Die approbierte Originalversion dieser Diplom-/Masterarbeit ist in der Hauptbibliothek der Technischen Universität Wien aufgestellt und zugänglich.
http://www.ub.tuwien.ac.at

The approved original version of this diploma or master thesis is available at the main library of the Vienna University of Technology.
http://www.ub.tuwien.ac.at/eng

TECHNISCHE UNIVERSITÄT WIEN
Vienna | Austria

Diplomarbeit

Konzeptionierung, Aufbau und Inbetriebnahme eines Netzumrichters für einen Laborprüfplatz

Ausgeführt am
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Technische Universität Wien

Unter der Leitung von
O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl

Betreut durch
Univ.Ass. Dipl.-Ing. Christoph Geschrey

Verfasst von
Mario Nikowitz, Bsc.

Wien, im April 2016

Kurzfassung

Am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe (kurz ESEA) der Technischen Universität Wien wird an der hochdynamischen Regelung von Drehstromantrieben geforscht und deren Grundlage mittels Laborübungen an die Studenten weitergegeben. Um diese Konzepte der Regelung weitervermitteln zu können, bedarf es eines Laborprüfplatzes.

Der Aufbau des Laborprüfplatzes besteht zum einen aus einem Gleichrichter, der aus der dreiphasigen Netzspannung eine konstante Gleichspannung generiert, zum anderen wird über zwei Wechselrichter eine permanent erregte Synchronmaschine und eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer angetrieben, die über die Welle miteinander gekoppelt sind. Im Zuge dieser Diplomarbeit wurde der Gleichrichter-Teil behandelt, wobei der Wechselrichter Abschnitt bereits in einer anderen Diplomarbeit abgearbeitet wurde.

Der Ausgangsspannungsbereich des Gleichrichter liegt zwischen 200 V und 750 V, wobei der größtmögliche Strom bei 101 A liegt. Es ist somit eine maximale Leistung von 70 kW möglich. Um einen bidirektionalen Energiefluss und eine minimale Belastung des öffentlichen Netzes zu gewährleisten, wurde der Gleichrichter als Active-Front-End-Gleichrichter ausgeführt. Die verbleibenden Oberschwingungen werden mittels LCL-Filter begrenzt. Somit erfüllt das Konzept den IEEE 519-1992 Standard, der die maximal erlaubten Stromoberschwingungen definiert.

Um eine größtmögliche Sicherheit für den Anwender gewährleisten zu können, wurde sowohl ein Brems-Chopper zur Begrenzung der Zwischenkreisspannung entworfen und aufgebaut, als auch ein Sicherheitskonzept ausgearbeitet, welches sowohl den Gleichrichter-, als auch den Wechselrichter-Bereich miteinbezieht.

Der Gleichrichter wurde am besagten Institut aufgebaut, in Betrieb genommen und vermessen.

Abstract

The aim of this diploma thesis is to rebuild the laboratory drive, at the Institute of Electrical Engineering at the Vienna University of Technology, which is necessary for, among others, the following laboratory tutorials: „Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe“ and“Feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen“.

The set-up of this laboratory test system consists of a rectifier, which generates a direct voltage from the three-phase grid, which is the focus of this diploma thesis. The electric drive components including a permanent magnet synchronous machine and an induction machine with a squirrel cage rotor are already investigated in an other diploma thesis. Thus, the laboratory set up is based on three identical voltage source inverters for the AFE rectifier and both machines.

The output voltage range of the rectifier is between 200 V and 750 V whereby the maximum current is 101 A, which results in a maximum performance of 70 kW. In order to guarantee a bidirectional energy flow and minimal disturbance on the grid the rectifier has been performed as Active-Front-End-Rectifier whereas the remaining harmonics are limited by a LCL-Filter. Consequently the concept complies with the IEEE 519-1992 standard which defines the maximum allowable current harmonics.

In order to ensure the maximum safety for the user in all operation conditions a brake chopper for the limitation of the DC-link is implemented. The overall safety concept of the whole laboratory drive system is presented. Finally the rectifier and the peripheral components are set in operation, measurents are performed and conclutions are drawn.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich herzlich bei Prof. Manfred Schrödl bedanken, der mir in diversen Lehrveranstaltungen die elektrische Antriebstechnik näher gebracht hat und somit den Grundstein für diese Diplomarbeit legte. Ebenso möchte ich Prof. Johann Ertl meinen Dank aussprechen, er ist mir stets bei leistungselektronischen Fragen mit Rat zur Seite gestanden. Ein herzlicher Dank geht auch an Dipl. Ing. Christoph Geschrey für die Betreuung meiner Diplomarbeit. Während der Entstehung meiner Diplomarbeit standen mir außerdem noch Dipl. Ing. Matthias Hahn, Dipl. Ing. Johannes Heissenberger, Dr. Matthias Hofer und Dipl. Ing. Markus Hutterer zur Seite. Ich danke ihnen für ihre Hilfestellung im Laboralltag.

Außerdem möchte ich die Gelegenheit nutzen mich bei meinen Eltern, Silvia und Johann Nikowitz, zu bedanken. Sie sind mir jahrelang als Vorbild in Punkto Genauigkeit, Verlässlichkeit, Zielstrebigkeit, Perfektionismus und Durchhaltevermögen vorangegangen und haben somit den notwendigen Rahmen für mein Elektrotechnik-Studium an der TU Wien und mein weiteres Leben gegeben. Neben dieser Vorbildwirkung haben sie mir stets Rückhalt gegeben und mir finanziell ein intensives Studium ermöglicht.

Einen besonderen Dank möchte ich hier auch meiner Freundin Corina Novacek und unseren gemeinsamen Tochter Elena aussprechen. Sie boten mir die Möglichkeit in stressigen Zeiten dem Alltag zu entfliehen und motivierten mich in schwierigen Situationen.

Schlussendlich bedanke ich mich auch bei Sensei Alfred Mikulka, meinem Karate-Trainer, der für mein geistiges und körperliches Wohlbefinden im harten Training gesorgt hat und nicht zuletzt meinen Kommilitonen für die unzähligen Stunden der gemeinsamen Vorbereitung für diverse Prüfungen, Übungen, Labors, etc., durch sie wurde mein Universitätsalltag deutlich angenehmer.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung **1**
- 1.1. Motivation . . . 1
- 1.2. Gesamt-Topologie des Labormessplatzes . . . 1
- 1.3. Anforderungen . . . 3

2. Grundlagen **4**
- 2.1. Normierung . . . 4
- 2.2. Raumzeiger . . . 5
- 2.3. Active Front End Rectifier . . . 8

3. Sicherheits-Konzept **16**
- 3.1. Dimensionierung . . . 16
- 3.2. Hardware . . . 19
- 3.3. Szenarien . . . 22

4. Brems-Chopper **25**
- 4.1. Dimensionierung . . . 25
- 4.2. Hardware . . . 26
- 4.3. Messung . . . 35

5. LCL Filter **38**
- 5.1. Dimensionierung . . . 38
- 5.2. Simulation . . . 49
- 5.3. Hardware . . . 54

6. Vorladeschaltung **60**
- 6.1. Dimensionierung . . . 60
- 6.2. Messungen . . . 65

7. Active Front End Rectifier **69**
- 7.1. Dimensionierung . . . 70
- 7.2. Hardware . . . 70
- 7.3. Regelung . . . 79
- 7.4. Messungen . . . 109

8. Zusammenfassung **125**

A. Anhang **129**
- A.1. Brems-Chopper . . . 129

A.2. Not-Aus Platine 144
A.3. Messprotokolle von Trafo Modern 149

Abbildungsverzeichnis

1.1. Gesamt-Topologie des Labormessplatzes 2

2.1. Raumzeiger Transformation 7
2.2. Aufbau der Schaltelemente eines Pulsumrichters 8
2.3. IGBT Halbbrücke 10
2.4. Raumzeiger zu Schalterkombination 12
2.5. Grundidee des AFE Gleichrichters 14
2.6. AFE Umrichter 15

3.1. Sicherheitskonzept: Überblick des Laboraufbaus 17
3.2. Gesamtes Sicherheitskonzept 20
3.3. Freigabe Konsole 21
3.4. Konstant Stromquelle mit Unterbrechungsüberwachung 21

4.1. Topologie des Brems-Choppers 26
4.2. Brems-Chopper: Messung der Zwischenkreisspannung 27
4.3. Schaltverhalten des Brems-Choppers 28
4.4. Brems-Chopper: Ein- und Ausschaltschwelle 29
4.5. Brems-Chopper: Präzisions-Schmitt-Trigger vereinfacht dargestellt . . . 29
4.6. Brems-Chopper: Präzisions-Schmitt-Trigger 30
4.7. Brems-Chopper: Temperatursensor-Signalverarbeitung 31
4.8. Brems-Chopper: Verarbeitung der Schaltsignale 32
4.9. Brems-Chopper: IGBT mit Brems-Widerstände 33
4.10. Brems-Chopper: Einschaltverhalten 36
4.11. Brems-Chopper: Ausschaltverhalten 37

5.1. Einfache Serieninduktivität als Filter 39
5.2. LCL Glied als Filter 40
5.3. Auswirkung von Oberschwingungen auf das Netz 40
5.4. Spektrum eines symmetrischen SVPWM Signals 43
5.5. Maxima in Abhängigkeit vom Modulationsindex [5] 44
5.6. LCL Filter Auslegung 46
5.7. Maximal mögliche Induktivität 47
5.8. Simulation in MultiSim - Aufbau 51
5.9. Simulation in MultiSim - Zeitbereich 52
5.10. Simulation in MultiSim - Bode Diagramm $\alpha(\omega)$ 53
5.11. LCL Filter: Transformator 54
5.12. LCL Filter: Kondensatorzweig mit Dämpfungswiderstand 55

5.13. LCL Filter: Umrichterseitige Induktivität 58

6.1. Vorlade Schaltung: Ungesteuerter B6 Gleichrichter 61
6.2. Vorlade Schaltung: 2 M3 Gleichrichter 61
6.3. Vorlade Schaltung: Spannungsverlauf des M3 Stromrichters 62
6.4. Vorlade Schaltung: Beginn des Ladevorgangs 67
6.5. Vorlade Schaltung: Strom durch Lade-Widerstand 67
6.6. Vorlade Schaltung: Überbrückung der Lade Widerstände 68

7.1. Aufbau des AFE Gleichrichters 69
7.2. Zwischenkreis Kondensatorbatterie 71
7.3. Spannungsmessung der Phase U, V und W 72
7.4. Aufbereitung der Spannungsmessung der Phase U 73
7.5. Übertragungsfunktion der Spannungsmessung 74
7.6. Auswirkung auf die Lage der Messpunkte 75
7.7. Erhöhung der Spannungsfestigkeit 78
7.8. Grundstruktur der Regelung 79
7.9. Gesamtes detailliertes Regler-Konzept 80
7.10. Strukturschaltbild der Ist-Wert Erfassung 81
7.11. Winkelverhältnisse 86
7.12. Stromregler: Raumzeigerersatzschaltbild 89
7.13. Stromregler: Erweiterte Stromregler Strecke 91
7.14. Bode-Diagramm der Offenen-Kreises 95
7.15. Sprungantwort der geregelten Strecke 96
7.16. Strom-Regler mit Anti-Windup 97
7.17. Gesamtes Stromregler-Konzept 98
7.18. Spannungsregler-Strecke 99
7.19. Bode-Diagramm der Offenen-Kreises 103
7.20. Sprungantwort der geregelten Strecke 104
7.21. Spannungs-Regler mit Anti-Windup 105
7.22. Gesamtes Spannungsregler-Konzept 108
7.23. Messung der Netzspannung 110
7.24. Schaltverhalten: Hartes Kommutieren 111
7.25. Schaltverhalten: Weiches Kommutieren 111
7.26. Winkelmessung: nichtlinearer Winkelschätzer 112
7.27. Umrichter Spannung vs. Netzspannung 113
7.28. Sprungantwort des Stromreglers: $(i_d = 0, i_q = 0) \rightarrow (i_d = 0,15, i_q = 0)$. 114
7.29. Sprungantwort des Stromreglers: $(i_d = 0, i_q = 0) \rightarrow (i_d = 0, i_q = -0,15)$ 114
7.30. Sprungantwort des Spannungsreglers 115
7.31. Sprunghaftes Zuschalten einer Last 116
7.32. Sprunghaftes Abwerfen einer Last 117
7.33. Belastungsversuch: Leistung über Phasenstrom 118
7.34. Belastungsversuch: Leistungsfaktor und $\cos(\varphi)$ über Phasenstrom 119
7.35. Belastungsversuch: Wirkungsgrad über Phasenstrom 119
7.36. Belastungsversuch: Klirrfaktor über Phasenstrom 120

7.37. Rekuperationsversuch: Leistung über Phasenstrom 121
7.38. Rekuperationsversuch: Leistungsfaktor und cos(φ) über Phasenstrom . . 122
7.39. Rekuperationsversuch: Wirkungsgrad über Phasenstrom 122
7.40. Rekuperationsversuch: Klirrfaktor über Phasenstrom 123

Tabellenverzeichnis

1.1. Anforderungen an die Gleichspannungsversorgung des Labormessplatzes 3

2.1. Verwendete Bezugsgrößen[9, S.2ff] 5
2.2. Raumzeiger zu Schalterkombination 12

4.1. Wahrheitstabelle: Präzisions-Schmitt-Trigger 29
4.2. Brems-Chopper: IGBT Kenndaten 34
4.3. Brems-Chopper: Brems-Widerstände 34
4.4. Messgeräte für Brems-Chopper Vermessung 35

5.1. Maximal erlaubte Ströme [3] 42
5.2. Maxima in Abhängigkeit vom Modulationsindex 45
5.3. Spezifikation des Transformators 55
5.4. Spezifikation der Dämpfungswiderstände 56
5.5. Spezifikation des Saugkondensators 57
5.6. Spezifikation des Dreiphasenspule 59

6.1. Spezifikation des Ladewiderstands HS300 75R J 64
6.2. Messgeräte für Vorladeschaltung 65

7.1. Anforderungen an den Pulsumrichter 70
7.2. Kenndaten des Zwischenkreiskondensators PEH200YH3470MU2 71
7.3. Kenndaten der Zwischenkreiskondensatorsbatterie 71
7.4. Messgeräte für AFE Gleichrichter 109
7.5. Belastungsversuch des AFE-Gleichrichter 118
7.6. Rekuperationsversuch des AFE-Gleichrichter 121

1. Einleitung

1.1. Motivation

Aus heutiger Sicht werden an Antriebssysteme sehr hohe Anforderungen im Bezug auf Dynamik und Drehzahlbereich gestellt. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, werden vor allem Drehfeldmaschinen verwendet, welche feldorientiert geregelt sind [9, S.215,S.233].

Um ein vertiefendes Verständnis für diese Art der Regelung zu erhalten, soll diese im Rahmen der Lehrveranstaltungen „Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe“ und „Feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen“ implementiert und getestet werden. Für die Abhaltung dieser Laborübungen ist ein Labormessplatz notwendig, der sowohl die Möglichkeit bietet eine Asynchronmaschine (kurz ASM) als auch eine permanentmagneterregte Synchronmaschine (kurz PSM) zu betreiben. Der Betrieb anderer Drehfeldmaschinen ist jederzeit problemlos möglich, wird allerdings anhand der oben angeführten Lehrveranstaltungen nicht behandelt und wird somit nicht am Labormessplatz aufgebaut.

Es wird davon ausgegangen, dass es sich bei den Laborteilnehmer, Studenten des Elektrotechnik Studiums, um fachkundige Personen handelt, die mit dem theoretischen Wissen der Antriebstechnik und der Grundlagen der Elektrotechnik vertraut sind.

1.2. Gesamt-Topologie des Labormessplatzes

Abbildung 1.1 zeigt die Gesamt-Topologie des Labormessplatzes.

Für eine feldorientierte Regelung von Drehfeldmaschinen ist der Einsatz von Pulsumrichtern unumgänglich. Diese Pulsumrichter werden mittels Gleichspannung am Zwischenkreis versorgt und erzeugen durch Schaltkombinationen der Leistungsschalter entsprechende dreiphasige Wechselspannungen, die die Antriebsmaschine antreiben. Für genauere Details wird auf Unterabschnitt 2.3.1 verwiesen. Für den Labormessplatz sind sowohl eine Asynchronmaschine als auch eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit jeweiligen Umrichter vorgesehen, wobei die beiden Maschinen mechanisch über die Welle gekoppelt sind.

Um nun den Umrichter gleichspannungsseitig versorgen zu können, muss aus dem Dreiphasen-Versorgungsnetz Gleichspannung erzeugt werden. Hierfür wird ein Active Front End Gleichrichter (siehe 2.3.3) verwendet, welcher über ein Netzfilter direkt ans öffentliche Netz ($3x400\,\mathrm{V}$, $50\,\mathrm{Hz}$) geschlossen wird.

Als zusätzliche Sicherheitsmaßnahme gegen Überspannung am Zwischenkreis kommt ein Brems-Chopper zum Einsatz. Er verhindert durch Zuschalten von Brems-Widerständen ein Ansteigen der Zwischenkreisspannung über ein kritisches Niveau hinaus.

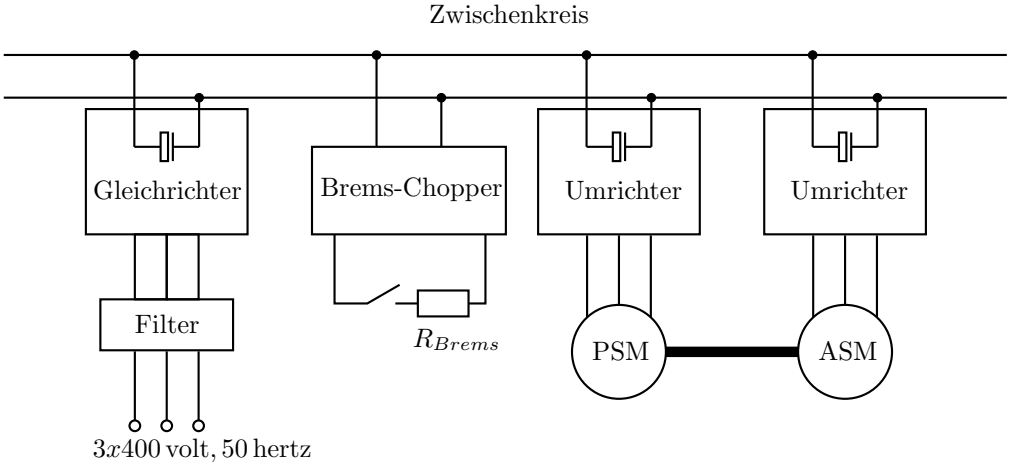


Abbildung 1.1.: Gesamt-Topologie des Labormessplatzes

1.2.1. Aufgabenstellung

Um den im Abschnitt 1.2 vorgestellten Labormessplatz realisieren zu können, sind folgende Aufgabenstellungen zu lösen.

- Dimensionierung und Entwurf der Pulsumrichter
- Kühlkreislauf
- Aufbau, Inbetriebnahme und Regelung der Umrichter für Drehfeldmaschinen
- Aufbau, Inbetriebnahme und Regelung der Active Front End Umrichter
- Sicherheitskonzept
- Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme der Vorladeschaltung
- Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme des Eingangsfilters
- Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme des Brems-Choppers

All diese Aufgaben wurden auf zwei Diplomarbeiten aufgeteilt.

Diplomarbeit: Matthias Hahn

In der Diplomarbeit von Matthias Hahn [11] wurden bereits folgende Aufgaben behandelt.

- Dimensionierung und Entwurf der Pulsumrichter
- Kühlkreislauf

- Aufbau, Inbetriebnahme und Regelung der Umrichter für Drehfeldmaschinen
- Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme der Vorladeschaltung (Übergangslösung)

Diplomarbeit: Mario Nikowitz

Die nachstehend angeführten Punkte stellen den Arbeitsumfang dieser Diplomarbeit dar.

- Entwurf des Sicherheitskonzept
- Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme des Brems-Choppers
- Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme des Eingangsfilters
- Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme der Vorladeschaltung
- Modifikation, Aufbau, Inbetriebnahme und Regelung des Active-Front-End-Umrichters

1.3. Anforderungen

Für die Gleichspannungsversorgung des Labormessplatzes können die in Tabelle 1.1 aufgelistete Spezifikationen festgelegt werden.

Anforderungen an die Gleichspannungsversorgung	
Nennphasenspannung (Netz)	$U_N = 3x400\,\mathrm{V_{RMS}}$ bei $f_N = 50\,\mathrm{Hz}$
Nennstrom	$I_N = 101\,\mathrm{A_{RMS}}$
Nennleistung	$P_N = 3 \cdot U_N I_N \approx 70\,\mathrm{kW}$
Nennzwischenkreisspannung	$U_{N,ZK} = 750\,\mathrm{V}$
Galvanische Trennung	
Einhaltung der Netzvorschriften	
Bidirektionaler Energiefluss	

Tabelle 1.1.: Anforderungen an die Gleichspannungsversorgung des Labormessplatzes

2. Grundlagen

2.1. Normierung

Bei der Normierung werden diverse physikalische Größen auf eine Referenzgröße gleicher Einheit bezogen. Die Bezugsgröße ist theoretisch frei wählbar, wobei darauf zu achten ist, dass bei nicht sinnvoll gewählten Referenzen der normierte Wert zahlenmäßig ungünstig liegen kann. Es bietet sich an, die Nenndaten einer Maschine als Normierungsgrundlage zu verwenden [9, S.2ff].

$$x(t) = \frac{X(t)}{X_{Bezug}} \tag{2.1}$$

2.1.1. Vor- und Nachteile der Normierung

Die Normierung physikalischer Größen bringt neben den Vorteilen auch diverse Nachteile mit sich [9, S.2ff]. Der enorme Vorteil der Normierung liegt darin, dass man nahezu unabhängig von der Maschinengröße wird. Durch den Bezug auf die Nenndaten einer Maschine ist es irrelevant, ob die physikalischen Größen betragsmäßig groß oder klein sind. Die Relation auf deren Nenndaten bilden die bezogenen Größen stets in einen ähnlich großen Zahlenraum ab. Somit ist natürlich ein Vergleich zweier Maschinen leichter möglich.

Auch die Realisierung diverser Regel-Algorithmen auf Digitalen Signal Prozessoren ist mit bezogenen Größen leichter. Die normierten Werte liegen stets in einem engen Zahlenbereich und können somit einfach mittels Festkomma Darstellung (z.B. IQ12[1]) verarbeitet werden. Festkomma Rechner sind zum einen günstiger und zum anderen auch wesentlich schneller.

Die bezogene Darstellung gibt des weiteren auch schnell Auskunft über den Zustand der Maschine. Man erhält stets Größen die dem Prozentsatz der Nenndaten entsprechen.

Nachteilig hierbei wirkt sich aus, dass durch den Verlust der Einheiten eine Einheiten-Kontrolle entfällt und auch der direkte Bezug zur Physik verloren geht.

2.1.2. Verwendete Normierung

In Tabelle 2.1 sind die verwendeten Bezugsgrößen aufgelistet.

[1] Hierbei handelt es sich um ein Fixkomma-Darstellung eine Zahl in einem DSP. In diesem Format besteht die Binär-Zahl aus 1 Vorzeichen-Bit, 3 Bits für den Vorkommastellen und 12 Bits stehen für die Nachkommastellen zur Verfügung. Für mehr Details sei auf die Literatur verwiesen [1].

Bezugssystem	
Physikalische Größe	Bezugsgröße
Leistung	$P_{Bezug} = P_N = 70\,\mathrm{kV\,A}$
Netzspannung	$U_{Bezug} = \sqrt{2} \cdot U_N = \sqrt{2} \cdot 230\,\mathrm{V}$
Netzströme	$I_{Bezug} = \frac{P_{Bezug}}{3 \cdot U_{Bezug}} = \sqrt{2} \cdot I_N \approx \sqrt{2} \cdot 101\,\mathrm{A}$
Drehwinkel	$\gamma_{Bezug} = 1\,\mathrm{rad}$
Winkelgeschwindigkeit	$\Omega_{Bezug} = 50\,\mathrm{s}^{-1}$
Frequenz	$f_{Bezug} = \Omega_{Bezug} \frac{1\,\mathrm{Hz}}{1\,\mathrm{s}^{-1}} = 50\,\mathrm{Hz}$
Zeit	$T_{Bezug} = \frac{1}{\Omega_{Bezug}} = 20\,\mathrm{ms}$
Widerstand	$R_{Bezug} = \frac{U_{Bezug}}{I_{Bezug}} \approx 2{,}28\,\Omega$
Induktivität	$L_{Bezug} = \frac{R_{Bezug}}{\Omega_{Bezug}} \approx 45{,}6\,\mathrm{mH}$
Kapazität	$C_{Bezug} = \frac{1}{R_{Bezug} \cdot \Omega_{Bezug}} \approx 8{,}77\,\mathrm{mF}$
Zwischenkreisspannung	$U_{Bezug,ZK} = 750\,\mathrm{V}$
Zwischenkreisstrom	$I_{Bezug,ZK} = \frac{P_{Bezug}}{U_{ZK,Bezug}} \approx 93{,}33\,\mathrm{A}$
Widerstand ZK	$R_{Bezug,ZK} = \frac{U_{Bezug,ZK}}{I_{Bezug,ZK}} \approx 8{,}04\,\Omega$
Induktivität ZK	$L_{Bezug,ZK} = \frac{R_{Bezug,ZK}}{\Omega_{Bezug}} \approx 160{,}71\,\mathrm{mH}$
Kapazität ZK	$C_{Bezug,ZK} = \frac{1}{R_{Bezug,ZK} \cdot \Omega_{Bezug}} \approx 2{,}49\,\mathrm{mF}$

Tabelle 2.1.: Verwendete Bezugsgrößen[9, S.2ff]

Hier ist anzumerken, dass das Normierungssystem für die Zwischenkreis-Größen fiktive und nicht konsistent mit dem Normierungssystem der Netzgrößen ist. Um eine Konsistenz bei dieser Art der Normierung zu gewährleisten müsste der Wirkungsgrad, welcher leider nicht konstant ist, mit einfließen. In anderen Worten gesagt, kann bei Nennleistung netzseitig, keine Nennleistung auf der Zwischenkreisseite herrschen.

2.2. Raumzeiger

2.2.1. Motivation

Die Raumzeiger-Rechnung ermöglicht es, elegant räumlich sinusförmig verteilte physikalische Größen zu beschreiben. Auf herkömmlichen Weg müsste man komplizierte räumliche Differentialgleichungssysteme aufstellen und diese lösen. Mittels Raumzeiger kann solch ein Differentialgleichungssystem in ein System algebraischer komplexer Gleichungen umgewandelt werden, welche mathematische einfach handhabbar sind.

Raumzeiger stellen lediglich die räumliche Verteilung der physikalischen Größen dar, die zeitliche Betrachtung kann unabhängig davon mittels zeitlichen Differentialgleichungen beschrieben werden. Somit ist klar, dass der transiente Verlauf von Vorgängen relativ einfach berechnet werden kann. Speziell im Falle der Linearität kann mittels Laplace Transformation die zeitlichen Differentialgleichungen in algebraische Gleichungen in der Bildebene umgewandelt werden. Weitere Berechnungen sind anschließend

mit einfachster Mathematik zu bewerkstelligen [9, S.8ff].

2.2.2. 3 Phasen System

Die Raumzeiger eines 3 phasigen Systems sind nach *Kovacs, K.P.* und *Racz, I* wie folgt definiert [9, S.8ff].

$$\underline{x} = \frac{2}{3}\left(x_1 + x_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \tag{2.2}$$

Wobei $x_k, k = \{1, 2, 3\}$ die normierten Momentanwerte des k-ten Strangs darstellen (siehe Abschnitt 2.1)

$$x_k = \frac{X_k}{X_{Bezug}} \tag{2.3}$$

Um vom Raumzeiger wieder auf die jeweiligen Strangwerte zu kommen, muss dieser auf die jeweilige Achse projiziert werden. In Abbildung 2.1 sieht man die Verhältnisse der Winkel zu einander. Für den konkreten Fall der Bestimmung der Strangwerte wird die reelle Achse des $KOS2$ in die Stangachse k gelegt. Diese Projektion erfolgt gemäß folgender Gleichung.

$$x_k = \mathrm{Re}\{\underline{x} e^{-j\gamma_k}\} \tag{2.4}$$

Diese Operation dreht das $KOS2$ ins $KOS1$ bzw. im konkreten Fall wird der k-te Strang in die Realachse des $KOS1$. Vereinfacht ergibt dies folgende Gleichung

$$x_k = \mathrm{Re}\{|\underline{x}| e^{-j\varphi_{k,1}} e^{-j\gamma_k}\} = \mathrm{Re}\{|\underline{x}| e^{j(\varphi_{k,2}+\gamma_k)} e^{-j\gamma_k}\} = |\underline{x}| \cos\varphi_{k,2} \tag{2.5}$$

2.2.3. Koordinatensystem und Transformation

In vielen Fällen werden physikalische Größen sehr günstig in einem konkreten Koordinatensystem dargestellt, wobei eine andere physikalische Größe einfacher in einem anderen Koordinatensystem handhabbar ist. Um diese beiden Größen miteinander in Beziehung zu setzen, muss man sich auf ein Koordinatensystem einigen und die jeweilige andere Größe in diesen neuen Koordinaten darstellen.

Abbildung 2.1 stellt einen solchen Fall dar. Wir unterscheiden nun folgende zwei Ausgangssituationen.

KOS1 soll in KOS2 dargestellt werden

In diesem Fall wird angenommen, dass $\underline{x}$ in den Koordinaten von $KOS1$ bekannt ist.

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \gamma \tag{2.6}$$

$$\underline{x}_{KOS2} = |\underline{x}| e^{j\varphi_2} = |\underline{x}| e^{j(\varphi_1-\gamma)} = \underline{x}_{KOS1} e^{-j\gamma} \tag{2.7}$$

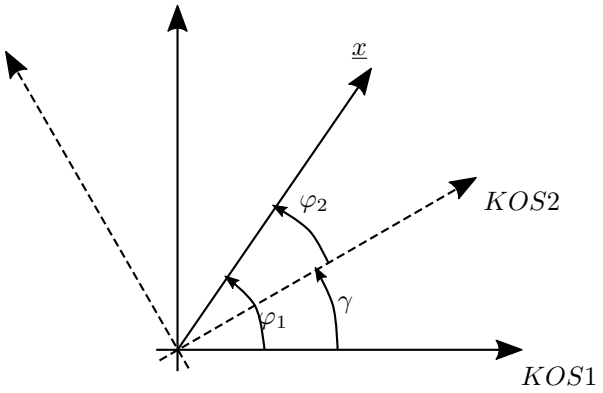


Abbildung 2.1.: Raumzeiger Transformation

Nun kann einfach für $\underline{x}_{KOS1}$ die Koordinaten eingesetzt werden.

$$\begin{aligned}\underline{x}_{KOS2} &= (\mathrm{Re}\{x_{KOS1}\} + j\,\mathrm{Im}\{x_{KOS1}\}) \cdot (\cos\gamma - j\sin\gamma) = \\ &= [\mathrm{Re}\{x_{KOS1}\}\cos\gamma + \mathrm{Im}\{x_{KOS1}\}\sin\gamma] + j\,[-\mathrm{Re}\{x_{KOS1}\}\sin\gamma + \mathrm{Im}\{x_{KOS1}\}\cos\gamma]\end{aligned} \tag{2.8}$$

Durch Koeffizientenvergleich erhält man folgende Transformationsvorschrift.

$$\begin{aligned}\mathrm{Re}\{x_{KOS2}\} &= \mathrm{Re}\{x_{KOS1}\}\cos\gamma + \mathrm{Im}\{x_{KOS1}\}\sin\gamma \\ \mathrm{Im}\{x_{KOS2}\} &= -\mathrm{Re}\{x_{KOS1}\}\sin\gamma + \mathrm{Im}\{x_{KOS1}\}\cos\gamma\end{aligned} \tag{2.9}$$

KOS2 soll in KOS1 dargestellt werden

In diesem Fall wird angenommen, dass $\underline{x}$ in den Koordinaten von $KOS2$ bekannt ist.

$$\varphi_1 = \varphi_2 + \gamma \tag{2.10}$$

$$\underline{x}_{KOS1} = |\underline{x}|e^{j\varphi_1} = |\underline{x}|e^{j(\varphi_2+\gamma)} = \underline{x}_{KOS2}e^{j\gamma} \tag{2.11}$$

Nun kann einfach für $\underline{x}_{KOS2}$ die Koordinaten eingesetzt werden.

$$\begin{aligned}\underline{x}_{KOS1} &= (\mathrm{Re}\{x_{KOS2}\} + j\,\mathrm{Im}\{x_{KOS2}\}) \cdot (\cos\gamma + j\sin\gamma) = \\ &= [\mathrm{Re}\{x_{KOS2}\}\cos\gamma - \mathrm{Im}\{x_{KOS2}\}\sin\gamma] + j\,[\mathrm{Re}\{x_{KOS2}\}\sin\gamma + \mathrm{Im}\{x_{KOS2}\}\cos\gamma]\end{aligned} \tag{2.12}$$

Durch Koeffizientenvergleich erhält man folgende Transformationsvorschrift.

$$\begin{aligned}\mathrm{Re}\{x_{KOS1}\} &= \mathrm{Re}\{x_{KOS2}\}\cos\gamma - \mathrm{Im}\{x_{KOS2}\}\sin\gamma \\ \mathrm{Im}\{x_{KOS1}\} &= \mathrm{Re}\{x_{KOS2}\}\sin\gamma + \mathrm{Im}\{x_{KOS2}\}\cos\gamma\end{aligned} \tag{2.13}$$

2.2.4. Umrechnung der zeitlichen Ableitung eines Raumzeigers

Aus Unterabschnitt 2.2.3 ist bekannt, dass folgende Transformationsvorschrift gilt.

$$\underline{x}_{KOS1} = \underline{x}_{KOS2} e^{j\gamma} \tag{2.14}$$

Ist nun die zeitliche Ableitung relevant, so kommt die Kettenregel zum Einsatz

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{x}_{KOS1}}{dt} &= \frac{d\underline{x}_{KOS2}}{dt} e^{j\gamma} + j\frac{d\gamma}{dt} \cdot \underline{x}_{KOS2} e^{j\gamma} = \\ &= \frac{d\underline{x}_{KOS2}}{dt} e^{j\gamma} + j\omega \cdot \underline{x}_{KOS2} e^{j\gamma} \end{aligned} \tag{2.15}$$

2.3. Active Front End Rectifier

2.3.1. Pulsumrichter

In der modernen Antriebstechnik können mittels feldorientierter Regelung Dreiphasenantriebe hochdynamisch angesteuert werden [9, S.215,S.233]. Problem hierbei ist der erhöhte Aufwand an Leistungs- und Steuerelektronik. Es werden hierfür Pulsumrichter verwendet, welche aus einer Gleichspannung durch die richtige Schaltfolge der Halbleiterschalter die entsprechenden dreiphasigen Spannungen erzeugen (siehe Unterabschnitt 2.3.2). Abbildung 2.2 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Pulsumrichters.

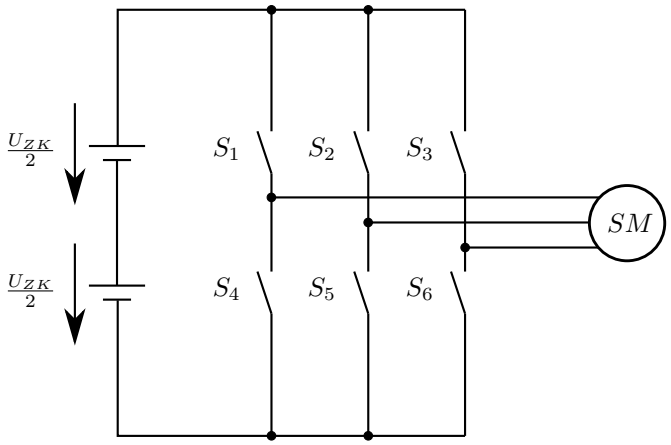


Abbildung 2.2.: Aufbau der Schaltelemente eines Pulsumrichters

Halbleiter-Schalter

Um die drei Halbbrücken aus Unterabschnitt 2.3.1 zu realisieren benötigt man entsprechende Halbleiterschalter, welche in der Leistungselektronik auch Ventile genannt

werden. Je nach Spannungsniveau, Stromstärke und Möglichkeit der Ansteuerung kann man zwischen folgenden Halbleiter-Bauelementen wählen.

Dioden sind ungesteuerte Halbleiter und bieten folglich nicht die Vielzahl an Optimierungsmöglichkeiten. Vorteilhaft hierbei sind allerdings der Preis, sowie die kompakte Bauweise des Leistungsteils [10, S.15ff].

Thyristoren sind einschaltbare Ventile, welche allerdings nicht aktiv abgeschaltet werden können. Zum Abschalten muss der Laststrom die Freiwerde-Zeit lang unterhalb des Haltestroms liegen. Diese Form der Halbleiterschalter wird in der konventionellen Umrichtertechnik kaum noch eingesetzt [10, S.81ff].

GTOs stellen abschaltbare Thyristoren dar, welche kompakt ausgeführt sind. Deren großer Vorteil liegt darin, dass sie prinzipiell schon sehr hohe Ströme schalten können. Dieser Effekt wird noch verstärkt durch die Tatsache, dass deren parallel schalten die Schalteigenschaften verbessern, wodurch noch mehr Strom geschalten werden kann. Nachteilig hierbei ist, der Ansteueraufwand. Beim Abschalten sind sehr hohe negative Ströme notwendig [10, S.91ff].

