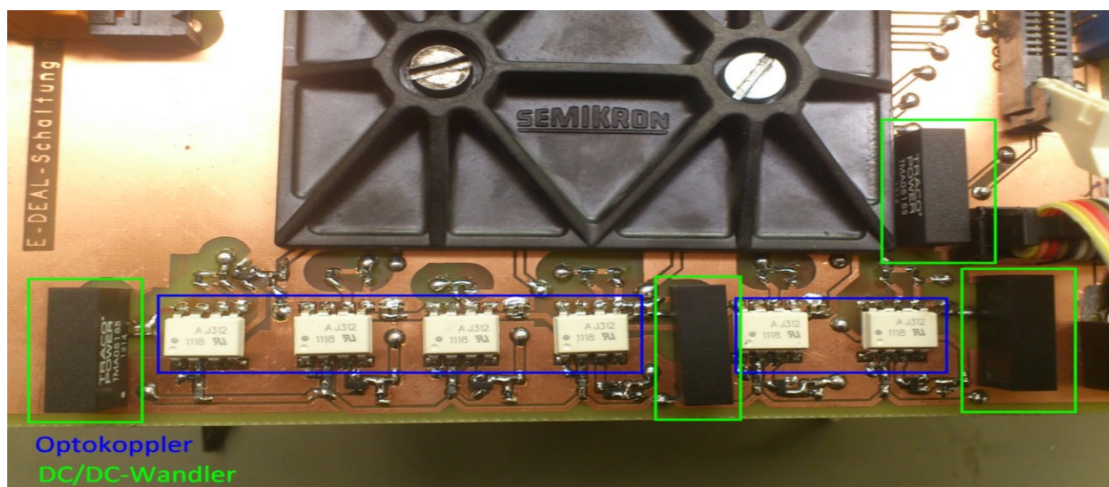


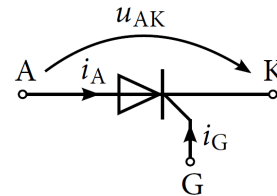
Abbildung 39: Treiber für IGBT-WR mit isolierenden DC/DC-Wandlern



## 12.2. Synchronwechselrichter mit Thyristoren

Der Thyristor gehört zur Gruppe der einschaltbaren Halbleiter. Im Unterschied zum IGBT, BJT oder MOSFET kann er jedoch nicht aktiv ausgeschaltet werden. Nach [LUT06] S.201ff und [SCH06] S.262ff hat der Thyristor drei stabile Zustände:

- vorwärts sperrend, idealisiert  $u_{AK} > 0V$ ,  $i_A = 0A$
- vorwärts leitend, idealisiert  $u_{AK} = 0V$ ,  $i_A > 0A$
- rückwärts sperrend, idealisiert  $u_{AK} < 0V$ ,  $i_A = 0A$



Der Übergang vom sperrenden in den leitenden Zustand, welcher auch als "Zünden" bezeichnet wird, kann auf unterschiedliche Arten erfolgen:

- über einen positiven Steuerstrom  $i_G$  in das Gate des Thyristors
- durch das Überschreiten der Kippspannung in Vorwärtsrichtung  $u_{AK} > U_{BO}$
- durch eine hohe Änderungsrate  $dU_{AK}/dt$  der Spannung in Vorwärtsrichtung
- durch Temperaturerhöhung
- durch Lichtzufuhr

Im Regelfall wird der Thyristor durch einen positiven Gatestrom  $i_G$  gezündet. Zum Zünden genügt ein ausreichend hoher Zündimpuls, der Thyristor bleibt im leitenden Zustand, wenn der Hauptstrom (von der Anode zur Kathode) am Ende des Zündimpulses den Einraststrom  $I_L$  erreicht bzw. überschritten hat.

Der Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand erfolgt durch Unterschreiten des Haltestroms [ZAC10] S.102. Nach dem Unterschreiten des Haltestroms muss die Freiwerdezeit  $t_q$  eingehalten werden. Dies ist "die Mindestzeit, die zwischen dem Nulldurchgang des Stromes einerseits und jenem einer wiederkehrenden Spannung andererseits in Vorwärtsrichtung vergehen muß, damit der Thyristor nicht in den Durchlasszustand kippt. Dabei hängt die Freiwerdezeit von folgenden Betriebsbedingungen ab (siehe SEM10 S.155):

- Freiwerdezeit steigt mit geringer werdender Rückwärts-Sperrspannung (siehe Abbildung 40)
- Freiwerdezeit nimmt mit der Temperatur zu
- Freiwerdezeit steigt mit dem Durchlassstrom vor dem Umschalten
- Freiwerdezeit sinkt mit steigender Strom-Abklingsteilheit  $-di/dt$
- Freiwerdezeit sinkt mit fallender Anstiegsgeschwindigkeit der Vorwärtssperrspannung  $du/dt$

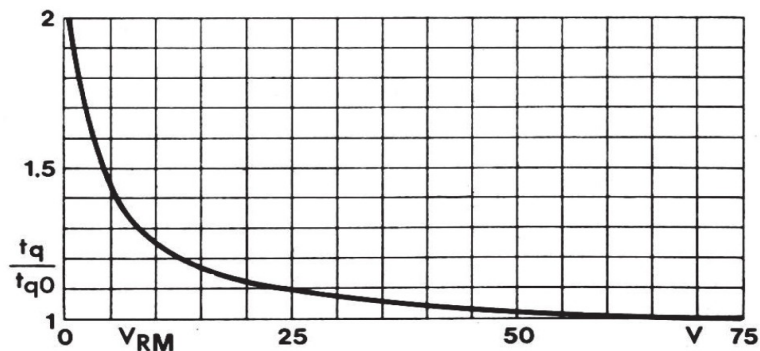


Abbildung 40: Freiwerdezeit in Abhängigkeit der Rückwärtsspannung  
(Quelle: SEM10 S.155)

Der Einsatz von Thyristoren im Synchronwechselrichter (Abbildung 41) bietet sich aufgrund der Stromquellencharakteristik des Tiefsetzstellers an. Das Löschen der Thyristoren kann erreicht werden, indem beim Tiefsetzsteller eine Stromlücke eingeregelt wird (vgl. hierzu Abbildung 42). Da sich der Strom über die Freilaufdiode und die Speicherdrossel des Tiefsetzstellers abbaut, kommt es beim Umschalten der Wechselrichterbrücke aufgrund des sehr kleinem  $di/dt$  nicht zu unzulässigen Spannungsüberhöhung. Dies ist vorteilhaft für die Auslegung des Netzfilters. Ein weiterer Vorteil von Thyristoren ist die Rückwärtssperrfähigkeit. Dadurch kann es nicht wie bei IGBTs zu einem ungewolltem Aufladen des Zwischenkreiskondensators aus dem Netz kommen.

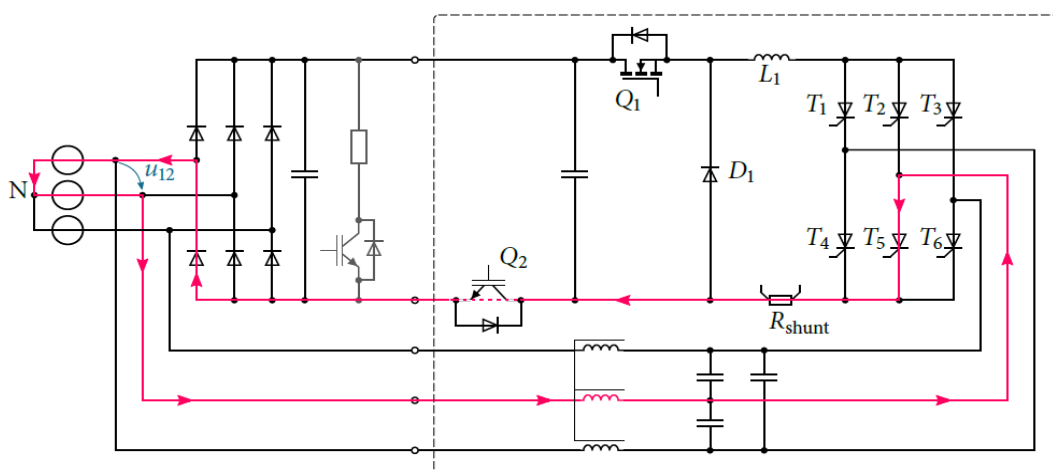


Abbildung 41: Rückspeiseschaltung mit Thyristor-WR an Gleichrichter B6U

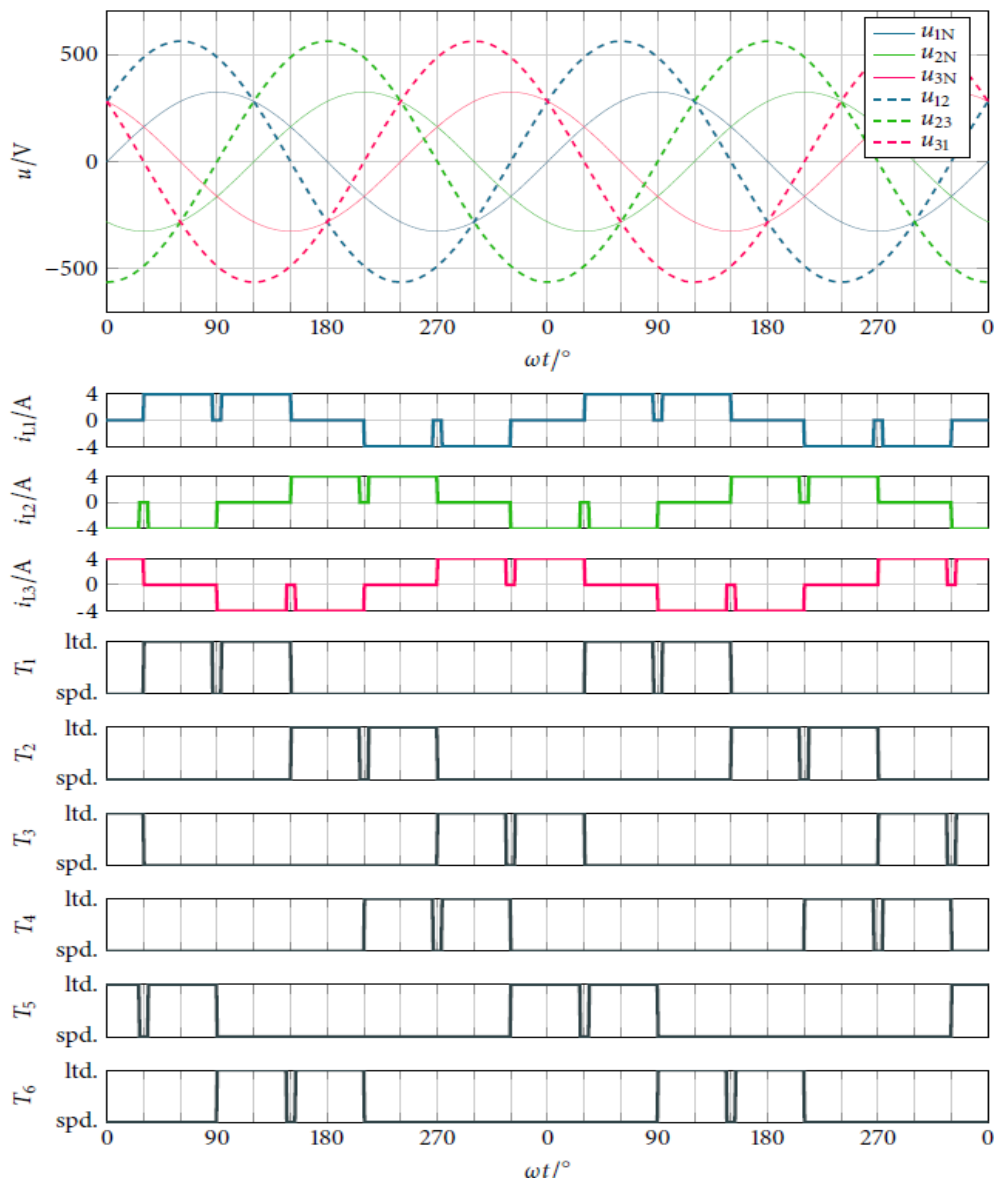


Abbildung 42: Ansteuersignale des Wechselrichters mit Stromlücken

Die Vorteile von Thyristoren in der WR-Brücke an dieser Stelle zusammenfassen aufgezeigt werden:

- einfache BJTs können als Treiber für die Low-Side Thyristoren verwendet werden
- einfache galvanischgetrennte Ansteuerung der High-Side Thyristoren mit Ansteuertransformatoren
- Thyristoren sind rückwärtssperrfähig, dadurch keine Entkoppeldioden notwendig, die ein ungewolltes Aufladen des Zwischenkreises verhindern.
- Strom kann bei eingestellter Lücke über Freilaufdiode langsam abgebaut werden, dadurch ergeben sich vorteile bezüglich des Netzfiltes

### 12.2.1. Wechselrichterkippen der Low-Side Thyristoren

Die Tatsache, dass Thyristoren nicht aktiv gelöscht werden können, macht jedoch die Einführung eines weiteren abschaltbaren Ventils  $Q_2$  in der Low-Side notwendig. In Abbildung 41 ist dieser als IGBT ausgeführt. Der Schalter trennt im sperrenden Zustand die Verbindung zwischen der Schaltungsmasse und dem negativen Potential der Zwischenkreisspannung des Frequenzumrichters. Die Notwendigkeit dieses Schalters wird anhand von Abbildung 41 deutlich: Führt z.B. der Thyristor  $T_5$  aufgrund eines Fehlers bei  $\omega t \geq 90^\circ$  (vgl. Abbildung 42) noch Strom (beispielsweise wegen einer nicht zum exakten Zeitpunkt eingestellten Stromlücke), wobei gleichzeitig  $u_{12} > 0$  gilt, so treibt diese Spannung über die B6-Gleichrichterbrücke des Frequenzumrichters einen Strom, der weder durch den Tiefsetzsteller, noch durch den Thyristor selbst gelöscht werden kann. In diesem Fehlerfall kann der Strom lediglich mit  $Q_2$  abgeschaltet werden.  $Q_2$  wird dabei so angesteuert, dass er im Normalbetrieb synchron zur eingeregeltten Lücke sperrt und ansonsten immer im leitenden Zustand ist. Diese Topologie hat aber auch einige erhebliche Nachteile:

- aufwändige, da potentialgetrennte Ansteuerung des Low-Side IGBTs
- kein fester Bezug der Schaltungsmasse zum Minus-Potential des Zwischenkreises des Umrichters
- hohe Stromspitzen nach jeder Stromlücke, da ZK-Kondensator der Umrichters auf Eingangskondensator der Rückspeiseschaltung geschaltet wird
- hohe Stromspitze beim erstmaligen Einschalten des Low-Side IGBTs, da keine Vorladung des Eingangskondensators der Rückspeiseschaltung vorhanden
- durch Stromlücke sinkt die Bemessungsleistung der Rückspeiseschaltung

### 12.2.2. Treiberschaltung für Thyristorwechselrichter

In der verwendeten Schaltung wird der Zündstrom für die gesamte Leitend-Phase des Thyristors eingeschaltet. Sollte es zu einem fehlerhaften Löschen des Thyristors kommen, so würde dieser so unmittelbar wieder gezündet. Durch die Stromsteuercharakteristik können Treiberschaltungen für Thyristoren verhältnismäßig einfach aufgebaut werden, so kann ein kostengünstiger BJT als Treiber für die Low-Side Thyristoren  $T_4$ ,  $T_5$  und  $T_6$  verwendet werden. Die Ansteuerung der drei High-Side Thyristoren T1, T2, T3 erfolgt mittels dreier Eintakt-Flusswandler. Dazu werden die Schaltsignale jeweils mit einem Rechtecksignal (Tastgrad  $d = 0,5$ ; Schaltfrequenz  $f_s = 1,5\text{MHz}$ ) frequenzmodelliert. Durch die hohe Schaltfrequenz können kostengünstige Übertrager aus der Nachrichtentechnik verwendet werden.

## 13. Praktische Umsetzung und Messergebnisse

Für die praktische Erprobung der Rückspeiseschaltung wurden insgesamt drei unterschiedliche Prototypen aufgebaut. Die grundsätzliche Topologie bestehend aus Tiefsetzsteller, Synchronwechselrichter und Netzfilter, welche in Kap. 8. beschrieben ist, wurde bei allen Aufbauten verwendet.

### 13.1. Rückspeiseschaltung mit MOSFET Tiefsetzsteller und IGBT-WR

Der in Abbildung 43 dargestellte Prototyp hat eine Rückspeiseleistung von ca. 2kW und ist von Herrn Björn Klöpfer (Mitarbeiter im Projekt E-DEAL) aufgebaut worden.

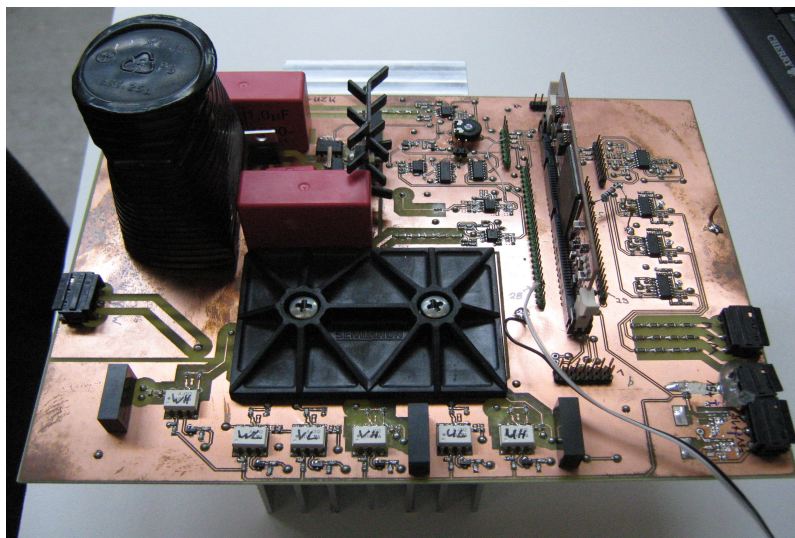


Abbildung 43: Prototyp mit Hochvolt-MOSFET und IGBT-WR

Die mit diesem ersten Prototypen generierten Ergebnisse wurden in [AUS13b] veröffentlicht.

Als Synchronwechselrichter wird ein MiniSKIip 3 Modul der Firma Semikron verwendet. Dieses befindet sich ebenso wie der Hochvolt-MOSFET des Tiefsetzstellers auf der Unterseite der Platine. Am unteren Bildrand von Abbildung 43 ist der Stranggusskühlkörper zu erkennen, oben links die Speicherdrossel. Die Stromregelung des Tiefsetzstellers, sowie die PLL des Synchronwechselrichters sind auf einer Steuerkarte mit dem DSP Typ TMS320F28335 der Firma Texas Instruments implementiert. Die Steuerkarte ist als Baugruppe aufgesteckt. Als Netzfilter wurden drei Folienkondensatoren mit jeweils  $3\mu\text{F}$  in Dreieckschaltung eingesetzt, die hier nicht dargestellt sind.