Bipolar Transistoren wurde zum Großteil bereits von den IGBTs und den MOSFETs abgelöst. Ihr Vorteil liegt darin, dass für den Stromtransport sowohl Elektronen als auch Defektelektronen zum Einsatz kommen. Dies reduziert erheblich die Durchlassverluste, was sich auf das Schaltvermögen dieses Schalters positiv auswirkt und auch dessen Sperrfähigkeit liegt über 1 kV. Nachteilig wirkt sich allerdings der erhöhte Ansteuerungsaufwand aus, der durch die Stromsteuerung zustande kommt [10, S.33ff].

MOSFETs werden auch als unipolar Transistoren bezeichnet. Hier erfolgt der Stromtransport hauptsächlich über einen Ladungsträgertyp. Dies führt dazu, dass der Durchlasswiderstand relativ hoch ist, was den maximalen Laststrom beschränkt. Durch die Spannungssteuerung dieses Transistors reduziert sich der Ansteueraufwand auf ein Minimum [10, S.51ff].

IGBTs kombinieren die Vorteile des Bipolartransistors mit denen des MOSFETs. Die Eingangsstufe dieses Bauelements verhält sich wie der Gate Anschluss eines MOSFETs, was wiederum den verminderten Steueraufwand mit sich zieht, wobei der Laststrom über eine Halbleitstruktur fließt, der sich wie ein Bipolartransistor verhält, d.h. einen sehr geringen Durchlasswiderstand besitzt und eine hohe Sperrfähigkeit aufweist [10, S.58ff].

Im konkreten Fall wird vom Halbleiterschalter eine hohe Spannungsfestigkeit von $> 750\,\mathrm{V}$ bei einem relativ hohen Strom von $101\,\mathrm{A_{RMS}}$ benötigt. Außerdem soll die Ansteuerelektronik, aufgrund der hohen Ventilanzahl, so einfach wie möglich gehalten werden. Diese Anforderungen können am besten durch IGBTs erfüllt werden. Abbildung 2.3 zeigt die Ausführung einer der Halbbrücken aufgebaut durch IGBTs und Freilauf-Dioden. Die Rückleitung der Last liegt hierbei zwar auf Masse und im dreiphasigen Fall am Sternpunkt, dies wirkt sich allerdings nicht auf die Betrachtung des Schaltverhaltens aus.

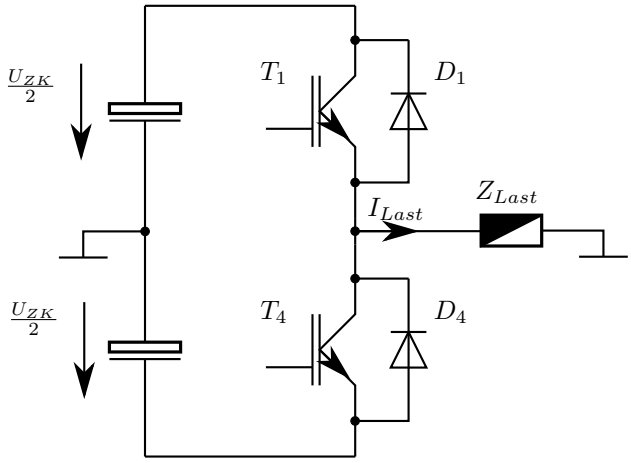


Abbildung 2.3.: IGBT Halbbrücke

Stromkommutierung

Um die Stromkommutierung zwischen den Ventilen beschreiben zu können, muss man unterscheiden in welche Richtung der Laststrom I_{Last} fließt [10, S.48f].

Ausgangspunkt des Gedanken-Experiments ist ein positiver Laststrom $I_{Last} > 0$. Der IGBT T_1 leitet und der Strom fließt aus dem Zwischenkreis über T_1 in die Last Z_{Last} und von dort über die Masse zurück in die Quelle. Im nächsten Schritt wird T_1 ab- und T_4 eingeschaltet. Sobald der obere IGBT T_1 sperrt und der untere IGBT T_4 leitet, liegt eine negative Spannung an der Last Z_{Last} und der Laststrom I_{Last} nimmt ab. Solange der Strom noch positiv ist fließt er über die Diode D_4 in die Last, d.h. der Strom kommutiert von IGBT T_1 in die Diode D_4. Analoges gilt für negative Lastströme $I_{Last} < 0$, allerdings sind hier IGBT T_4 und Diode D_1 involviert.

Interessant ist nun noch der Fall in dem der Strom I_{Last} einen Nulldurchgang hat. Der Strom fließt anfänglich über IGBT T_1 in die Last. Nachdem der obere IGBT T_1 sperrt und T_4 zu leiten beginnt, liegt negative Spannung an der Last wodurch der Strom sinkt. Solange der Strom I_{Last} noch positiv ist, fließt er über Diode D_4. Sobald sich die Stromrichtung allerdings ändert, kommutiert er von Diode D_4 in IGBT T_4 und kann somit negativ werden.

Abschließend wird noch auf die einzelnen Umschaltvarianten eingegangen. Ausgangspunkt ist hier ein positiver Laststrom $I_{Last} > 0$.

Weiches Kommutieren: Bei diesem Schaltverhalten betrachten wir die Kommutierung des Stroms vom IGBT T_1 in die Diode D_4. Sobald T_1 abgeschaltet hat, dauert es etwas bis alle freien Ladungsträger abgebaut sind. Gleichzeitig benötigt auch die unbestromte Diode D_4 etwas Zeit, um in den leitfähigen Zustand zu gelangen, hier muss zuerst die Raumladungszone der Diode geflutet werden, um sie leitfähig zu machen. In anderen Worten wird der Strom langsam vom IGBT in die Diode übertragen.

Hartes Kommutieren: Hier betrachten wir den Fall in dem der Strom von Diode D_4 in IGBT T_1 zurück kommutiert. Nachdem der IGBT T_1 schaltet ist die bestromte Diode D_4 noch voll mit freien Ladungsträger. Dies bewirkt einen kurzfristigen Kurzschluss des Zwischenkreises und somit eine hohen Stromspitze. Der hohe Strom räumt die Raumladungszone der Diode D_4 aus, wodurch diese schlagartig sperrt. Dieser Stromabriss bewirkt durch die parasitären Induktivitäten L_σ eine Spannungsspitze und es wird auch der Serien-Schwingkreis (L_σ und C_{ZK}) breitbandig angeregt.

Diese beschriebenen Schaltvarianten wurden messtechnisch erfasst und werden in Unterabschnitt 7.4.2 dargestellt.

2.3.2. Raumzeiger-Modulation

Bei der Raumzeiger-Modulation handelt es sich um eine spezielle Form der Pulsweitenmodulation, welche im Englischen auch als „Space Vector PWM“ (kurz: SV-PWM) bezeichnet wird [6, S.1745ff]. Ausgangspunkt folgender Überlegungen stellt Abbildung 2.2 dar. Je nach Schalterkombination wird ein entsprechender Spannungsraumzeiger an dem dreiphasigen Ausgang generiert. Es ist selbsterklärend, dass die Schalterpaare S_1 & S_4, S_2 & S_5 und S_3 & S_6 jeweils die entgegengesetzten Schalterstellungen einnehmen müssen, um einen Brückenkurzschluss, d.h. einen Kurzschluss der Zwischenkreisspannung, zu verhindern. Es resultieren somit 8 verschiedene Schalterkombinationen.

Die Berechnung des jeweiligen Raumzeigers anhand einer beliebigen Schalterkombination ($S_1 = ein, S_2 = aus, S_3 = ein, S_4 = aus, S_5 = ein, S_6 = aus$) wird am folgenden Beispiel demonstriert und kann analog auf alle weiteren Kombinationen übertragen werden. Die Definition des Spannungsraumzeigers ist aus Abschnitt 2.2 zu entnehmen.

$$\underline{u} = \frac{2}{3}\left(u_1 + \underline{a}u_2 + \underline{a}^2 u_3\right) \tag{2.16}$$

$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ stellt den Winkelversatz der jeweiligen Phase dar.

Die Phasenspannungen können nun lediglich zwischen $\frac{U_{ZK}}{2}$ und $-\frac{U_{ZK}}{2}$ variiert werden. Im Falle ($S_1 = ein, S_2 = aus, S_3 = ein, S_4 = aus, S_5 = ein, S_6 = aus$) ergibt dies folgende Gleichung.

$$\begin{aligned}\underline{u} =& \frac{2}{3}\left(\frac{U_{ZK}}{2} - \underline{a}\frac{U_{ZK}}{2} + \underline{a}^2\frac{U_{ZK}}{2}\right) = \\ =& \frac{1}{3}U_{ZK}\left(1 - \underline{a} + \underline{a}^2\right) = \frac{1}{3}U_{ZK}\left(1 - j\sqrt{3}\right) = \\ =& \frac{2}{3}U_{ZK}e^{-j\frac{1}{3}\pi}\end{aligned} \tag{2.17}$$

Raumzeiger zu Schalterkombination							
Zustand	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	Spannungsraumzeiger
Variante 1	*aus*	*aus*	*aus*	*ein*	*ein*	*ein*	$\underline{U_1} = 0$
Variante 2	*aus*	*aus*	*ein*	*ein*	*ein*	*aus*	$\underline{U_2} = \frac{2}{3} U_{ZK} e^{j\frac{4}{3}\pi}$
Variante 3	*aus*	*ein*	*aus*	*ein*	*aus*	*ein*	$\underline{U_3} = \frac{2}{3} U_{ZK} e^{j\frac{2}{3}\pi}$
Variante 4	*aus*	*ein*	*ein*	*ein*	*aus*	*aus*	$\underline{U_4} = \frac{2}{3} U_{ZK} e^{j\frac{3}{3}\pi}$
Variante 5	*ein*	*aus*	*aus*	*aus*	*ein*	*ein*	$\underline{U_5} = \frac{2}{3} U_{ZK} e^{j\frac{0}{3}\pi}$
Variante 6	*ein*	*aus*	*ein*	*aus*	*ein*	*aus*	$\underline{U_6} = \frac{2}{3} U_{ZK} e^{j\frac{5}{3}\pi}$
Variante 7	*ein*	*ein*	*aus*	*aus*	*aus*	*ein*	$\underline{U_7} = \frac{2}{3} U_{ZK} e^{j\frac{1}{3}\pi}$
Variante 8	*ein*	*ein*	*ein*	*aus*	*aus*	*aus*	$\underline{U_8} = 0$

Tabelle 2.2.: Raumzeiger zu Schalterkombination

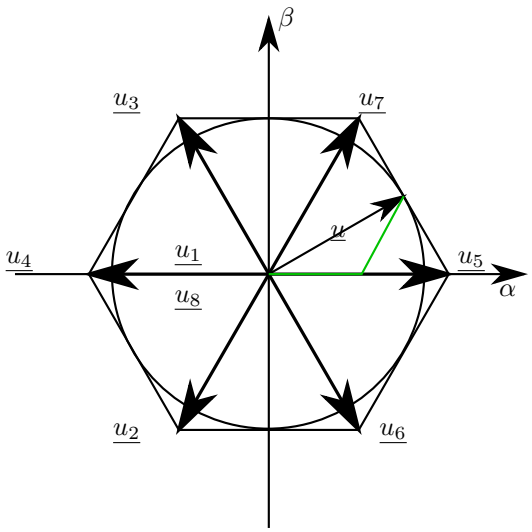


Abbildung 2.4.: Raumzeiger zu Schalterkombination

In Tabelle 2.2 sind die Raumzeiger zu jeder Schalterkombination aufgelistet und in Abbildung 2.4 dargestellt.

Beim Betrachten von Abbildung 2.4 erkennt man, dass mittels diesem PWM Verfahren jeder Punkt im Sechseck angesteuert werden kann. Will man zum Beispiel den Spannungsraumzeiger $\underline{u} = \underline{u_5}$ ausgeben, so legt man während der gesamten PWM Periodendauer T_{PWM} die Schalterkombination $(S_1 = ein, S_2 = aus, S_3 = aus, S_4 = aus, S_5 = ein, S_6 = ein)$ ans System. Der maximale Spannungsraumzeiger ergibt sich folglich zu $\underline{u_{max,eck}} = \frac{2}{3}U_{ZK}$.

Man erkennt allerdings auch, dass dieser maximale Spannungsraumzeiger nur in den Ecken des Sechsecks möglich ist. Will man nun einen sinusförmigen Spannungsraumzeiger ausgeben, so bewegt man sich entlang eines Kreises. Der maximale Sinus-Raumzeiger kann durch einfache trigonometrischen Überlegungen bestimmt werden und beträgt $\underline{u_{max,sinus}} = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{2}{3}U_{ZK} = \frac{U_{ZK}}{\sqrt{3}}$. Der Bereich in dem ein Sinus-Raumzeiger ausgegeben werden kann ist als Innkreis des Sechsecks in Abbildung 2.4 dargestellt.

Will man nun den Spannungsraumzeiger $\underline{u}$ aus Abbildung 2.4 ausgeben, so ist es naheliegend, dass man dies durch Kombination der Raumzeiger $\underline{u_5}$ und $\underline{u_7}$ bewerkstelligt (siehe grünen Pfad in Abbildung 2.4). Es wird der Spannungsraumzeiger $\underline{u_5}$ während des halben PWM-Zykluses $\frac{T_{PWM}}{2}$ ausgegeben, was eine Bewegung aus dem Ursprung entlang der reellen Achse bewirkt. Auf halben Weg, d.h. nach $\frac{T_{PWM}}{2}$, wird der Spannungsraumzeiger $\underline{u_7}$ ans System gelegt. Dadurch wandert man parallel zum $\underline{u_7}$ Raumzeiger zum gewünschten Endpunkt.

Durch zusätzliches Anlegen der Spannungsraumzeiger $\underline{u_1}$ bzw. $\underline{u_8}$ kann man den Betrag des Spannungsraumzeiger variieren. Somit kann jeder Punkt im Innkreis in Abbildung 2.4 angefahren werden.

Nun ist es offenkundig, dass es mehrere Pfade bzw. Kombinationen der Raumzeiger gibt, um einen Punkt anzusteuern. Auch die Reihenfolge der benötigten Spannungsraumzeiger kann auf bestimmte Anforderungen optimiert werden. Auf diese Aspekte genauer einzugehen, würde zu weit führen, weshalb auf die vertiefende Literatur [6, S.1762ff] verwiesen wird.

2.3.3. Active Front End Prinzip

Der „**A**ctive **F**ront **E**nd“ Gleichrichter (kurz: AFE) gehört zu den „**F**orce **C**ommutated **R**ectifiers“ (kurz FCR) [6, S.1661ff]. Dieser bietet im Vergleich zu herkömmliche Gleichrichter, wie Brückengleichrichter, Thyristergleichrichter etc., den Vorteil, dass er keine blockförmigen Ströme erzeugt, sondern die netzseitigen Ströme bereits sinusförmig sind. Die sinusförmigen Strömen kommen durch die Erzeugung der sinusförmigen Umrichterspannung zustande (siehe Unterabschnitt 2.3.2). Die Stromoberschwingungen hierbei sind sehr gering und liegen bei relativ hohen Frequenzen, dies begünstigt zusätzlich noch die Auslegung des Filters. Die Filterspulen können somit deutlich kleiner ausgeführt werden.

Das Prinzip des AFE Gleichrichters sei anhand von Abbildung 2.5 und Abbildung 2.6 erklärt. Abbildung 2.5 zeigt das einphasige Raumzeiger-Ersatzschaltbild des Umrichters.

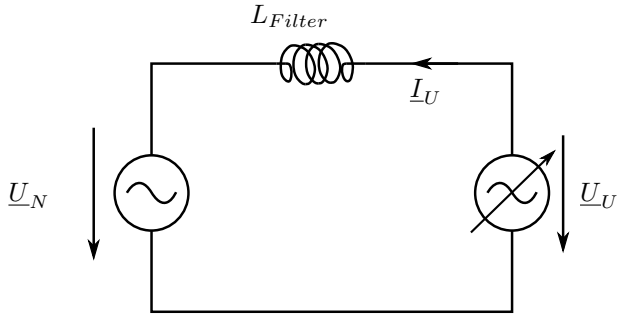


Abbildung 2.5.: Grundidee des AFE Gleichrichters

Ausgangspunkt der Überlegung ist ein Pulsumrichter (siehe Unterabschnitt 2.3.1), dessen Zwischenkreis geladen ist. Die dreiphasigen Ausgänge des Umrichters sind über das Filter mit dem Netz verbunden. Für die grundsätzlichen Überlegungen wird angenommen, dass eine einfache Spule L_{Filter} als Filtermaßnahme ausreichend ist. Im Kapitel 5 wird das Konzept der Filters etwas erweitert und optimiert. Die im Anschluss getätigten Überlegungen gelten allerdings auch für komplexere Filter.

Gibt der Umrichter eine Spannungsraumzeiger $\underline{U}_U$ aus (siehe Unterabschnitt 2.3.2), der gleiche Amplitude wie das Netz hat $\underline{U}_N$, so liegt an der Filter-Spule L_{Filter} die Spannung $\underline{U}_{Filter} = \underline{U}_U - \underline{U}_N = 0$ an. Der hervorgerufene Strom ergibt sich folglich zu $\underline{I}_U = 0\,\mathrm{A}$. Reduziert der Umrichter nun die Amplitude, so liegt an der Spule L_{Filter} eine negative Spannung an, was einen negativen Strom zur Folge hat. Der Strom fließt somit in den Umrichter. Ist der Strom zusätzlich noch phasengleich mit der Netzspannung $\underline{U}_N$, so wird Wirkleistung in den Umrichter transportiert, was dessen Zwischenkreisspannung ansteigen lässt. Durch Erhöhung der Umrichter-Spannung $\underline{U}_U$ über die Netzspannung $\underline{U}_N$ erzeugt man einen positiven Stromfluss $\underline{I}_U$, welcher, bei Phasengleichheit mit dem Netz, Wirkleistung ins Netz liefert. Die Zwischenkreisspannung wird kleiner. Steht der Strom $\pm 90°$ zur Netzspannung $\underline{U}_N$, so wird lediglich Blindleistung erzeugt bzw. verbraucht, die Zwischenkreisspannung bleibt bis auf die Verluste unberührt [6, S.1745ff].

Möglicher Spannungsbereich

Der AFE Gleichrichter hat allerdings durch den Aufbau des Pulsumrichters (siehe Abbildung 2.6) einen begrenzten Arbeitsbereich.

Die **untere Spannungsschwelle** ist festgelegt durch die Brückengleichrichter Spannung $U_{di0,B6} = \frac{3}{\pi}\hat{U}\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$ (siehe Abschnitt 6.1.2). Die Dioden, die anti-parallel zu den IGBTs geschaltet sind, bilden eine B6-Brücke, welche stets vorhanden ist. Sie erzeugt auch im ungetakteten Zustand eine Gleichspannung, die nicht unterschritten werden kann.

Die **obere Spannungsschwelle** ist theoretisch nicht vorhanden. Praktisch ist die Spannung begrenzt durch die Verluste des Umrichters und der Auflösung der PWM.

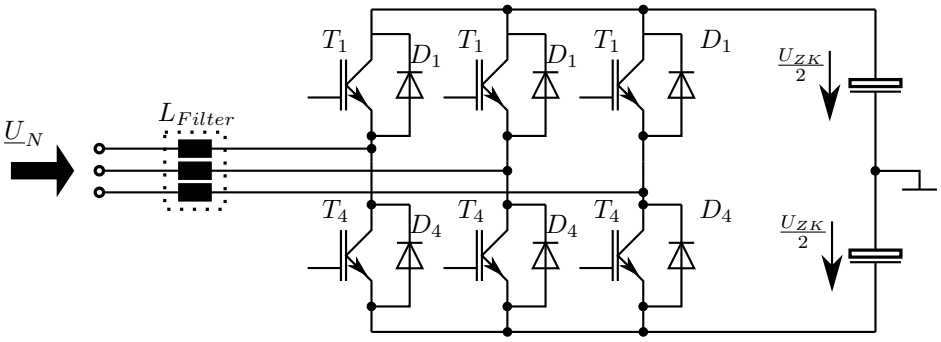


Abbildung 2.6.: AFE Umrichter

Das erläuterte Funktionsprinzip wird in Kapitel 7 in die Realität umgesetzt und dessen Funktionsweise mittels diverser Messungen untermauert.

3. Sicherheits-Konzept

3.1. Dimensionierung

3.1.1. Allgemeines

Ziel des Sicherheitskonzepts ist es, den gesamten Laboraufbau im Falle eines unzulässigen Betriebszustand schnellst möglich in einen sicheren Zustand zu bringen. Es ist hier absolut notwendig auf die unterschiedlichen Fehlerszenarien einzugehen, um eine größtmögliche Sicherheit für den Benutzer zu gewährleisten.

Grundsätzlich wird beim Thema Sicherheit zwischen Schutz vor mutwilligen Fehlverhalten (Security) und dem Schutz vor technischen Gebrechen bzw. den Eintreten eines Notfalls (Safety) unterschieden. Ersteres wird in diesem Sicherheitskonzept nicht behandelt, da es sich um einen Laboraufbau handelt und man davon ausgehen kann, dass geschulte und fachkundige Personen den Laboraufbau in Verwendung haben [8, S.285].

3.1.2. Überblick des Laboraufbaus

Abbildung 3.1 zeigt den Aufbau des Laborplatzes. Er besteht zum einen aus dem Gleichrichter, auf den detailliert in Kapitel 7 eingegangen wird, welcher direkt an das dreiphasige Netz angeschlossen ist. Dieser transportiert Energie aus dem öffentlichen Netz in den Zwischenkreis und wieder zurück. Umrichter 1 und Umrichter 2 beziehen die Energie aus dem Zwischenkreis und werden verwendet, um beliebige dreiphasige Motoren anzutreiben. Beim Bremsen der einzelnen Motore wird die Energie zurück in den Zwischenkreis transportiert von wo aus sie über den Gleichrichter zurück ins Netz gespeist wird. Ist die von den Umrichtern 1 und 2 zurückgespeiste Energie zu groß, um sie abzuführen, steigt die Spannung im Zwischenkreis an und kann ab einer Spannung von 900 V die Zwischenkreiskondensatoren zerstören.

Um dem entgegenzuwirken, wird ein Brems-Chopper direkt an den Zwischenkreis geschlossen, welcher bereits die erste Sicherheitseinrichtung darstellt. Der Brems-Chopper überwacht die Zwischenkreisspannung U_{ZK} und schaltet ab dem Überschreiten eines frei einstellbaren Spannungsniveaus einen Bremswiderstand an den Zwischenkreis. Es wird somit über die Bremswiderstände R_{Brems} Energie dem Zwischenkreis entzogen und in thermische Energie umgewandelt, was einem abrupten Ansteigen der Zwischenkreisspannung entgegenwirkt. Die im Widerstand umgewandelte Energie bewirkt ein starkes Ansteigen der Temperatur des Widerstands. Ab einem kritischen Wert veranlasst der Brems-Chopper einen Not-Aus, stellt allerdings seinen Betrieb nicht ein. Sollte dennoch weiter Energie im Brems-Chopper umgewandelt werden, so kommt es

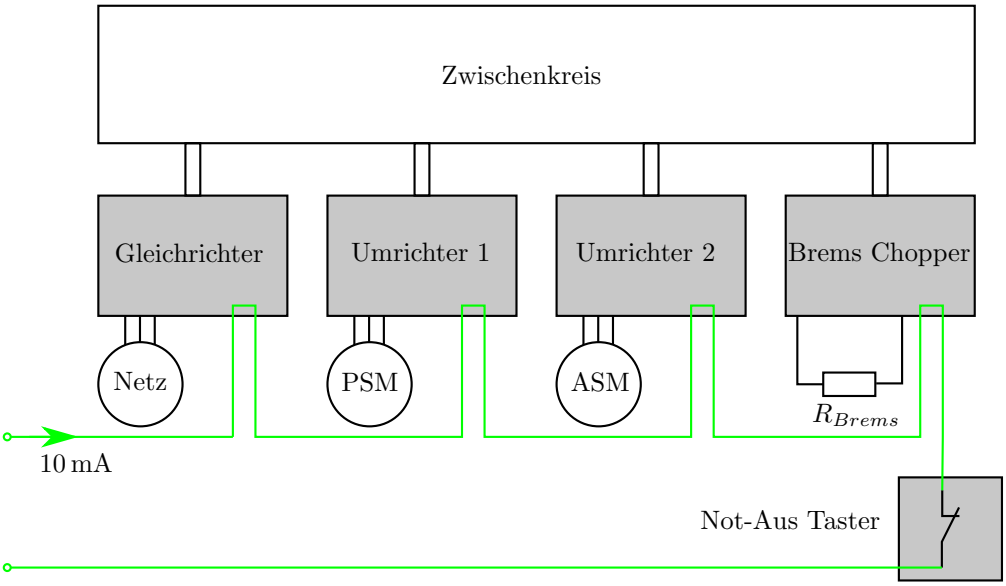


Abbildung 3.1.: Sicherheitskonzept: Überblick des Laboraufbaus

zur thermischen Zerstörung des Bremswiderstands. Für detaillierte Informationen zum Brems-Chopper sei auf Kapitel 4 verwiesen.

Zusammen mit einem Not-Aus Taster kann man folgenden Teilnehmer des Sicherheitskonzeptes auflisten:

- Gleichrichter
- Umrichter 1
- Umrichter 2
- Brems-Chopper
- Not-Aus Taster

Jeder Teilnehmer des Sicherheitskonzepts kann einen Not-Aus veranlassen und das System in einen sicheren Zustand überführen. Die Kommunikation zwischen den Teilnehmern wird auf einem primitiven, aber robusten Niveau gehalten. Es wird eine Not-Aus Schleife durch den gesamten Aufbau gezogen. Über diese Schleife wird ein konstanter Strom von 10 mA getrieben (siehe Unterabschnitt 3.2.2) und im Fall eines Fehlers kann der betroffene Teilnehmer die Not-Aus Schleife öffnen und somit einen unzulässigen Betriebszustand signalisieren.

Das Öffnen der Not-Aus Schleife wird mittels Relais oder direkt über den Not-Aus Taster realisiert. Der Gleichrichter und beide Umrichter haben außerdem noch die Möglichkeit, über Optokoppler den Zustand der Not-Aus Schleife direkt mit zu

detektieren, um in einen definierten sicheren Zustand zu gelangen (siehe Unterabschnitt 3.1.3).

3.1.3. Sicherer Zustand

Um einen sicheren Zustand des Systems definieren zu können, müssen alle Energiespeicher identifizieren werden.

Das Netz stellt in erster Näherung einen unendlichen Energiespeicher dar. Im Fehlerfall muss somit gewährleistet werden, dass das System allpolig vom Netz getrennt ist. Außerdem muss dafür gesorgt werden, dass das System sich nicht automatisch wieder einschalten kann.

Kinetische Energie , die in den rotierenden Maschinen gespeichert ist, ist in keinem Fall zu vernachlässigen. Die Rotationsenergie $E_{Rot} = \frac{I \cdot \omega^2}{2}$ ist proportional zum Trägheitsmoment und somit von Maschine zu Maschine unterschiedlich, wodurch eine Abschätzung der gespeicherten Energie individuell durchgeführt werden muss. Durch die Proportionalität zu ω^2 ist der Stillstand, d.h. $\omega = 0$, der einzige sichere Zustand.

Ob man nun die Maschine bewusst abbremst oder auslaufen lässt, ist ebenfalls von Anwendung zu Anwendung unterschiedlich und muss in den jeweiligen Umrichtern individuell implementiert werden.

Elektrische Energie im Zwischenkreis , d.h. die Ladung in den Kondensatoren, kann sehr hoch sein und problemlos zur Zerstörung des Umrichters führen. Die Kapazitäten dürfen nur sehr kurze Leitungen zu den Leistungsschalten haben, damit sie keinen Schwingkreis mit den parasitären Induktivitätsbelägen der Kabeln bilden (siehe Abschnitt 2.3.1). Diese geometrischen Einschränkungen erlauben somit keine zusätzlichen Sicherheitseinrichtungen wie Trennschalter, Sicherungen oder Sonstiges. Die elektrische Energie $E_{el} = \frac{C \cdot U^2}{2}$ ist proportional zu U^2, wodurch der ungeladene Zustand $U = 0$ als sicherer Zustand einzunehmen ist.

Um den Zwischenkreis zu entladen, könnte man ihn mittels Zuschalten eines Widerstands belasten oder man garantiert einen weitgehenden Berührungsschutz durch das Gehäuse, isolierte Leitungen, etc. und lässt die Kondensatoren über die relativ großen Symmetrierwiderstände entladen. Im Falle diese Laborplatzes, an dem ausschließlich fachkundige Personen arbeiten, kommt Variante 2 zum Einsatz.

Zusammenfassend lässt sich folgender sicherer Zustand definieren:

$$U_{U,Ph} = U_{V,Ph} = U_{W,Ph} = 0\,\mathrm{V} \tag{3.1}$$

$$\omega = 0\,\mathrm{s}^{-1} \tag{3.2}$$

$$U_{ZK} = 0\,\mathrm{V} \tag{3.3}$$

3.2. Hardware

In diesem Kapitel wird auf die Realisierung des Sicherheitskonzepts eingegangen.

3.2.1. Gesamtsystem

Im rechten oberen Bereich von Abbildung 3.2 sieht man den **Not-Aus**-Block. Auf diesen Block wird detailliert in Abschnitt 3.1 eingegangen. Er ermöglicht allen Teilnehmern des Sicherheitskonzepts einen Not-Aus zu initiieren, um das System in einen sicheren Zustand zu bringen. Hierfür wird das 10 mA Signal, welches durch die Not-Aus Schleife fließt, unterbrochen. Diese Unterbrechung wird von der Konstant-Stromquellen-Schaltung detektiert und öffnet die 12 V Versorgung des Freigabe-Blocks.

Der **Freigabe**-Block in Abbildung 3.2 ermöglicht den Benutzer eine manuelle Freigabe des Leistung-Blocks, wodurch dem Gleichrichter (AFE) die gesamte Berechtigung für das Schließen und Öffnen der Leistungsrelais übertragen wird. Durch das Drücken der *Start* Taste S_1 wird der Freigabe-Stromkreis geschlossen und das Freigabe-Relais $K_{1,0}$ wird bestromt. Dies bewirkt das Schließen der Kontakte $K_{1,1}$, welcher den Taster S_1 kurzschließt und somit in eine Selbsthalte Schaltung übergeht, und $K_{1,2}$, welcher die Versorgung des Leistung-Blocks freigibt. Durch den *Stop* Taster S_2 hat man die Möglichkeit die Freigabe wieder zu entziehen und durch den *Schlüsselschalter* S_3 kann die Freigabe gesperrt werden, um ein unerlaubtes in Betrieb nehmen des Systems zu unterbinden.

Durch das Schließen von $K_{1,2}$ ist die Freigabe erteilt, der **Leistungs**-Block versorgt und der Gleichrichter kann über seine Relais Kontakte K_{Haupt} und K_{Laden} auf die restliche Schaltung Einfluss nehmen. Durch Schließen von K_{Laden} wird das Lade-Relais $K_{2,0}$ bestromt, wodurch sich die Kontakte $K_{2,1}$,$K_{2,2}$ und $K_{2,3}$ im **Vorlade-Schaltungs**-Block schließen und ein Vorladen des Zwischenkreises über die Lade-Widerstände R_{Lade} beginnt (siehe Kapitel 6). Nachdem K_{Haupt} geschlossen hat, ist Relais $K_{3,0}$ aktiv und bewirkt durch Umschalten von $K_{3,0}$ ein Versorgen des 230 V *Haupt* Relais $K_{4,0}$, welches wiederum ein Überbrücken der Lade-Widerstände im **Vorlade-Schaltungs**-Block bewirkt und somit den Hauptleistungspfad über $K_{4,1}$,$K_{4,2}$ und $K_{4,3}$ schließt. Die Signallampen H_1 und H_2 stellen den Zustand des Hauptrelais dar.

Abbildung 3.3 zeigt die Freigabe-Konsole mit den Tastern S_1, S_2, dem Schlüsselschalter S_3, sowie die beiden Signallampen H_1 und H_2.

3.2.2. Konstant-Stromquelle

Die Konstant-Stromquellen Schaltung hat zum einen die Aufgabe einen konstanten Strom von 10 mA in der Not-Aus Schleife zu generieren und zum anderen soll sie ein Öffnen der Not-Aus Schleife detektieren können, um die Versorgung des Freigabe Teils aus Unterabschnitt 3.2.1 zu unterbinden.

In Abbildung 3.4 sieht man die essentiellen Bauelemente der Konstant-Stromquellen Schaltung. Die Zenerdiode $D1$ erzeugt über den Widerstand $R1$ eine konstante Spannung von 6,8 V, welche durch $C3$ zusätzlich geglättet wird. Diese Spannung wird über den Impedanzwandler $IC1A$ an den Spannungsteilers $R2$ und $R3$ gelegt.

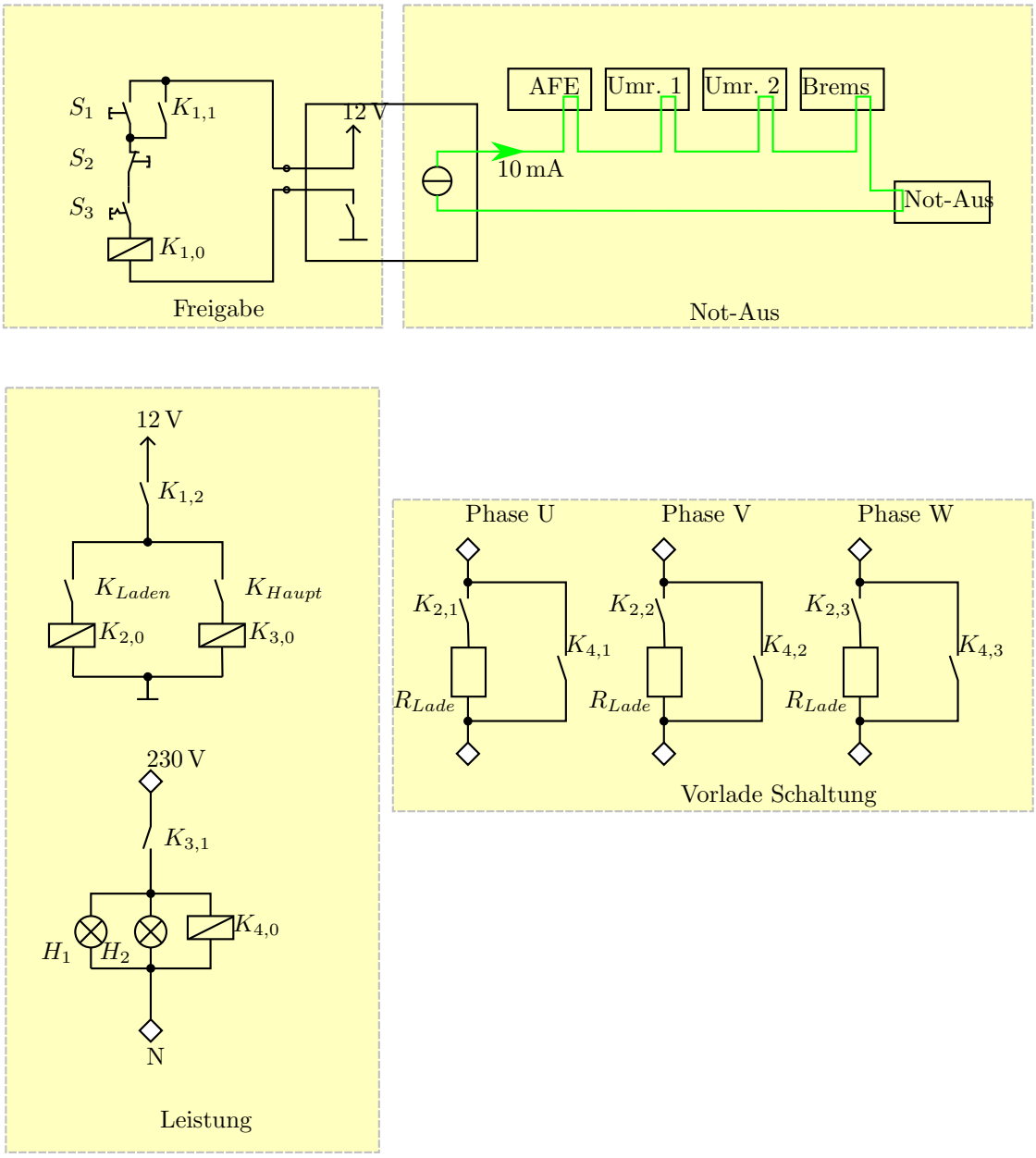


Abbildung 3.2.: Gesamtes Sicherheitskonzept

Abbildung 3.3.: Freigabe Konsole

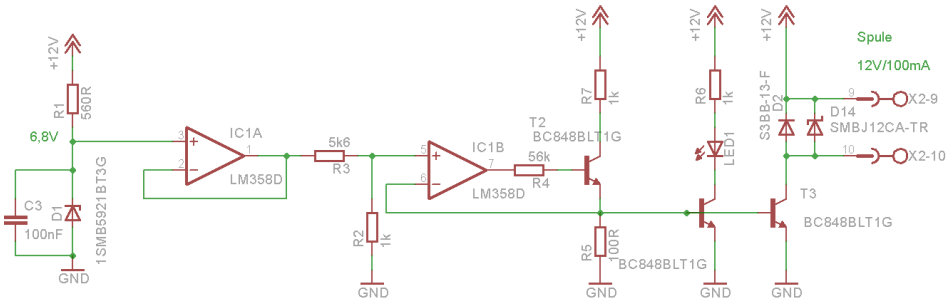


Abbildung 3.4.: Konstant Stromquelle mit Unterbrechungsüberwachung

$$U_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3} 6{,}8\,\mathrm{V} = \frac{1\,\mathrm{k\Omega}}{1\,\mathrm{k\Omega} + 5{,}6\,\mathrm{k\Omega}} 6{,}8\,\mathrm{V} \approx 1\,\mathrm{V} \tag{3.4}$$

Die Spannung U_+ liegt am + Anschluss des OPVs $IC1B$ an und folglich im stationären Zustand auch am − Anschluss. Eine Spannung von 1 V erzeugt folglich am Widerstand $R5$ einen Strom von $I_{Konst} = \frac{1\,\mathrm{V}}{1\,\Omega} = 10\,\mathrm{mA}$. Der Transistor $T2$ wird in der Emitter Schaltung verwendet und wirkt hier als Impedanzwandler, welcher einen höheren Ausgangsstrom treiben kann als der OPV *LM358* alleine. $R7$ ist hier ein Repräsentant für die Last, d.h. im konkreten Fall der Konstant-Stromquellen Schaltung wird er durch die Not-Aus Schleife ersetzt.