### 13.1.1. Betrieb an konstanter Eingangsspannung

Für eine erste Inbetriebnahme der Rückspeiseschaltung wurde der Aufbau nach Abbildung 43 aus einem Labornetzteil mit einer Spannung von 620V versorgt. Der Strom aus dem Synchronwechselrichter in das Netzfilter ist in Abbildung 44 dargestellt. Der durch den Tiefsetzsteller verursachte Stromrippel ist deutlich zu erkennen. Der Netzstrom ist durch das Netzfilter nahezu frei von schaltfrequenten Anteilen, der Blockform ist ein kapazitiver Grundschwingungsstrom bedingt durch die Filterkondensatoren überlagert.

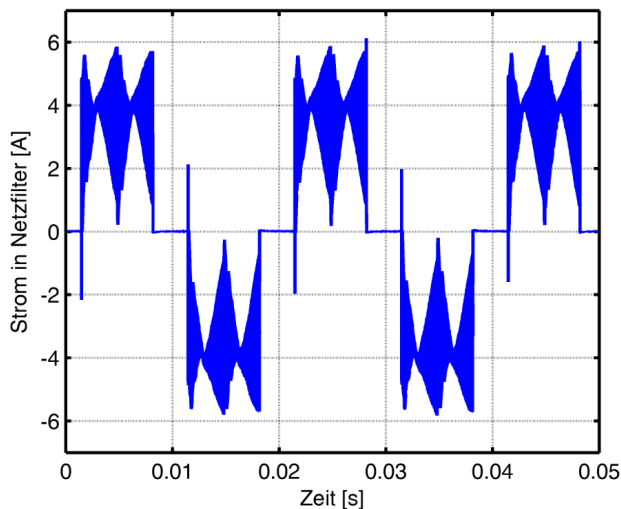


Abbildung 44: Strom am Ausgang des Synchronwechselrichters

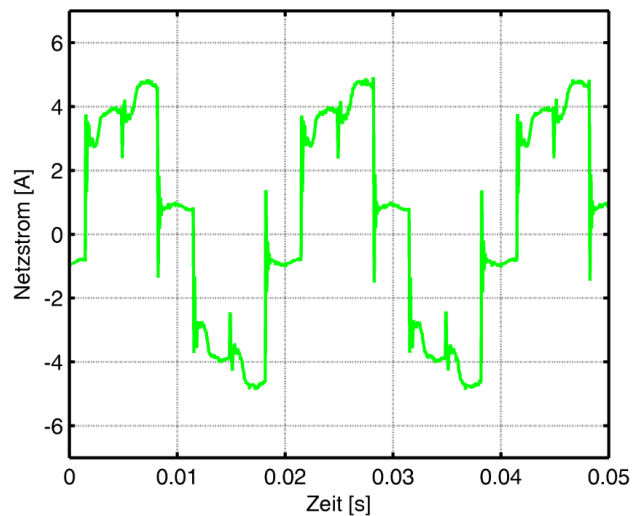


Abbildung 45: Netzstrom

### 13.1.2. Betrieb an Antriebssystem

Als nächster Schritt ist der Prototyp an den Zwischenkreis eines Frequenzumrichters angeschlossen worden (Typ: Vector 1,5kW, Fa. MSF-Technik). Der Frequenzumrichter betreibt eine 0,55kW Asynchronmaschine mit Schwungmasse ( $J \approx 0,02\text{kgm}^2$ ). Der Motor wird zunächst beschleunigt und dann mit einer konstanten negativen Beschleunigung abgebremst. Die beim Abbremsen freiwerdende kinetische Energie wird in den Zwischenkreis rückgespeist und bewirkt ein Ansteigen der Zwischenkreisspannung. In Abbildung 46 sind Netzspannung, Netzstrom, Zwischenkreisspannung und Strom in die Rückspeiseschaltung beim Betrieb an dem oben beschriebenen Antriebssystem dargestellt. Die Höhe der Zwischenkreisspannung ist dann von folgenden Größen abhängig:

- Höhe der Netzspannung
- Rückspeiseleistung des angeschlossenen Motors
- Kapazität des Zwischenkreiskondensators

Bei einer Zwischenkreisspannung von 660V wird die Rückspeiseschaltung aktiviert und speist Energie aus dem Zwischenkreis ins Netz (siehe ). Die Ausschaltswelle wird bei 620V erreicht. Das Verhalten ist vergleichbar dem eines Bremschoppers mit Bremswiderstand (vergleiche hierzu Kap. 6.1.). Aufgrund der Schaltschwellen werden kurze Stromblöcke in das Netz eingespeist, die Länge der Blöcke ist relativ konstant und abhängig von:

- der Höhe der Netzspannung  $\hat{U}$
- dem Stromsollwert der Rückspeiseschaltung  $I_N$
- der Kapazität im Zwischenkreis  $C_{ZK}$
- der Einschaltswelle der Rückspeiseschaltung  $U_{on}$
- der Ausschaltswelle der Rückspeiseschaltung  $U_{off}$
- der in den Zwischenkreis rückgespeisten Bremsleistung

Die Mindestblocklänge  $t_{min}$  kann aus einer Energiebilanz abgeleitet werden:

$$t_{min} = \frac{C_{ZK} \cdot \pi}{6 \cdot \hat{U} \cdot I_N} \cdot (U_{on}^2 - U_{off}^2) \quad (72)$$

Die Zeit zwischen den Stromblöcken wird beim Bremsen mit konstanter negativer Beschleunigung immer länger, da die Rückspeiseleistung mit abnehmender Drehzahl ebenfalls abnimmt.

Weiterhin sind kleine Stromspitzen im Netzstrom (Abbildung 46) zu erkennen, die durch kurzzeitige Kurzschlüsse im Synchronwechselrichter entstehen. Dieses Phänomen ist in Kap. 12.1.2. näher erklärt.

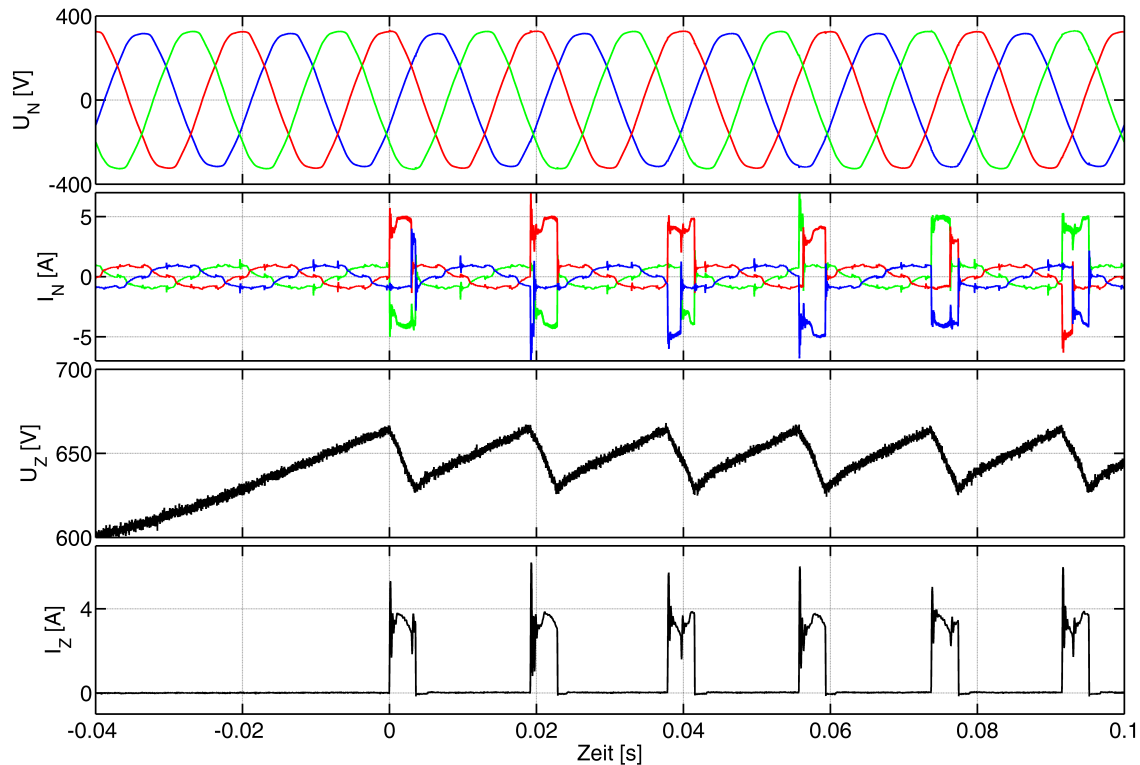


Abbildung 46: Betrieb an Antriebssystem

Im Folgendem werden die Vor- und Nachteile des Prototypen aufgeführt:

- +** hohe Schaltfrequenzen möglich, durch Verwendung eines Hochvolt-MOSFET
- hohe Durchlassverluste aufgrund Hochvolt-MOSFET
- +** Kostengünstige WR-Brücke durch Verwendung eines Skiip-Moduls
- teure Ansteuerung der WR-Brücke (siehe Kap. 12.1.3.)
- großvolumiges Netzfilter, da hartes Umschalten des WR (siehe Kap. 12.1.2.)
- dreiphasige netzseitige Strommessung erforderlich (siehe Kap. 12.1.2.)



## 13.2. Rückspeiseschaltung mit Schaltentlastungsnetzwerk

Der hier beschriebene Prototyp mit einer Bemessungsleistung von 2,4kW ist von Christian Studen im Rahmen einer Masterarbeit aufgebaut worden. Ziel dabei war es zu untersuchen, ob durch den Einsatz eines Schaltentlastungsnetzwerks kostengünstige Halbleiter eingesetzt werden können, bei gleichzeitig hohen Schaltfrequenzen. Dies Konzept und die Funktionsweise des Entlastungsnetzwerkes wird in 11.1. beschrieben. Die Ergebnisse wurden auf der PCIM2014 Konferenz in Form eines Posters vorgestellt und sind in [AUS14] veröffentlicht.

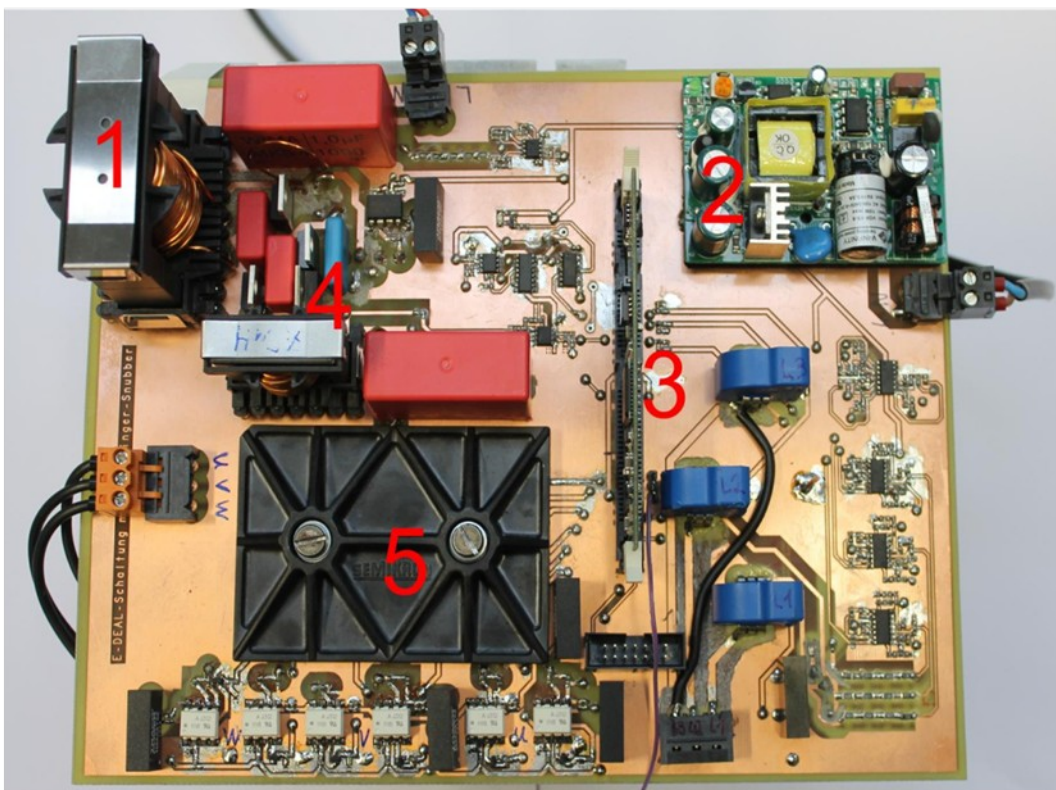
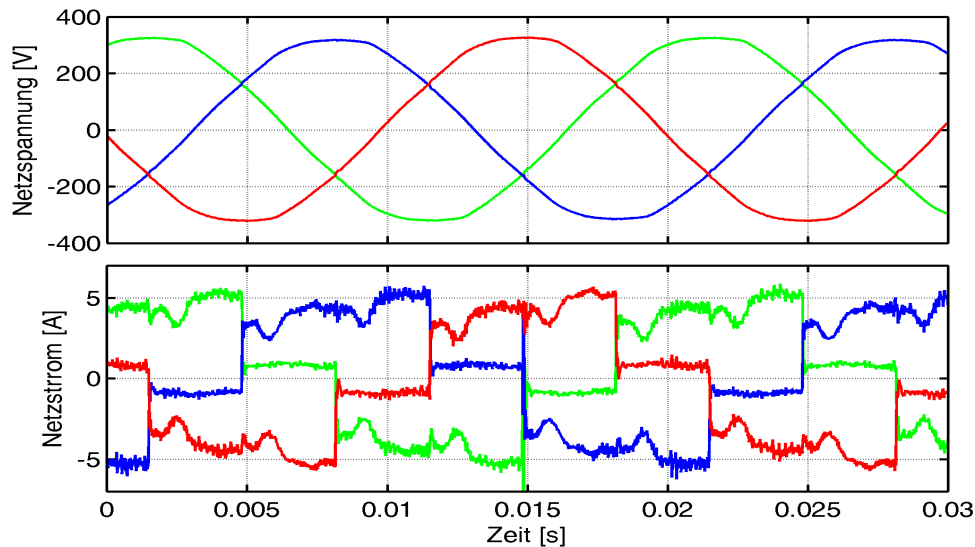


Abbildung 47: Rückspeiseschaltung mit Entlastungsnetzwerk

Ein Laborprototyp der Rückspeiseschaltung ist in Abbildung 47 dargestellt. Im oberen linken Bereich ist die Speicherdrossel des Tiefsetzstellers zu erkennen (1). Daneben befindet sich das Entlastungsnetzwerk (4). Als Synchronwechselrichter wurde ein Skiip-Modul der Firma Semikron verwendet (5), welches ebenso wie der IGBT und die Freilaufdiode des Tiefsetzsteller über einen Kühlkörper unter der Leiterkarte entwärmt wird. Die Regelung erfolgt über einen DSP Typ TMS320F28335 der Firma Texas Instruments (3), welcher als Zusatzkarte aufgesteckt werden kann. Die Versorgung der Messschaltungen erfolgt mittels einem zugekauften Netzteils (2).

Die netzseitig gemessenen Strom- und Spannungsverläufe entsprechen denen der Rückspeiseschaltung ohne Entlastungsnetzwerk (vergleiche Abbildung 48 mit Abbildung 45).



*Abbildung 48: Netzspannung und Netzstrom der Rückspeiseschaltung mit Entlastungsnetzwerk*

Mit dem in Abbildung 47 dargestellten Laborprototyp wurden zahlreiche Wirkungsgradmessungen durchgeführt die im Folgendem beschrieben werden sollen. Die dabei angegebenen Wirkungsgrade wurde mittels Leistungsmessgerät LMG500 gemessen. Das Leistungsmessgerät hat eine Bandbreite bis 10MHz und eine Grundgenauigkeit von 0,025% [ZIM11]. Die in diesem Kapitel angegebenen Wirkungsgrade beziehen sich ausschließlich auf den Leistungspfad; die notwendigen Hilfsspannungsversorgungen wurden nicht berücksichtigt. Der Laborprototyp war so konzipiert, dass er sowohl mit als auch ohne Entlastungsnetzwerk arbeiten kann. Ohne Entlastungsnetzwerk und mit einer herkömmlichen Si-Freilaufdiode wurde ein Wirkungsgrad von 97,04% gemessen. Die Verlustleistung von ca. 70W fällt dabei in erster Line im IGBT und in zweiter Line in der Freilaufdiode an und muss über Kühlkörper abgeführt werden. Bereits durch den Einsatz einer SiC-Freilaufdiode konnte der Wirkungsgrad auf 97,53% gesteigert werden. Damit müssen ca. 10W weniger Verluste abgeführt werden. Durch den Einsatz eines prinzipiell verlustfreien Entlastungsnetzwerkes wurde ein Wirkungsgrad von 98,14% erreicht. Dies bedeutet eine Reduktion der Verluste um 37,2%. Weitere Untersuchungen haben gezeigt, dass sich die verbleibenden Verluste auf IGBT, Freilaufdiode und die Komponenten des Entlastungsnetzwerkes verteilen. Somit ist die Wärmeentwicklung nicht auf zwei Bauelemente konzentriert, sonder auf mehrere verteilt. Dadurch ist effektivere Kühlung möglich. Bei der Auswahl der Bauelemente im Entlastungsnetzwerk muss beachtet werden, dass Effekte wie Speicherladung der Dioden maßgeblich zur Effektivität des Entlastungsnetzwerkes beitragen. Die Vor- und Nachteile des Entlastungs sind in Kap. 11.1. aufgeführt.

### 13.3. Rückspeiseschaltung mit SiC-Halbleitern

Der hier beschriebene Prototyp ist von Lennart Siekmann im Rahmen einer Bachelorarbeit aufgebaut worden. Der Tiefsetzsteller wurde dabei mit SiC-Halbleitern aufgebaut (siehe auch Kap. 11.2.), der Synchronwechselrichter mit Thyristoren (siehe auch 12.2.). Insgesamt wurden 6 identische Geräte aufgebaut. Die Beschaffung und Bestückung erfolgte über die Firma MSF-Vathauer in Detmold, die Erstinbetriebnahme durch die Projektmitarbeiter der HS-OWL, die Optimierung der Regelung in Zusammenarbeit der HS-OWL mit Firma Lenze. Dieser Prototyp ist von MSF auf der Hannover Messe 2014 erstmals vorgestellt worden [WR14, MM14]. Weiterhin wurde der Prototyp als Projektstudie von Lenze auf der Cemat 2014 in Hannover und von MSF bei einem Besuch der NRW-Ministerpräsidentin Hannelore Kraft vorgestellt [LZ14].