Wird die Not-Aus Schleife unterbrochen, so hängt der Kollektor-Anschluss von Transistor $T2$ in der Luft und es kann, unabhängig vom Aussteuergrad des OPVs $IC1B$, kein Strom getrieben werden. Die Spannung am Widerstand $R5$ beträgt somit 0 V wodurch die Transistoren $T1$ und $T3$ sperren. Durch das Sperren von $T3$ wird dem Freigabe Teil aus Abbildung 3.2 die 12 V Versorgung entzogen.

Ein besonderes Augenmerk sei hierbei noch auf den Widerstand $R4$ gelegt. Wäre $R4 = 0\,\Omega$, so würde der OPV Ausgang bei genügend großer Aussteuerung über die Basis-Emitter Diode von $T2$ die notwendige Spannung von 1 V am Widerstand $R5$ erzeugen, wodurch ein Abschalten von $T1$ und $T3$ unmöglich wäre.

Die gesamte Schaltung mit dem dazu gehörigen Layout und einem Bestückungsplan ist im Anhang Abschnitt A.2 angefügt.

3.3. Szenarien

In diesem Kapitel sind diverse Fehlerszenarien angeführt, sowie die Reaktion des Systems darauf.

3.3.1. Ausfall der Wechselspannungsversorgung

Bei einem Ausfall der Netzversorgung des Laboraufbaus fällt zum einen die 12 V Gleichspannungsversorgung der Relais Schaltung und der Konstant-Stromquellen Schaltung (siehe Unterabschnitt 3.2.1) aus und zum anderen verliert das *Haupt* Relais $K, 4, 0$ aus Abbildung 3.2 die Versorgung. Alle Relais Kontakte $K_{x,y}$ fallen in ihre Ruhestellung zurück und der Leistungspfad ist geöffnet. Es kann keine Energie mehr aus dem Netz in das System gelangen.

3.3.2. Ausfall der Gleichspannungsversorgung

Fällt das 12 V Netzgerät aus, so sind zum einen alle Niederspannungsrelais aus Abbildung 3.2 sowie die Konstant Stromquellen Schaltung unversorgt. Alle Relais Kontakte $K_{x,y}$ fallen in ihre Ruhestellung zurück und der Leistungspfad ist geöffnet. Es kann keine Energie mehr aus dem Netz in das System gelangen.

3.3.3. Not-Aus durch den Benutzer

Durch Betätigen des Not-Aus Tasters in Abbildung 3.2 wird die Not-Aus Schleife geöffnet. Da die 10 mA nicht mehr fließen können, entzieht die Not-Aus Schaltung dem Freigabe Teil die Versorgung. Alle Relais Kontakte $K_{x,y}$ fallen in ihre Ruhestellung zurück und der Leistungspfad ist geöffnet. Es kann keine Energie mehr aus dem Netz in das System gelangen.

3.3.4. Überhitzung des Bremswiderstandes

Überschreitet die Temperatur des Bremswiderstandes R_{Brems} einen kritischen Wert, so öffnet der Brems-Chopper die Not-Aus Schleife. Da die 10 mA nicht mehr fließen können, entzieht die Not-Aus Schaltung dem Freigabe Teil die Versorgung. Alle Relais Kontakte $K_{x,y}$ fallen in ihre Ruhestellung zurück und der Leistungspfad ist geöffnet. Es kann keine Energie mehr aus dem Netz in das System gelangen.

3.3.5. Überhitzung des Gleichrichters

Bei einer Überhitzung des Gleichrichters wird automatisch dessen PWM gesperrt, wodurch kein Energietransport mehr ins und aus dem Netz erfolgen kann. Hier ist unbedingt ein Not-Aus durch die Gleichrichter-Software zu veranlassen. Da folglich die 10 mA nicht mehr fließen können, entzieht die Not-Aus Schaltung dem Freigabe Teil die Versorgung. Alle Relais Kontakte $K_{x,y}$ fallen in ihre Ruhestellung zurück und der Leistungspfad ist geöffnet. Es kann keine Energie mehr aus dem Netz in das System gelangen.

3.3.6. Überhitzung der Umrichter

Bei einer Überhitzung der Umrichter muss lediglich der betroffene Umrichter außer Betrieb genommen werden. Hier ist kein Not-Aus notwendig.

3.3.7. Überschreitung des max. Stroms des Gleichrichters

Bei einem Überstrom im Gleichrichter wird automatisch dessen PWM gesperrt, wodurch kein Energietransport mehr ins und aus dem Netz erfolgen kann. Hier ist unbedingt ein Not-Aus durch die Gleichrichter-Software zu veranlassen. Da folglich die 10 mA nicht mehr fließen können, entzieht die Not-Aus Schaltung dem Freigabe Teil die Versorgung. Alle Relais Kontakte $K_{x,y}$ fallen in ihre Ruhestellung zurück und der Leistungspfad ist geöffnet. Es kann keine Energie mehr aus dem Netz in das System gelangen.

3.3.8. Überschreitung des max. Stroms der Umrichter

Beim Überstrom der Umrichter muss lediglich der betroffene Umrichter außer Betrieb genommen werden. Hier ist kein Not-Aus notwendig.

3.3.9. Überschreiten der max. Spannung am Zwischenkreis

Hier ist dafür Sorge zu tragen, dass die maximale Überspannungsschwelle an den Umrichter deutlich geringer ist als am Gleichrichter. Beim Überschreiten der Überspannungsschwelle wird der betroffene Umrichter automatische außer Betrieb genommen. Da der Gleichrichter bestrebt ist, die hohe Spannung am Zwischenkreis zu reduzieren, wäre es fatal ihn vor den Umrichtern auszuschalten, da beim Bremsen einer Maschine die Rotationsenergie direkt über die Umrichter in den Zwischenkreis geladen wird und dies dessen Spannung erhöht. Durch die höhere Überspannungsschwelle des Gleichrichters ist garantiert, dass der Gleichrichter sich erst nach den Umrichtern deaktiviert.

3.3.10. Überschreitung der max. Spannung am Eingang des Gleichrichters

Bei einer Überspannung am Eingang des Gleichrichters wird automatisch dessen PWM gesperrt wodurch kein Energietransport mehr ins und aus dem Netz erfolgen kann. Hier ist unbedingt ein Not-Aus durch die Gleichrichter-Software zu veranlassen. Da folglich die 10 mA nicht mehr fließen können, entzieht die Not-Aus Schaltung dem Freigabe Teil die Versorgung. Alle Relais Kontakte $K_{x,y}$ fallen in ihre Ruhestellung zurück und der Leistungspfad ist geöffnet. Es kann keine Energie mehr aus dem Netz in das System gelangen.

3.3.11. Überschreitung der max. Spannung am Eingang der Umrichter

Bei einer Überspannung am Eingang der Umrichter darf lediglich der betroffene Umrichter außer Betrieb genommen werden. Nachdem der Umrichter nicht mehr aktiv ist, wirkt die angetrieben Maschine als Generator und liefert über die $B6$-Diodenbrücke die gespeicherte Rotationsenergie in den Zwischenkreis. Die Spannung im Zwischenkreis würde somit steigen. Hier kann ein Not-Aus fatale Folgen nach sich ziehen. Ein Not-Aus würde unter anderen den Gleichrichter außer Betrieb nehmen, dieser wirkt allerdings gegen das Ansteigen der Zwischenkreisspannung. Somit würde die Zwischenkreisspannung ungehindert ansteigen bis der Brems-Chopper aktiv wird.

4. Brems-Chopper

Die Aufgabe des Brems-Choppers ist die Begrenzung der Zwischenkreisspannung. Erreicht die Zwischenkreisspannung das kritische Spannungslevel $U_{ZK,krit}$, so schaltete der Brems-Chopper einen Brems-Widerstand an den Zwischenkreis, wodurch den Zwischenkreis-Kondensatoren Energie entnommen und in thermische Energie umgewandelt wird, d.h. die Spannung sinkt. Durch diese limitierende Eigenschaft kann man den Brems-Chopper sowohl als Sicherheitseinrichtung betrachten, als auch als Unterstützung der Regelung.

In den in Abschnitt 3.3 angeführten Szenarien des Sicherheitskonzepts, gibt es Fälle in welchen die Zwischenkreisspannung unbegrenzt ansteigen würde. Würde die Not-Abschaltung des Sicherheitskonzepts (siehe Kapitel 3) ausbleiben, so käme es unweigerlich zur Zerstörung der Zwischenkreiskondenstoren bzw., je nach Auslegung der Hardware, zur Zerstörung aller Geräte, die über den gleichen Zwischenkreis versorgt sind. Unter diesen Aspekten ist der Brems-Chopper eine wichtige Komponente des Sicherheitskonzepts.

Im Falle der Zwischenkreisspannungs-Regelung (siehe Unterabschnitt 7.3.5) kann der Brems-Chopper auch wertvolle Dienste leisten. Bei einem Lastabwurf bzw. bei einer abrupten Energierückführung der Motoren, wird Energie in den Zwischenkreis transportiert und veranlasst einen Spannungsanstieg. Wenn dieser Anstieg zu schnell abläuft, benötigt der Spannungsregler etwas Zeit, um wieder die Soll-Größe der Zwischenkreisspannung auszuregeln (siehe Unterabschnitt 7.4.6). Durch sinnvolle Wahl des kritischen Spannungslevel $U_{ZK,krit}$ kann der Brems-Chopper den Spannungsanstieg dämpfen und somit die Regler-Performance stark verbessern.

4.1. Dimensionierung

4.1.1. Topologie des Aufbaus

Abbildung 4.1 zeigt den grundsätzliche Aufbau des Brems-Choppers. Das zentrale Element des Brems-Choppers ist die Steuerplatine. Sie überwacht die Zwischenkreisspannung und veranlasst, beim Überschreiten des kritische Spannungslevel $U_{ZK,krit}$ das Zuschalten des Brems-Widerstandes R_{Brems}. Die Schalthandlung des Leistungsschalters, hier als IGBT ausgeführt, wird über ein separates Treiber-Modul realisiert. Dieses Treiber-Modul detektiert sowohl einen Kurzschluss am IGBT, als auch ein Einbrechen dessen Versorgungsspannung. Das Fehler-Signal wird über die Steuerplatine an die Temperaturüberwachung weitergeleitet. Die Temperaturüberwachung hat die Aufgabe eine thermische Überlastung der Brems-Widerstände zu verhindern. Hierfür wird über 4 Temperatursensoren die Temperatur der Brems-Widerstände aufgenom-

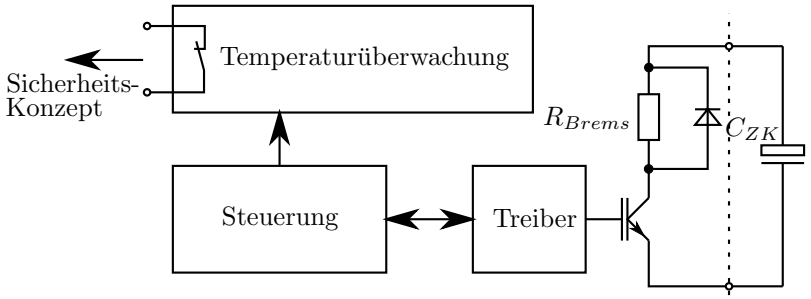


Abbildung 4.1.: Topologie des Brems-Choppers

men, wobei die Möglichkeit besteht die Temperaturüberwachung auf beliebig viele Sensoren zu erweitern. Erreicht die Temperatur der Brems-Widerstände eine kritische Temperatur $T_{Brems,krit}$ so wird ein Fehlersignal generiert. Der Treiber-Fehler und das Übertemperatursignal werden im Temperaturüberwachungs-Modul zusammengeführt und daraus zum einen ein 12 V Fehler-Signal generiert und zum andern wird eine Schalthandlung mittels Relais veranlasst, was ein Einbinden des Brems-Choppers ins Sicherheitskonzept ermöglicht (siehe Kapitel 3).

Um den Anforderungen des Sicherheitskonzepts gerecht zu werden, wird der Brems-Chopper sehr robust und einfach ausgeführt.

Er soll als „stand-alone“ Gerät ausgeführt sein, d.h. er soll unabhängig vom Gleichrichter oder einem anderen am Zwischenkreis angeschlossenem Gerät sein. Dies ermöglicht zum einen eine erhöhte Ausfallsicherheit, da ein Weiterarbeiten des Systems unabhängig vom Zustand eines anderen Gerätes ist, zum anderen ermöglicht dies eine maximale Flexibilität in der Anwendung.

Ein weiterer Aspekt ist die Realisierung der Module. Jedes Modul der Brems-Choppers kommt gänzlich ohne Software aus, d.h. die Funktionalität des Systems ist in Hardware gegossen und somit besonders robust.

Schlussendlich ist anzumerken, dass der Brems-Chopper seinen Betrieb nie einstellt. Es ist zwar möglich, durch Öffnen der Not-Aus-Schleife, einen Not-Aus im Sicherheits-Konzept auszulösen (siehe Unterabschnitt 3.1.2), der Zustand des Sicherheitskonzept hat allerdings keinen Einfluss auf den Betrieb des Brems-Choppers. Im Fall eines Not-Aus bzw. auch einer Übertemperatur der Brems-Widerstände stellt der Brems-Chopper seinen Betrieb nicht ein.

4.2. Hardware

Im Folgenden wird auf die einzelnen Module aus Abbildung 4.1 eingegangen. Die Steuerungs-Einheit wird in Unterabschnitt 4.2.1 behandelt, wobei auf die Temperaturüberwachung in Unterabschnitt 4.2.2 eingegangen wird. Das Treiber-Modul, der IGBT und die Brems-Widerstände werden unter Unterabschnitt 4.2.3 zusammengefasst.

Vorweg sei erwähnt, dass die Versorgung jedes Moduls, sowie deren Schnittstellen zu den leistungsführenden Komponenten galvanisch getrennt sind, um die Sicherheit des Geräts, sowie des Anwenders, so weit wie möglich gewährleisten zu können.

4.2.1. Steuerung

Messung der Zwischenkreisspannung

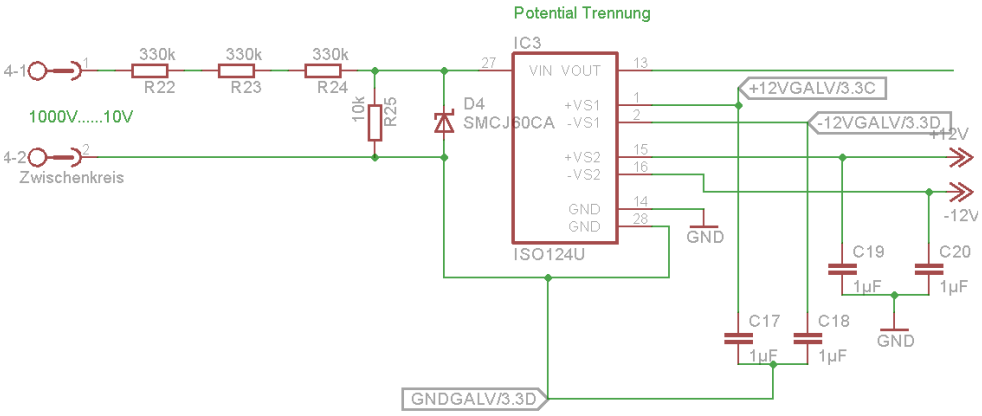


Abbildung 4.2.: Brems-Chopper: Messung der Zwischenkreisspannung

Dieses Modul ist für die Hauptfunktionalität des Brems-Choppers verantwortlich. Grundlage für jede weitere Überlegung stellt die Zwischenkreisspannungsmessung in Abbildung 4.2 dar. Die Zwischenkreisspannung wird mittels Spannungsteiler auf einen kleineren Spannungsbereich herunter gebrochen.

$$U_{ZK,klein} = \frac{10\,\mathrm{k\Omega}}{1\,\mathrm{M\Omega}} U_{ZK} = \frac{1}{100} U_{ZK} \tag{4.1}$$

Anschließend erfolgt die galvanische Trennung mittels des Isolationsverstärkers ISO124. Somit ist eine maximale Spannung von 1 kV, galvanisch getrennt, auf 10 V abgebildet und kann gefahrlos weiterverarbeitet werden.

Gewünschtes Schaltverhalten

Anhand von Abbildung 4.3 wird das Schaltverhalten erklärt. Steigt die Spannung des Zwischenkreises über den maximal zulässigen Wert $U_{ZK,krit}$, in diesem Fall $U_{ZK,krit} = U_{ZK,Ein} = 470\,\mathrm{V}$, so wird der Brems-Widerstand zugeschalten. Um nun ein schnelles Ein- und Ausschalten des Brems-Choppers zu verhindern, wird eine Hysterese im Schaltverhalten berücksichtigt, d.h. die Zwischenkreisspannung muss erst eine untere Schwelle $U_{ZK,Aus} = 445\,\mathrm{V}$ unterschreiten, um ein Abschalten des IGBTs zu ermöglichen.

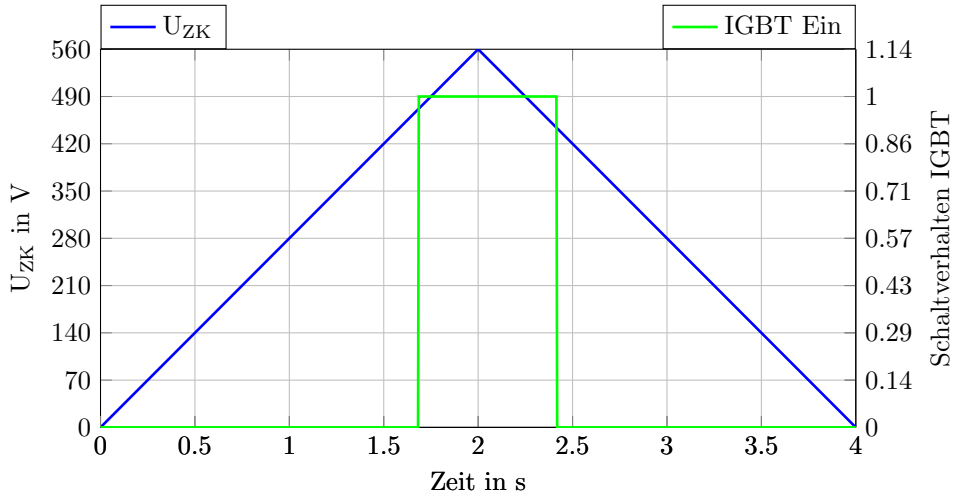


Abbildung 4.3.: Schaltverhalten des Brems-Choppers

Ein- und Ausschaltschwelle

Die Einschaltschwelle $U_{ZK,Ein}$ und die Hysterese $U_{ZK,Hysterese}$ werden mittels Potentiometer, welcher an Stecker $SV1$ und $SV2$ angeschlossen werden, eingestellt und wie in Abbildung 4.4 dargestellt verarbeitet. Die Operationsverstärker $IC1C$ und $IC1D$ stellen zum einen einen Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz $f_g = 19{,}4\,\text{Hz}$ dar, zum anderen subtrahiert $IC1D$ den Hysterese Wert von der oberen Schwelle, wodurch sich die untere Schwelle $U_{ZK,Aus} = U_{ZK,Ein} - U_{ZK,Hysterese}$ ergibt. Durch Modifikation der oberen Schwelle wandert somit die untere Schwelle automatisch mit, der Fall $U_{ZK,Aus} > U_{ZK,Ein}$ ist ausgeschlossen.

Präzisions-Schmitt-Trigger

Dieses Schaltverhalten wir mit der in Abbildung 4.5 gezeigten vereinfachten Schaltung realisiert. Hierbei handelt es sich um eine Präzisions-Schmitt-Trigger [17, S.615]. Die NAND-Gatter stellen ein RS-Flip-Flop dar, welches den IGBT-Schaltzustand speichert. Anhand der Wahrheitstabelle in Tabelle 4.1 sei die Funktionsweise des Präzisions-Schmitt-Trigger erklärt.

Abbildung 4.6 zeigt die detaillierte Realisierung des Präzisions-Schmitt-Triggers. Die Komparatoren $IC2A$ und $IC2B$ stellen wie in Abbildung 4.5 den Fenster-Komparator dar. Die NAND Gatter werden mittels Komparatoren $IC2C$ und $IC2D$ realisiert. Der Ausgang „OUT“ wird anschließend über $T1$ und $Q1$ verstärkt, pegelangepasst und an das Treiber-Modul weitergegeben wird.

Der vollständige Schaltplan, Layout und Bestückungsplan des Steuerungs-Moduls ist in Unterabschnitt A.1.1 beigelegt.

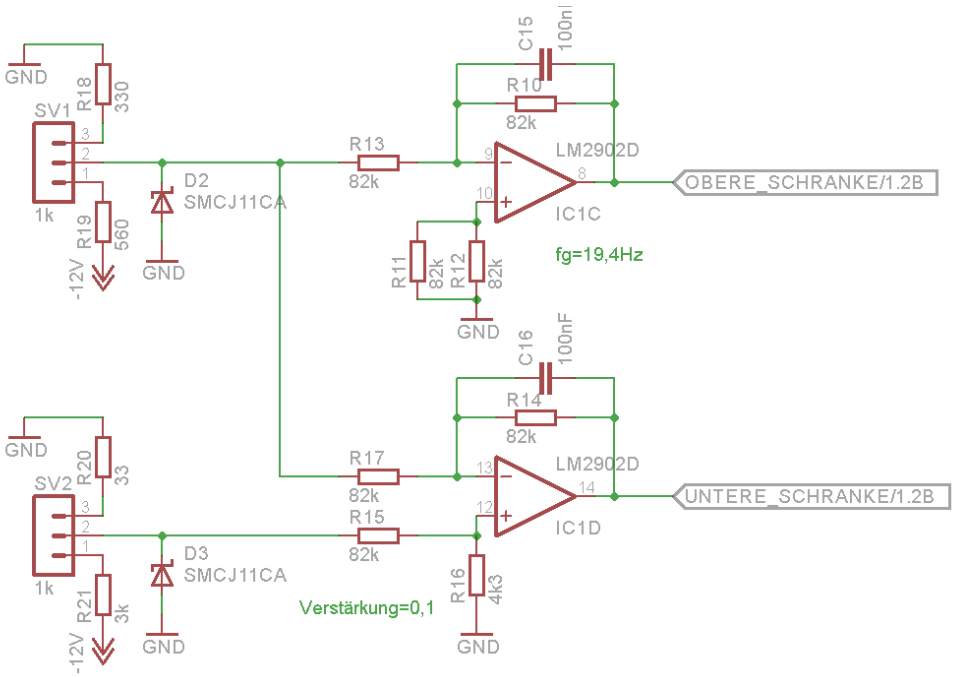


Abbildung 4.4.: Brems-Chopper: Ein- und Ausschaltschwelle

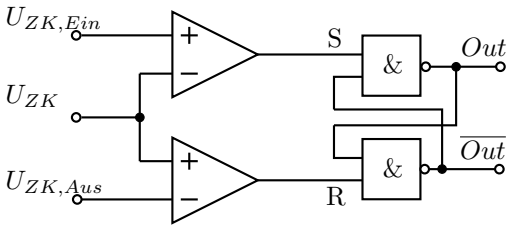


Abbildung 4.5.: Brems-Chopper: Präzisions-Schmitt-Trigger vereinfacht dargestellt

Wahrheitstabelle: Präzisions-Schmitt-Trigger				
Zustand	S	R	Out	$\overline{Out}$
$U_{ZK,Aus} > U_{ZK,Ein}$	0	0	1	1
$U_{ZK} > U_{ZK,Ein} > U_{ZK,Aus}$	0	1	1	0
$U_{ZK,Ein} > U_{ZK,Aus} > U_{ZK}$	1	0	0	1
$U_{ZK,Ein} > U_{ZK} > U_{ZK,Aus}$	1	1	Speicher	

Tabelle 4.1.: Wahrheitstabelle: Präzisions-Schmitt-Trigger

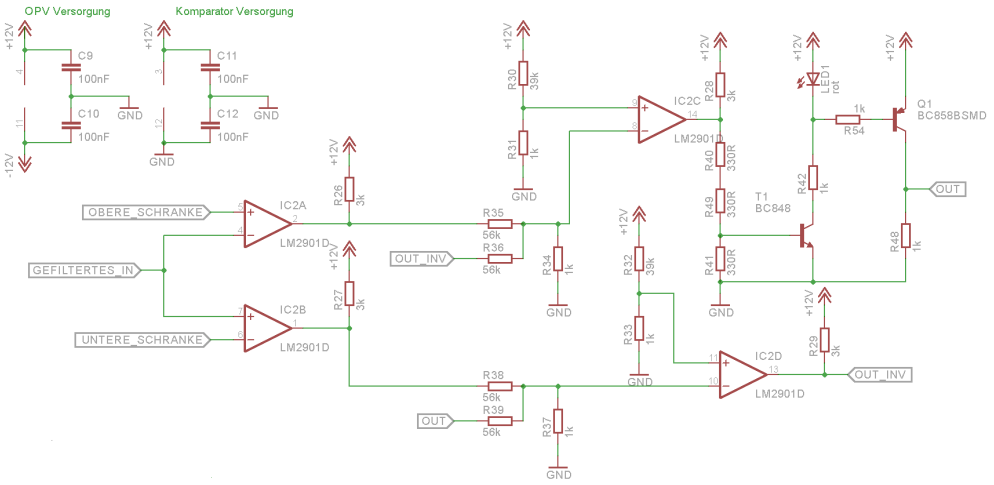


Abbildung 4.6.: Brems-Chopper: Präzisions-Schmitt-Trigger

4.2.2. Temperaturüberwachung

Schmitt-Trigger

Die Temperaturüberwachung hat die Aufgabe eine thermische Überlastung der Brems-Widerstände zu verhindern. Pro Temperaturüberwachungs-Platine sind der Anschluss von 4 Temperatursensoren möglich, wobei die Möglichkeit der Erweiterung besteht. Die Temperatur des Brems-Widerstands T_{Brems} wird mittels Temperatur-Sensor *LM35* direkt am Widerstand gemessen. Der Sensor, welcher hier an Stecker $SV1$ angeschlossen wird, wandelt die Temperatur in eine analoge Spannung um, welche nachstehender Sensor-Charakteristik (4.2) folgt.

$$U_{Temp,Sensor} = 0\,\mathrm{mV} + 10\,\mathrm{mV}\,^{\circ}\mathrm{C}^{-1} \cdot T_{Brems} \tag{4.2}$$

Das Sensor-Signal wird anschließend mittels der in Abbildung 4.7 abgebildeten Schaltung verarbeitet. Der Widerstand $R1$ und der Kondensator $C1$ bilden ein passives Tiefpassfilter erster Ordnung mit der Grenzfrequenz von $f_{g,Temp} = 159{,}15\,\mathrm{Hz}$. Der Operationsverstärker $IC1A$ mit den Widerständen $R2$ und $R3$ verstärkt das Signal, wodurch sich die Sensorkennlinie gemäß Gleichung (4.2) wie folgt verändert.

$$U_{Temp} = \frac{R2 + R3}{R3} U_{Temp,Sensor} = 6,6 \cdot U_{Temp,Sensor} = 0\,\mathrm{mV} + 66\,\mathrm{mV}\,^{\circ}\mathrm{C}^{-1} \cdot T_{Brems} \tag{4.3}$$

Im Anschluss kommt ein invertierender Schmitt-Trigger, welcher durch den Komparator $IC2A$ und den Widerständen $R4$, $R5$ und $R6$ realisiert ist. $R7$ stellt den Pull-Up

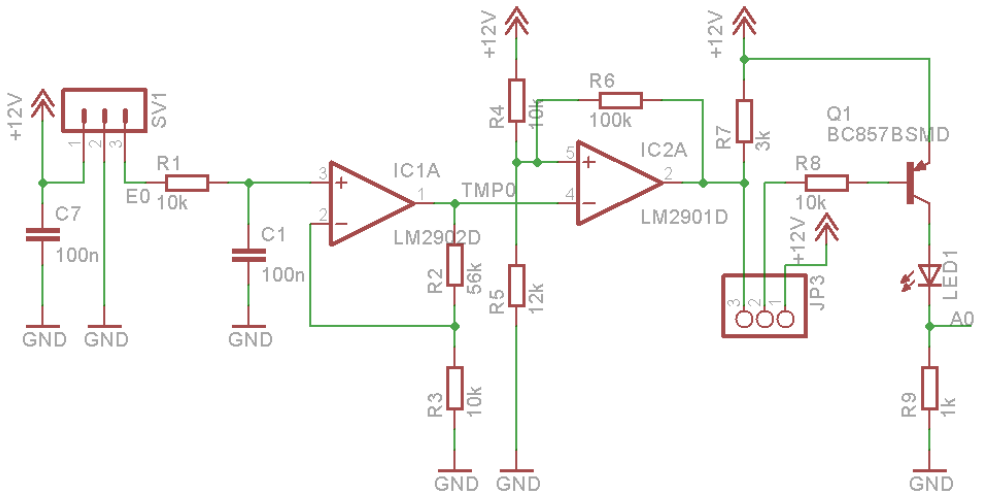


Abbildung 4.7.: Brems-Chopper: Temperatursensor-Signalverarbeitung

Widerstand des Open-Collector Ausgangs des Komparators dar. Um die Schwellen des Schmitt-Triggers bestimmen zu können, müssen folgende zwei Fallunterscheidungen gemacht werden.

Fall: $U_{Temp,Ein} > U_{Temp}$

$$U_{Komparator,Out} = U_{Versorgung} \tag{4.4}$$

Dadurch, dass der Ausgang des Komparators auf der Versorgungsspannung $U_{Versorgung}$ liegt, sind $R4$ und $R6$ parallel geschaltet und die Spannung U_+ am „+“-Eingang des Komparators ergibt sich zu folgenden Wert.

$$U_{Temp,Ein} = U_+ = \frac{R5}{R5 + \frac{R4 \cdot R6}{R4+R6}} U_{Versorgung} \approx 6{,}83\,\mathrm{V} \tag{4.5}$$

Mit der Kennlinie des Temperatur-Sensors aus Gleichung (4.3) ergibt dies folgende Einschalt-Temperatur T_{Ein}.

$$T_{Ein} = 103{,}45\,^{\circ}\mathrm{C} \tag{4.6}$$

Fall: $U_{Temp,Aus} < U_{Temp}$

$$U_{Komparator,Out} = 0\,\mathrm{V} \tag{4.7}$$

Dadurch, dass der Ausgang des Komparators auf 0 V liegt, sind $R5$ und $R6$ parallel geschaltet und die Spannung U_+ am „+“-Eingang des Komparators ergibt sich zu folgenden Wert.

$$U_{Temp,Aus} = U_+ = \frac{R4 + \frac{R5 \cdot R6}{R5+R6}}{R4 + \frac{R5 \cdot R6}{R5+R6}} U_{Versorgung} \approx 6{,}21\,\mathrm{V} \tag{4.8}$$

Mit der Kennlinie des Temperatur-Sensors aus Gleichung (4.3) ergibt dies folgende Ausschalt-Temperatur T_{Aus}.

$$T_{Aus} = 94{,}04\,^\circ\mathrm{C} \tag{4.9}$$

Es ergibt sich somit eine Hysterese von $U_{Temp,Hystere} = U_{Temp,Ein} - U_{Temp,Aus} = 0{,}62\,\mathrm{V}$ bzw. $T_{Hysterese} = T_{Ein} - T_{Aus} = 9{,}41\,^\circ\mathrm{C}$.

Die Ausgangsspannung des invertierenden Schmitt-Trigger $U_{Komparator,Out}$ wird über den Transistor $Q1$ verstärkt, invertiert und anschließend als Schaltsignal $A0$ weiterverarbeitet. Über die Jumper-Leiste $JP3$ kann der Kanal der Temperaturüberwachung deaktiviert werden.

Verarbeitung der Schaltsignale

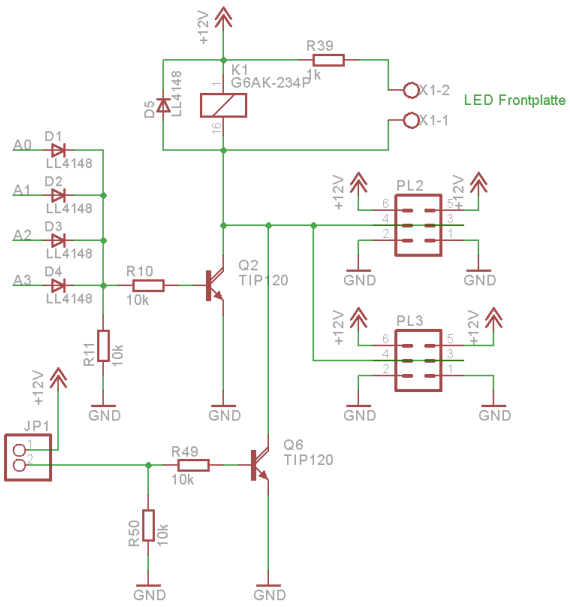


Abbildung 4.8.: Brems-Chopper: Verarbeitung der Schaltsignale

Abbildung 4.8 zeigt die Verarbeitung der Schaltsignale. Die Schaltsignale $A0$ bis $A3$, die die Schmitt-Trigger der 4 Temperatur-Sensoren, erzeugen, werden über ein

ODER-Gatter verarbeitet. Dieses Gatter wird mittels Diode-Transistor-Logik (kurz DTL) über die Dioden $D1$ bis $D4$ realisiert. Sobald eines dieser Signale auf der Versorgungsspannung $U_{Versorgung}$ liegt, schaltet der Darlington-Transistor $Q2$ durch und die Spule $K1$ der Relais wird bestromt. Die Kontakte des Relais erzeugen das 12 V-Ausgangssignal, sowie einen Schaltausgang, welcher ins Sicherheitskonzept eingebunden wird (siehe Unterabschnitt 3.1.2). Eine weitere Möglichkeit eine Schalthandlung zu erzeugen, ist über den Fehler-Eingang $JP1$ bzw. über die Erweiterungsports $PL2$ und $PL3$. An diesen Stecker kann eine baugleiche Platine mit 4 weiteren Temperatur-Sensoren angeschlossen werden, wobei bei den Erweiterungs-Platinen das Relais, sowie die Versorgung entfallen kann. Somit besteht die Möglichkeit nahezu beliebig viele Sensoren zu verwenden.

4.2.3. Leistungsteil

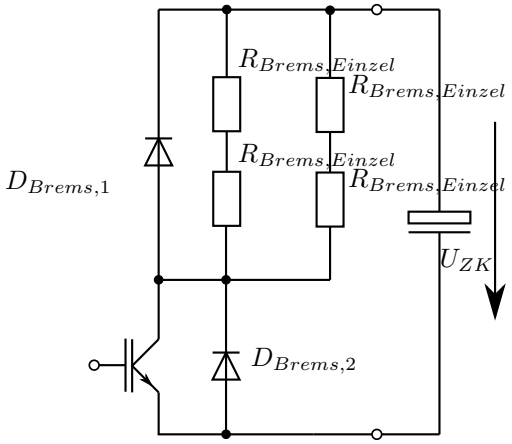


Abbildung 4.9.: Brems-Chopper: IGBT mit Brems-Widerstände

IGBT Abbildung 4.9 zeigt den Aufbau des Leistungsteils des Brems-Choppers. Als Leistungsschalter wurde der IGBT *SKM100GAL12T4* der Firma *SEMIKRON* eingesetzt. Tabelle 4.2 führt die wichtigsten Kenndaten des IGBTs an.

In diesem IGBT-Modul sind sowohl die Inverse-Diode $D_{Brems,2}$, als auch die Freilauf-Diode $D_{Brems,1}$ vorhanden. Da der Brems-Widerstand $R_{Brems,Einzel}$ ein Drahtwiderstand ist, ist seine parasitäre Induktivität sehr hoch. Beim Abschalten des Stromflusses durch den IGBT, erzeugt diese Induktivität eine Spannungsspitze, welche das IGBT Modul zerstören könnte. Um diesem Effekt entgegenzuwirken wird die Freilauf-Diode $D_{Brems,1}$ anti-parallel zu den Brems-Widerständen geschaltet.

Brems-Widerstand Bei den Brems-Widerständen handelt es sich um Widerstände des Typs *BW 1300W CDH* der Firma *EPA GmbH*. Die Kenndaten zu den Widerständen sind in Tabelle 4.3 aufgelistet. Durch den Widerstandswert von $R_{Brems} =$

Brems-Chopper: IGBT	
Bezeichnung	SKM100GAL12T4
Hersteller	Semikron
Kollektor-Emitter-Sperrspannung	$U_{CES} = 1200\,\mathrm{V}$
Kollektor-Dauerstrom	$I_{CNom} = 100\,\mathrm{A}$
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung	$U_{CE(Sat)} = 1{,}8\,\mathrm{V}$
maximale Abschaltverzögerungszeit	$t_{d(off)} = 400\,\mathrm{ns}$
minimale Einschaltverzögerungszeit	$t_{d(on)} = 165\,\mathrm{ns}$

Tabelle 4.2.: Brems-Chopper: IGBT Kenndaten

Brems-Chopper: Brems-Widerstände	
Bezeichnung	BW 1300W CDH
Hersteller	EPA GmbH
Widerstandswert	$80\,\Omega$
Toleranz	$\pm 10\,\%$
Dauerleistung	550 W
Pulsleistung pro 120 s	8 kW für 1 s
Pulsleistung pro 120 s	5 kW für 5 s
Pulsleistung pro 120 s	4 kW für 10 s
Pulsleistung pro 120 s	1,3 kW für 40 s

Tabelle 4.3.: Brems-Chopper: Brems-Widerstände

$\frac{2 \cdot R_{Brems,Einzel}}{2} = R_{Brems,Einzel} = 80\,\Omega$ ergibt sich folgende Brems-Leistung P_{Brems}.

$$P_{Brems} = \frac{(750\,\mathrm{V})^2}{R_{Brems}} \approx 7{,}03\,\mathrm{kW} \approx 10\,\% \cdot P_N \tag{4.10}$$

Auf jeden Widerstand entfällt somit 25 % der Bremsleistung.

$$P_{Brems,Einzel} = \frac{P_{Brems}}{4} \approx 1{,}76\,\mathrm{kW}. \tag{4.11}$$

Gemäß Tabelle 4.3 könnte der Widerstand für knappe 40 s an eine Zwischenkreisspannung von 750 V geschaltet werden, bevor er thermisch überlastet wird.

IGBT Treiber Als Treiber für den zuvor vorgestellten IGBT wird das fertige Treiber-Modul *SKHI 10/12(R)* der Firma *SEMIKRON* verwendet. Dieses Treiber-Modul ist für alle *SEMIKRON* IGBTs mit einer Kollektor-Emitter-Sperrspannung von $U_{CES} = 1200\,\mathrm{V}$ ausgelegt, wodurch es ohne Modifikation auf den zuvor erwähnten IGBT *SKM100GAL12T4* angewandt werden kann. Das Modul bietet neben der Fähigkeit den IGBT leitend oder sperrend zu machen, eine galvanische Trennung des Logik- und Leistungsteil, einen Kurzschluss-Schutz und eine Überwachung dessen Versorgung. Im Falle eines Fehlers wird der IGBT gesperrt und ein Fehlersignal generiert, welches vom Steuerungs-Modul verarbeitet werden muss. Um das Modul wieder in Betrieb zu setzen, muss es zuvor mittels eines Reset-Signals zurückgesetzt werden.

4.3. Messung

Nachfolgend Messungen wurden mittels Messgeräten aus Tabelle 4.4 aufgenommen.

Messgeräte: Brems-Chopper Vermessung			
Verwendung	Gerät	Hersteller	Bezeichnung
Darstellung	Oszilloskop	Agilent	DSO-X 3014A
Spannungsmessung	Differenztastkopf	Wavetek	SI-9000
Strommessung	Strommesszange	Tektronix	TM502A
Versorgung	Netzgerät	Heiden Power	EA-PS 9750-25

Tabelle 4.4.: Messgeräte für Brems-Chopper Vermessung

Der Zwischenkreis des Gleichrichters (siehe Unterabschnitt 7.2.1) wurde mit dem Brems-Chopper verbunden und mittels Labornetzgerät versorgt. Der Pulsumrichter dient hier nur als Kondensatorbatterie, es werden keine Schalthandlungen durch die Leistungsschalter vollzogen. Die Spannung des Zwischenkreises wurde mittels Differenztastkopf aufgenommen, wobei zur Messung des Stroms in den Brems-Chopper I_{Brems} die Strommesszange verwendet wurde.

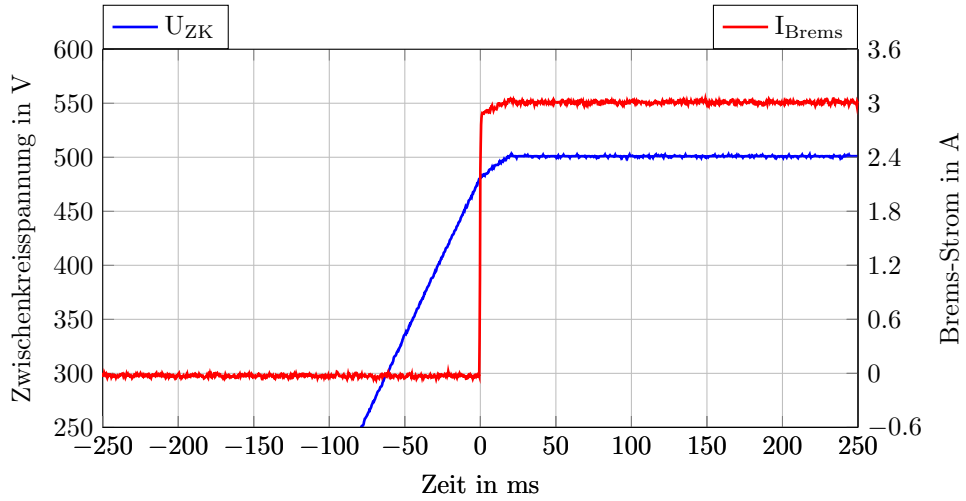


Abbildung 4.10.: Brems-Chopper: Einschaltverhalten

Für alle folgenden Messungen wurde die Zwischenkreisspannung auf maximal $U_{ZK,max} \approx 500\,\mathrm{V}$ aufgeladen, wobei die Einschaltschwelle des Brems-Choppers auf $U_{ZK,Ein,soll} \approx 470\,\mathrm{V}$ und die Ausschaltschwelle auf $U_{ZK,Aus,soll} = 445\,\mathrm{V}$ eingestellt wurde. Durch manuelles Erhöhen und anschließendem Reduzieren der Zwischenkreisspannung konnte die tatsächliche Ein- und Ausschaltschwelle auf $U_{ZK,Ein} \approx 479{,}1\,\mathrm{V}$ und $U_{ZK,Aus} = 456{,}5\,\mathrm{V}$ festgelegt werden. Die Abweichungen kommen von den nicht idealen Eigenschaften der Bauelemente, wie zum Beispiel von der Offset-Spannung der Operationsverstärker oder der Toleranzen der Spannungsteiler-Widerstände in der Zwischenkreisspannungs-Messung (siehe Unterabschnitt 4.2.1).

Abbildung 4.10 zeigt das Einschaltverhalten des Brems-Choppers. Hierfür wurde der Zwischenkreis mittels Labornetzgerät versorgt. Als Soll-Spannung wurden 500 V am Netzgerät eingestellt, wobei die Strombegrenzung ab $I_{Begrenz} = 3{,}5\,\mathrm{A}$ wirken soll. Wird das Netzgerät nun stoßartig eingeschaltet, so steigt die Zwischenkreisspannung linear mit $\dot{U}_{ZK} = \frac{I_{Begrenz}}{C_{ZK}} \approx 3\,\mathrm{V\,ms^{-1}}$. Ab einer Spannung von $U_{ZK,Ein,Mess} \approx 480\,\mathrm{V}$ schaltet der Brems-Chopper den Brems-Widerstand an den Zwischenkreis und entzieht dem Zwischenkreis Energie. Diese, am Brems-Widerstand umgewandelte Energie, wird vom Netzgerät aufgebracht, wodurch der Strom, der den Zwischenkreis auflädt, reduziert wird. In Abbildung 4.10 ist die Reduktion des Ladestroms am Knick im Zwischenkreisspannungs-Verlauf erkennbar.

Abbildung 4.11 zeigt das Ausschaltverhalten des Brems-Choppers. Ausgangspunkt hierbei ist der mit 500 V geladene Zwischenkreis. In diesem Zustand belastet der Brems-Chopper den Zwischenkreis, wobei die entnommene Leistung vom Labornetzgerät gedeckt wird. Um nun die Zwischenkreisspannung zu reduzieren wird das Labornetzgerät abgeschaltet und der Brems-Widerstand entlädt die Zwischenkreiskondensatoren. Ab der Spannung von $U_{ZK,Aus,Mess} \approx 457\,\mathrm{V}$ schaltet der Brems-Chopper den

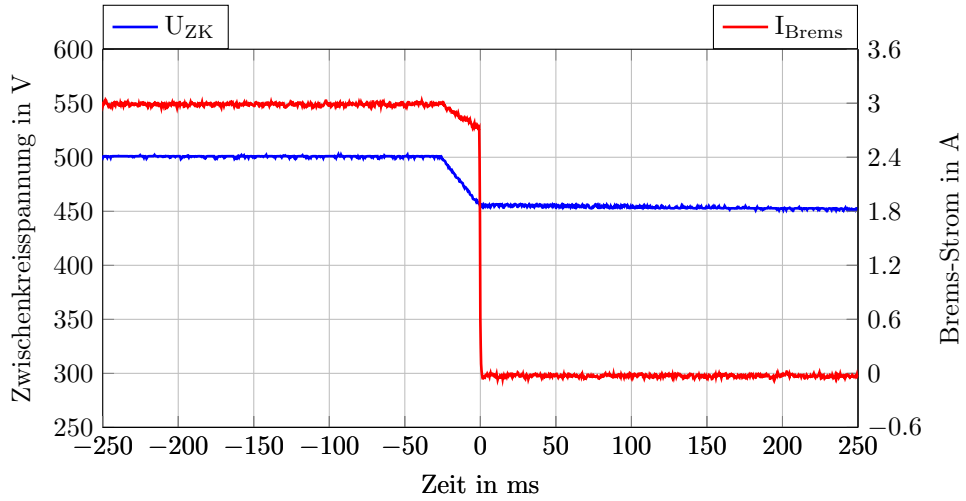


Abbildung 4.11.: Brems-Chopper: Ausschaltverhalten

Brems-Widerstand weg vom Zwischenkreis, wodurch dieser lediglich durch Leckströme und die Symmetrierwiderstände entladen wird. In Abbildung 4.11 ist dies anhand des Knickes im Verlauf der Zwischenkreisspannung zu erkennen.

5. LCL Filter

5.1. Dimensionierung

5.1.1. Allgemeines

Um einen Pulsumrichter an ein öffentliches Netz anschließen zu können, ist es wichtig, gewisse Richtlinien im Hinblick auf Strom-Oberschwingungen zu berücksichtigen (siehe Unterabschnitt 5.1.3). Durch das hochfrequente Schalten der IGBTs werden neben der Grundschwingung bei $f_1 = 50Hz$ auch noch höherfrequente Oberschwingungen der Spannung erzeugt (siehe Unterabschnitt 5.1.4). Diese Frequenzen sind meist Fremdfrequenzen des Systems, d.h. man kann sie im Allgemeinen nicht exakt als Vielfaches der Grundfrequenz angeben. Im konkreten Fall liegen allerdings die dominierenden Fremdfrequenzen bei 10 kHz und 20 kHz, wodurch folgende Näherung möglich ist $10\,\text{kHz} \approx h \cdot f_1 = 200 \cdot f_1$ bzw. $20\,\text{kHz} \approx h \cdot f_1 = 400 \cdot f_1$. Diese ungewollten Oberschwingungen würden, wenn man den Umrichter direkt ans Netz anschließt, d.h. lediglich die Netzinduktivität dämpfend wirken würde, hochfrequente Ströme hervorrufen, welche die Netzqualität erheblich verschlechtern. Um dem entgegenzuwirken und auch das Funktionsprinzip des Active-Front-End-Gleichrichters zu ermöglichen (siehe Unterabschnitt 2.3.3), verwendet man Filter zwischen Umrichter und Netzanschluss.

5.1.2. Filterstruktur

L-Filter

Die einfachste Form eines Filters stellt eine Serieninduktivität L dar (siehe Abbildung 5.1).

Die Grundschwingung des PWM Signals des Umrichters $\underline{U}_{U,1}$ erzeugt mit der Grundschwingung der Netzspannung $\underline{U}_N$ den Leistungsfluss, d.h. es wird der Strom $\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_{U,1} - \underline{U}_N}{j\omega_1 L}$ erzeugt (siehe Unterabschnitt 7.3.4). Die höher frequenten Spannungsoberschwingungen des PWM Signals $\underline{U}_{U,h}$ liegen gemäß dem Superpositionsprinzip nun lediglich an der Induktivität L an und erzeugen folgenden hochfrequenten Strom $\underline{I}_h = \frac{\underline{U}_{U,h}}{j\omega_h L}$.

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \frac{\underline{U}_{U,1} - \underline{U}_N}{j\omega_1 L} \\ \underline{I}_h &= \frac{\underline{U}_{U,h}}{j\omega_h L} \end{aligned} \tag{5.1}$$

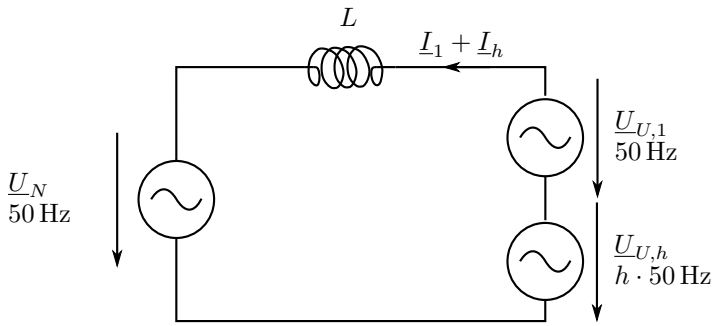


Abbildung 5.1.: Einfache Serieninduktivität als Filter

Im Fall einer idealen Induktivität, d.h. $L \neq L(f) = L(h)$, kann man (5.1) wie folgt umschreiben:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \frac{1}{j\omega_1 L}\left(\underline{U}_{U,1} - \underline{U}_N\right) \\ \underline{I}_h &= \frac{1}{j\omega_1 L}\frac{\underline{U}_{U,h}}{h} \end{aligned} \tag{5.2}$$

Schlussendlich kann man die beiden Gleichungen aus der komplexen Zeit-Zeigerrechnung in den Zeitbereich transformieren und superponieren.

$$I_N(t) = I_1(t) + I_h(t) \tag{5.3}$$

Es fließt folglich der superponierte Strom (5.3) ins Netz. In Abbildung 5.9 ist ein Beispiel einer solchen zusammengesetzten Spannung zu sehen.

Anhand von (5.2) ist die Filterwirkung ersichtlich. Für die Grundfrequenz $f_1 = 50\,\text{Hz}$ stellt L eine sehr kleine Impedanz dar, wodurch schon bei kleine Spannungsdifferenzen $\underline{U}_{U,1} - \underline{U}_N$ große Ströme erzeugt werden können. Für die höheren Frequenzanteile, z.B. der Schaltfrequenz $f_{Schalt} = 200 \cdot 50\,\text{Hz} = 10\,\text{kHz}(h = 200)$, wird die Impedanz um den Faktor $h = 200$ größer, d.h. es entstehen lediglich kleine Ströme.

LCL-Filter

Nachteilig bei dem einfachen L-Filter ist dessen Größe. Der Betrag der Übertragungsfunktion fällt lediglich mit $-20\,\text{dB}$ pro Dekade. Das LCL-Filter hingegen kann deutlich kompakter entworfen werden. Es ist gemäß Abbildung 5.2 aufgebaut. Die zwei Induktivitäten L_g und L_U haben die gleiche Aufgabe wie die Induktivität L des L-Filters. Unterstützend hierbei wirkt der Kondensator Saugzweig. Dieser hat für einen hochfrequenten Strom eine geringe Impedanz, wodurch er die ungewünschten Stromoberschwingungen zum Sternpunkt ableitet. Da man sich mit dem zusätzlichen Energiespeichern ein schwingungsfähiges System aufbaut, muss garantiert sein, dass die Dämpfung des Filters groß genug ist, um Resonanzeffekte unterdrücken zu können.

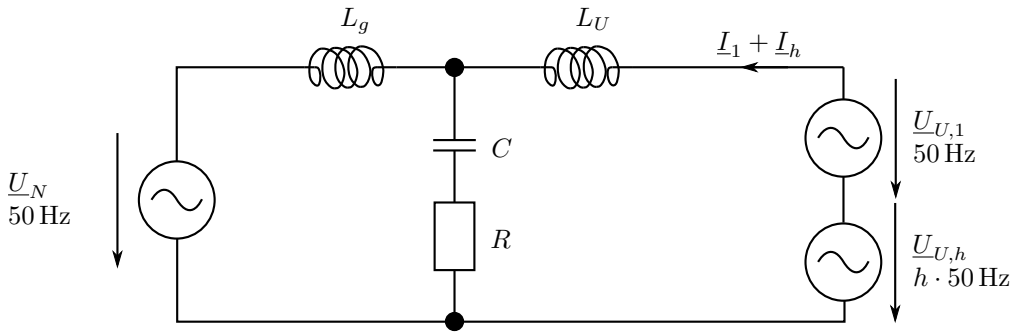


Abbildung 5.2.: LCL Glied als Filter

Diese zusätzliche Dämpfung wird mit einem Serienwiderstand R realisiert. Hier ist besonderes darauf zu achten, dass die Anbindung des Saugzweigs möglichst niederinduktiv ist, d.h. kurze Zuleitungsdrähte sowie Vermeidung von Drahtwiderständen (siehe Abschnitt 5.3).

Für detaillierte Betrachtung dieser Filterstruktur sei auf Unterabschnitt 5.1.5 verwiesen.

5.1.3. Richtlinien

Auswirkungen von Spannungsoberschwingungen auf andere Verbraucher

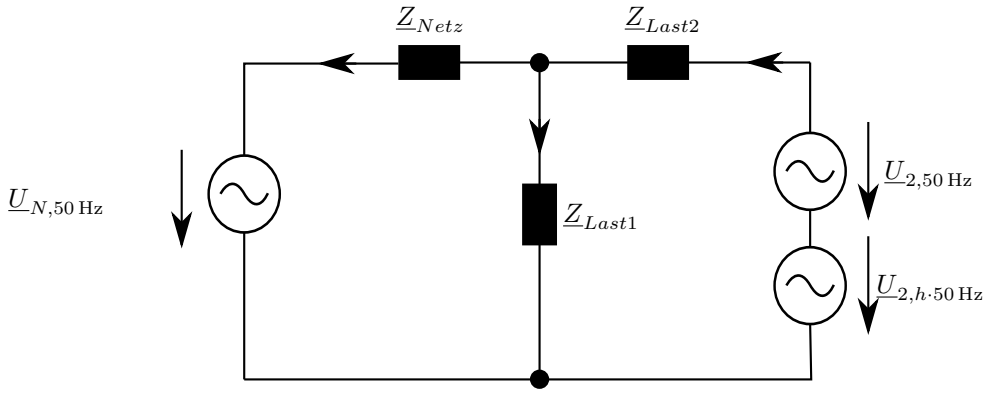


Abbildung 5.3.: Auswirkung von Oberschwingungen auf das Netz

Abbildung 5.3 zeigt ein stark vereinfachtes Modell des Netzes mit einem Verbraucher $\underline{Z}_{Last1}$ und dem Umrichter $\underline{Z}_{Last2}$ mit den zwei Spannungsquellen $\underline{U}_{2,50\,\mathrm{Hz}}$ und $\underline{U}_{2,h\cdot 50\,\mathrm{Hz}}$. Die zwei Spannungsquellen repräsentieren zum einen die 50 Hz Grund-

schwingung und zum anderen ist $\underline{U}_{2,h\cdot 50\,\mathrm{Hz}}$ ein Repräsentant der h-ten Oberschwingung.

Hier kann man das Superpositionsprinzip für jede auftretende Frequenz anwenden. Zum einen können die 50 Hz Komponenten, welche die Energie transportieren, berechnet werden, zum anderen sind die Oberschwingungen im Bezug auf die Netzstörung von Interesse. Für alle Frequenzen $f \neq 50\,\mathrm{Hz}$ können die 50 Hz Quellen durch einen Kurzschluss ersetzt werden. Übrig bleiben somit nur mehr $\underline{U}_{2,h\cdot 50\,\mathrm{Hz}}$, sowie die Impedanzen $\underline{Z}_{Netz}$, $\underline{Z}_{Last1}$ und $\underline{Z}_{Last2}$. Nun ist von Interesse, inwiefern der Umrichter Einfluss auf die Spannung der linearen, passiven Last $\underline{Z}_{Last1}$ hat.

Gesamt Impedanz

$$\underline{Z}_{ges} = \underline{Z}_{Last,2} + \frac{\underline{Z}_{Netz} \cdot \underline{Z}_{Last,1}}{\underline{Z}_{Netz} + \underline{Z}_{Last,1}} \tag{5.4}$$

Über den Spannungsteiler lässt sich eine Funktion der an der Last $\underline{Z}_{Last,1}$ auftretenden Spannung $\underline{U}_{Last,1,h\cdot 50\,\mathrm{Hz}}$ im Bezug auf die Oberschwingung $\underline{U}_{2,h\cdot 50\,\mathrm{Hz}}$ angeben.

$$\frac{\underline{U}_{Last,1,h\cdot 50\,\mathrm{Hz}}}{\underline{U}_{2,h\cdot 50\,\mathrm{Hz}}} = \frac{\frac{\underline{Z}_{Netz}\cdot\underline{Z}_{Last,1}}{\underline{Z}_{Netz}+\underline{Z}_{Last,1}}}{\underline{Z}_{Last,2} + \frac{\underline{Z}_{Netz}\cdot\underline{Z}_{Last,1}}{\underline{Z}_{Netz}+\underline{Z}_{Last,1}}} = \frac{1}{1 + \underline{Z}_{Last,2} \cdot \frac{(\underline{Z}_{Netz}+\underline{Z}_{Last,1})}{\underline{Z}_{Netz}\cdot\underline{Z}_{Last,1}}} \tag{5.5}$$

Aus (5.5) ist ersichtlich, dass sich eine Spannungsoberschwingung im Umrichter auch auf die restlichen im Netz befindlichen Verbraucher auswirkt. Ebenfalls ist erkennbar, dass $\underline{Z}_{Last,2}$ als Filter wirkt und in unserem Fall das LCL Filter darstellt. Je größer $\underline{Z}_{Last,2}$ bei der Oberschwingungsfrequenz $h \cdot 50\,\mathrm{Hz}$ ist, desto weniger wirkt sich die Spannungsobschwingung auf andere Verbraucher aus.

IEEE Std. 519-1992

Die *IEEE Std. 519-1992* [3] trägt den Titel *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems* und reglementiert wie stark das Netz durch einen Verbraucher beeinflusst werden darf. Da diese Dokument sich auf nichtlineare Lasten bezieht, werden Obergrenzen für Ströme angegeben. Legt man eine 50 Hz Spannung an eine nichtlinearen Last an, so entstehen Oberschwingungen im Strom, welche nicht erwünscht sind. Es ist nun möglich, dieses Verhalten in ein äquivalentes lineares Spannungsquellen Ersatzschaltbild umzuwandeln wie es in Abschnitt 5.1.3 behandelt wurde.

Um nun den maximal erlaubten Strom für den Gleichrichter berechnen zu können, geht man wie folgt vor. Ausschlaggebend für die maximale Stromstärke sind zum einen die Kurzschlussleistung S_{KS} des Netzes, sowie der maximal zu erwartende Laststrom I_L. Dies berücksichtigt die Größe des Systems, d.h. es wird ein maximaler Strom in Bezug auf den Laststrom angegeben. Tabelle 5.1 gibt die größtmöglichen Ströme in

Maximale Stromoberschwingungen in % gemäß Unterabschnitt 2.1.2						
I_{KS}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	$4,0$	$2,0$	$1,5$	$0,6$	$0,3$	$5,0$
$20 < 50$	$7,0$	$3,5$	$2,5$	$1,0$	$0,5$	$8,0$
$50 < 100$	$10,0$	$4,5$	$4,0$	$1,5$	$0,7$	$12,0$
$100 < 1000$	$12,0$	$5,5$	$5,0$	$2,0$	$1,0$	$15,0$
> 1000	$15,0$	$7,0$	$6,0$	$2,5$	$1,4$	$20,0$

Tabelle 5.1.: Maximal erlaubte Ströme [3]

Prozent vom Laststrom I_L an. Diese Tabelle gilt allerdings nur für ungeradzahlige Oberschwingungen, für geradzahlige Oberschwingungen sind 25 % des Wertes ungeradzahliger Oberschwingungen zu nehmen.

Als Kurzschlussleistung des Netzes sei $S_{KS} \approx 510\,\mathrm{kV\,A}$ angenommen [6, S.472], aus welcher der Kurzschlussstrom I_{KS} berechnet werden kann. Der maximale Laststrom ist der Nennstrom des Systems (siehe Abschnitt 2.1).

$$I_{KS} = \frac{S_{KS}}{400\,\mathrm{V}} = 1275\,\mathrm{A} \tag{5.6}$$

$$I_L = I_N = 101\,\mathrm{A} \tag{5.7}$$

$$\frac{I_{KS}}{I_L} \approx 12,62 \tag{5.8}$$

Somit sind wir auf die erste Zeil von Tabelle 5.1 beschränkt.

$$h = \frac{f_{Schalt}}{f_0} = \frac{10\,\mathrm{kHz}}{50\,\mathrm{Hz}} = 200 > 35 \tag{5.9}$$

$$h = \frac{f_{2\cdot Schalt}}{f_0} = \frac{20\,\mathrm{kHz}}{50\,\mathrm{Hz}} = 400 > 35 \tag{5.10}$$

Mit einem $h = 200$ und $h = 400$ finden wir den finalen Wert für die maximal erlaubte Stromstärke in der vorletzten Spalte. Da $h = 200$ und $h = 400$ gerade Zahlen sind, dürfen nur 25 % des angeführten Wertes angenommen werden.

$$\Longrightarrow I_{g,max} = 25\,\% \cdot 0{,}3\,\% \cdot I_L \approx 75\,\mathrm{mA} \tag{5.11}$$

5.1.4. Spektrum der SV-PWM

Das Spektrum eines symmetrischen *Space Vector Pulse Width Modulation* (kurz: SVPWM) Signals zu berechnen, würde den Umfang dieser Arbeit weit überschreiten. Statt dessen sei auf die Artikel von Prof. J.T. Boys und P.G. Handley [4], sowie auf den Artikel von J.F. Moynihan, M.G. Egan und J.M.D. Murphy [5] verwiesen.

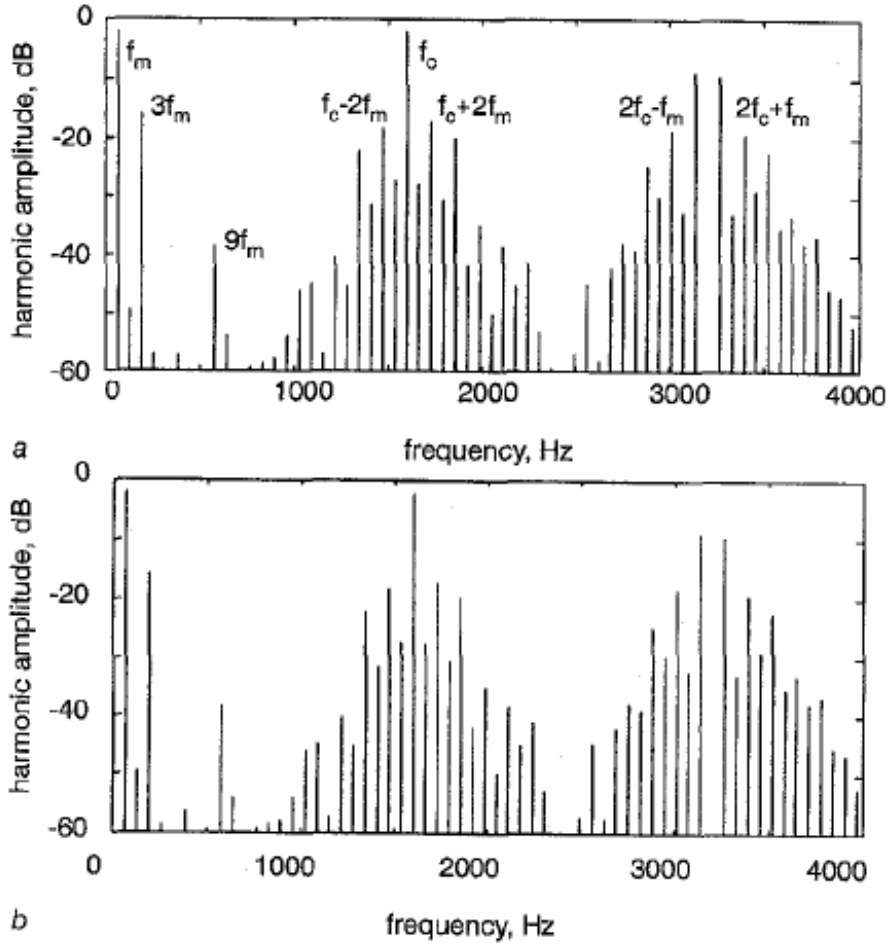


Abbildung 5.4.: Spektrum eines symmetrischen SVPWM Signals [5]; a) Gemessenes Spektrum b) Berechnetes Spektrum

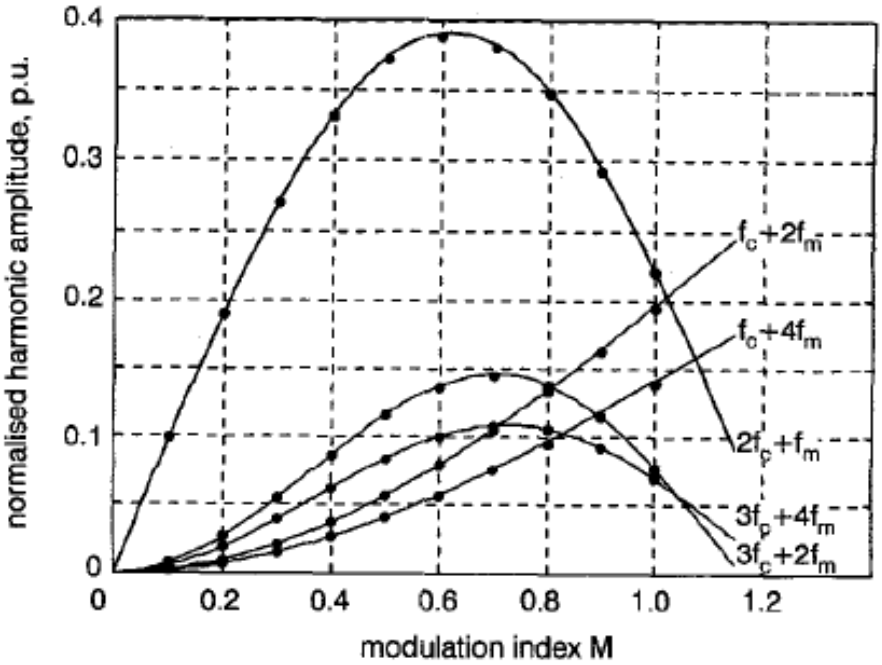


Abbildung 5.5.: Maxima in Abhängigkeit vom Modulationsindex [5]

In Abbildung 5.4 sieht man das Spektrum eines symmetrischen SVPWM Signals, welches eine Schaltfrequenz von $f_{Schalt} = 1600\,\text{Hz}$, ein Nutzsignal bei $f_{Nutz} = 64\,\text{Hz}$, sowie einen Modulationsindex von $m = 0,8$ hat. Die Maxima des Spektrums findet man bei folgenden Frequenzen.

$$f_{Stoer1} = f_{Schalt} \tag{5.12}$$

$$f_{Stoer2} = 2 \cdot f_{Schalt} \pm f_{Nutz} \approx 2 \cdot f_{Schalt} \tag{5.13}$$

Diese Konfiguration ist allerdings nur eine Aufnahme eines gleichbleibenden PWM Signals mit $m = 0,8$. In der Praxis wird allerdings m ständig variiert, um diverse Signalverläufe zu erzeugen.

Abbildung 5.5 zeigt die Abhängigkeit der Maxima vom Modulationsindex m. Grundlage der Berechnungen, sowie der Messpunkte ist ein SVPWM Signal mit der Schaltfrequenz von $f_{Schalt} = 5000\,\text{Hz}$ und einem Nutzsignal von $f_{Nutz} = 50\,\text{Hz}$.

Tabelle 5.2 listet die Maxima (5.12) und (5.13) in Abhängigkeit von m auf. Die eingetragenen Werte sind bezogen auf die maximal mögliche Ausgangsspannung $m_{max} \cdot \frac{U_{ZK}}{2}$.

Für die Schaltfrequenz $f = f_{Schalt}$ liegt gemäß Abbildung 5.5 bzw. Tabelle 5.2 ein Maxima bei $m = 1,15$ und bei $f = 2 \cdot f_{Schalt}$ bei $m = 0,61$. Im Folgenden werden die dazugehörigen Spannungen bestimmt.

Maxima in Abhängigkeit von m		
m	f_{Schalt}	$2 \cdot f_{Schalt}$
$0,61$	$0,08$	$0,39$
$0,81$	$0,14$	$0,35$
$1,15$	$0,24$	$0,09$

Tabelle 5.2.: Maxima in Abhängigkeit vom Modulationsindex

Für $f = f_{Schalt}$:

$$\begin{aligned} U_{10\,\mathrm{kHz},max} =& U_{10\,\mathrm{kHz}}\,(m = 1,15) = m \cdot 0,24 \cdot \frac{\hat{U}_U}{\sqrt{2}} = \\ =& m \cdot 0,24 \cdot \frac{m \cdot \frac{U_{ZK}}{2}}{\sqrt{2}} \approx 87{,}67\,\mathrm{V} =: U_{U,200,max} \end{aligned} \tag{5.14}$$

Für $f = 2 \cdot f_{Schalt}$:

$$\begin{aligned} U_{20\,\mathrm{kHz},max} =& U_{20\,\mathrm{kHz}}\,(m = 0,61) = m \cdot 0,39 \cdot \frac{\hat{U}_U}{\sqrt{2}} = \\ =& m \cdot 0,39 \cdot \frac{m \cdot \frac{U_{ZK}}{2}}{\sqrt{2}} \approx 38{,}48\,\mathrm{V} =: U_{U,400,max} \end{aligned} \tag{5.15}$$

5.1.5. Berechnung

Für folgende Berechnungen betrachtet man das System aus Sicht des Umrichters, d.h. der Umrichter stellt die Quelle dar und die Leistung fließt ins Netz (siehe Abbildung 5.6). Weiters kann für die folgenden Berechnungen die Grundschwingungskomponente vernachlässigt werden, da für solch niedrige Frequenz das System wie eine einzelne Induktivität wirkt (siehe Unterabschnitt 5.1.2 und Unterabschnitt 5.1.5).

Analytische Berechnungen

Nachstehend werden ein paar analytische Berechnungen zur idealen Filterstruktur gemacht (siehe Abbildung 5.6).

Impedanz Hierbei sei in erster Näherung $R = 0\,\Omega$ angenommen.

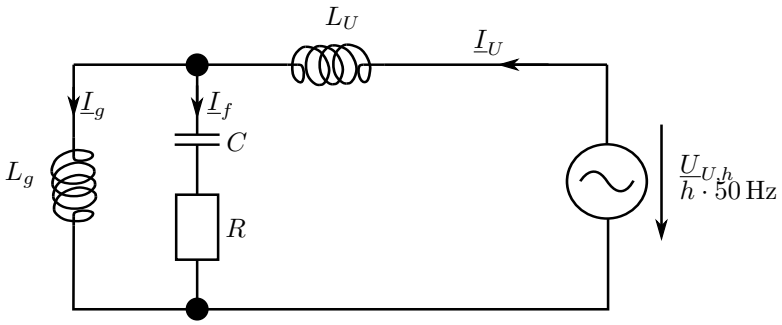


Abbildung 5.6.: LCL Filter Auslegung

$$\begin{aligned}\underline{Z} &= j\omega L_U + j\omega L_g // \frac{1}{j\omega C} = \\ &= j\omega L_U + \frac{j\omega L_g}{1-\omega^2 L_g C} = \\ &= \frac{j\omega\left(L_U + L_g - \omega^2 L_U L_g C\right)}{1-\omega^2 L_g C}\end{aligned} \tag{5.16}$$

Lässt man nun $\omega \to 0$ bzw. $\omega \to \infty$ werden, so erhält man

$$\underline{Z}(\omega \to 0) = j\omega\left(L_U + L_g\right) \tag{5.17}$$

$$\underline{Z}(\omega \to \infty) = j\omega L_U \tag{5.18}$$

Für kleine Frequenzen erkennt man aus Gleichung (5.17), dass der Kondensatorzweig eine sehr hohe Impedanz hat, wodurch das Filter wie ein einfacher L-Filter wirkt. Dies ist die grundsätzliche Annahme auf die das Modell des Stromreglers aufbaut (siehe Unterabschnitt 7.3.4).

Für hohe Frequenzen betrachtet man Gleichung (5.18). Hier schließt der Kondensatorzweig die Induktivität L_g sowie das gesamte hinten angeschlossene Netz kurz und leitet den hochfrequenten Strom gegen den Sternpunkt ab.