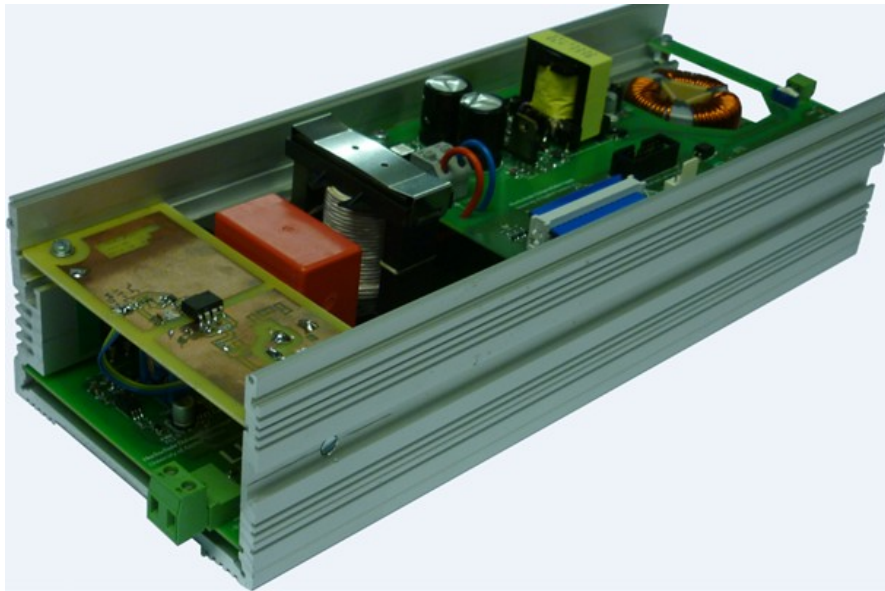


Abbildung 49: Rückspeiseschaltung mit SiC-Halbleitern

Abbildung 49 zeigt, dass dieser Prototyp bereits in ein industrietaugliches Gehäuse eingebaut ist und aus drei einzelnen Leiterkarten aufgebaut ist. Die eigentliche Rückspeiseschaltung befindet sich auf der untenliegenden Hauptplatine. Das Stranggussgehäuse dient gleichzeitig als Kühlkörper für die Leistungshalbleiter. Auf der oberen hinteren Platine ist ein Sperrwandler aufgebaut, welcher aus der anliegenden Netzspannung die Hilfsspannungen zur Versorgung der analogen Schaltungen, der Treiber und der Mikrocontrollers erzeugt. Im hinteren Bereich der Platine befindet sich ein Netzfilter, welches mit drei Folienkondensatoren und einer dreiphasigen Gleichtaktrossel aufgebaut ist.

Die Strom und Spannungsverläufe sind in Abbildung 50 dargestellt. Der Verlauf des Netzstroms weist im Unterschied zu den in Kap. 13.1. und Kap. 13.2. beschriebenen Prototypen einen deutlich geringeren

kapazitiven Anteil auf (vg. Abbildung 50 mit Abbildung 45 und Abbildung 48). Weiterhin sind die für das Löschen der Thyristoren notwendigen Stromlücken (siehe Kap. 12.2.) zu erkennen. Aufgrund geringerer Anforderungen an das Netzfilter (siehe Kap. 12.2.) können hier Kondensatoren mit geringerer Kapazität zum Einsatz kommen.

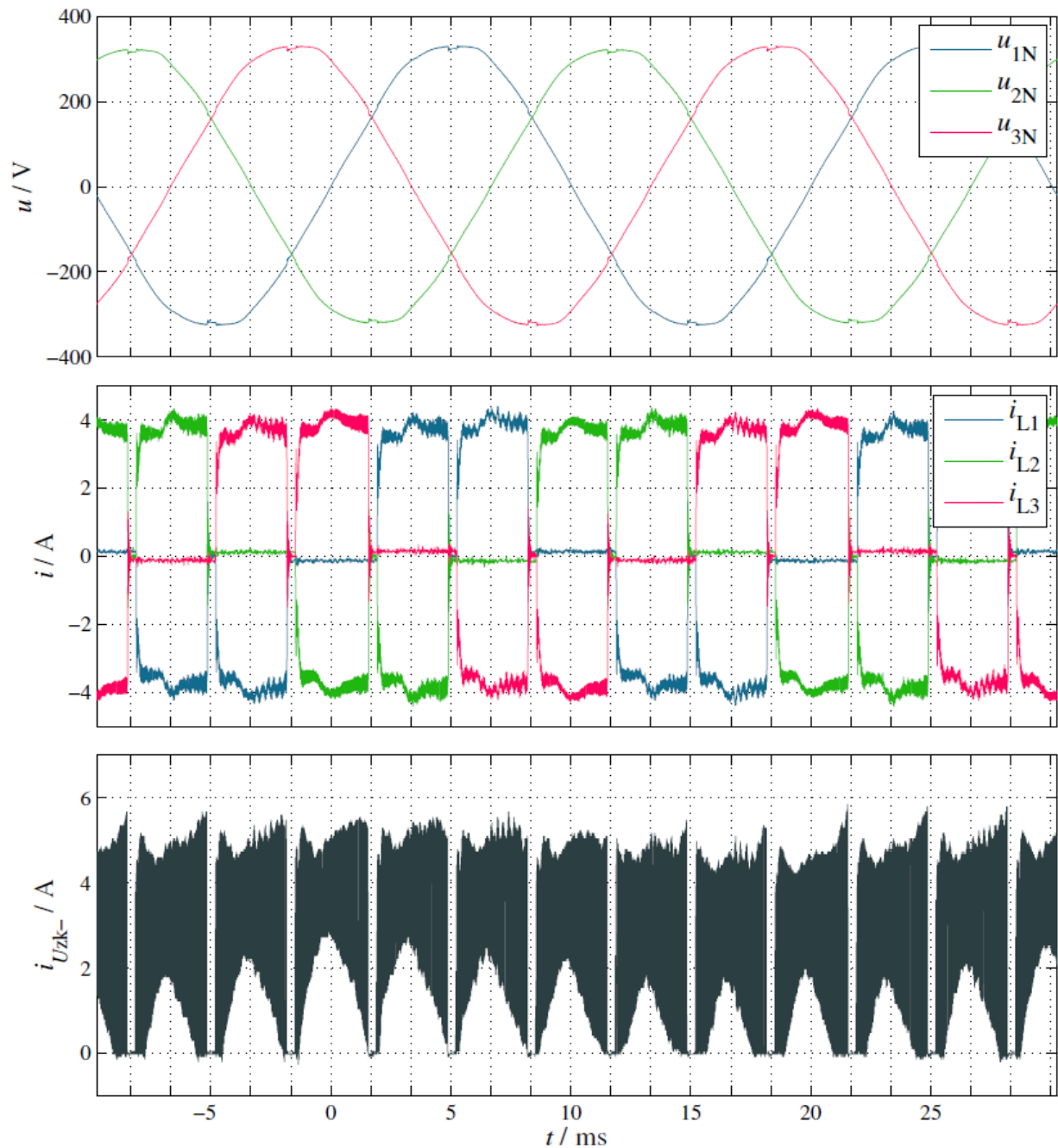


Abbildung 50: Netzspannung, Netzstrom und Zwischenkreisstrom der Rückspeiseschaltung mit SiC-Halbleitern

Die Strom- und Spannungsverläufe beim Betrieb des Prototyp an einem Antriebssystem gleichen den in Abbildung 46 dargestellten Verläufen.

Bedingt durch die SiC-Halbleiter konnte ein Wirkungsgrad der gesamten Schaltung (inklusive Hilfsspannungsversorgung) von ca. 98,4% erreicht werden. Thermografieaufnahmen (siehe Abbildung 51) bestätigen, dass zur Kühlung der Halbleiter auch ein kleineres Gehäuse ausreichen würde. Abbildung 52 gibt einen Überblick darüber, wie sich die Verluste bei der Rückspeiseschaltung aufteilen.