Resonanzfrequenz Im Resonanzfall muss $\underline{Z} = 0\,\Omega$ gelten. Dies ist der Fall wenn der Klammerausdruck in (5.16) verschwindet. Es ergibt sich folgende Gleichung für die Resonanzfrequenz.

$$0 = L_U + L_g - \omega^2 L_U L_g C \tag{5.19}$$

$$\Longrightarrow \omega_{Res} = \sqrt{\frac{L_U + L_g}{L_U L_g C}} \tag{5.20}$$

Stromübertragungsfunktion Hier ist von Interesse wie sich ein hochfrequenter Strom $\underline{I}_U$ auf den Netzstrom $\underline{I}_g$ auswirkt.

$$\begin{aligned} \underline{I}_g \cdot j\omega L_g =& \underline{I}_U \cdot j\omega L_g // \frac{1}{j\omega C} = \\ =& \underline{I}_U \cdot \frac{j\omega L_g}{1-\omega^2 L_g C} \end{aligned} \tag{5.21}$$

$$\underline{I}_g = \frac{1}{1-\omega^2 L_g C} \cdot \underline{I}_U \tag{5.22}$$

$$\Longrightarrow \alpha := \frac{\underline{I}_g}{\underline{I}_U} = \frac{1}{1-\omega^2 L_g C} \tag{5.23}$$

Auslegung des Filters

Im Folgenden wird schrittweise ein LCL-Filter für den AFE-Gleichrichter mit den Spezifikationen aus Abschnitt 1.3 ausgelegt [2].

Schritt 1: Obergrenze der Induktivitäten Für diese Überlegung betrachtet man die Grundschwingung bei $f = 50\,\mathrm{Hz}$, d.h. der Kondensatorzweig kann vernachlässigt werden. Das Filter wirkt in erster Näherung wie kein einfaches L-Filter (siehe Unterabschnitt 5.1.2) mit der Ersatzinduktivität $L_{Ersatz} = L_g + L_U$ (siehe Abbildung 5.7).

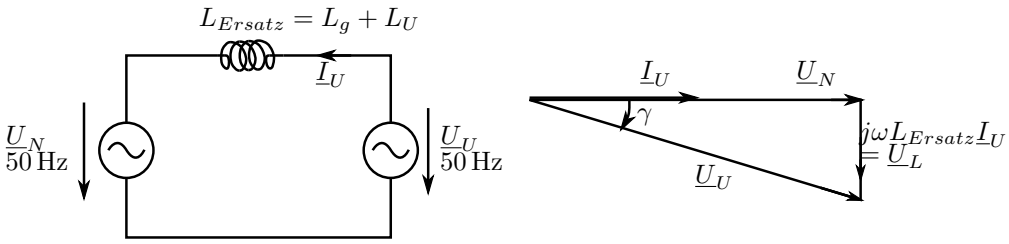


Abbildung 5.7.: Maximal mögliche Induktivität

Der maximal auftretende Strom ist der Nennstrom und liegt bei $I_{Nenn} = 101{,}44\,\mathrm{A}$ (siehe Abschnitt 2.1). Dieser Strom wird hervorgerufen, indem die Spannungsdifferenz zwischen Netz und Umrichter an der Induktivität anliegt.

$$\begin{aligned} U_{U,max} =& m_{max} \cdot \frac{U_{ZK}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \\ =& 1{,}15 \cdot \frac{750\,\mathrm{V}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 304{,}9398\,\mathrm{V} \end{aligned} \tag{5.24}$$

Die vom Umrichter maximal erzeugbare Spannung liegt gemäß (5.24) bei $U_{U,max} \approx 305\,\mathrm{V}$.

Da der Netzstrom $\underline{I_U}$ durch die Regelung in Phase mit der Netzspannung $\underline{U_N}$ liegt, ergibt sich ein Zeigerdiagramm gemäß Abbildung 5.7. Über den pythagoräischen Lehrsatz lässt sich nun die maximal mögliche Spannung an der Induktivität $\underline{U_{L,max}}$ ausdrücken.

$$U_{L,max} = \sqrt{U_{U,max}^2 - U_{Netz}^2} = \sqrt{(305\,\mathrm{V})^2 - (230\,\mathrm{V})^2} \approx 200{,}3\,\mathrm{V} \tag{5.25}$$

Über dieses maximale $U_{L,max}$ soll nun der Nennstrom I_{Nenn} hervorgerufen werden. Somit findet man einen Ausdruck für die maximal mögliche Induktivität.

$$I_{Nenn} = \frac{U_{L,max}}{\omega_1 L} \tag{5.26}$$

$$\Longrightarrow L_{max} = L_g + L_U \leq \frac{U_{L,max}}{\omega_0 \cdot I_{Nenn}} \approx 6{,}3\,\mathrm{mH} \tag{5.27}$$

Schritt 2: Maximaler Strom aus dem Umrichter Aus Unterabschnitt 5.1.3 wissen wir, dass der maximal zulässige Strom ins Netz bei $I_{g,max} = 75\,\mathrm{mA}$ liegt. Um eine Reserve zu haben, da es sich hierbei lediglich um ein Näherungsdesignverfahren handelt in welchem viele Vereinfachungen angenommen werden, sei ein maximaler Strom von $\acute{I}_{g,max} = 25\,\mathrm{mA}$ angenommen.

Durch einen frei gewählten Stromübertragungsfaktor (5.23) von $\alpha := 0{,}01$ ergibt sich somit ein maximaler Strom umrichterseitig von $I_{U,max} = \frac{\acute{I}_{g,max}}{\alpha} = 2{,}5\,\mathrm{A}$.

Nun wird angenommen, dass in erster Näherung der Kondensator C das gesamte Netz sowie die Filterinduktivität L_g kurzschließt. Somit liegt die gesamte Spannung des Umrichters an der Spule L_U. Da wir nun den maximal zulässigen Strom aus dem Umrichter auf $I_{U,max} = 2{,}5\,\mathrm{A}$ beschränken wollen, muss man L_U dementsprechend groß wählen.

Aus Unterabschnitt 5.1.4 sind die größtmöglichen Spannungsamplituden (5.14) und (5.15) des PWM Signals $U_{U,h,max}$ bekannt. Mann muss nun eine Fallunterscheidung zwischen der Schaltfrequenz $h = 200$ und derer zweiten Oberschwingung $h = 400$ machen.

$$L_U = \max\left\{\frac{U_{U,200,max}}{200 \cdot \omega_1 \cdot I_{U,max}}, \frac{U_{U,400,max}}{400 \cdot \omega_1 \cdot I_{U,max}}\right\} = 558{,}1246\,\mu\mathrm{H} \tag{5.28}$$

Schritt 3: Maximale Blindleistung Wie in Unterabschnitt 7.2.2 gezeigt wird, hat der Umrichter, durch die Lage des Sensoren, eine kapazitive Wirkung gegen das Netz. Um diesen parasitären Effekt vernachlässigbar klein zu halten, trifft man folgende Wahl des Kondensators.

$$Q := 1\% \cdot P_{Nenn} = 700\,\mathrm{V\,A} = U_N^2 \cdot \omega_1 \cdot C \tag{5.29}$$

$$\Longrightarrow C = \frac{Q}{U_N^2 \cdot \omega_1} = 42{,}1204\,\mu\mathrm{F} \tag{5.30}$$

Schritt 4: Realisierung des Stromübertragungsfaktors Im **Schritt 2** wurde die Annahme getroffen, dass $\alpha = 0,01$ betragen soll. Durch Umformen von (5.23), erhält man die Gleichung für die netzseitige Induktivität.

$$\alpha = \frac{1}{1 - (200 \cdot \omega_1)^2 L_g C} \tag{5.31}$$

$$\Longrightarrow L_g = 595{,}36\,\mu\text{H} \tag{5.32}$$

Schritt 5: Resonanzfrequenz Um eine ausreichende Filterwirkung zu erzielen muss gewährleistet sein, dass $f_{Res} \leq \frac{f_{Schalt}}{2}$ gilt. Durch einsetzen in Gleichung (5.20) erhält man

$$f_{Res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_U + L_g}{L_U L_g C}} = 1{,}4449\,\text{kHz} \leq 5\,\text{kHz} = \frac{f_{Schalt}}{2} \tag{5.33}$$

Schritt 6: Dämpfung Schlussendlich wird der Dämpfungswiderstand auf ein Drittel der Kondensatorimpedanz bei Resonanzfrequenz dimensioniert [2].

$$R = \frac{X_{C,Res}}{3} = \frac{1}{3 \cdot \omega_{Res} \cdot C} = 0{,}8717\,\Omega \tag{5.34}$$

5.2. Simulation

5.2.1. Exakte analytische Berechnung

Im Gegensatz zu den anfangs in Unterabschnitt 5.1.5 getätigten analytischen Abschätzungen wird jetzt die gesamte exakte Filterstruktur, d.h. mit Dämpfungswiderstand, berechnet. Um trotz langer Ausdrücke noch komfortabel arbeiten zu können, wurde hierfür das Algebra Programm *MAPLE* (mathematical manipulation language) in der Version 17.01 verwendet.

Als Ausgangspunkt für die folgenden Berechnungen wird auf Abbildung 5.6 verwiesen. Durch Aufstellen von Maschengleichungen und den Kirchhoff'schen Knotenregel kann man folgenden Gleichungen finden.

$$\underline{Z} = \frac{\omega^2 RC(L_U + L_g) + j(\omega^3 L_U L_g C - \omega(L_U + L_g))}{(\omega^2 L_g C - 1) - j\omega RC} \tag{5.35}$$

$$\underline{I}_U = \frac{\underline{U}_U}{\underline{Z}} = \frac{(\omega^2 L_g C - 1) - j\omega RC}{\omega^2 RC(L_U + L_g) + j(\omega^3 L_U L_g C - \omega(L_U + L_g))} \cdot \underline{U}_{U,h} \tag{5.36}$$

$$\underline{I}_g = \frac{-1 - j\omega RC}{\omega^2 RC(L_U + L_g) + j(\omega^3 L_U L_g C - \omega(L_U + L_g))} \cdot \underline{U}_{U,h} \tag{5.37}$$

$$\underline{I}_f = \underline{I}_U - \underline{I}_g = \frac{\omega^2 L_g C}{\omega^2 RC(L_U + L_g) + j(\omega^3 L_U L_g C - \omega(L_U + L_g))} \cdot \underline{U}_{U,h} \tag{5.38}$$

Setzt man nun folgende Werte ein

$$L_U = 558{,}12\,\mu\text{H} \tag{5.39}$$

$$L_g = 595{,}36\,\mu\text{H} \tag{5.40}$$

$$C = 42{,}12\,\mu\text{F} \tag{5.41}$$

$$R = 0{,}87\,\Omega \tag{5.42}$$

und betrachtet die drei essentiellen Frequenzen, so erhält man folgende Ströme:

1. Fall: $f = 50\,\text{Hz}$

$$\omega = \omega_1 \tag{5.43}$$

$$U_N = 230\,\text{V} \tag{5.44}$$

$$U_{U,1} = 231{,}38\,\text{V} \tag{5.45}$$

Stromamplituden

$$\tag{5.46}$$

$$I_{U,1} = 100{,}9346\,\text{A} \tag{5.47}$$

$$I_{g,1} = 101{,}1617\,\text{A} \tag{5.48}$$

$$I_{f,1} = 3{,}0556\,\text{A} \tag{5.49}$$

2. Fall: $f = f_{Schalt} = 10\,\text{kHz}$

$$\omega = 200 \cdot \omega_1 \tag{5.50}$$

$$U_{U,200} = 87{,}67\,\text{V} \tag{5.51}$$

Stromamplituden

$$\tag{5.52}$$

$$I_{U,200} = 2{,}5260\,\text{A} \tag{5.53}$$

$$I_{g,200} = 65{,}8\,\text{mA} < 75\,\text{mA} \tag{5.54}$$

$$I_{f,200} = 2{,}5511\,\text{A} \tag{5.55}$$

3. Fall: $f = 2 \cdot f_{Schalt} = 20\,\text{kHz}$

$$\omega = 400 \cdot \omega_1 \tag{5.56}$$
$$U_{U,400} = 38{,}48\,\text{V} \tag{5.57}$$

Stromamplituden

$$\tag{5.58}$$
$$I_{U,400} = 0{,}5503\,\text{A} \tag{5.59}$$
$$I_{g,400} = 6{,}58\,\text{mA} < 75\,\text{mA} \tag{5.60}$$
$$I_{f,400} = 0{,}5516\,\text{A} \tag{5.61}$$

Die in Unterabschnitt 5.1.3 festgelegten Richtlinien, welche die maximalen Stromoberschwinungsamplituden betreffen, wurden eingehalten. Es ist weiters gut erkennbar, dass der hochfrequente Strom nahezu zur Gänze über den Kondensatorzweig abgeleitet wird.

5.2.2. Numerische Simulation mittel MultiSim

Um die in Abschnitt 5.1 dimensionierte Schaltung simulieren zu können und ein Bode Diagramm des Aufbaus zu erhalten, wurde das Schaltungssimulationsprogramm *MULTISIM* in der Version 10.0.1 verwendet.

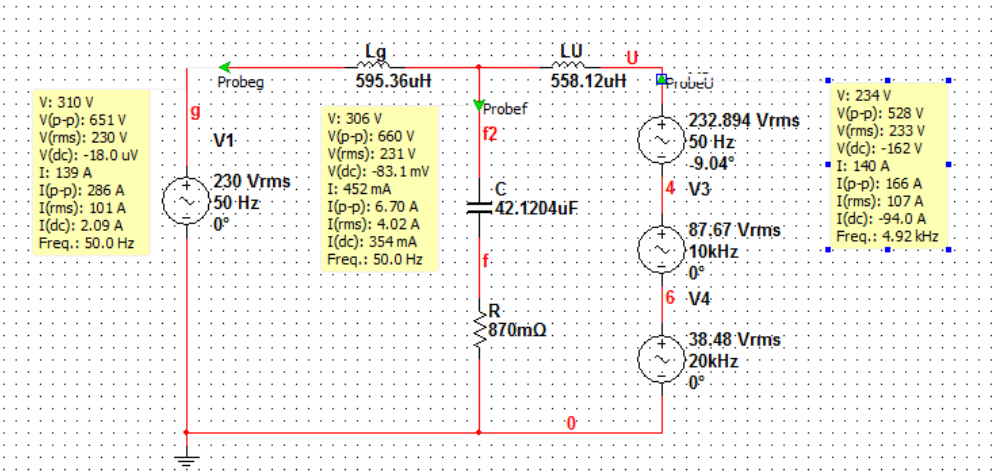


Abbildung 5.8.: Simulation in MultiSim - Aufbau

Analyse im Zeitbereich

In Abbildung 5.8 ist der Simulationsaufbau zu sehen mit den berechneten Werten aus Unterabschnitt 5.1.5. Das Bezugssystem für Spannung und Strom entspricht dem aus

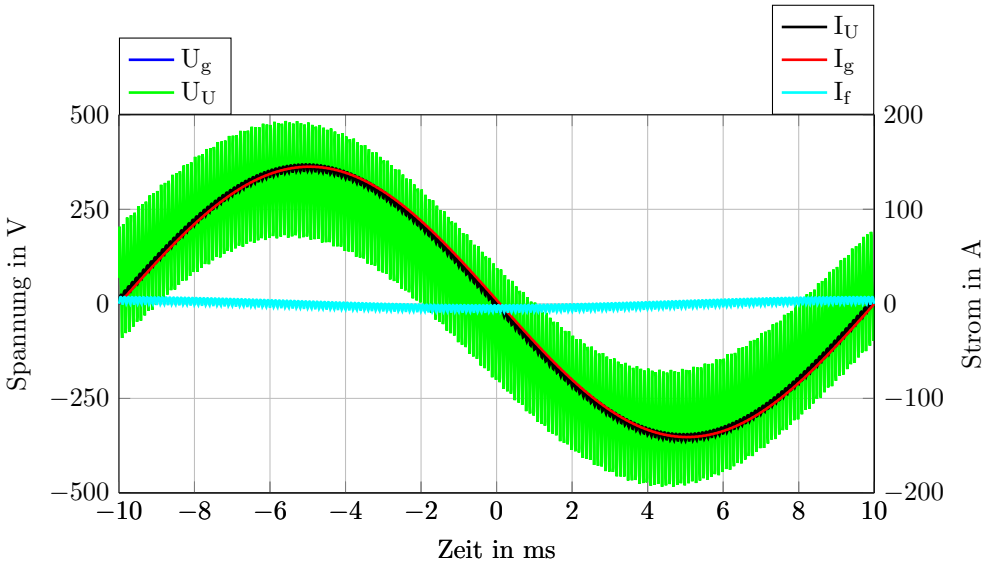


Abbildung 5.9.: Simulation in MultiSim - Zeitbereich

Abbildung 5.6.

Neben den 50 Hz Spannungsquellen sind auch noch eine Spannungsquelle mit 87,67 V bei 10 kHz und 38,48 V bei 20 kHz in die Simulation eingebunden. Die zwei hochfrequenten Spannungsquellen haben ihre maximale Spannung, wie sie in der Simulation verwendet wird, bei unterschiedlichen Modulationsgraden, d.h. für 10 kHz hat man eine maximale Spannung von 87,67 V bei einem Modulationsgrad von $m = 0,24$ und für 20 kHz hat man die Spannung von 38,48 V bei einem $m = 0,61$ [5] (siehe Unterabschnitt 5.1.4). Dieser Fall ist der *Worst Case* und wird in der Realität nie auftreten, da nie zwei unterschiedliche Modulationsgrade zur gleichen Zeit auftreten können.

Abbildung 5.9 zeigt eine 50 Hz Periode der simulierten elektrischen Größen. Das grüne Signal U_U zeigt die Hauptkomponenten der vom Umrichter erzeugten Spannung. Diese Spannung erzeugt einen Umrichterstrom I_U (schwarze Signal), welcher sich aus dem Netzstrom I_g (rotes Signal) und dem Strom des Saugzweigs I_f (rosa Signal) zusammensetzt. Es ist des weiteren gut erkennbar, dass der Netzstrom I_g nahezu keine Oberschwingungen mehr hat und in Phase mit der Netzspannung U_g ist.

Analyse im Frequenzbereich

Um die Filterwirkung des LCL Filters am besten beurteilen zu können, betrachtet man die Stromübertragungsfunktion $\alpha(\omega) = \frac{I_g}{I_U}$. Diese gibt Auskunft darüber wie stark sich ein vom Umrichter erzeugter Strom I_U auf den Netzstrom I_g auswirkt.

Wie man aus Abbildung 5.10 ablesen kann, hat man bei der Schaltfrequenz $\alpha(2\pi 100\,\text{kHz}) = -31,83\,\text{dB}$, d.h. eine Abschwächung von $\alpha(2\pi 10\,\text{kHz}) \approx 0,026$. Der

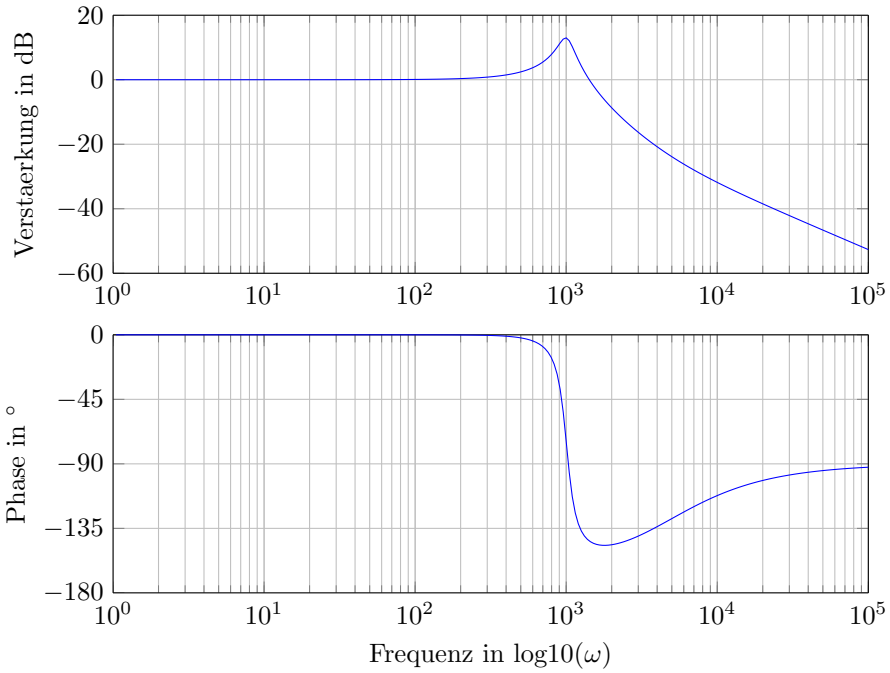


Abbildung 5.10.: Simulation in MultiSim - Bode Diagramm $\alpha(\omega)$

Unterschied zu der in Unterabschnitt 5.1.5 bestimmten α kommt daher, dass bei der Simulation der Dämpfungswiderstand berücksichtigt wurde. Generell kann man sagen, dass mit größer werdenden Dämpfungswiderstand R der Kondensatorzweig hochohmiger wird und somit die Filterwirkung sich verschlechtert.

5.3. Hardware

5.3.1. Netzseitige Induktivität

Abbildung 5.11.: LCL Filter: Transformator

Die netzseitige Induktivität ist die erste Komponente, abgesehen von den Sicherungen, die mit dem Netz verbunden ist. Um eine erhöhte Sicherheit für den Benutzer zu erreichen, wird diese Glättungsinduktivität als Dreihphasen-Transformator in der Schaltgruppe *Dyn5* realisiert. Der Transformator bietet zum einen eine galvanische Trennung zum Netz, zum anderen kann man ihn mittels erhöhter Streuung so fertigen, dass seine Streuinduktivität den Anforderungen aus Unterabschnitt 5.1.5 entspricht. Es ist unbedingt erforderlich, die Phasendrehung die die Schaltgruppe des Transformators erzeugt, in der Winkelmessung in Unterabschnitt 7.3.2 zu berücksichtigen.

Als weiteren Designparameter muss berücksichtigt werden, dass der Transformator die Nennleistung des Systems (siehe Abschnitt 2.1), d.h. einen Nennstrom von $I_N = 100\,\mathrm{A}$ bei einer Außenleiterspannung von $I_{12} = 400\,\mathrm{V}$, übertragen kann.

Transformator Spezifikation	
Bezeichnung	DTF100S029
Hersteller	Trafo Modern
Transformatortyp	Drehstromtrockentransformator $EN60076-11$
Nennleistung	70 kV A
Schaltgruppe	$Dyn5$
Nenn-Spannung primärseitig	$3x400\,V_{RMS}$
Nenn-Strom primärseitig	$109{,}1\,A_{RMS}$
Nenn-Spannung sekundärseitig	$3x400\,V_{RMS}$
Nenn-Strom sekundärseitig	$101\,A_{RMS}$
Nennfrequenz	50 Hz
Streuinduktivität bei 50 Hz	776,6 µH
Streuinduktivität bei 10 kHz	575 µH
Streuinduktivität bei 20 kHz	564 µH

Tabelle 5.3.: Spezifikation des Transformators

Der Transformator wurde von der Firma *Trafo Modern* ausgelegt und gefertigt,wobei die Spezifikationen in Tabelle 5.3 aufgelistet sind. Erwähnenswert ist hierbei, dass die Induktivität stark frequenzabhängig ist und somit für 50 Hz ein größerer Wert angenommen werden muss. Eine große Streuung geht einher mit einer Vergrößerung des Volumens, wodurch der Transformator relative groß ausgefallen ist. Die entsprechenden Messprotokolle von *Trafo Modern* sind in Abschnitt A.3 aufgelistet.

Abbildung 5.11 zeigt den gefertigten Transformator.

5.3.2. Kondensatorzweig mit Dämpfungswiderstand

Abbildung 5.12.: LCL Filter: Kondensatorzweig mit Dämpfungswiderstand

Die Kondensatorsaugzweige bestehen aus einem Kondensator und zwei in Serie geschalteten Widerständen, welche gegen einen gemeinsamen künstlichen Sternpunkt geschaltet sind.

Es ist unbedingt notwendig, den Induktivitätsbelag des Aufbaus so gering wie möglich zu halten. Eine große parasitäre Induktivität im Kondensatorzweig würde dessen Impedanz bei hohen Frequenzen stark erhöhen, wodurch die Ableitung des hochfrequenten Stroms beeinträchtigt wäre. Um diese geringe Induktivität zu erreichen, muss die Anbindung der Kondensatoren mit Leitungen realisiert sein, die so kurz wie möglich sind. Weiters ist es wichtig auf Drahtwiderstände zu verzichten und statt dessen Dickschichtwiderstände zu verwenden.

In Abbildung 5.12 ist der Aufbau des Saugzweiges zu sehen.

Verlustleistung des Kondensatorzweigs

Da über den Saugzweig nicht die gesamte Leistung des Systems fließt, sondern lediglich die deutlich kleineren, hochfrequenten Ströme abgeleitet werden, muss dieser Teil des Filters nicht so massiv ausgeführt werden.

Aus Unterabschnitt 5.2.1 können die drei essentiellen Stromkomponenten entnommen werden, um die maximalen Verlustleistung abzuschätzen.

$$I_{f,1} = 3{,}0556\,\mathrm{A} \tag{5.62}$$

$$I_{f,200} = 2{,}5511\,\mathrm{A} \tag{5.63}$$

$$I_{f,400} = 0{,}5516\,\mathrm{A} \tag{5.64}$$

Verlustleistung des Dämpfungswiderstands Für die Dämpfungswiderstände fiel die Wahl auf zwei in Serie geschaltete *RCH50SR4700JS06* des Herstellers *Vishay*. Diese Widerstände sind induktivitätsarme Dickschichtwiderstände und haben die in Tabelle 5.4 angeführten Spezifikation.

Dämpfungswiderstände Spezifikation	
Bezeichnung	RCH50SR4700JS06
Hersteller	Vishay
Widerstandstyp	Dickschichtwiderstand
Nennwiderstand	$R_{Dickschicht} = 470\,\mathrm{m\Omega}$
max. Verlustleistung	$P_{max} = 50\,\mathrm{W}$
Spannungsfestigkeit	$U_{max} = 1285\,\mathrm{V}$
Wärmeübergangswiderstand	$R_{th,JC} = 0{,}8\,^{\circ}\mathrm{C\,W^{-1}}$
Wärmeübergangswiderstand	$R_{th,CH} = 1\,^{\circ}\mathrm{C\,W^{-1}}$
max. Temperatur	$T_{R,max} = 125\,^{\circ}\mathrm{C}$

Tabelle 5.4.: Spezifikation der Dämpfungswiderstände

Mittels (5.62),(5.63) und (5.64) kann man die Verlustleistung an einem Widerstand bestimmen.

$$P_{R_{Dickschicht}} = R_{Dickschicht} \cdot \left(I_{f,1}^2 + I_{f,200}^2 + I_{f,400}^2\right) = 7{,}5947\,\mathrm{W} \tag{5.65}$$

Um diese Widerstände thermisch nicht zu überlasten, benötigt man einen Kühlkörper. Für einen einfachen mechanischen Aufbau sollen alle 6 Widerstände auf einem passiven Kühlkörper montiert werden, wobei eine Umgebungstemperatur von $T_A = 50\,^\circ\mathrm{C}$ angenommen wird.

$$P_{R,max} = 6 \cdot P_{R_{Dickschicht}} = 45{,}4682\,\mathrm{W} \tag{5.66}$$

Nun lässt sich folgende Gleichung aufstellen.

$$P_{R,max} = \frac{T_{R,max} - T_A}{\frac{R_{th,JC}+R_{th,CH}}{6} + R_{th,HA}} \tag{5.67}$$

$$\Longrightarrow R_{th,HA} = \frac{T_{R,max} - T_A}{P_{V,max}} - \frac{R_{th,JC} + R_{th,CH}}{6} \approx 1{,}35\,^\circ\mathrm{C\,W^{-1}} \tag{5.68}$$

Für den konkreten Aufbau hat man sich für einen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von $R_{th,HA} = 0{,}9\,^\circ\mathrm{C\,W^{-1}}$ entschieden. Zum einen hat man hier etwas Reserve, was die Kühlung anbelangt, zum anderen bietet ein größerer Kühlkörper mehr Platz für die Montage der Dickschichtwiderstände (sieheAbbildung 5.12).

Verlustleistung des Kondensators Für die drei Kondensatoren fiel die Wahl auf den induktivitätsarmen Folienkondensator *944U470K122AAM* der Firma *Cornell-Dubilier* mit den in Tabelle 5.5 aufgelisteten Spezifikationen.

Saugkondensator Spezifikation	
Bezeichnung	944U470K122AAM
Hersteller	Cornell-Dubilier
Kondensatortyp	Folienkondensator
Nennkapazität	$C = 47\,\mu\mathrm{F} \pm 10\,\%$
Spannungsfestigkeit	$U_{max} = 1200\,\mathrm{V}$
Maximaler Rippelstrom	$I_{C,max} = 67\,\mathrm{A_{RMS}}$
Äquivalenter Serienwiderstand	$ESR_{10\,\mathrm{kHz}} = 0{,}7\,\mathrm{m\Omega}$
Äquivalenter Serienwiderstand	$ESR_{20\,\mathrm{kHz}} \approx ESR_{10\,\mathrm{kHz}} \approx 0{,}7\,\mathrm{m\Omega}$
Äquivalenter Serienwiderstand	$ESR_{50\,\mathrm{Hz}} \approx 2 \cdot ESR_{10\,\mathrm{kHz}} \approx 1{,}4\,\mathrm{m\Omega}$
Äquivalente Serieninduktivität	$ESL = 10\,\mathrm{nH}$
Wärmeübergangswiderstand	$R_{th,CA} = 5{,}2\,^\circ\mathrm{C\,W^{-1}}$
max. Temperatur	$T_{C,max} = 85\,^\circ\mathrm{C}$

Tabelle 5.5.: Spezifikation des Saugkondensators

Mit den zuvor bestimmten Strömen (5.62),(5.63) und (5.64) und einer angenommen Umgebungstemperatur von $T_A = 50\,^\circ\mathrm{C}$ ergibt sich folgende Verlustleistungsbilanz.

$$P_C = ESR_{50\,\mathrm{Hz}} \cdot I_{f,0}^2 + ESR_{10\,\mathrm{kHz}} \cdot I_{f,200}^2 + ESR_{20\,\mathrm{kHz}} \cdot I_{f,400}^2 \approx 17{,}84\,\mathrm{mW} \tag{5.69}$$

$$P_{C,max} = \frac{T_{C,max} - T_A}{R_{th,CA}} = 6{,}73\,\mathrm{W} \gg 17{,}84\,\mathrm{mW} = P_C \tag{5.70}$$

Für die Kondensatoren ist somit keinerlei zusätzliche Kühlung erforderlich.

5.3.3. Umrichterseitige Induktivität

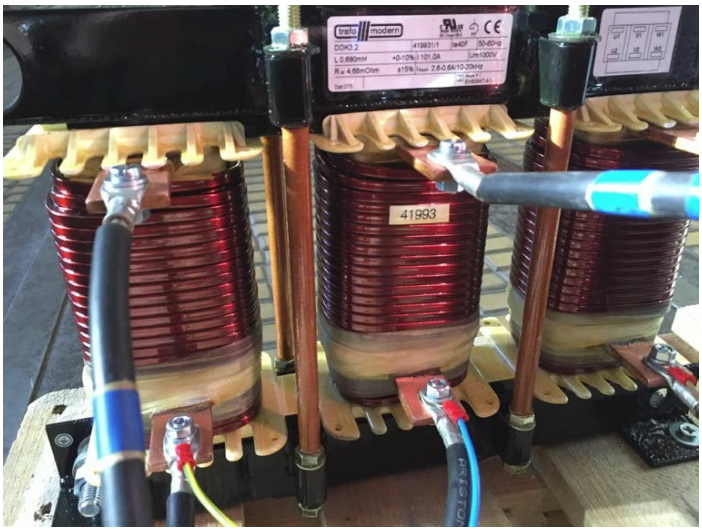


Abbildung 5.13.: LCL Filter: Umrichterseitige Induktivität

Die umrichterseitige Spule wurde ebenfalls von der Firma *Trafo Modern* gefertigt. Auch hierbei wurde die Frequenzabhängigkeit der Induktivität berücksichtigt, wodurch die Induktivität bei 50 Hz größer ausfällt als in Unterabschnitt 5.1.5 berechnet wurde. Die Spezifikationen zur Dreiphasenspule sind Tabelle 5.6 zu entnehmen

Um die Nennleistung des Systems über die Spule übertragen zu können, müssen die Windungen für einen Strom von $I_N = 101\,\mathrm{A}$ ausgelegt sein.

In Abschnitt A.3 sind die Messungen von *Trafo Modern* aufgelistet.

Abbildung 5.13 zeigt die Dreiphasen-Spule.

Dreiphasenspulen Spezifikation	
Bezeichnung	DDK3,2
Hersteller	Trafo Modern
Spulentyp	Dreiphasenspule $EN61559.2.20$
Nenn-Spannung	$3x400\,\mathrm{V_{RMS}}$
Nenn-Strom	$101\,\mathrm{A_{RMS}}$
Induktivität bei 50 Hz	680 µH
Induktivität bei 10 kHz	560 µH
Induktivität bei 20 kHz	549 µH
Serienwiderstand	4,68 mΩ

Tabelle 5.6.: Spezifikation des Dreiphasenspule

6. Vorladeschaltung

6.1. Dimensionierung

6.1.1. Allgemeines

Aus Abschnitt 2.3 ist bekannt, dass zu jedem IGBT eine Diode antiparallel geschaltet ist. Diese Diode ist für die Funktionsweise des Umrichters unumgänglich, da sie den Strom für die Pulsumrichter-Anwendung trägt (siehe Unterabschnitt 2.3.1), außerdem erzeugt sie die Spannung für den Zwischenkreis, ohne die der AFE-Gleichrichter nicht seinen Betrieb aufnehmen kann (siehe Unterabschnitt 2.3.3). Die 6 Dioden bilden nämlich im ungetakteten Zustand eine B6 Brücke, d.h. einen ungesteuerten Gleichrichter (siehe Abbildung 6.1).

Dieser Gleichrichter erzeugt im belasteten Fall bei einer Netzspannung von $U_{Phase} = 230\,\mathrm{V}$ eine Gleichspannung von $U_{di0,B6} = 537{,}99\,\mathrm{V}$, für mehr Details zur Entstehung der Spannung sei auf Abschnitt 6.1.2 verwiesen. Diese Spannung liegt direkt an den Kondensatoren des Zwischenkreises an. Würde im ungeladenen Zustand das Netz direkt auf die B6 Brücke geschaltet werden, so würde dies einen sehr hohen Strom hervorrufen, der die Kondensatoren schädigen würde. Um diesen hohen Strom zu begrenzen, werden Widerstände zwischen dem Netz und dem Zwischenkreis geschaltet. Detaillierte Berechnungen werden in Unterabschnitt 6.1.2 vorgenommen.

Neben den hohen Strömen, die die ungeladenen Kondensatoren verursachen, ist es unbedingt notwendig, die Magnetisierungsströme des Transformators des LCL Filters zu begrenzen (siehe Kapitel 5). Die Magnetisierungsströme können, abhängig vom Einschaltzeitpunkt, das 15-fache des Nennstroms erreichen [9, S.77].

6.1.2. Berechnung der Vorlade Widerstände

Für alle folgenden Berechnungen sei der stationäre Zustand angenommen, ein ideales Netz und das $U_{Phase} = 230\,\mathrm{V}$ gilt.

Gleichspannung einer B6 Brücke

Bei genauer Betrachtung einer B6 Brücke (siehe Abbildung 6.1) fällt auf, dass die B6 Brücke aus zwei M3 Stromrichtern besteht zwischen denen die Last geschaltet wird. Bei dem einen M3 Stromrichter liegt die Anode der Diode direkt am Netz und bei der anderen die Kathode (siehe Abbildung Abbildung 6.2).

Um nun die entstehende Gleichspannung $U_{di0,B6}$ bestimmen zu können, muss man die Spannung mittels Fourier Analyse in ihre Komponenten zerlegen. Der Spannungsverlauf ist in Abbildung 6.3 dargestellt.