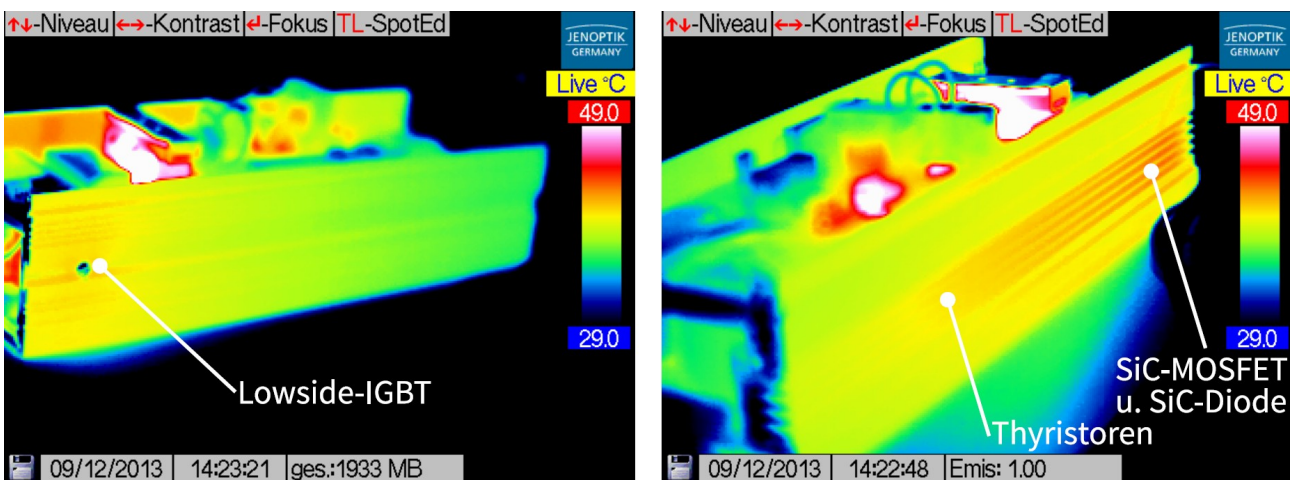


Abbildung 51: Thermografieaufnahmen nach einer Stunde Dauerbetrieb mit 1,9 kW

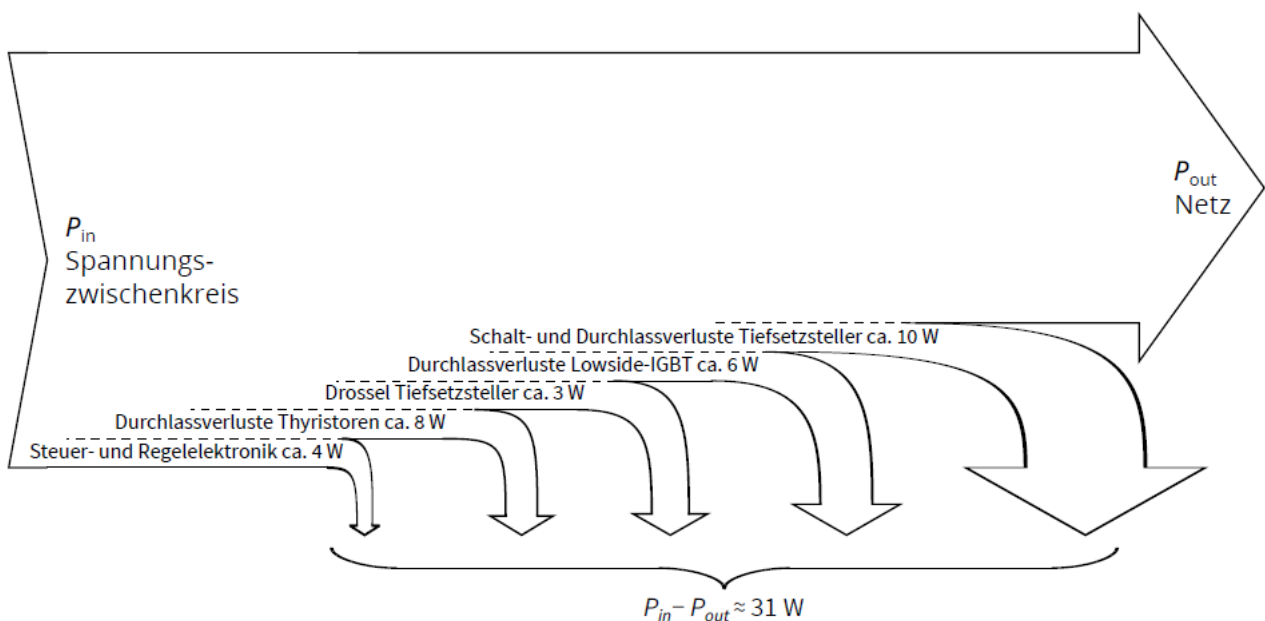


Abbildung 52: Aufteilung der Verlustleistung bei der Rückspeiseschaltung

## 14. Demonstratoren

Zur Vorstellung und Demonstration der im Rahmen dieses Forschungsprojektes entwickelten Rückspeisetechnologie wurden zwei Demonstratoren mit der in Kap. 13.3. beschriebene Rückspeiseschaltung aufgebaut. Dabei sind beide Demonstratoren von der Funktion her identisch, jedoch wurden jeweils die Antriebskomponenten so angepasst, dass ein Aufbau mit Geräten von Firma MSF (siehe Abbildung 53) und ein Aufbau mit Geräten von Firma Lenze (siehe Abbildung 54) aufgebaut ist. Alle Antriebskomponenten sind an einem Gestell befestigt, welches aus Aluminiumprofilen zusammgebaut ist. Die Demonstratoren sind transportabel. Dadurch kann das Betriebsverhalten der Rückspeiseschaltung in den beteiligten Firmen und bei potentiellen späteren Kunden vorgestellt werden.



Abbildung 53: Demonstrator mit Frequenzumrichter von Firma MSF

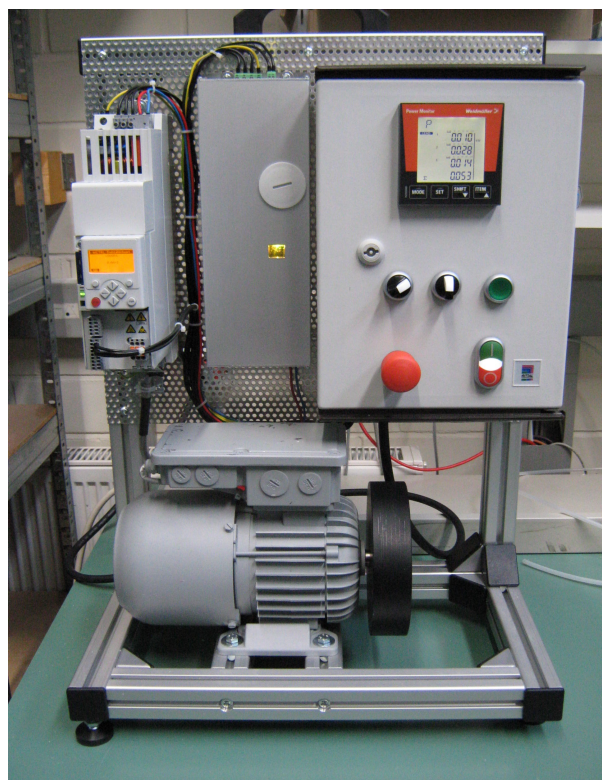


Abbildung 54: Demonstrator mit Frequenzumrichter der Firma Lenze

Das eigentliche Antriebssystem besteht dabei aus einem Frequenzumrichter, welcher mit der Rückspeiseschaltung über die Zwischenkreisanschlüsse verbunden ist, und einem Asynchronmotor, welcher über eine zusätzliche Schwungmasse verfügt. Die elektrische Versorgung der Demonstratoren erfolgt mittels

eines 16A CEE-Steckers. Im Schaltschrank befindet sich die Absicherung des Aufbaus, sowie ein Hauptschütz, mit dem das Antriebssystem eingeschaltet werden kann. Zur Visualisierung von aufgenommener und abgegebener Leistung dient ein Leistungsmessgerät der Firma Weidmüller, welches im oberen Bereich des Schaltschranks eingebaut ist. Beim Beschleunigen der Schwungmasse wird (mit positivem Vorzeichen) die vom Frequenzumrichter aufgenommene Leistung angezeigt. Beim Abbremsen wird die von der Rückspeiseschaltung rückgespeiste Leistung angezeigt. Im manuellen Betrieb beschleunigt der Motor bei Betätigen eines Tasters auf eine Drehzahl von 3000 1/min. Beim Loslassen des Tasters wird der Motor abgebremst und die dabei freiwerdende kinetische Energie über die Rückspeiseschaltung in das Stromnetz zurückgespeist. Im automatischen Betrieb ist das Betätigen eines Tasters nicht notwendig. Diese Funktion wird von einem Zeitrelais übernommen, welches sich im Schaltschrank befindet. Der automatische Betrieb ist für Dauertests und Messeanwendung vorgesehen.

## **15. Erreichte Ziele des Projektes**

### **15.1. Technische Ziele**

Ziel des Projektes E-DEAL war es eine kostengünstige Rückspeiseschaltung zu entwickeln, welche an Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis angeschlossen werden kann. Dabei sollte die Rückspeiseschaltung an die für den Bremswiderstand vorgesehenen Klemmen anschließbar sein. Im Laufe des Projektes hat sich herausgestellt, dass das Nutzen dieser Anschlussklemmen technisch schwierig ist, da je nach Hersteller des Frequenzumrichters die Ansteuerung des Bremschoppers unterschiedlich erfolgt. Daher wurde die Rückspeiseschaltung im Rahmen diese Projektes an den Anschlüsse des Zwischenkreises betrieben. Der Betrieb an den für den Bremswiderstand vorgesehenen Anschlüssen soll für die Frequenzumrichter der beiden beteiligten Firmen in einem Folgeprojekt untersucht werden. Das Hauptziel ein kostengünstigen Rückspeiseschaltung zu entwickeln, die sich bereits bei kleiner Leistung finanziell rechnet wurde durch das Projekt erreicht.

### **15.2. Förderpolitische Ziele**

Erstes Programmziel der Förderlinie FHprofUnt ist die Verbesserung, Intensivierung und Beschleunigung des anwendungsnahen Wissens- und Technologietransfers zwischen Fachhochschulen und Unternehmen. Diesem Programmziel wurde voll und ganz entsprochen. Innerhalb des Forschungsprojektes wurde 15 Projekt- und Abschlussarbeiten von Studierenden durchgeführt. Die jeweils beteiligten Firmen wurden aktiv eingebunden, indem Mitarbeiter der Firmen als Zweitprüfer fungiert haben. Die Studierenden wurden bei Projekttreffen mit den beteiligten Firmen eingebunden und konnten Einblick in die Arbeitsabläufe der Unternehmen bekommen. Firma Lenze als weltweitargierendes Unternehmen hat einen besonders guten Zugriff auf Hersteller neuer Technologien; Firma MSF Vathauer ist ein mittelständisches Unternehmen und ist daher besonders flexibel bei der Erstellung von Prototypen. Der rege und unkomplizierte Technologietransfer während der Projektlaufzeit hat maßgebliche für den Erfolg gesorgt.

Zweites Programmziel der Förderlinie FHprofUnt ist das Schärfen eines Forschungsprofils einer Fachhochschule. Sowohl der Projektleiter Prof. Dr.-Ing. Holger Borchering, als auch der Hauptmitarbeiter M.Sc. Johann Austermann haben bereits vor dem Projekt im Bereich der Rückspeisestromrichter gearbeitet. Durch dieses Projekt konnte die Grundlage für das Erstellen einer Dissertation des Hauptmitarbeiters gelegt werden. Durch die positiven Projektergebnisse haben die beteiligten Firmen großes Interesse an Folgeprojekten. Die Leistungsfähigkeit des Labors "Leistungselektronik und Elektrische Antriebe" wurde durch das Projekt gezeigt und soll in Zukunft im Rahmen des fachbereichsübergreifenden Forschungsschwerpunktes "Intelligente Energiesysteme" ausgebaut werden.



## **16. Verwertbarkeit der Ergebnisse nach Verwertungsplan**

### **16.1. Industrielle Verwertung**

Nach dem Projektabschluss haben beide beteiligende industriellen Partner großes Interesse an der Rückspeisetechnologie bekundet. Das von der Hochschule Ostwestfalen-Lippe angemeldete Patent soll durch beide Firmen gleichermaßen genutzt werden. Zur Zeit (Stand Juni 2014) befinden sich beide Firmen und die HS-OWL in Verhandlung über die Nutzungsrechte des angemeldeten Patentes. Beide Firmen haben die Projektergebnisse als Studie ihren Kunden vorgestellt (siehe Kap. 17.) und arbeiten bereits an der Weiterentwicklung für die Markteinführung. Dabei möchte Firma MSF Geräte einer Leistungsklasse bis maximal 10kW und Firma Lenze Geräte mit einer Leistungsklasse bis ca. 50kW aufbauen.

### **16.2. Wissenschaftliche Verwertung**

Die Ergebnisse des Projektes wurden durch den Hauptmitarbeiter auf drei Fachkongressen vorgestellt [AUS13b, AUS13a, AUS14]. Weiterhin arbeitet der Hauptmitarbeiter an der Erstellung seiner Dissertation.

## 17. Öffentlichkeitsarbeit

Die Ergebnisse des Forschungsprojektes E-DEAL sind in vielfältiger Weise publiziert worden. Die wissenschaftliche Verwertung der Projektergebnisse erfolgte durch aktive Teilnahme und Publikation bei Fachkongressen ([AUS13b, AUS13a, AUS14]). Weiterhin wurde in der hochschuleigenen Zeitung über das Projekt berichtet [WUN12].

Die wirtschaftliche Verwertung wurde durch die Anmeldung von Patenten gesichert ([AUS11, AUS12]). Firma MSF Vathauer hat den Rückspeisestromrichter auf der Hannovermesse 2014 und bei einem Besuch der Ministerpräsidentin Hannelore Kraft vorgestellt (siehe Abbildung 55, MM14, WR14, LZ14).



Abbildung 55: Auftritt bei der Hannover Messe 2014 (v.l.n.r.: H. Borcharding, K.-E. Vathauer, J. Austermann)

## 18. Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen des Forschungsprojektes E-DEAL wurde eine Rückspeiseschaltung entwickelt, die eine Rückspeisung von generatorischer Energie, welche beim Abbremsen von Elektromotoren frei wird, ermöglicht. Die gewählte Schaltungstopologie hat einige Vorteile gegenüber am Markt befindlichen Geräten. Dies sind im wesentlichen die hohe Leistungsdichte, deutlich geringerer Bauraum, höherer Wirkungsgrad und die prinzipielle Nachrüstbarkeit. Die Schaltung kann direkt an den Zwischenkreis von Frequenzumrichtern oder die für den Bremswiderstand vorgesehenen Anschlüsse angeschlossen werden. Durch die Entkopplung von Vorwärts- und Rückwärtszweig kann der bewährte ungesteuerte Brückengleichrichter bestehen bleiben und die Rückspeiseschaltung muss nur für die tatsächliche Rückspeiseleistung ausgelegt werden. Die dargestellte Schaltung eines indirekten Stromzwischenkreiswechselrichters besteht im Wesentlichen aus einem Tiefsetzsteller, welcher der Entkopplung von Netz- und Zwischenkreisspannung dient, einem Wechselrichter, der den Strom auf die passenden Netzphasen schaltet, sowie einem Netzfilter zum Ausfiltern der Schaltfrequenz. Vorteilhaft ist dabei, dass nur ein hochfrequent getakteter Schalter notwendig ist. Durch die Verwendung neuartiger Bauelemente z.B. auf SiC-Basis ergibt sich eine Topologie, die energieeffizient und gleichzeitig kostengünstig ist. Auf Grundlage dieses Konzeptes wurden Labormuster aufgebaut und sowohl durch die Hochschule Ostwestfalen-Lippe als auch durch die Firmen MSF Vathauer und Lenze der Öffentlichkeit vorgestellt. Beide beteiligten Firmen beabsichtigen die Ergebnisse zeitnah in Produkte umzusetzen.

## 19. Literaturverzeichnis

- [AUS11]: Austermann, J.; Borcherdig, H.: Verfahren für den mehrphasigen Betrieb eines Elektromotors. Patentschrift, DE102011109773, 2011.
- [AUS12]: Austermann, J.; Borcherdig, H.: Method and Circuit for the Multi-Phase Operation of an Electrical Motor. Patentschrift, W0002013020544A1, 2012.
- [AUS13a]: Austermann, J.; Borcherdig, H.; Böcker, J.: Design and Practical Evaluation of a Power Regeneration System for Voltage Source Converters, Proceedings - PCIM Europe 2013, VDE-Verl, Berlin, 2013.
- [AUS13b]: Austermann, J.; Borcherdig, H.; Böcker, J.: Energierückspeisung bei Frequenzumrichtern mittels neuartiger Leistungselektronik, Tagungsband AALE 2013, Deutscher Industrieverlag, München, 2013.
- [AUS14]: Austermann, J. et al.: Indirect Current Source Inverter with Regenerative Snubber Circuit, Proceedings - PCIM Europe 2014. International Exhibition & Conference for Power Electronics Intelligent Motion Renewable Energy and Energy Management 20 - 22 May 2014 Nuremberg ; CD-ROM, VDE-Verlag, Berlin, 2014.
- [BAL10]: Balzer, E.; Borcherdig, H.; Garbe, H.: Messung der Netzimpedanz im Frequenzbereich bis 20 kHz und Analyse der Oberschwingungen, EMV, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, 2010.
- [BES82]: Best, R.: Theorie und Anwendungen des phase-locked loops, AT-Verlag, Aarau [u.a.], 1982.
- [BOE79]: Boehringer, A.; Knöll, H.: Transistorschalter im Bereich hoher Leistungen und Frequenzen, In ETZ Fachzeitschrift, 1979.
- [BOR12]: Borcherdig, H.: Netzurückwirkungen von Netzpulsstromrichtern im Einzel- und Parallelbetrieb in industriellen und öffentlichen Netzen, Lemgo, 2012, <http://edok01.tib.uni-hannover.de/edoks/e01fb12/731468481.pdf>, 04.06.14.
- [BOR99]: Borcherdig, H.: Eigenschaften von Netzpulsstromrichtern mit eingepprägter Gleichspannung, Hannover, 1999.
- [BRA94]: Braun, D. H.; Gilmore, T. P.; Maslowski, W. A.: Regenerative converter for PWM AC drives, In IEEE Transactions on Industry Applications, 1994.

- 
- [BÜL11]: Bülo, T.: Methode zur Evaluation leistungselektronischer Schaltungstopologien für die Anwendung in dezentralen Netzeinspeisern kleiner Leistung, Kassel Univ. Press, Kassel, 2011.
- [CHU00]: Chung, S.-K.: A phase tracking system for three phase utility interface inverters, In IEEE Transactions on Power Electronics, 2000.
- [CRE11]: CREE: Datasheet C4D05120A, [www.cree.com/%7E/media/Files/Cree/Power/Data%20Sheets/C4D05120A.pdf](http://www.cree.com/%7E/media/Files/Cree/Power/Data%20Sheets/C4D05120A.pdf), 16.04.14.
- [CRE12b]: CREE: Selection Guide of SiC Schottky Diode in CCM PFC Applications, 2012.
- [DIN08]: Drehende elektrische Maschinen - Teil 30: Wirkungsgrad-Klassifizierung von Drehstrommotoren mit Käfigläufern, ausgenommen polumschaltbare Motoren, 2008.
- [DÖR93]: Dörrscheidt, F.; Latzel, W.: Grundlagen der Regelungstechnik, Teubner Verlag, Stuttgart, 1993.
- [FLE09]: Flegel, G.; Birnstiel, K.; Nerreter, W.: Elektrotechnik für Maschinenbau und Mechatronik, Hanser Verlag, München, 2009.
- [FÖL08]: Föllinger, O.; Dörrscheidt, F.; Klittich, M.: Regelungstechnik, Hüthig Verlag, Heidelberg, 2008.
- [GAR66]: Gardner, F. M.: Phaselock techniques, Wiley Verlag, New York, 1966.
- [GAU14]: Gausch, F.: Skript Regelungstechni\_A, 2014, [http://www-srt.upb.de/fileadmin/Lehre/Skripte/Regeltech/Regelungstechnik\\_A.pdf](http://www-srt.upb.de/fileadmin/Lehre/Skripte/Regeltech/Regelungstechnik_A.pdf).
- [HAS05]: Hasenkopf, D.: Regelverfahren für einen Umrichter zur Symmetrierung einphasiger Lasten in Drehstromnetzen, Ulm, 2005.
- [HIR90]: Hirschmann, W.; Hauenstein, A.: Schaltnetzteile, Siemens-Aktienges, Berlin, 1990.
- [IEC09]: Power electronics systems and equipment - Operation conditions and characteristics of active infeed converter applications, 2009.
- [KAU97]: Kaura, V.; Blasko, V.: Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions, In IEEE Transactions on Industry Applications, 1997.
- [KOL97]: Kolar, J. W. et al.: A novel concept for regenerative braking of PWM-VSI drives employing a loss-free braking resistor, APEC 97 - Applied Power Electronics Conference.
- [KOL98]: Kolar, J. W.; Ertl, H.; Zach, F. C.: Design and experimental evaluation of the loss-free braking resistor concept for applications in integrated converter machine systems, IECON '98. 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.