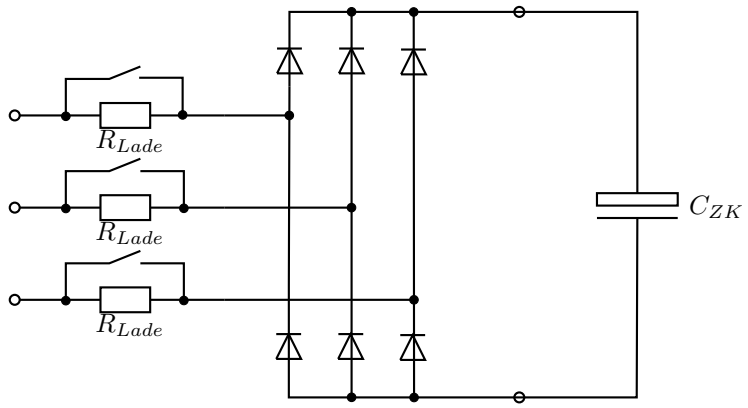


Abbildung 6.1.: Vorlade Schaltung: Ungesteuerter B6 Gleichrichter

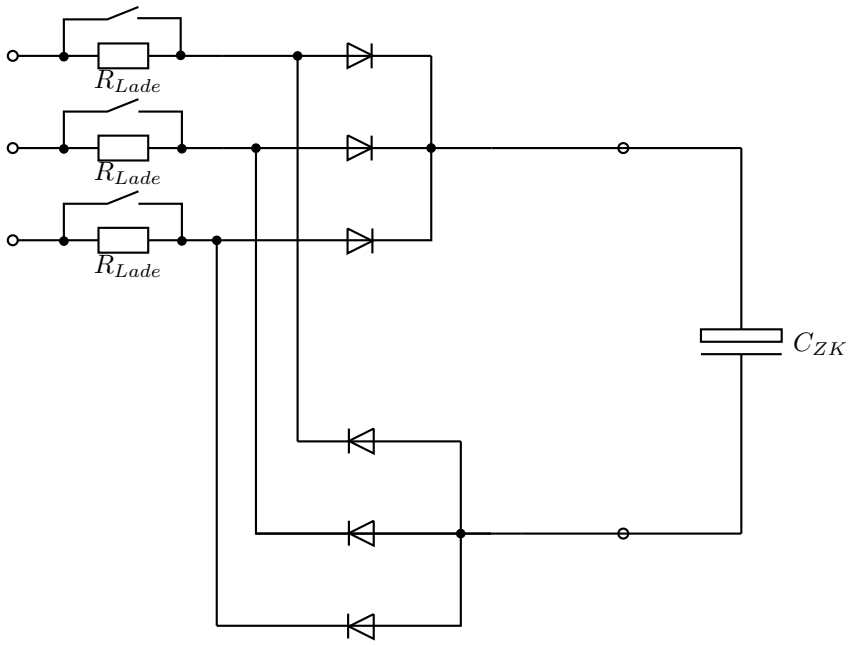


Abbildung 6.2.: Vorlade Schaltung: Ungesteuerter B6 Gleichrichter dargestellt als 2 M3 Gleichrichter

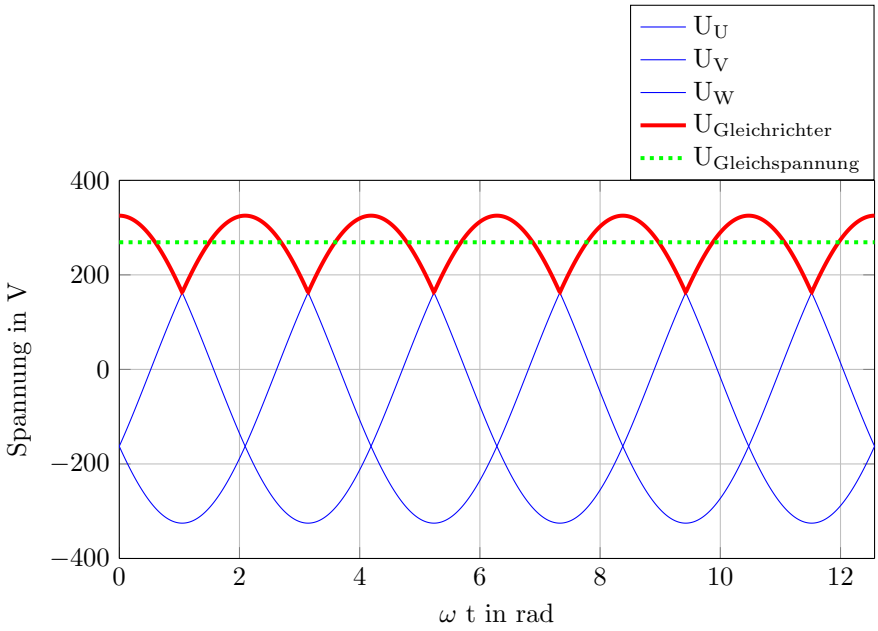


Abbildung 6.3.: Vorlade Schaltung: Spannungsverlauf des M3 Stromrichters

Aus dem Spannungsverlauf ist erkennbar, dass die Ausgangsspannung um eine Gleichspannung herum rippelt. Dieser Rippel besteht aus „Sinus-Spitzen“. Eine dieser Spitzen ist $2 \cdot \frac{\pi}{3}$ breit. Für die Berechnung der Fourier Komponenten sei ein Cosinus um die Achse $x = 0$ herangezogen.

$$\begin{aligned} U(\nu) =& \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) e^{j\nu 2\pi \frac{t}{T}} dt = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} u(t) e^{j\nu 2\pi \frac{3t}{2\pi}} dt = \\ =& \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \hat{U} \cos(t) e^{j\nu 3t} dt \end{aligned} \tag{6.1}$$

Da im konkreten Fall nur die Gleichspannungskomponente interessant ist, kann man $\nu = 0$ setzen.

$$\begin{aligned} U(\nu = 0) =& U_{di0,M3} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \hat{U} \cos(t) dt = \frac{3}{\pi} \hat{U} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \approx& 0,827 \cdot \hat{U} = 0,827 \cdot \sqrt{2} \cdot 230\,\mathrm{V} \approx 268{,}995\,\mathrm{V} \end{aligned} \tag{6.2}$$

Analog dazu erzeugt der komplementäre M3 Stromrichter die betragsmäßig gleiche Spannung nur mit inversen Vorzeichen. Durch Kombination der beiden M3 Stromrichter erhält man die Gleichspannung der B6 Brücke.

$$\Longrightarrow U_{di0,B6} = U_{di0,M3} - (-U_{di0,M3}) = 2 \cdot U_{di0,M3} \approx 537{,}99\,\mathrm{V} \tag{6.3}$$

Verlustleistung am Widerstand

Um die Verlustleistung in einem Widerstand bestimmen zu können, ist es notwendig, die momentanen Ströme in den Kondensator zu kennen. Wir betrachten den Ladevorgang des Zwischenkreises. Hierfür kann man in erster Näherung der Stromkreis über 2 Lade-Widerstände R_{Lade} geschlossen betrachten, d.h. der Kondensator wird über $R_{Lade,ges} = 2 \cdot R_{Lade}$ geladen.

$$U_C(t) = U_{di0}\left(1 - e^{-\frac{t}{2R_{Lade} \cdot C}}\right) \tag{6.4}$$

$$I_C(t) = C\frac{dU_C(t)}{dt} = C\frac{U_{di0}}{2R_{Lade} \cdot C}e^{-\frac{t}{2R_{Lade} \cdot C}} = \frac{U_{di0}}{2R_{Lade}}e^{-\frac{t}{2R_{Lade} \cdot C}} \tag{6.5}$$

Somit lässt sich die Momentanleistung an einem Widerstand $p_{R_{Lade}}(t)$ wie folgt berechnen.

$$p_{R_{Lade}}(t) = I_C(t)^2 R_{Lade} = \frac{U_{di0}^2}{4R_{Lade}}e^{-\frac{t}{R_{Lade} \cdot C}} \tag{6.6}$$

Der zeitliche Mittelwert über $T_{Lade} = 5 \cdot \tau = 5 \cdot R_{Lade}C$ liefert die im Widerstand umgewandelte Leistung $\bar{P}_{R_{Lade}}$

$$\begin{aligned}\bar{P}_{R_{Lade}} &= \frac{1}{T_{Lade}}\int_0^{T_{Lade}} p_{R_{Lade}}(t)dt = \frac{U_{di0}^2 R_{Lade}C}{4R_{Lade}T_{Lade}}\left(1 - e^{-\frac{T_{Lade}}{R_{Lade} \cdot C}}\right) = \\ &= \frac{U_{di0}^2}{20R_{Lade}}\left(1 - e^{-5}\right) \approx \frac{U_{di0}^2}{20R_{Lade}}\end{aligned} \tag{6.7}$$

Bestimmung des Vorlade-Widerstands

Bei der Wahl des Widerstands muss man stets einen Kompromiss in der Größe des Widerstands eingehen. Zum einen muss beachtet werden, dass der Strom in die Kondensatoren keinen zu großen Wert erreicht, um die Zerstörung der Kondensatoren zu verhindern. Zum anderen darf der Widerstand nicht zu groß sein, da durch den Leerlaufstrom des Transformators der Spannungsabfall am Widerstand $I_{LL}R_{Lade}$ die Zwischenkreisspannung begrenzt. Durch Kurzschließen der Lade-Widerstände kommt es somit wieder zu sehr hohen Strömen.

Die Wahl des Widerstands wurde empirisch mittels eines dreiphasigen verstellbaren Widerstands ermittelt. Die Wahl fällt auf den Widerstand *HS300 75R J* der Firma *ARCOL*, die Spezifikationen sind in Tabelle 6.1 aufgelistet.

Laderwiderstands Spezifikation	
Bezeichnung	HS300 75R J
Hersteller	Arcol
Widerstandswert	$75\,\Omega \pm 5\,\%$
Spannungsfestigkeit	2,5 kV AC & DC
Dauerverlustleistung	300 W
Überlastfähigkeit für 1 s	3 kW
Überlastfähigkeit für 5 s	1,5 kW
Überlastfähigkeit für 2 min	750 W
Überlastfähigkeit für 3 min	600 W
Notwendiger Kühlkörper	$0{,}6\,\mathrm{K\,W^{-1}}$

Tabelle 6.1.: Spezifikation des Ladewiderstands HS300 75R J

Lade-Zeitkonstante τ_{Lade} Mit dem in Tabelle 6.1 angeführten Widerstandswert von $R_{Lade} = 75\,\Omega$ und der Zwischenkreiskapazität $C_{ZK} = 1{,}175\,\mathrm{mF}$ (siehe Unterabschnitt 7.2.1) ergibt sich folgende Zeitkonstante τ_{Lade}.

$$\tau_{Lade} = 2 \cdot R_{Lade} C_{ZK} \approx 0{,}176\,\mathrm{s} \tag{6.8}$$

Das entspricht folgender Ladedauer T_{Lade}.

$$T_{Lade} = 5 \cdot \tau_{Lade} \approx 0{,}88\,\mathrm{s} \tag{6.9}$$

Verlustleistung am Ladewiderstand P_{Lade} Um die Verlustleistung am Widerstand, die beim Ladevorgang entsteht, bestimmen zu können, sei auf Abschnitt 6.1.2 verwiesen.

Die Spitzenleistung entsteht exakt beim Starten des Ladevorgangs $t = 0\,\mathrm{s}$ und kann mittels (6.6) berechnet werden.

$$p_{R_{Lade}}(t = 0\,\mathrm{s}) = \frac{U_{di0}^2}{4R_{Lade}} e^{-\frac{0\,\mathrm{s}}{R_{Lade} \cdot C}} \tag{6.10}$$

Aus (6.3) ist bekannt, dass die Spannung, die am Kondensator anliegt $U_{di0,B6} = 537{,}99\,\mathrm{V}$ groß ist.

$$\Longrightarrow \hat{p}_{V,Lade} = \frac{U_{di0,B6}^2}{4R_{Lade}} \approx 964{,}7775\,\mathrm{W} \tag{6.11}$$

Gemittelt über die gesamte Ladedauer von $T_{Lade} = 0{,}88\,\mathrm{s}$ ergibt dies mittels (6.7) folgende Lade-Verlustleistung $P_{V,Lade}$.

$$\Longrightarrow P_{V,Lade} = \frac{U_{di0,B6}^2}{20R_{Lade}} \approx 192{,}9555\,\mathrm{W} \tag{6.12}$$

Da die in (6.11) und (6.12) berechneten Verlustleistungen sich auf 2 Lade-Widerstände beziehen, muss für die Belastung eines Widerstands die Verlustleistung halbiert werden.

$$\hat{p}_{V,R_{Lade}} = \frac{\hat{p}_{V,Lade}}{2} \approx 482{,}3888\,\mathrm{W} \tag{6.13}$$

$$P_{V,R_{Lade}} = \frac{\hat{p}_{V,R_{Lade}}}{2} \approx 96{,}4778\,\mathrm{W} \tag{6.14}$$

Wie man aus (6.13) und (6.14) sieht, sind die auftretenden Verlustleistungen weit unter den Spezifikationen des Lade-Widerstands R_{Lade} (siehe Tabelle 6.1).

Diese robuste Ausführung der Widerstände hat den Sinn, dass im „Worst Case“, d.h. im Falle eines Erdschlusses nach einem Ladewiderstand, die Ladeschaltung nicht augenblicklich zerstört wird. Es lässt sich für diesen Fall folgende Verlustleistung bestimmen.

$$P_{V,KS} = \frac{(230\,\mathrm{V})^2}{R_{Lade}} \approx 705{,}3333\,\mathrm{W} \tag{6.15}$$

Die Lade Widerstände R_{Lade} können gemäß Tabelle 6.1 länger als 2 min einen Kurzschluss zwischen zwei Phasen unbeschadet überstehen, ehe sie thermisch zerstört werden.

6.2. Messungen

Nachfolgend Messungen wurden mittels Messgeräten aus Tabelle 6.2 aufgenommen.

Messgeräte: Vorladeschaltung			
Verwendung	Gerät	Hersteller	Bezeichnung
Darstellung	Oszilloskop	Agilent	DSO-X 3014A
Spannungsmessung	Differenztastkopf	Wavetek	SI-9000
Strommessung	Strommesszange	Tektronix	TM502A

Tabelle 6.2.: Messgeräte für Vorladeschaltung

6.2.1. Zwischenkreisspannung und Phasenstroms

Diese Messungen wurden bei einer Außenleiter-Netzspannung von 400 V, d.h. der maximal erlaubten Außenleiterspannung durchgeführt.

Um den Ladevorgang messtechnisch erfassen zu können, muss man Messungen zu den zwei relevanten Schaltvorgängen durchführen.

Der Beginn des Ladevorgangs über die Lade Widerstände R_{Lade} zeigt Abbildung 6.4. Die Zwischenkreisspannung U_{ZK} wurde direkt am Zwischenkreis gemessen, wobei der Strom an der U Phase des Umrichters mittels Strommesszange erfasst wurde. Die Zwischenkreisspannung U_{ZK} steigt mit einer Zeitkonstante von $\tau_{Lade,mess} = 130\,\text{ms}$ exponentiell an, wobei der Strom mit der gleichen Zeitkonstante exponentiell abnimmt. Die gemessene Zeitkonstante $\tau_{Lade,mess}$ kommt der berechneten Zeitkonstante von $\tau_{Lade} = 176\,\text{ms}$ aus Abschnitt 6.1.2 sehr nahe.

Nachdem die Ladeströme abgeklungen sind, kann man die Belastung der Lade-Widerstände durch den Leerlaufstrom des Transformators messen. Hierbei wurde der Strom mittels Strommesszange direkt an die Zuleitungsdrähte des Lade-Widerstand in der U Phase gemessen. Abbildung 6.5 zeigt den Stromverlauf mit einer Stromstärke von $I_{R_{Lade},eff} = 2{,}32\,\text{A}$ durch R_{Lade} bei einer konstanter Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 371{,}56\,\text{V}$. Der Lade-Widerstand wird in diesem Betriebszustand mit $I^2_{R_{Lade},eff} R_{Lade} = 403{,}68\,\text{W}$ belastet.

Die Überbrückung des Lade-Widerstands bewirkt abermals eine Stromspitze. Diese kommt zustande, da durch den Leerlaufstrom des Transformators ein Spannung am Lade-Widerstand R_{Lade} abfällt und diese wiederum die Zwischenkreisspannung begrenzt. Beim Kurzschließen des Lade-Widerstands entfällt dieser Spannungsabfall und die Zwischenkreisspannung kann sich auf ihren Endwert aufladen. In Abbildung 6.6 gezeigter Messung beträgt die maximal aufgetretene Lade-Stromspitze $I_{Lade,Spitze} \approx 70\,\text{A}$.

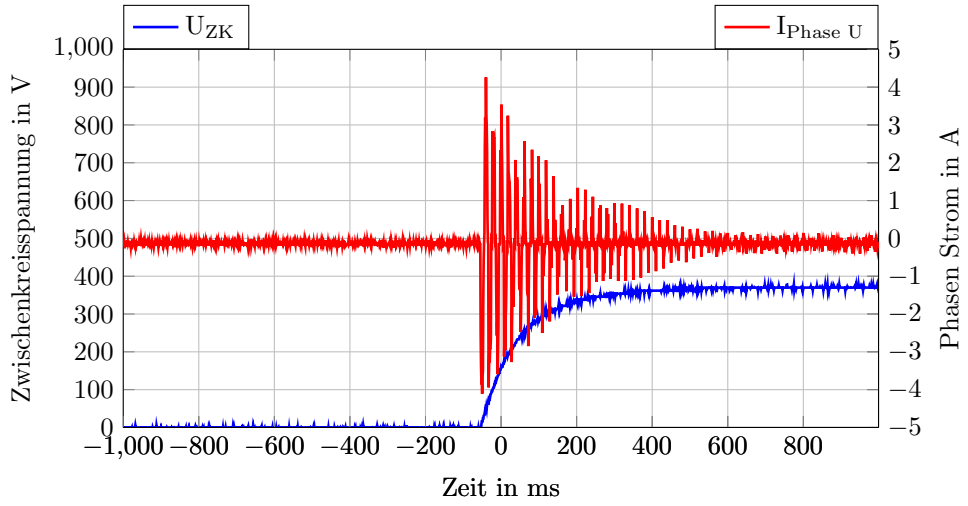


Abbildung 6.4.: Vorlade Schaltung: Beginn des Ladevorgangs

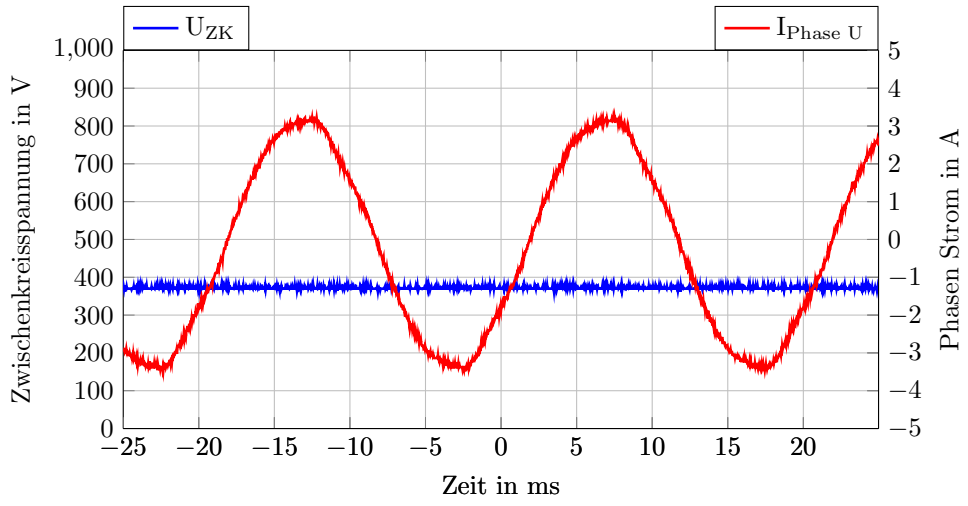


Abbildung 6.5.: Vorlade Schaltung: Strom durch Lade-Widerstand

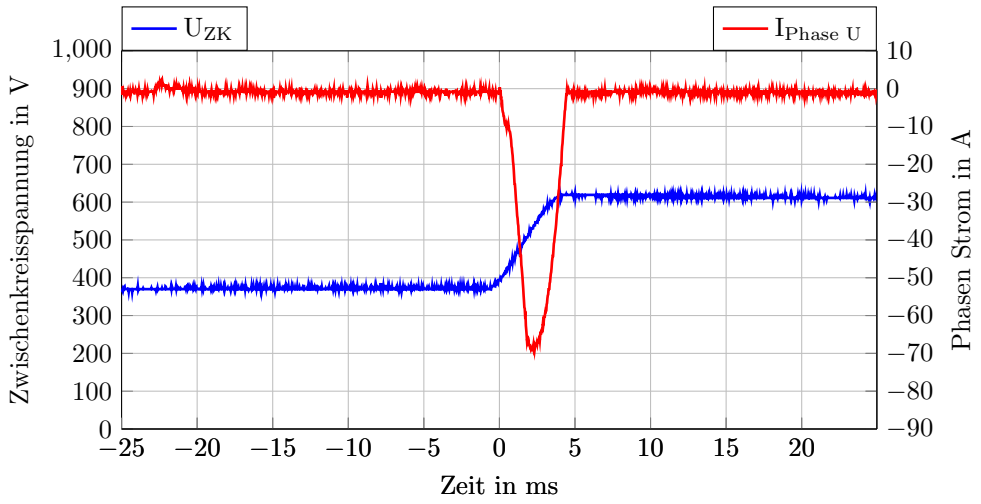


Abbildung 6.6.: Vorlade Schaltung: Überbrückung der Lade Widerstände

7. Active Front End Rectifier

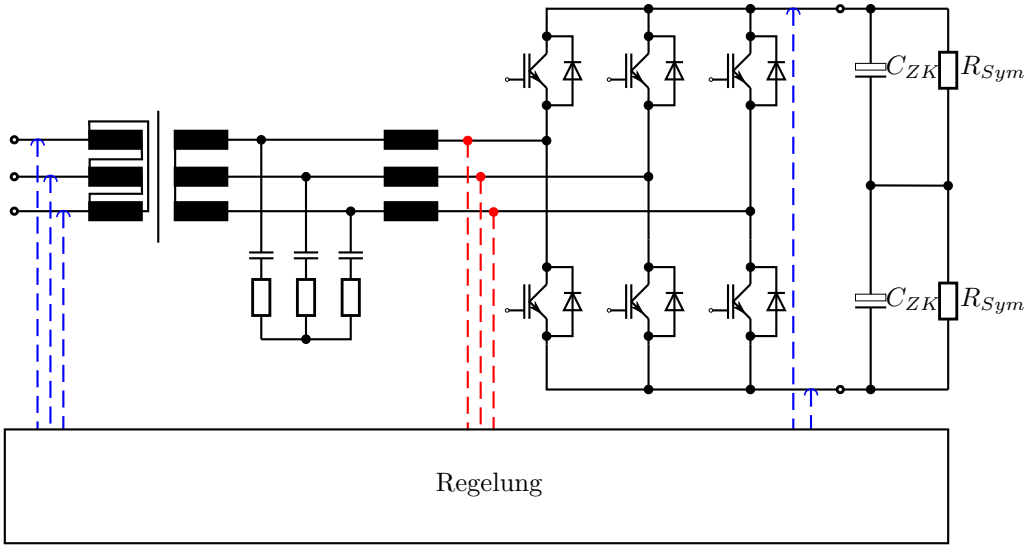


Abbildung 7.1.: Aufbau des AFE Gleichrichters

Abbildung 7.1 zeigt den Aufbau des AFE-Gleichrichters. Links, direkt am Netzanschlusspunkt, wird die Spannung gemessen um die aktuelle Phasenlage, die Frequenz und die Amplitude des dreiphasigen Netzes bestimmen zu können (siehe Unterabschnitt 7.3.3). Im Anschluss befindet sich bereits der Transformator in der Schaltgruppe Dy5. Er bildet sowohl mit den Kondensatoren, Dämpfungswiderständen und den Induktivitäten das LCL-Filter (siehe Kapitel 5). Kurz vor dem IGBT Modul wird der Phasenstrom gemessen. Auf dieser Messung basiert die Stromregelung (siehe Unterabschnitt 7.3.4) die den Strom in bzw. aus dem Gleichrichter definieren soll. Aus dem Phasenstrom lässt sich der Zwischenkreisstrom bestimmen, welcher die Zwischenkreiskondensatoren C_{ZK} lädt bzw. entlädt. Die Spannungsregelung (siehe Unterabschnitt 7.3.5) reguliert diesen Zwischenkreisstrom um die gewünschte Zwischenkreisspannung einstellen zu können, hierfür wird die ganz Zwischenkreisspannungsmessung am Anschluss des IGBT-Moduls benötigt.

Detaillierte Informationen zu den Messungen sind Unterabschnitt 7.2.2 und Unterabschnitt 7.3.2 zu entnehmen.

7.1. Dimensionierung

Für die Auslegung des Pulsumrichters können anhand von Abschnitt 1.3 folgende in Tabelle 7.1 angeführte Spezifikation getätigt werden.

Anforderungen an den Pulsumrichter	
max. Leistung	70 kW
max. Zwischenkreisspannung	$\sim$ 800 V
max. Phasenspannung	$\sim$ 800 V
max. Dauer-Phasenstrom	$\sim$ 150 A
PWM Frequenz	10 kHz

Tabelle 7.1.: Anforderungen an den Pulsumrichter

Die Anforderungen werden größtenteils von dem in der Diplomarbeit von Matthias Hahn [11] vorgestellten Umrichter erfüllt. Lediglich die Spannungsfestigkeit muss für die Anforderungen an den AFE-Gleichrichter modifiziert und eine dreiphasige Spannungsmessung entworfen werden.

Im Abschnitt 7.2 wird somit nur auf die geänderten Komponenten eingegangen bzw. auf jene Umrichter-Komponenten, auf die direkt in dieser Arbeit verwiesen wird.

7.2. Hardware

7.2.1. Zwischenkreis

Der Zwischenkreis besteht aus insgesamt 10 Elektrolytkondensatoren *PEH200YH3470MU2* der Firma *KEMET*, die wie in Abbildung 7.2 abgebildet, verschalten sind. Da die Toleranz bei den Kapazitätswerten relativ hoch ist, kann es dazu führen, dass sich die Zwischenkreisspannung U_{ZK} ungleichmäßig auf die Kondensatoren verteilt. Um dem entgegenzuwirken, werden Symmetrierwiderstände R_{Sym} verwendet, die bei ungleicher Spannung ausgleichende Ströme hervorrufen. Es ist allerdings hier besonderes Augenmerk darauf zu legen, dass die Widerstände möglichst den gleichen Widerstandswert haben müssen, um ihre ausbalancierende Wirkung zu erzielen.

Die Kenndaten der Kondensatoren sind in Tabelle 7.2 aufgelistet.

Mit den Kenndaten des einzelnen Kondensators kann man nun auf die Kenndaten der gesamten Kondensatorbatterie schließen.

Es werden stets zwei Kondensatoren in Serie geschaltet, d.h. die Spannungsfestigkeit erhöht sich auf $2 \cdot 450\,\mathrm{V}$, die Kapazität halbiert sich $\frac{1}{2} \cdot 470\,\mu\mathrm{F}$, außerdem gilt $ESR' = 2 \cdot 85\,\mathrm{m\Omega}$ und $ESL' = 2 \cdot 16\,\mathrm{nH}$. Fünf dieser zwei in Serie geschalteten Kondensatoren werden nun parallel geschaltet. Dies hat zur Folge, dass sich der maximale Rippelstrom $5 \cdot 17{,}5\,\mathrm{A}$ und der Leckstrom $5 \cdot 4{,}6345\,\mathrm{mA}$ verfünffachen, die Kapazität ebenso mit dem Faktor 5 auf $\frac{5}{2} \cdot 470\,\mu\mathrm{F}$ steigt und die $ESR = \frac{2}{5} \cdot 85\,\mathrm{m\Omega}$ und $ESL = \frac{2}{5} \cdot 16\,\mathrm{nH}$ beträchtlich kleiner werden.

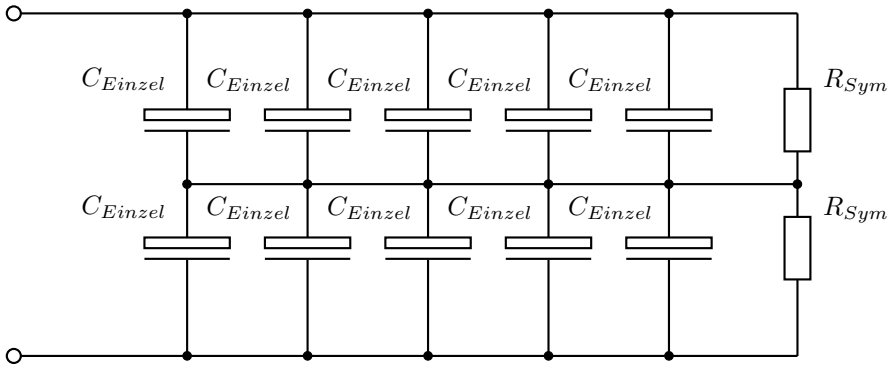


Abbildung 7.2.: Zwischenkreis Kondensatorbatterie

Kondensator Kenndaten	
Bezeichnung	PEH200YH3470MU2
Hersteller	Kemet
Kapazität	470 µF
Nennspannung	450 V
Temperaturbereich	−40 °C bis 85 °C
Maximaler Rippelstrom	17,5 A
Äquivalenter Serienwiderstand ESR	58 mΩ bei 100 kHz
Äquivalente Serieninduktivität ESL	16 nH
Leckstrom	4,6345 mA

Tabelle 7.2.: Kenndaten des Zwischenkreiskondensators PEH200YH3470MU2

Kondensatorbatterie Kenndaten	
Bezeichnung	Zwischenkreis
Hersteller	-
Kapazität	1,175 mF
Nennspannung	900 V
Temperaturbereich	−40 °C bis 85 °C
Maximaler Rippelstrom	87,5 A
Äquivalenter Serienwiderstand ESR	23,2 mΩ bei 100 kHz
Äquivalente Serieninduktivität ESL	6,4 nH
Leckstrom	23,1725 mA

Tabelle 7.3.: Kenndaten der Zwischenkreiskondensatorsbatterie

7.2.2. Messungen

Dreiphasige Spannungsmessung

Der Umrichter aus der Diplomarbeit von Matthias Hahn [11] muss für die AFE-Anwendung noch um eine dreiphasige Spannungsmessung erweitert werden. Hierfür kommt der galvanisch-trennende Spannungs-Wandler *LV 25-P* der Firma *LEM* zum Einsatz. Im konkreten Fall soll primärseitig eine maximale Spannung von $\pm\sqrt{2} \cdot 500\,\mathrm{V}$ auf den für den DSP messbaren Spannungsbereich von $0\,\mathrm{V}$ bis $3\,\mathrm{V}$ abgebildet werden.

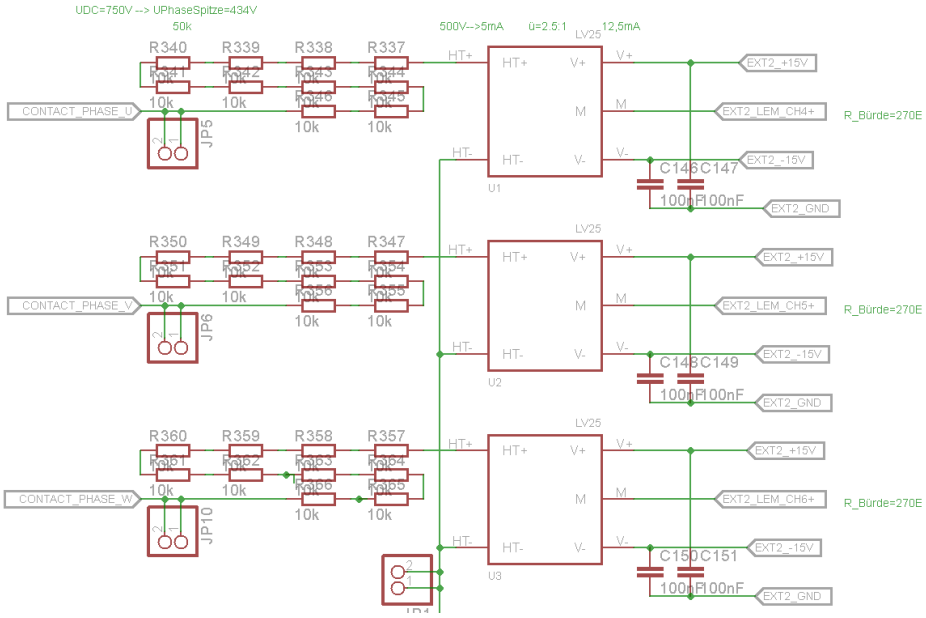


Abbildung 7.3.: Spannungsmessung der Phase U, V und W

Die Phasenspannung wird dreiphasig gegen einen künstlich erzeugen Sternpunkt gemessen. Abbildung 7.3 zeigt die Messanordnung der Hochspannungsseite. Durch die 10 in Reihe geschalteten $10\,\mathrm{k\Omega}$ Widerstände, erzeugt die Phasenspannung einen Strom der über den Baustein *LV 25-P* gegen den Sternpunkt fließt. *LV 25-P* misst eigentlich einen Strom, den er mit einen Übersetzungsverhältnis von $1 : 2,5$ auf die Niederspannungsseite übersetzt.

$$I_{Prim} = \sqrt{2}\frac{\pm 500\,\mathrm{V}}{10 \cdot 10\,\mathrm{k\Omega}} = \pm 7{,}0711\,\mathrm{mA} \tag{7.1}$$

Mittels dem Übersetzungsverhältnis kann auf den sekundärseitigen Strom geschlossen werden.

$$I_{Sek} = 2,5 \cdot I_{Prim} = \pm 17{,}6778\,\mathrm{mA} \tag{7.2}$$

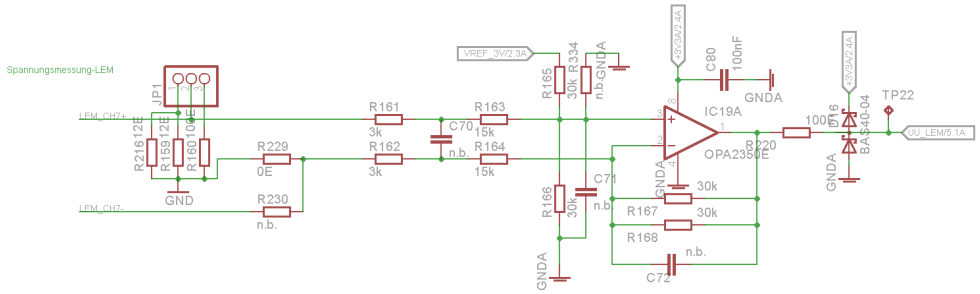


Abbildung 7.4.: Aufbereitung der Spannungsmessung der Phase U

Die Niederspannungsseite ist in Abbildung 7.4 dargestellt. Der Ausgangsstrom des LEM Bausteins I_{Sek} fließt über den Bürdenwiderstand $R_{Buerde} = 100\,\Omega$ und erzeugt einen entsprechenden Spannungsabfall.

$$U_{Buerde} = I_{Sek} \cdot R_{Buerde} = \pm 1{,}7678\,\mathrm{V} \tag{7.3}$$

Diese Spannung wir durch die nachfolgende Operationsverstärker-Schaltung verstärkt. Hierbei handelt es sich um einen Differenzenverstärker, dem ein Offset von 1,5 V hinzugefügt wird. Er verstärkt die differenziell gemessene Spannung am Bürdenwiderstand R_{Buerde} und verstärkt sie mit dem Faktor 0.8333. Folgende Gleichung gibt die Übertragungsfunktion des Differenzenverstärkers wider.

$$\begin{aligned} U_{U,DSP} =& \frac{R167 // R168}{R161 + R163} U_{Buerde} + 1{,}5\,\mathrm{V} = \\ =& 0.8333 U_{Buerde} + 1{,}5\,\mathrm{V} \end{aligned} \tag{7.4}$$

Setzt man nun die Bürden-Spannung ein, so liegt man im gewünschten Spannungsbereich, den der DSP mit idealer Auflösung abbilden kann.

$$U_{U,DSP} = 0.8333 \cdot (\pm 1{,}7678\,\mathrm{V}) + 1{,}5\,\mathrm{V} = \pm 1{,}5\,\mathrm{V} + 1{,}5\,\mathrm{V} \tag{7.5}$$

Abbildung 7.5 zeigt die Übertragungsfunktion der Spannungsmessung, sie ist festgelegt durch folgende Gleichung.

$$U_{U,DSP} = \frac{3\,\mathrm{V}}{2\sqrt{2}500\,\mathrm{V}} U_{Phase} + 1{,}5\,\mathrm{V} = 0{,}002121 \cdot U_{Phase} + 1{,}5\,\mathrm{V} \tag{7.6}$$

In Unterabschnitt 7.4.1 ist eine Messung der dreiphasigen Netzspannung mittels der vorgestellten Spannungsmessung angeführt.

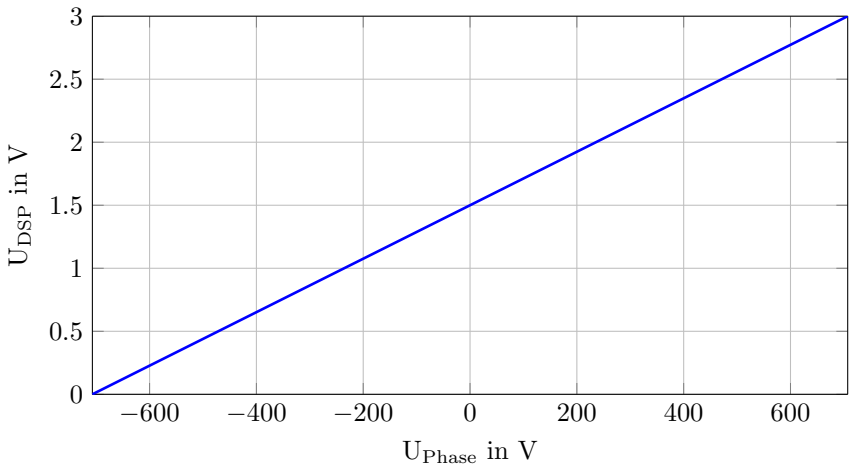


Abbildung 7.5.: Übertragungsfunktion der Spannungsmessung

Mögliche Messpunkt für die Strom- und Spannungsmessung

Die Messung des netzseitigen Stromes und der Spannung ist essentiell für die Regelung des Stromes (siehe Unterabschnitt 7.3.4)[2]. Durch die gegebene LCL Filteranordnung ergeben sich nun 4 sinnvolle Möglichkeiten der Wahl der Messpunkte. Je nach gewählter Messanordnung erhält man kapazitives, induktives oder ohmsches Verhalten gegenüber des Netzes.