- [LUT06]: Lutz, J.: Halbleiter-Leistungsbaulemente, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2006.
- [LUT10]: Lutz, H.; Wendt, W.: Taschenbuch der Regelungstechnik, Deutscher Verlag, Frankfurt am Main, 2010.
- [LZ14]: Koch, S.: Visite bei einem "Hidden Champion", In Lippische Landeszeitung, 23.05.14, 2014.
- [MAR82]: Marquardt, R.: Untersuchung von Stromrichterschaltungen mit GTO-Thyristoren, Hannover, 1982.
- [MM14]: Königsreuther, P.: Förderanlagen mit Energierückspeisung aufpeppen, In MaschinenMarkt, 10.04.14, 2014.
- [NAS68]: Naslin, P.: Dynamik linearer und nichtlinearer Systeme, Oldenbourg Verlag, München, 1968.
- [PHI93]: Philip Todd: Snubber Circuits: Theory, Design and Application, 1993.
- [PIE04]: Piepenbreier, B.; Sack, L.: Regenerative drive converter with line-frequency switched rectifier and without DC link components, 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [SAH10]: Sahan, B.: Wechselrichtersysteme mit Stromzwischenkreis zur Netzanbindung von Photovoltaik-Generatoren, Kassel, 2010.
- [SCH06]: Schröder, D.: Leistungselektronische Bauelemente, Springer Verlag, Berlin, 2006.
- [SCH08]: Schröder, D.: Leistungselektronische Schaltungen, Springer Verlag, Berlin [u.a.], 2008, 2008.
- [SCH98]: Schröder, D.: Elektrische Antriebe, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1998.
- [SEM10]: Wintrich, A.: Applikationshandbuch Leistungshalbleiter, ISLE Verlag, Ilmenau, 2010.
- [SIN89]: Singer, S.: The application of 'loss-free resistors' in power processing circuits, 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.
- [TIE12]: Tietze, U.; Schenk, C.; Gamm, E.: Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer Vieweg Verlag, Berlin, 2012.
- [WR14]: Beuke, A.: MSF Vathauer: Weltneuheit auf der Hannover Messe 2014, In WIRTSCHAFT REGIONAL, Donnerstag 17.05.14.
- [WUN12]: Wunderlich, J.: E-DEAL = IDEAL Bremsen für den Fortschritt, In HOCHDRUCK, April, 2012.
- [ZAC10]: Zach, F.: Leistungselektronik, Springer-Verlag Vienna, Vienna, 2010.
- [ZIM11]: Zimmer: Datenblatt Präzisions-Leistungsmessgerät LMG500, 2011.

## Anlage 4 zum Schlussbericht: Berichtsblatt für Publikationen

1. ISBN oder ISSN ISBN: 978-3-8356-3364-3	2. Berichtsart Kongressbeitrag auf der AALE-Konferenz 2013
3a. Titel des Berichts	
3b. Titel der Publikation Energierückspeisung bei Frequenzumrichtern mittels neuartiger Leistungselektronik	
4a. Autoren des Berichts (Name, Vorname(n))	5. Abschlußdatum des Vorhabens März 2013
4b. Autoren der Publikation (Name, Vorname(n)) Austermann, Johann Borcherding, Holger Böcker, Joachim	6. Veröffentlichungsdatum März 2013
	7. Form der Publikation Paper und Präsentation
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse)  AALE , Stralsund	9. Ber.Nr. Durchführende Insitution
	10. Förderkennzeichen *) 17052X10
	11a. Seitenzahl Bericht
	11b. Seitenzahl Publikation 10
13. Fördernde Institution (Name, Adresse)  Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF)  53170 Bonn	12. Literaturangaben 12
	14. Tabellen 0
	15. Abbildungen 13
16. Zusätzliche Angaben	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum) AALE2013	
18. Kurzfassung  Frequenzumrichter mit NetZRückspeisung werden in der Automation immer häufiger verwendet, um generatorische Energie zu nutzen. Nachteil bei diesen Gerätearten ist, dass die verwendeten Netzpulsstromrichter für die komplette Leistung der Antriebe ausgelegt werden müssen, die generatorischen, rückzuspeisenden Leistungen aber oftmals nur im Bereich von wenigen Prozent der Antriebsleistungen liegen. Hier setzt das FHprofUnt-Forschungsprojekt E-DEAL an. In Zusammenarbeit mit den industriellen Partnern MSF-Vathauer und Lenze sowie der Universität Paderborn wird an der HS-OWL eine rückspeisefähige Leistungselektronik erforscht, die an die Anschlussklemmen für den Bremswiderstand angeschlossen werden kann und die generatorische Leistung über einen eigenen Netzstromrichter ins Netz einspeist. Durch diese Entkopplung von Einspeise- und Rückspeisenetzstromrichter kann der ungesteuerte Brückengleichrichter unverändert bestehen bleiben und die Rückspeiseschaltung sowie das Netzfilter auf die tatsächlich notwendige Rückspeiseleistung ausgelegt werden. Um die Stromaufnahme aus dem Frequenzumrichter zu regeln, wird ein Tiefsetzsteller eingesetzt. Ein selbstgeführter Stromrichter verteilt den geregelten Strom auf die Netzphasen. Die Netzströme sind annähernd blockförmig, die NetZRückwirkung im Vergleich zu Dioden-Gleichrichtern gering. Im Beitrag werden die Funktion der neuartigen Schaltung gezeigt und Messergebnisse an einer Versuchsschaltung erläutert.	
19. Schlagwörter Frequenzumrichter, Energierückspeisung, Energieeffizienz, Bremswiderstand, Active-Front-End	
20. Verlag Deutscher Industrieverlag GmbH München	21. Preis

\*) Auf das Förderkennzeichen und die Förderung durch das BMBF soll auch in der Veröffentlichung hingewiesen werden.

## Anlage 4 zum Schlussbericht: Berichtsblatt für Publikationen

1. ISBN oder ISSN ISBN: 978-3-8007-3505-1	2. Berichtsart Kongressbeitrag auf der PCIM-Konferenz 2013
3a. Titel des Berichts	
3b. Titel der Publikation <b>Design and Practical Evaluation of a Power Regeneration System for Voltage Source Converters</b>	
4a. Autoren des Berichts (Name, Vorname(n))	5. Abschlußdatum des Vorhabens Mai 2013
	6. Veröffentlichungsdatum Mai 2013
4b. Autoren der Publikation (Name, Vorname(n)) Austermann, Johann Borcherding, Holger Böcker, Joachim	7. Form der Publikation Paper und Poster
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse)  Messago PCIM GmbH Rothebuehlstrasse 83-85 70178 Stuttgart	9. Ber.Nr. Durchführende Insitution
	10. Förderkennzeichen *) 17052X10
	11a. Seitenzahl Bericht
	11b. Seitenzahl Publikation 8
13. Fördernde Institution (Name, Adresse)  Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF)  53170 Bonn	12. Literaturangaben 10
	14. Tabellen 0
	15. Abbildungen 13
16. Zusätzliche Angaben	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum) PCIM2013, Nürnberg	
18. Kurzfassung This paper describes a new circuit for feeding back regenerative power from voltage source converters into the grid. This circuit, consisting of a buck converter and a synchronous rectifier, can be connected to the DC link or the brake chopper connectors. This circuit outperforms active front-end converters because it allows to preserve the typically used uncontrolled bridge rectifier. Since the new circuit can be designed for the actually required regenerative power, it is a cost-effective solution. The first section of this paper describes the operation of systems which use braking resistors. The second section provides an overview of different methods for feeding back braking energy. Finally, this paper focuses on the description of the new recovery circuit and corresponding experimental results.	
19. Schlagwörter Frequenzumrichter, Energierückspeisung, Energieeffizienz, Bremswiderstand, Active-Front-End	
20. Verlag VDE Verlag GMBH Berlin	21. Preis

\*) Auf das Förderkennzeichen und die Förderung durch das BMBF soll auch in der Veröffentlichung hingewiesen werden.



## Anlage 4 zum Schlussbericht: Berichtsblatt für Publikationen

1. ISBN oder ISSN ISBN: 978-3-8007-3603-4	2. Berichtsart Kongressbeitrag auf der PCIM-Konferenz 2014
3a. Titel des Berichts	
3b. Titel der Publikation <b>Design and Practical Evaluation of a Power Regeneration System for Voltage Source Converters</b>	
4a. Autoren des Berichts (Name, Vorname(n))	5. Abschlußdatum des Vorhabens Mai 2014
4b. Autoren der Publikation (Name, Vorname(n)) Austermann, Johann Studen, Christian Borcherding, Holger Böcker, Joachim	6. Veröffentlichungsdatum Mai 2014
	7. Form der Publikation Paper und Poster
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse)  Messago PCIM GmbH Rothebuehlstrasse 83-85 70178 Stuttgart	9. Ber.Nr. Durchführende Insitution
	10. Förderkennzeichen *) 17052X10
	11a. Seitenzahl Bericht
	11b. Seitenzahl Publikation 8
13. Fördernde Institution (Name, Adresse)  Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF)  53170 Bonn	12. Literaturangaben 9
	14. Tabellen 0
	15. Abbildungen 13
16. Zusätzliche Angaben	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum) PCIM2014, Nürnberg	
18. Kurzfassung This paper describes a new circuit for feeding back regenerative power from voltage source converters into the grid. This circuit, consisting of a buck converter and a synchronous rectifier, can be connected to the DC link or the brake chopper connectors. This circuit outperforms active front-end converters because it allows to preserve the typically used uncontrolled bridge rectifier. Since the new circuit can be designed for the actually required regenerative power, it is a cost-effective solution. The first section of this paper describes the operation of systems which use braking resistors. The second section provides an overview of different methods for feeding back braking energy. Finally, this paper focuses on the description of the new recovery circuit and corresponding experimental results.	
19. Schlagwörter Frequenzumrichter, Energierückspeisung, Energieeffizienz, Bremswiderstand, Active-Front-End, Snubber, Entlastungsnetzwerk	
20. Verlag VDE Verlag GMBH Berlin	21. Preis

\*) Auf das Förderkennzeichen und die Förderung durch das BMBF soll auch in der Veröffentlichung hingewiesen werden.