Im Folgenden wird auf die 4 einzelnen Möglichkeiten genauer eingegangen, wobei Z_b als Freiheitsgrad bestehen bleiben soll. $Z_b = \frac{U_{mess}}{I_{mess}}$ ist direkt über die Regelung einstellbar. Man kann damit beliebiges Verhalten des Systems gegenüber dem Netz einstellen. Will man z.B. die induktive Blindleistung andere Geräte im selben Netz kompensieren, so kann ein kapazitives Verhalten des AFE-Gleichrichters über Z_b realisiert werden. Die Regelung stell somit je nach Bedarf einen Wirkstrom ein, der die Spannung im Zwischenkreis konstant hält, der Bildstrom hingegen wird je nach gewünschten Verhalten modifiziert. Die Gesamt-Stromstärke muss allerdings im erlaubten Bereich liegt.

1. Spannung am Kondensator und Strom am Umrichter (siehe Abbildung 7.6 a))

$$U_{Netz} = j\left(X_g \cdot I_{Netz} + X_C \cdot I_C\right) \quad | : I_{Netz} \tag{7.7}$$

$$Z_{Netz} = \frac{U_{Netz}}{I_{Netz}} = j\left(X_g + \frac{I_C}{I_{Netz}} \cdot X_C\right) \tag{7.8}$$

Stromteiler:

$$\frac{I_C}{I_{Netz}} = \frac{Z_b}{Z_b + X_c} \tag{7.9}$$

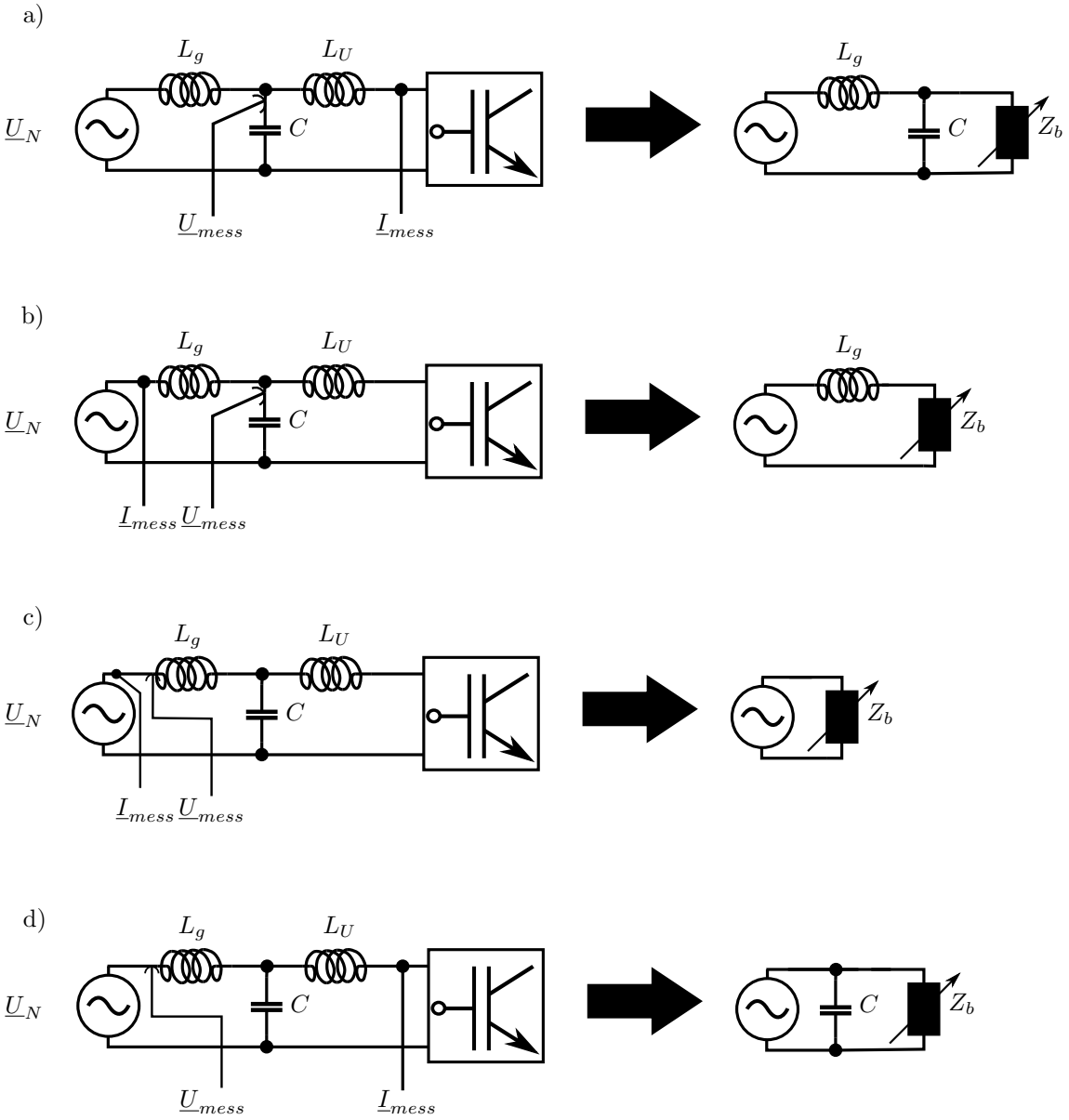


Abbildung 7.6.: Auswirkung auf die Lage der Messpunkte

Setzt man nun (7.9) in (7.8) ein, so erhält man

$$Z_{Netz} = j\left(X_g + \frac{Z_b \cdot X_c}{Z_b + X_C}\right) \tag{7.10}$$

2. Spannung am Kondensator und Strom am Netzanschlusspunkt (siehe Abbildung 7.6 b))

$$I_{Netz} = I_{mess} \tag{7.11}$$
$$U_{Netz} = j\left(X_g \cdot I_{Netz} + U_{mess}\right) \quad | : I_{Netz} \tag{7.12}$$
$$Z_{Netz} = \frac{U_{Netz}}{I_{Netz}} = j\left(X_g + \frac{U_{mess}}{I_{Netz}}\right) = j\left(X_g + \frac{U_{mess}}{I_{mess}}\right) = jX_g + Z_b \tag{7.13}$$

3. Spannung und Strom am Netzanschlusspunkt (siehe Abbildung 7.6 c))

$$U_{Netz} = U_{mess} \tag{7.14}$$
$$I_{Netz} = I_{mess} \tag{7.15}$$
$$Z_{Netz} = \frac{U_{Netz}}{I_{Netz}} = \frac{U_{mess}}{I_{mess}} = Z_b \tag{7.16}$$

4. Spannung am Netzanschlusspunkt und Strom am Umrichter (siehe Abbildung 7.6 d))

$$U_{Netz} = U_{mess} \tag{7.17}$$
$$U_{Netz} = j\left(X_g \cdot I_{Netz} + X_C \cdot I_C\right) \tag{7.18}$$

Kirchhoffsche Regel:

$$I_C = I_{Netz} - I_{mess} \tag{7.19}$$

Setzt man (7.19) in (7.18) ein, so erhält man

$$U_{Netz} = j\left(X_g \cdot I_{Netz} + X_C \cdot I_{Netz} - X_C \cdot I_{mess}\right) \quad | : U_{Netz} \tag{7.20}$$
$$1 + j\left(X_C \cdot \frac{I_{mess}}{U_{Netz}}\right) = j\left(X_g \cdot \frac{I_{Netz}}{U_{Netz}} + X_C \cdot \frac{I_{Netz}}{U_{Netz}}\right) \tag{7.21}$$
$$1 + j\left(\frac{X_C}{Z_b}\right) = j\left(\frac{X_g + X_C}{Z_{Netz}}\right) \tag{7.22}$$

Durch Umformen von (7.22) erhält man

$$\begin{aligned} Z_{Netz} &= \frac{j\,(X_g + X_C)}{1 + \frac{jX_C}{Z_b}} = \frac{j\,(X_g + X_C) \cdot Z_b}{Z_b + jX_C} = \\ &= \frac{jX_g \cdot Z_b}{Z_b + jX_C} + \frac{jX_C \cdot Z_b}{Z_b + jX_C} = \\ &= \frac{jX_g}{1 + \frac{jX_C}{Z_b}} + \frac{jX_C \cdot Z_b}{Z_b + jX_C} \approx \\ &\approx jX_g + \frac{Z_b \cdot jX_C}{Z_b + jX_C} \end{aligned} \tag{7.23}$$

Wahl der Messpunkte Würde die Spannung am Kondensator gemessen werden oder sogar direkt am Umrichter, so müsste man mit einem sehr stark verrauschten Messsignal rechnen. Um dies zu umgehen, wird die Spannung nach dem gesamten LCL Filter am Netzanschlusspunkt gemessen.

Am idealsten wäre die Strommessung ebenfalls direkt am Netzanschlusspunkt, da das Systemverhalten gegenüber dem Netz direkt einstellbar wäre, ohne dass die Elemente des Filters Einfluss nehmen können. Dies hätte allerdings zum einem den Nachteil, dass man die Stromsensormesssignale über eine lange Strecke zum Umrichter leiten müsste, zum anderen hat man auch eine verminderte Überstromsicherheit des Systems, da man lediglich die Ströme kennt, die ins Netz fließen.

Somit ist es am sinnvollsten die Messanordnung gemäß Abbildung 7.6 d) vorzunehmen, d.h. die Spannung wird am Netzanschlusspunkt gemessen, wobei die Stromsensoren direkt an den Anschlüssen des Umrichters platziert sind.

Das Netz sieht nun neben Z_b, welches durch den Umrichter beliebig gewählt werden kann, auch noch die Kapazität des LCL Filters. Hier gilt es den Kondensator so zu wählen, dass die erzeugte Blindleistung Q im Bereich von 1% der Nennleistung liegt (siehe Kapitel 5).

7.2.3. Erhöhung der Spannungsfestigkeit

Die in Abbildung 7.7 angeführte Schutzbeschaltung am Gate des IGBT wird *Active-Clamping* genannt [10, S.70]. Dieser Schutz soll verhindern, dass der IGBT durch eine Spannungsspitze zwischen Kollector und Emitter zerstört wird. Hohe Spannungs-Spitzen können beim harten Kommutieren auftreten (siehe Unterabschnitt 2.3.1). Im konkreten Fall ist der Active-Clamping Schutz für IGBTs ausgelegt, die eine max. Spannungsfestigkeit von 650 V aufweisen.

Bei der Diode $D54$ handelt es sich um eine Suppressor-Diode vom Typ *P6SMB510A*. Sie hat eine Stand-off-Spannung[1] von $U_R = 434\,\text{V}$, eine Breakdown-Spannung[2] von $U_{BR} = 485\,\text{V} - 535\,\text{V}$ und eine Clamping-Spannung[3] von $U_C = 698\,\text{V}$ bei der sie kurzfristig einen Strom von 0,9 A tragen kann. Diese Diode bildet mit den Dioden $D52$ und

[1] Maximale Spannung bei der die Diode gerade noch nicht leitfähig ist
[2] Bei dieser Spannung fließt bereits der Test-Strom I_T; hier $I_T = 1\,\text{mA}$
[3] Bei diese Spannung fließt der maximale Spitzen Strom

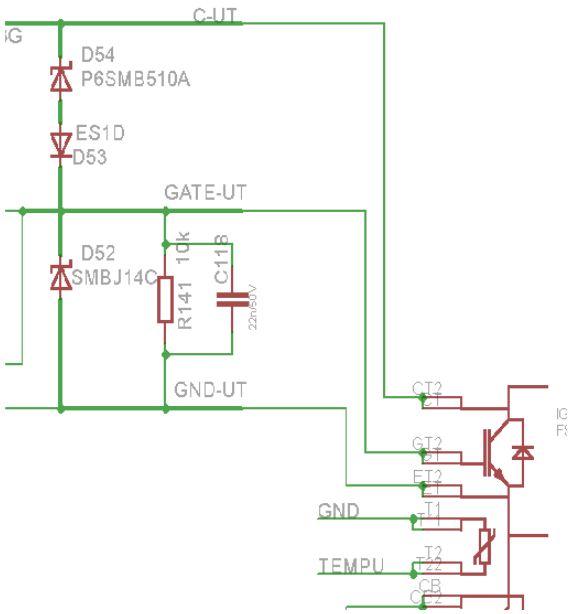


Abbildung 7.7.: Erhöhung der Spannungsfestigkeit

$D53$ den Active-Clamping Schutz. Man betrachtet nun den Fall, dass der IGBT gerade abschaltet und sich eine Spannungsspitze ausbildet. Ab dem Erreichen der Breakdown-Spannung U_{BR} beginnt $D54$ bereits zu leiten und der Strom fließt über $D53$ ins Gate des IGBTs und ladet diesen auf. Der IGBT beginnt langsam leitfähig zu werden und baut somit die Spannungsspitze ab. Der komplementäre IGBT hat zu diesem Zeitpunkt bereits voll durchgeschaltet, wodurch sich beim Aktivwerden des Active-Clamping Schutzes ein langsamer Brückenkurzschluss ausbildet. Der Strom hierbei wird allerdings durch das verhältnismäßig langsame Einschalten des Active-Clamping IGBTs begrenzt, was zur Folge hat, dass eine sehr hohe Verlustleistung generiert wird.

Diese Schaltung muss unbedingt auf die notwendigen Spannungsniveaus des AFE-Gleichrichters (siehe Abschnitt 7.1) ausgelegt werden. Das verwendete IGBT-Modul [11] *DS_FS400R12A2T4_3_0* von *INFINEON* hat eine maximale Sperrspannung von $U_{CE,max} = 1{,}2\,\mathrm{kV}$, welche weit über der Spezifikation des AFE-Gleichrichters liegt. Ein Spannungsschutz bei $\sim 850\,\mathrm{V}$ ist somit vollkommen ausreichend. Die einfachste Lösung zur Modifikation der Schutzschaltung ist es, eine weitere Suppressor Diode vom Typ *P6SMB510A* in Serie zu $D54$ zu schalten. Somit verdoppeln sich alle spezifischen Spannungen zu $U_R = 868\,\mathrm{V}$, $U_{BR} = 970\,\mathrm{V} - 1{,}07\,\mathrm{kV}$ und $U_C = 1{,}396\,\mathrm{kV}$.

Bei der Diode $D52$ handelt es sich ebenfalls um eine Suppressor Diode allerdings vom Typ *SMBJ14*. Sie hat eine Stand-off-Spannung von $U_R = 14{,}0\,\mathrm{V}$ und eine Breakdown-Spannung von $U_{BR} = 15{,}6\,\mathrm{V} - 17{,}2\,\mathrm{V}$. Ihre Aufgabe ist es, das Gate des IGBTs vor Überspannungen zu schützen, ab der Clamping-Spannung $U_C = 23{,}2\,\mathrm{V}$ kann die Diode einen Spitzen-Strom von $25{,}9\,\mathrm{A}$ gegen Masse ableiten, um die Spannung im

gewünschten Bereich zu halten.

Bei der Diode $D53$ handelt es sich um eine einfache Diode. Sie soll verhindern, dass der Strom vom Gate zum Collector des IGBTs fließt, d.h. sie beschränkt den Stromfluss auf die Richtung zum Gate hin.

Diode $D52$ und $D53$ muss für eine höhere Spannungsfestigkeit nicht modifiziert werden.

7.3. Regelung

7.3.1. Globales Regelkonzept

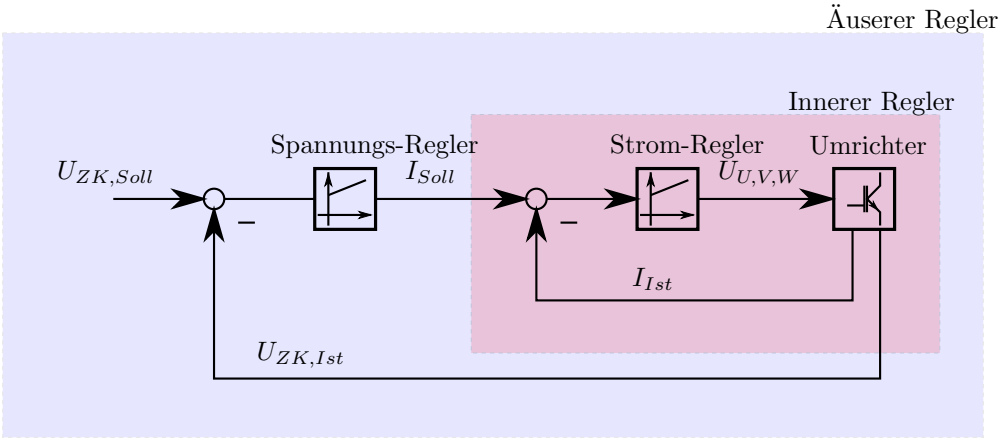


Abbildung 7.8.: Grundstruktur der Regelung

Das Ziel der Regelung des AFE Gleichrichters ist es, die gewünschte Zwischenkreis-Spannung U_{ZK} des Systems konstant zu halten. Dies soll unabhängig vom Leistungsfluss des Laborplatzes gewährleistet sein. Die Grundstruktur des Reglers ist in Abbildung 7.8 dargestellt und entspricht der einer kaskadierten Regelstruktur.

Im inneren Regler, der mindestens um den Faktor 10 schneller sein sollte als der äußere [12, S.110f], wird der Strom geregelt. Der Stromregler soll den vom Spannungsregler geforderten Phasenstrom I_{Soll} über das IGBT-Modul in die Stecke einprägen. Dies geschieht indem er die notwendige Umrichter Ausgangsspannung $U_{U,V,W}$ vorgibt. Für detaillierte Informationen sei auf Unterabschnitt 7.3.4 verwiesen.

Dem überlagert arbeitet der Spannungsregler, welcher eigentlich auf der Zwischenkreisseite arbeitet. Da allerdings gleichspannungsseitig weder Strom gemessen, noch aktiv etwas geändert werden kann, wirkt er ebenso auf der dreiphasen Seite des Umrichters. Die vom Regler gewünschten Zwischenkreisströme I_{ZK} werden in entsprechende Phasenströme I_{Soll} umgewandelt, die der innere Regler, der Strom-Regler, in die Realität umsetzt. Da die Dynamik des Stromreglers deutlich höher ist als die des Spannungsreglers, kann er mittels PT1-Glied modelliert werden. In Unterabschnitt 7.3.5

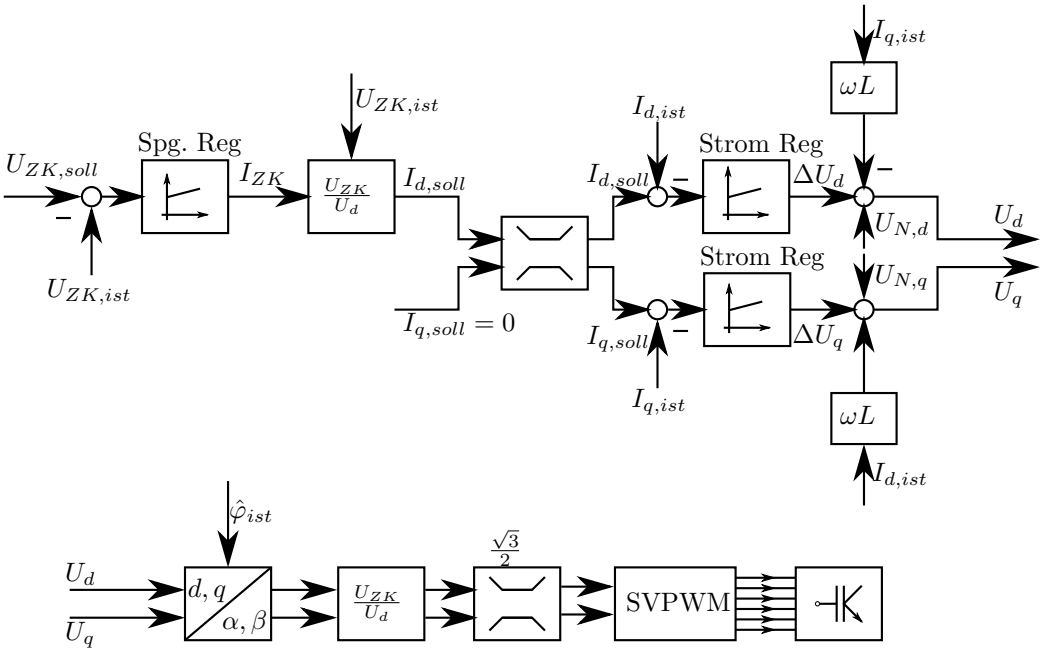


Abbildung 7.9.: Gesamtes detailliertes Regler-Konzept

wird ausführlicher auf den Spannungs-Regler eingegangen.

In Abbildung 7.9 ist das gesamte detaillierte Regler-Konzept angefügt.

7.3.2. Ist-Wert Erfassung

Die Ist-Wert Erfassung wurde gemäß Abbildung 7.10 realisiert. Zur Strommessung wurde der galvanisch getrennte, kompensierende Stromwandler *LA-200-P* der Firma *LEM* verwendet. Um die Spannung des Zwischenkreises zu messen, wird eine optisch getrennte Messschaltung am IGBT Treiberboard [11] verwendet, wobei für die Phasenspannung des Netzes der galvanisch getrennte, kompensierende Spannungswandler *LV25-P* der Firma *LEM* optimal geeignet ist. Für detailliertere Informationen zu den Messungen wird auf Unterabschnitt 7.2.2 und auf die Diplomarbeit von Matthias Hahn [11] verwiesen.

7.3.3. Winkel-Beobachter

Der Winkel-Beobachter hat die Aufgabe, die momentane Phasenlage des Netzes zu schätzen. Hierfür wird die dreiphasige Spannung direkt am Netzanschluss gemessen (siehe Abschnitt 7.2.2) und gemäß Unterabschnitt 2.2.2 in einen Spannungsraumzeiger $\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}$ umgewandelt. Anhand der Komponenten von $\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}$ kann der Winkel bestimmt werden. Der Einsatz eines Winkel-Beobachters hat gegenüber der direkten

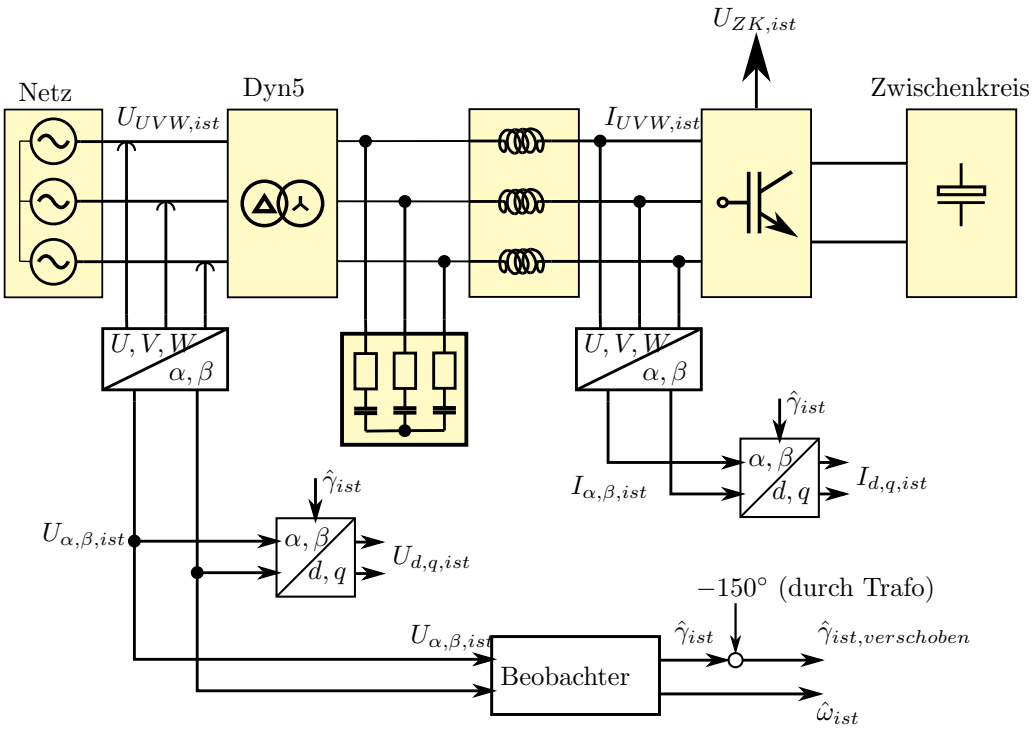


Abbildung 7.10.: Strukturschaltbild der Ist-Wert Erfassung

Verwendung der Winkel-Messung den Vorteil, dass die Winkelbestimmung deutlich robuster im Bezug auf Störungen und Sensorrauschen ist. Außerdem hat ein Beobachter Eigenschaften wie ein Tiefpass-Filter, welches fehlerbedingten, abrupten Winkeländerungen, welche im Falle der Netzwinkelmessung nie auftreten können, entgegenwirkt. Die erwähnten Eigenschaften können anhand der Gewichtung der Beobachterfehler an die jeweiligen Anforderungen angepasst werden.

Stecke des Beobachters

Die Stecke des Netzes wird vereinfacht mit konstanter Winkelgeschwindigkeit $\omega_{Netz} = 2\,\pi 50\,\mathrm{s}^{-1}$ angenommen. Der Winkel γ_{Netz} ändert sich gemäß folgender Differentialgleichung.

$$\dot{\gamma}_{Netz} = \omega_{Netz} \tag{7.24}$$
$$\dot{\omega_{Netz}} = 0 \tag{7.25}$$

Somit lässt sich folgendes Modell im Zustandsraum aufstellen.

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix}\dot{\gamma}_{Netz}\\ \dot{\omega}_{Netz}\end{pmatrix} &= \begin{pmatrix}0 & 1\\ 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\gamma_{Netz}\\ \omega_{Netz}\end{pmatrix} = \\ &= \underline{A}_{Winkel}\begin{pmatrix}\gamma_{Netz}\\ \omega_{Netz}\end{pmatrix} \\ \gamma_{ist} &= \begin{pmatrix}1 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\gamma_{Netz}\\ \omega_{Netz}\end{pmatrix} = \\ &= \underline{C}_{Winkel}\begin{pmatrix}\gamma_{Netz}\\ \omega_{Netz}\end{pmatrix}\end{aligned} \tag{7.26}$$

Dieses System wird nun mit folgender Transformationsvorschrift [12, S.145f] in ein Abtastsystem mit der Abtastzeit $T_{A,Winkel} = 100\,\mu\mathrm{s}$ umgewandelt.

$$\begin{aligned}\underline{\Phi}_{Winkel} &= e^{(\underline{A}_{Winkel} T_{A,Winkel})} = \sum_{k=0}^{\infty}\left(\frac{\underline{A}^k_{Winkel}}{k!} T^k_{A,Winkel}\right) = \\ &= \underline{E} + \begin{pmatrix}0 & T_{A,Winkel}\\ 0 & 0\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}1 & T_{A,Winkel}\\ 0 & 1\end{pmatrix}\end{aligned} \tag{7.27}$$

Vollständige Beobachtbarkeit

Mittels der Transitionsmatrix $\underline{\Phi}_{Winkel}$ aus (7.27) kann die vollständige Beobachtbarkeit des diskretisierten System gezeigt werden. Man berechnet wie folgt die Beobachtbarkeits-Matrix $\underline{O}_{Winkel}(\underline{C}_{Winkel}, \underline{\Phi}_{Winkel})$ und bestimmt dessen Rang.

Bei $\mathrm{Rang}(\underline{O}_{Winkel}(\underline{C}_{Winkel}, \underline{\Phi}_{Winkel})) = \dim(Zustand) = 2$ ist das System vollständig beobachtbar [12, S.196f].

$$\underline{O}_{Winkel}(\underline{C}_{Winkel}, \underline{\Phi}_{Winkel}) = \begin{pmatrix} \underline{C}_{Winkel} \\ \underline{C}_{Winkel}\underline{\Phi}_{Winkel} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & T_{A,Winkel} \end{pmatrix} \tag{7.28}$$

Für $T_{A,Winkel} > 0$ ist das System vollständig beobachtbar, d.h. man kann anhand des Ausgangs auf den Zustand des gesamten Systems schließen.

Linearer Winkel-Beobachter

Winkel Berechnung Hier wird der Winkel $\gamma_{Netz,ist}$ zwischen den α- und β-Komponenten des Spannungsraumzeigers $\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}$ über trigonometrische Beziehungen bestimmt. Man überprüft in welchen Quadranten sich der Zeiger befindet und führt folgende Berechnungen durch.

1. Quadrant: $U_{\alpha,ist} > 0$ und $U_{\beta,ist} > 0$

$$\gamma_{ist} = \arctan\left(\frac{U_{\beta,ist}}{U_{\alpha,ist}}\right) \tag{7.29}$$

2. Quadrant: $U_{\alpha,ist} < 0$ und $U_{\beta,ist} > 0$

$$\gamma_{ist} = \pi - \arctan\left(\frac{U_{\beta,ist}}{-U_{\alpha,ist}}\right) \tag{7.30}$$

3. Quadrant: $U_{\alpha,ist} < 0$ und $U_{\beta,ist} < 0$

$$\gamma_{ist} = \pi + \arctan\left(\frac{-U_{\beta,ist}}{-U_{\alpha,ist}}\right) \tag{7.31}$$

4. Quadrant: $U_{\alpha,ist} > 0$ und $U_{\beta,ist} < 0$

$$\gamma_{ist} = 2\pi - \arctan\left(\frac{-U_{\beta,ist}}{U_{\alpha,ist}}\right) \tag{7.32}$$

Luenberger Beobachter Im nächsten Schritt wird ein Luenberger Beobachter dimensioniert [12, S.225f]. Dieser hat zum einen zur Aufgabe den gemessenen Winkel zu glätten, außerdem bietet er auch zusätzlichen Schutz vor transienten Störungen der Winkelmessung.

Luenberger Beobachter:

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k+1}\\ \hat{\omega}_{Netz,k+1}\end{pmatrix} =& \underline{\Phi}_{Winkel}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k}\\ \hat{\omega}_{Netz,k}\end{pmatrix} + \underline{\hat{K}}_{Winkel}(\hat{\gamma}_{ist,k} - \gamma_{ist,k}) = \\
=& \underline{\Phi}_{Winkel}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k}\\ \hat{\omega}_{Netz,k}\end{pmatrix} + \underline{\hat{K}}_{Winkel}\underline{C}_{Winkel}\left(\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k}\\ \hat{\omega}_{Netz,k}\end{pmatrix} - \begin{pmatrix}\gamma_{Netz,k}\\ \omega_{Netz,k}\end{pmatrix}\right) \\
\hat{\gamma_{ist,k}} =& \underline{C}_{Winkel}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k}\\ \hat{\omega}_{Netz,k}\end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{7.33}$$

Strecke:

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix}\gamma_{Netz,k+1}\\ \omega_{Netz,k+1}\end{pmatrix} =& \underline{\Phi}_{Winkel}\begin{pmatrix}\gamma_{Netz,k}\\ \omega_{Netz,k}\end{pmatrix} \\
\gamma_{ist,k} =& \underline{C}_{Winkel}\begin{pmatrix}\gamma_{Netz,k}\\ \omega_{Netz,k}\end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{7.34}$$

Mittels dieser beider Systeme lässt sich folgende Fehlerdynamik des Schätzfehlers bestimmen.

$$\begin{aligned}
\underline{e}_{k+1} =& \begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k+1}\\ \hat{\omega}_{Netz,k+1}\end{pmatrix} - \begin{pmatrix}\gamma_{Netz,k+1}\\ \omega_{Netz,k+1}\end{pmatrix} = \\
=& \underline{\Phi}_{Winkel}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k}\\ \hat{\omega}_{Netz,k}\end{pmatrix} + \underline{\hat{K}}_{Winkel}\underline{C}_{Winkel}\left(\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k}\\ \hat{\omega}_{Netz,k}\end{pmatrix} - \begin{pmatrix}\gamma_{Netz,k}\\ \omega_{Netz,k}\end{pmatrix}\right) - \\
&- \underline{\Phi}_{Winkel}\begin{pmatrix}\gamma_{Netz,k}\\ \omega_{Netz,k}\end{pmatrix} = \\
=& \left(\underline{\Phi}_{Winkel} + \underline{\hat{K}}_{Winkel}\underline{C}_{Winkel}\right)\left(\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{Netz,k}\\ \hat{\omega}_{Netz,k}\end{pmatrix} - \begin{pmatrix}\gamma_{Netz,k}\\ \omega_{Netz,k}\end{pmatrix}\right) = \\
=& \left(\underline{\Phi}_{Winkel} + \underline{\hat{K}}_{Winkel}\underline{C}_{Winkel}\right)\underline{e}_k
\end{aligned} \tag{7.35}$$

Setzt man nun für $\underline{e}_{k+1}$, $\underline{\hat{K}}_{Winkel}$ und $\underline{C}_{Winkel}$ ein, so erhält man die Fehlerdynamik des Systems.

$$\begin{aligned}
\underline{e}_{k+1} =& \left(\begin{pmatrix}1 & T_{A,Winkel}\\ 0 & 1\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}K_1\\ K_2\end{pmatrix}\begin{pmatrix}1 & 0\end{pmatrix}\right)\underline{e}_k = \\
=& \begin{pmatrix}1+K_1 & T_{A,Winkel}\\ K_2 & 1\end{pmatrix}\underline{e}_k
\end{aligned} \tag{7.36}$$

Mittels „Formel von Ackermann [12, S.225]“ kann man $\underline{\hat{K}}_{Winkel}$, so bestimmen, dass die Pole beliebig im z-Raum liegen. Hier sollen die Pole bei $p_1 = p_2 = -0,5$ im z-Raum liegen,dies zieht ein $K_1 = -3$ und $K_2 = \frac{-9}{4}\frac{1}{T_{A,Winkel}}$ nach sich.

Setzt man nun diese Werte für K_1 und K_2 in den Luenberger Beobachter ein, so erhält man den zu implementierenden Beobachter.

$$\begin{aligned}\hat{\gamma}_{Netz,k+1} =& \hat{\gamma}_{Netz,k} + \hat{\omega}_{Netz,k} T_{A,Winkel} - 3\left(\hat{\gamma}_{Netz,k} - \gamma_{ist,k}\right) = \\ =& \hat{\gamma}_{Netz,k} + \hat{\omega}_{Netz,k} T_{A,Winkel} - 3e_{\gamma,k}\end{aligned} \tag{7.37}$$

$$\begin{aligned}\hat{\omega}_{Netz,k+1} =& \hat{\omega}_{Netz,k} - \frac{9}{4}\frac{\hat{\gamma}_{Netz,k} - \gamma_{ist,k}}{T_{A,Winkel}} = \\ =& \hat{\omega}_{Netz,k} - \frac{9}{4}\frac{e_{\gamma,k}}{T_{A,Winkel}} = \hat{\omega}_{Netz,k} - \frac{9}{4}e_{\omega,k}\end{aligned} \tag{7.38}$$

Nicht-Linearer, zeitvarianter Winkel-Beobachter

Die Idee bei dieser Form des Beobachters [15] [14] ist, dass nicht der Winkelfehler selbst in die Korrektur des Schätzwertes eingeht, sondern dass man direkt mit den gemessenen α und β Koordinaten des Spannungsraumzeiger $\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}$ arbeiten kann. Dies hat zum einen den Vorteil, dass man nicht mehr unterscheiden muss in welchen Quadranten sich der Spannungsraumzeiger $\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}$ befindet, zum anderen entfällt die Berechnung des Winkels über die arctan-Funktion, welche am DSP nur sehr rechenintensiv gelöst werden kann (siehe Abschnitt 7.3.3).

Auch für diese Beobachter-Variante wird das zuvor hergeleitete mathematische Modelle aus Abschnitt 7.3.3 verwendet und eine vollständige Beobachtbarkeit, wie sie in Abschnitt 7.3.3 nachgewiesen wurde, vorausgesetzt.

Nicht-lineares Beobachter-Modell Auch hier wird ein digitaler Beobachter mit einer Abtastzeit von $T_{A,Winkel} = 100\,\mu s$ implementiert.

$$\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{ist,k+1}\\ \hat{\omega}_{ist,k+1}\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}1 & T_{A,Winkel}\\ 0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{ist,k}\\ \hat{\omega}_{ist,k}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}k_{1,\gamma,k} & k_{2,\gamma,k}\\ k_{1,\omega,k} & k_{2,\omega,k}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}x_k - \hat{x_k}\\ y_k - \hat{y_k}\end{pmatrix} \tag{7.39}$$

mit

$$\begin{aligned}x_k - \hat{x_k} =& |\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|\cos(\gamma_{ist,k}) - |\hat{\underline{U}}_{\alpha,\beta,ist}|\cos(\hat{\gamma}_{ist,k}) = \\ =& |\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|\left(\cos(\gamma_{ist,k}) - \cos(\hat{\gamma}_{ist,k})\right)\end{aligned} \tag{7.40}$$

$$\begin{aligned}y_k - \hat{y_k} =& |\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|\sin(\gamma_{ist,k}) - |\hat{\underline{U}}_{\alpha,\beta,ist}|\sin(\hat{\gamma}_{ist,k}) = \\ =& |\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|\left(\sin(\gamma_{ist,k}) - \sin(\hat{\gamma}_{ist,k})\right)\end{aligned} \tag{7.41}$$

Nebenrechnung Abbildung 7.11 zeigt die Winkelverhältnisse zwischen geschätzten Spannungsraumzeiger $\hat{\underline{U}}_{\alpha,\beta,ist}$ und dem gemessenen $\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}$. Es wird außerdem ein Maß für den Winkelfehler, sowie eine mathematische Hilfsgröße γ_M eingeführt.

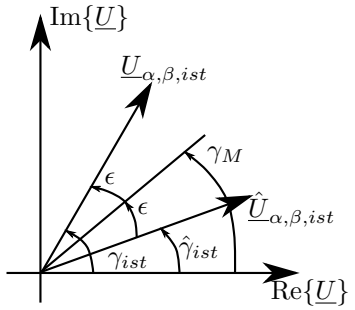


Abbildung 7.11.: Winkelverhältnisse zwischen geschätzen und gemessenen Spannungsraumzeiger

$$\gamma_{Fehler,k} = \gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k} = 2 \cdot \epsilon_k \tag{7.42}$$

$$\longrightarrow \epsilon_k = \frac{\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}}{2} \tag{7.43}$$

$$\gamma_{M,k} = \hat{\gamma}_{ist} + \epsilon_k = \gamma_{ist} - \epsilon_k \tag{7.44}$$

$$\begin{aligned} \longrightarrow \hat{\gamma}_{ist,k} &= \gamma_{M,k} - \epsilon_k \\ \longrightarrow \gamma_{ist,k} &= \gamma_{M,k} + \epsilon_k \end{aligned} \tag{7.45}$$

Nun können Vereinfachungen für (7.40) und (7.41) gefunden werden.

$$\begin{aligned} \cos(\gamma_{ist,k}) - \cos(\hat{\gamma}_{ist,k}) &= \cos(\gamma_{M,k} + \epsilon_k) - \cos(\gamma_{M,k} - \epsilon_k) = \\ &= \cos(\gamma_{M,k})\cos(\epsilon_k) - \sin(\gamma_{M,k})\sin(\epsilon_k) - \\ &\quad - \cos(\gamma_{M,k})\cos(-\epsilon_k) + \sin(\gamma_{M,k})\sin(-\epsilon_k) = \\ &= -2\sin(\gamma_{M,k})\sin(\epsilon_k) \end{aligned} \tag{7.46}$$

$$\begin{aligned} \sin(\gamma_{ist,k}) - \sin(\hat{\gamma}_{ist,k}) &= \sin(\gamma_{M,k} + \epsilon_k) - \sin(\gamma_{M,k} - \epsilon_k) = \\ &= \sin(\gamma_{M,k})\cos(\epsilon_k) + \cos(\gamma_{M,k})\sin(\epsilon_k) - \\ &\quad - \sin(\gamma_{M,k})\cos(-\epsilon_k) - \cos(\gamma_{M,k})\sin(-\epsilon_k) = \\ &= 2\cos(\gamma_{M,k})\sin(\epsilon_k) \end{aligned} \tag{7.47}$$

Da es sich bei ϵ_k um den halben Winkelfehler handelt, kann davon ausgegangen werden, dass ϵ_k sehr klein ist. Somit kann folgende Näherung getätigt werden.

$$\sin(\epsilon_k) \approx \tan(\epsilon_k) \approx \epsilon_k = \frac{\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}}{2} \tag{7.48}$$

Setzt man nun (7.48) in die Gleichungen (7.46) und (7.47) ein, so erhält man folgende Näherungen.

$$\cos(\gamma_{ist,k}) - \cos(\hat{\gamma}_{ist,k}) = -\sin(\gamma_{ist,k})(\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}) \tag{7.49}$$
$$\cos(\gamma_{ist,k}) - \cos(\hat{\gamma}_{ist,k}) = +\cos(\gamma_{ist,k})(\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}) \tag{7.50}$$

Vereinfachtes Beobachter-Modell Mit den Näherungen lässt sich (7.40) und (7.41) wie folgt vereinfachen.

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{ist,k+1}\\ \hat{\omega}_{ist,k+1}\end{pmatrix} &= \begin{pmatrix}1 & T_{A,Winkel}\\ 0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{ist,k}\\ \hat{\omega}_{ist,k}\end{pmatrix} + \\
+\begin{pmatrix}k_{1,\gamma,k} & k_{2,\gamma,k}\\ k_{1,\omega,k} & k_{2,\omega,k}\end{pmatrix}&\begin{pmatrix}-|\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|\,(\sin(\gamma_{ist,k})(\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}))\\ |\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|\,(\cos(\gamma_{ist,k})(\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}))\end{pmatrix} = \\
&= \begin{pmatrix}1 & T_{A,Winkel}\\ 0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{ist,k}\\ \hat{\omega}_{ist,k}\end{pmatrix} + \\
+\begin{pmatrix}k_{1,\gamma,k} & k_{2,\gamma,k}\\ k_{1,\omega,k} & k_{2,\omega,k}\end{pmatrix}&|\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|\begin{pmatrix}-\sin(\gamma_{ist,k}) & 0\\ 0 & \cos(\gamma_{ist,k})\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}\\ \gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}\end{pmatrix} = \\
&= \begin{pmatrix}1 & T_{A,Winkel}\\ 0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{ist,k}\\ \hat{\omega}_{ist,k}\end{pmatrix} + \\
&+|\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|\begin{pmatrix}-k_{1,\gamma,k}\sin(\gamma_{ist,k}) & k_{2,\gamma,k}\cos(\gamma_{ist,k})\\ -k_{1,\omega,k}\sin(\gamma_{ist,k}) & k_{2,\omega,k}\cos(\gamma_{ist,k})\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}\\ \gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k}\end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{7.51}$$

Mit folgender nicht-linearen Wahl der Koeffizienten $k_{1,\gamma,k}$, $k_{2,\gamma,k}$, $k_{1,\omega,k}$ und $k_{2,\omega,k}$ lässt sich das System (7.51) in ein lineares, zeitinvariantes System umwandeln [15].

$$\begin{aligned}
k_{1,\gamma,k} &= -\frac{\tilde{k}_{\gamma,k}}{|\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|}\sin(\gamma_{ist,k}) + T_{A,Winkel}k_{1,\omega,k}\\
k_{2,\gamma,k} &= \frac{\tilde{k}_{\gamma,k}}{|\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|}\cos(\gamma_{ist,k}) + T_{A,Winkel}k_{2,\omega,k}\\
k_{1,\omega,k} &= -\frac{\tilde{k}_{\omega,k}}{|\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|}\sin(\omega_{ist,k})\\
k_{2,\omega,k} &= \frac{\tilde{k}_{\omega,k}}{|\underline{U}_{\alpha,\beta,ist}|}\cos(\omega_{ist,k})
\end{aligned} \tag{7.52}$$

Setzt man nun (7.52) in (7.51) ein, so erhält man das lineares, zeitinvariantes System des Beobachters.

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{ist,k+1}\\ \hat{\omega}_{ist,k+1}\end{pmatrix} &= \begin{pmatrix}1 & T_{A,Winkel}\\ 0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\hat{\gamma}_{ist,k}\\ \hat{\omega}_{ist,k}\end{pmatrix} + \\
&+\begin{pmatrix}\tilde{k}_{\gamma,k} + \tilde{k}_{\omega,k}T_{A,Winkel}\\ \tilde{k}_{\omega,k}\end{pmatrix}(\gamma_{ist,k} - \hat{\gamma}_{ist,k})
\end{aligned} \tag{7.53}$$

Die Fehlerdynamik ergibt sich dann zu:

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} e_{\gamma,k+1} \\ e_{\omega,k+1} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 & T_{A,Winkel} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{\gamma,k} \\ e_{\omega,k} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \tilde{k}_{\gamma,k} + \tilde{k}_{\omega,k} T_{A,Winkel} \\ \tilde{k}_{\omega,k} \end{pmatrix} (e_{\gamma,k}) = \\ &= \begin{pmatrix} 1 - \tilde{k}_{\gamma,k} - \tilde{k}_{\omega,k} T_{A,Winkel} & T_{A,Winkel} \\ -\tilde{k}_{\omega,k} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{\gamma,k} \\ e_{\omega,k} \end{pmatrix}\end{aligned} \tag{7.54}$$

Getroffene Wahl der Parameter Die Parameter für den nicht-linearen Beobachter wurden empirisch zu folgenden Werten ermittelt.

$$\begin{aligned}\tilde{k}_{\gamma,k} &= 0,9 \\ \tilde{k}_{\omega,k} &= 0,9\end{aligned} \tag{7.55}$$

Wahl der Beobachter-Struktur

Die Wahl der Beobachter-Struktur fiel auf den nicht-linearen Beobachter, der in Abschnitt 7.3.3 angeführt ist. Einer der Hauptgründe für diesen Entschluss war die optimalere Ausnutzung der Rechenzeit. Der nicht-lineare Beobachters kommt ohne trigonometrische Funktionen aus, was die Rechenzeit deutlich verkürzt. Auch im Bezug auf die Parameter, ist der nicht-lineare Beobachter robuster. Im Falle des linearen Beobachters konnte empirisch eine Abhängigkeit der Beobachter Parameter eruiert werden, welche beim nicht-linearen Schätzer nicht auftrat.

In Unterabschnitt 7.4.3 sind die Messungen zum nicht-linearen Winkel-Beobachter angeführt. Die Messungen des linearen Beobachter liefern exakt das gleiche Bild, wodurch dessen Anführung überflüssig ist.

7.3.4. Stromregler

Vereinfachte Strecke des Stromreglers

Abbildung 7.12 zeigt das Raumzeigerersatzschaltbild der Strecke des AFE Gleichrichters. Im Wesentlichen ist sie definiert durch das LCL-Filter, die Netzspannung und die vom Umrichter ausgegebene Spannung. Es ist zu beachten, dass für den Frequenzbereich in dem der Laststrom geregelt wird, der Saugzweig des LCL-Filters eine große Impedanz aufweist und somit vernachlässigbar ist (siehe Unterabschnitt 5.1.2). Der in Abbildung 7.12 verwendete Widerstand und die Induktivität ist lediglich durch die Serienschaltung der Spule und des Transformators bestimmt. Die entsprechenden Werte können dem Messprotokoll aus Abschnitt A.3 entnommen werden. Legt man eine Masche in Abbildung 7.12, so ergibt sich folgende Maschen-Gleichung im statorfesten Koordinatensystem (α, β).

$$\underline{U}_{U,\alpha,\beta} = \underline{U}_{N,\alpha,\beta} + R\underline{I}_{\alpha,\beta} + L\dot{\underline{I}}_{\alpha,\beta} \tag{7.56}$$

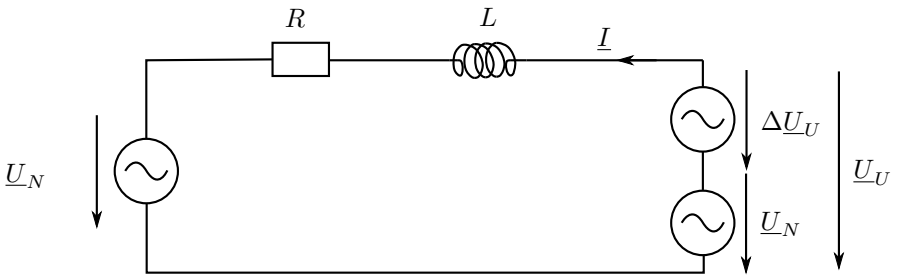


Abbildung 7.12.: Stromregler: Raumzeigerersatzschaltbild der Strecke des AFE Gleichrichters

Nun erfolgt die Transformation ins (d, q) Koordinatensystem gemäß Unterabschnitt 2.2.3 und Unterabschnitt 2.2.4.

$$\underline{U}_{U,d,q} = \underline{U}_{N,d,q} + R\underline{I}_{d,q} + L\dot{\underline{I}}_{d,q} + j\omega L\underline{I}_{d,q} \tag{7.57}$$

Aufgespaltet in Real- und Imaginärteil ergibt dies folgende zwei Gleichungen.

$$\begin{aligned} \mathrm{Re}\{\underline{U}_{U,d,q}\} = U_{U,d} &= U_{N,d} + RI_d + L\dot{I}_d - j\omega LI_q \\ \mathrm{Im}\{\underline{U}_{U,d,q}\} = U_{U,q} &= U_{N,q} + RI_q + L\dot{I}_q + j\omega LI_d \end{aligned} \tag{7.58}$$

Durch Umformen erhält man das System im Zustandsraum.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \frac{1}{L}\left(U_{U,d} - U_{N,d} - RI_d + j\omega LI_q\right) \\ \frac{1}{L}\left(U_{U,q} - U_{N,q} - RI_q - j\omega LI_d\right) \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{U,d} - U_{N,d} \\ U_{U,q} - U_{N,q} \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{7.59}$$

Wir erhalten somit ein MIMO-System, welches anspruchsvoller zu Regeln ist als ein SISO-System [12, S.95ff]. Wie in Abbildung 7.12 dargestellt, erreicht man durch Vorsteuern der Netzspannung $\underline{U}_N$ den Effekt, dass sich die Netzspannungen im Raumzeiger-Ersatzschaltbild herauskürzen, wodurch lediglich die Spannung $\Delta\underline{U}_U$ an einem RL-Glied anliegt. Eine weitere Vereinfachung des Systems entsteht durch die Entkoppelung des d- und q-Stroms. Hierfür addiert man zur d-Spannung $U_{U,d}$ den Wert $-\omega L \cdot I_q$ und zur q-Spannung $U_{U,q}$ den Wert $+\omega L \cdot I_d$. Im Anschluss ist die gesamte Vorsteuerung des Strecken-Eingangs $\underline{U}_{U,d,q}$ angeführt. Man erhält zum einen ein um die Netzspannung vereinfachtes System, zum anderen ein entkoppeltes System, d.h. zwei unabhängige SISO-Systeme.

$$\begin{aligned} U_{U,d} &= \Delta U_{U,d} + U_{N,d} - \omega L \cdot I_q \\ U_{U,q} &= \Delta U_{U,q} + U_{N,q} + \omega L \cdot I_d \end{aligned} \tag{7.60}$$

Setzt man (7.60) in (7.59) ein, so erhält man folgendes entkoppeltes System.

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix}\dot{I}_d\\ \dot{I}_q\end{pmatrix} &= \begin{pmatrix}-\frac{R}{L} & 0\\ 0 & -\frac{R}{L}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}I_d\\ I_q\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}\frac{1}{L} & 0\\ 0 & \frac{1}{L}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta U_{U,d}\\ \Delta U_{U,q}\end{pmatrix}\\ \begin{pmatrix}I_d\\ I_q\end{pmatrix} &= \begin{pmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}I_d\\ I_q\end{pmatrix}\end{aligned} \tag{7.61}$$

Anhand von (7.61) erkennt man, dass sowohl für I_d als auch für I_q getrennt einen Regler entworfen werden kann. Da die beiden Komponenten allerdings dieselben Parameter enthalten, ist es sinnvoll für beide Stromanteile den gleichen Regler zu verwenden.

Parameteridentifikation der Strecke

Nach der Entkoppelung der Stromkomponenten und Vorsteuern der Netzspannung (siehe Abschnitt 7.3.4) besteht die zu regelnde Strecke aus einem Widerstand und einer Spule.

Die Ersatz-Induktivität $L_{StromReg}$ lässt sich direkt aus den Messprotokollen der Spule und des Transformators aus Abschnitt A.3 entnehmen.

$$\begin{aligned}L_{StromReg} =& L_{Spule,50\,\mathrm{Hz}} + L_{\sigma,Trafo,50\,\mathrm{Hz}} =\\ =& 709\,\mu\mathrm{H} + 680\,\mu\mathrm{H} = 1{,}389\,\mathrm{mH}\end{aligned} \tag{7.62}$$

Für den Ersatz-Widerstand $R_{StromReg}$ muss zum einen aus den Verlusten des Transformator-Kurzschlussversuchs (siehe Abschnitt A.3) ein Ersatzwiderstand R_{Trafo} bestimmt werden, zum anderen kann der ohmsche Widerstand der Spule R_{Spule} direkt gemessen werden.

$$P_{V,KS,Trafo} = 1701\,\mathrm{W} \tag{7.63}$$

$$I_{U,V,W} \approx 110\,\mathrm{A} \tag{7.64}$$

$$\Longrightarrow R_{Trafo} = \frac{P_{V,KS,Trafo}}{3I_{U,V,W}} \approx 0{,}05\,\Omega \tag{7.65}$$

Mit den berechneten Werten kann nun ein Ersatzwiderstand angegeben werden.

$$\begin{aligned}R_{StromReg} =& R_{Spule} + R_{Trafo} =\\ =& 0{,}004\,68\,\Omega + 0{,}05\,\Omega = 0{,}054\,68\,\Omega\end{aligned} \tag{7.66}$$

Normiert gemäß Unterabschnitt 2.1.2 ergibt dies folgende Parameter.

$$l_{StromReg} = \frac{L_{StromReg}}{L_{Bezug}} \approx 0,03046 \tag{7.67}$$

$$r_{StromReg} = \frac{R_{StromReg}}{R_{Bezug}} \approx 0,02398 \tag{7.68}$$

Erweiterte Stromregler Strecke

Als letzte Erweiterung muss man noch die IGBTs berücksichtigen bzw. die Zeit die vergeht bevor der gewünschte Spannungsraumzeiger an der Strecke liegt. Die IGBTs und deren Ansteuerung sauber zu modellieren, ist nicht exakt möglich, wodurch auf Näherungen zurückgegriffen wird [16]. Eine einfache und effiziente Näherung erfolgt im ersten Schritt über ein Totzeit-Glied, welches wiederum, aufgrund der einfachern mathematischen Handhabung, über ein PT1-Glied mit τ_{IGBT} angenähert wird. Mit dem Wert $\tau_{IGBT} = \frac{3}{2}T_A$ wurden die besten Ergebnisse erzielt.

Die erweiterte Stromregler-Strecke ist in Abbildung 7.13 angeführt. Die Stecke ist sowohl für den d-Strom $I_{U,d}$ als auch für den q-Strom $I_{U,q}$ die gleich, dies wird über die Indizes $I_{U,d,q}$ symbolisiert. Diese Darstellung dient als Ausgangspunkt des Stromregler-Entwurfs mittels Frequenzkennlinienverfahren.

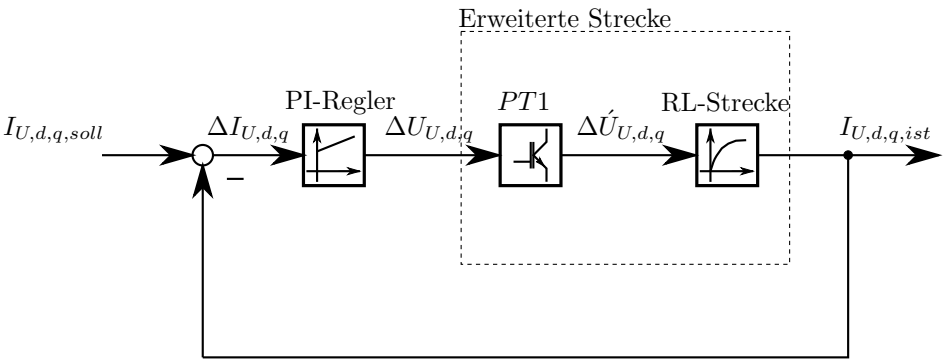


Abbildung 7.13.: Stromregler: Erweiterte Stromregler Strecke

Um einfacher mit dem System hantieren zu können, werden die IGBT-Strecke, sowie das RL-Glied zu einer gemeinsamen Strecke wie folgt zusammengefasst.

IGBT-Strecke:

$$\begin{aligned}\left(\Delta\dot{\acute{U}}_{U,d,q}\right) &= \left(-\tfrac{1}{\tau_{IGBT}}\right)\left(\Delta\acute{U}_{U,d,q}\right) + \left(\tfrac{1}{\tau_{IGBT}}\right)\left(\Delta U_{U,d,q}\right) = \\ &= \underline{A}_{IGBT}\left(\Delta\acute{U}_{U,d,q}\right) + \underline{B}_{IGBT}\left(\Delta U_{U,d,q}\right) \\ \Delta\acute{U}_{U,d,q} &= \left(1\right)\left(\Delta\acute{U}_{U,d,q}\right) = \\ &= \underline{C}_{IGBT}\left(\Delta\acute{U}_{U,d,q}\right)\end{aligned} \tag{7.69}$$

RL-Strecke:

$$\begin{aligned}\left(\dot{I}_{U,d,q}\right) =& \left(-\frac{R_{StromReg}}{L_{StromReg}}\right)\left(I_{U,d,q}\right) + \left(\frac{R_{StromReg}}{L_{StromReg}}\right)\left(\Delta\acute{U}_{U,d,q}\right) = \\ =& \underline{A}_{RL}\left(I_{U,d,q}\right) + \underline{B}_{RL}\left(\Delta\acute{U}_{U,d,q}\right) \\ I_{U,d,q} =& \left(1\right)\left(I_{U,d,q}\right) = \\ =& \underline{C}_{RL}\left(I_{U,d,q}\right)\end{aligned} \tag{7.70}$$

Durch die Serienschaltung der beiden Übertragungsglieder kann man den Ausgang der IGBT-Strecke und den Eingang der RL-Strecke gleichsetzen, d.h. es gilt $\Delta\acute{U}_{U,d,q} = \underline{C}_{IGBT}\acute{U}_{U,d,q}$. Fasst man dann noch die beiden eindimensionale Zustände zu einen zweidimensionalen zusammen, so erhält man folgendes Gesamtsystem.

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix}\Delta\dot{\acute{U}}_{U,d,q}\\ \dot{I}_{U,d,q}\end{pmatrix} =& \begin{pmatrix}\underline{A}_{IGBT} & 0\\ 0 & \underline{A}_{RL}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta\acute{U}_{U,d,q}\\ I_{U,d,q}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}\underline{B}_{IGBT}\Delta U_{U,d,q}\\ \underline{B}_{RL}\underline{C}_{RL}\Delta\acute{U}_{U,d,q}\end{pmatrix} = \\ =& \begin{pmatrix}\underline{A}_{IGBT} & 0\\ \underline{B}_{RL}\underline{C}_{IGBT} & \underline{A}_{RL}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta\acute{U}_{U,d,q}\\ I_{U,d,q}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}\underline{B}_{IGBT}\\ 0\end{pmatrix}\left(\Delta U_{U,d,q}\right)\end{aligned} \tag{7.71}$$

Setzt man nun für die Matrizen ein, so erhält man das Gesamtsystem im Zustandsraum.

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix}\Delta\dot{\acute{U}}_{U,d,q}\\ \dot{I}_{U,d,q}\end{pmatrix} =& \begin{pmatrix}-\frac{1}{\tau_{IGBT}} & 0\\ -\frac{1}{L_{StromReg}} & -\frac{R_{StromReg}}{L_{StromReg}}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta\acute{U}_{U,d,q}\\ I_{U,d,q}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}\frac{1}{\tau_{IGBT}}\\ 0\end{pmatrix}\left(\Delta U_{U,d,q}\right) = \\ =& \underline{A}_{StromReg}\begin{pmatrix}\Delta\acute{U}_{U,d,q}\\ I_{U,d,q}\end{pmatrix} + \underline{B}_{StromReg}\left(\Delta U_{U,d,q}\right) \\ I_{d,q} =& \begin{pmatrix}0 & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta\acute{U}_{U,d,q}\\ I_{U,d,q}\end{pmatrix} = \\ =& \underline{C}_{StromReg}\begin{pmatrix}\Delta\acute{U}_{U,d,q}\\ I_{U,d,q}\end{pmatrix}\end{aligned} \tag{7.72}$$

Auslegung des Reglers mittels Frequenzkennlinien-Verfahren

In diesem Abschnitt wird anhand von (7.72) ein digitaler Regler entworfen [12, S.175ff]. Für den Regler wurde bei der Sprungantwort eine Rise Time von $T_{Rise,StromReg} = 500\,\mu s$ gewählt und ein maximales Überschwingen von $\ddot{U}_{StromReg} = 15\,\%$. Diese Anforderungen stellen einen optimalen Kompromiss im Bezug auf Dynamik und maximal möglichen Stellgrößen dar. Die Abtastzeit liegt bei diesem Regler bei $T_{A,StromReg} = 100\,\mu s$, wodurch sich die Zeitkonstante des IGBTs zu $\tau_{IGBT} = \frac{3}{2}T_A = 150\,\mu s$ ergibt.

Aus (7.72) lässt sich nun die Übertragungsfunktion $G_{StromReg}$ des Systems wie folgt bestimmen [12, S.57].

$$
\begin{aligned}
G_{StromReg}(s) =& \underline{C}_{StromReg}\left(s\underline{E} - \underline{A}_{StromReg}\right)^{-1}\underline{B}_{StromReg} = \\
=& \frac{1}{L_{StromReg}}\frac{1}{\tau_{IGBT}}\left(\frac{1}{(s+\frac{1}{\tau_{IGBT}})(s+\frac{R_{StromReg}}{L_{StromReg}})}\right) = \\
=& \frac{1}{208{,}35\,\mathrm{ns\,H}}\left(\frac{1}{(s+\frac{1}{150\,\mu\mathrm{s}})(s+\frac{1}{25{,}4023\,\mathrm{ms}})}\right)
\end{aligned}
$$

Mittels der Normierung aus Unterabschnitt 2.1.2 erhält man die normierte Übertragungsfunktion.

$$
g_{StromReg}(s) = \frac{4377,2498}{(s+133,3333)(s+0,7873)} \approx \frac{4372}{s^2+134,1s+105} \tag{7.73}
$$

Schritt 1: Tustin-Transformation Nun wendet man die Tustin-Transformation mittels Korrespondenz-Tabelle [12, S.166] an und erhält $g_{StromReg}(q)$

$$
g^{Q}_{StromReg}(q) = \frac{-2,443\cdot 10^{-8}q^2 - 0,2181q + 4372}{q^2+134,1q+105} \tag{7.74}
$$

Schritt 2: Transformation der Anforderungen Nun müssen die anfangs erwähnten Anforderungen (im Zeitbereich) an den Regler in äquivalente Anforderungen im Bildbereich umgewandelt werden. Dies geschieht über folgende Näherungs-Gleichungen [12, S.175ff].

Anforderung im Zeitbereich:

$$
t_{Rise,StromReg} = \frac{T_{Rise,StromReg}}{T_{Bezug}} = 0,025 \tag{7.75}
$$

$$
\ddot{U}_{StromReg} = 15\,\% \tag{7.76}
$$

Anforderung im Bildbereich:

$$
\omega_{C,StromReg} = \frac{1,2}{t_{Rise,StromReg}} \approx 48 \tag{7.77}
$$

$$
\Phi_{Reserve,StromReg} = 70^\circ - \ddot{U}_{StromReg}\frac{1^\circ}{1\,\%} \approx 55^\circ \tag{7.78}
$$

Schritt 3: Integrator Um die bleibende Regelabweichung der Sprungantwort verschwinden zu lassen, muss ein Integrator eingesetzt werden.

$$r^{Q}_{StromReg,1} = \frac{1}{q} \tag{7.79}$$

Es ergibt sich somit folgender offener Kreis.

$$\begin{aligned} l^{Q}_{StromReg,1} =& r^{Q}_{StromReg,1} g^{Q}_{StromReg} = \\ =& \frac{-2,443 \cdot 10^{-8} q^2 - 0,2181 q^1 + 4372}{q^3 + 134,1 q^2 + 105} \end{aligned} \tag{7.80}$$

Bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_{C,StromReg}$ hat man somit folgende Amplitude und Phasenlage.

$$l^{Q}_{StromReg,1}(q = \omega_{C,StromReg}) = 0,0134 e^{-j198,9966^\circ} \tag{7.81}$$

Schritt 4: Phase anheben Durch das Hinzufügen des Interators erhält man somit eine Phasenreserve von $\Phi_{Reserve,StromReg,ist} = -18{,}996^\circ$. Um die gewünschte Phasenreserve von $\Phi_{Reserve,StromReg} = 55^\circ$ zu erreichen, muss die Phase mit einer Nullstelle um 73,9966° angehoben werden.

$$r^{Q}_{StromReg,2} = \frac{1 + q \cdot t_d}{q} \tag{7.82}$$

Mit dem Zähler hebt man nun die Phase an, d.h. der Winkel $\varphi_{Heben,StromReg}$, zwischen Real- und Imaginärteil des Zählers muss bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_{C,StromReg}$ $\varphi_{Heben,StromReg} = 73{,}9966^\circ$ betragen.

$$1 + j\omega_{C,StromReg} \cdot t_d \stackrel{!}{=} X e^{j73,9966^\circ} \tag{7.83}$$

$$\longrightarrow t_d = \frac{\tan 73,9966^\circ}{\omega_{C,StromReg}} = 0,0726 \tag{7.84}$$

Der offene Kreis ergibt sich somit zu folgenden Werten.

$$l^{Q}_{StromReg,2}(q = \omega_{C,StromReg}) = 0,0486 e^{-j125^\circ} \tag{7.85}$$

Schritt 5: Proportionalglied Schlussendlich wird eine proportionale Verstärkung eingefügt, um bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_{C,StromReg}$ eine Verstärkung von 1 zu erhalten.

$$r^{Q}_{StromReg}(q) = P_{StromReg} \frac{1 + q \cdot t_d}{q} \tag{7.86}$$

$P_{StromReg}$ errechnet sich folglich zu $\frac{1}{0{,}0486}$. Der Offene-Kreis ergibt sich bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_{C,StromReg}$ zu folgenden Werten.

$$r^{Q}_{StromReg}(q) = \frac{1,496q + 20,59}{q} \tag{7.87}$$

$$l^{Q}_{StromReg}(q = \omega_{C,StromReg}) = 1e^{-j125^{\circ}} \tag{7.88}$$

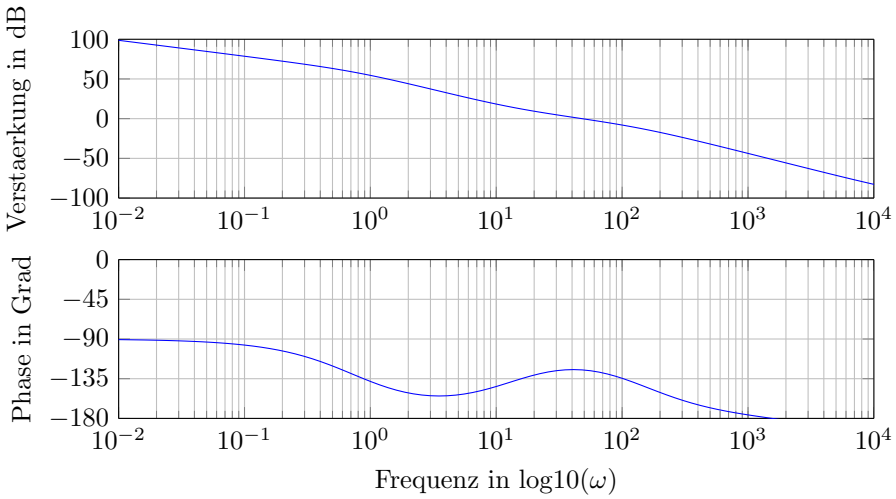


Abbildung 7.14.: Mit MATLAB simuliertes Bode-Diagramm der Offenen-Kreises des Stromreglers

Der endgültige Offene-Kreis $l^{Q}_{StromReg}$ erfüllt die anfangs definierten Anforderungen und ergibt das in Abbildung 7.14 dargestellte Bode-Diagramm.

Schritt 6: Rücktransformation in den z-Bereich Die Rücktransformation in den z-Bereich erfolgt über Heun-Beziehung.

$$q = \frac{2}{\frac{T_A}{T_{Bezug}}} \frac{z-1}{z+1} \tag{7.89}$$

Setzt man dies in die Gleichung für den Offenen-Kreis $l^{Q}_{StromReg}(q)$ bzw. in die des Reglers $r^{Q}_{StromReg}(q)$, so erhält man beide Übertragungsfunktionen im z-Bereich.

$$l_{StromReg}(z) = \frac{-1,48110^{-20}z^3 + 3,25710^{-5}z^2 - 1,00510^{-7}z - 3,23810^{-5}}{z^3 - 2,987z^2 + 2,973z - 0,9867} \tag{7.90}$$

$$r_{StromReg}(z) = \frac{1,497z - 1,495}{z - 1} \tag{7.91}$$

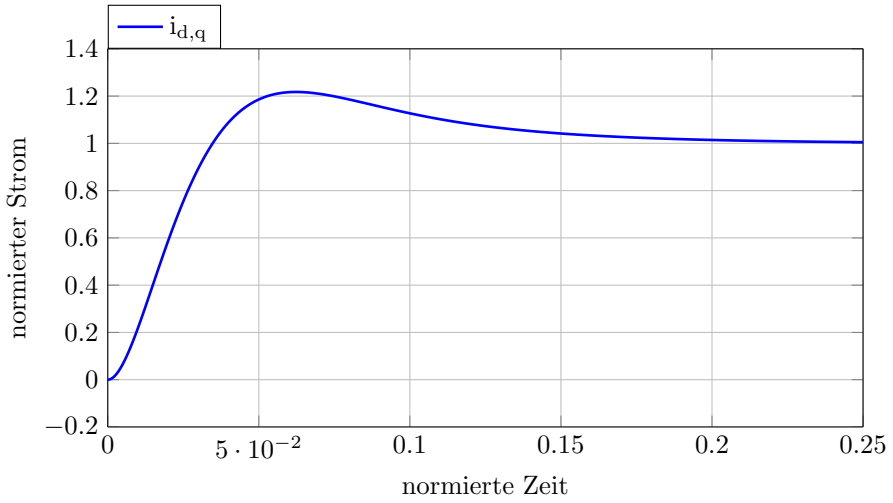


Abbildung 7.15.: Mit MATLAB simulierte Sprungantwort der geregelten Stecke des Stromreglers

Durch Rückkoppeln des Offenen-Kreises $l_{StromReg}(z)$ kann die Sprungantwort des Systems erzeugt werden, diese ist in Abbildung 7.15 abgebildet.

Legt man eine Tangente in den Anfangspunkt von Abbildung 7.15, so kann man eine Rise-Time von $T_{Rise,Sim} = 0,03 \cdot T_{Bezug} = 600\,\mu s$ ablesen. Das Überschwingen beträgt hierbei $\ddot{U}_{Sim} = 21\,\%$.

Da es sich bei der Umwandlung der Anforderungen vom Zeit- in den Bildbereich lediglich um eine Näherungsgleichung handelt, ist eine Abweichung im Überschwingverhalten unumgänglich. Die Rise-Time hingegen kommt sehr nahe an den angeforderten Wert.

Schritt 7: Regler mit Anti-Windup Der Regler wäre gemäß (7.91) in der multiplikativen Form angegeben. Da es allerdings in dieser Form schwierig ist, einen Anti-Wind-Up Schutz [13] zu implementieren, ist eine Umwandlung in die additive Form notwendig.

Hierfür betrachtet man abermals den Regler im Tustin-Bereich und führt eine Partialbruchzerlegung durch, um auf eine additive Form zu kommen.

$$r^{Q}_{StromReg}(q) = \frac{1,496q + 20,59}{q} = 1,496 + \frac{20,59}{q} \tag{7.92}$$

Nun kann jeder Summand einzeln in den z-Bereich transformiert werden.

$$r_{StromReg}(z) = 1,496 + \frac{0,00103z + 0,00103}{z-1} = r_{StromReg,P}(z) + r_{StromReg,I}(z) \tag{7.93}$$

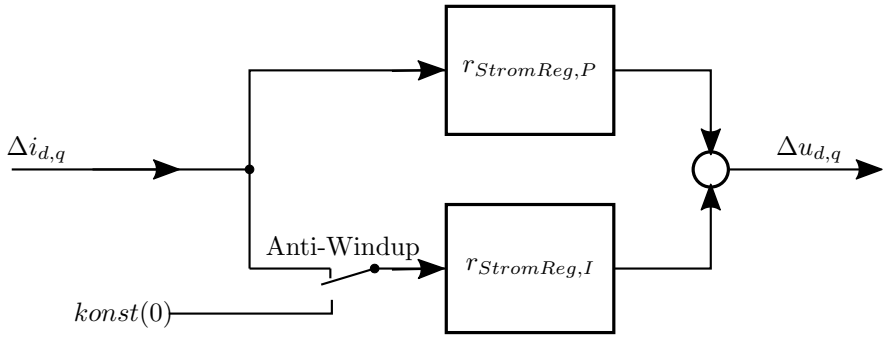


Abbildung 7.16.: Strom-Regler mit Anti-Windup

Abbildung 7.16 zeigt den gesamten Strom-Regler mit Anti-Windup. Der Anti-Windup wird dadurch realisiert, dass beim Erreichen einer Stellgrößenbeschränkung der Schalter auf die untere Position schaltet und somit am Integrator Eingang konstant 0 anliegt. Mit einem Eingangssignal von „0“ friert der Integrator-Speicher ein und gibt diesen konstant aus. Sobald der Regler wieder aus der Begrenzung kommt, schaltet der Schalter wieder die Regeldifferenz an den Integrator, wodurch dieser seinen normalen Betrieb weiter führt. Durch dieses Verhalten ist gewährleistet, dass es zu keiner Unstetigkeit des Regler-Ausgangs kommt.

Schritt 8: Implementierung im DSP Hierfür betrachtet man das Ein-/Ausgangsverhalten der Übertragungsglieder im z-Bereich.

$$\Delta u_{d,q,P}(z) = r_{StromReg,P}(z) \cdot \Delta i_{d,q,P}(z) \tag{7.94}$$
$$\Delta u_{d,q,I}(z) = r_{StromReg,I}(z) \cdot \Delta i_{d,q,I}(z) \tag{7.95}$$

Durch Rücktransformation in den diskreten Zeitbereich erhält man folgende Regelgesetze.

$$\begin{aligned} \Delta u_{d,q,P}(k) &= 1,496 \cdot \Delta i_{d,q,P}(k) \\ \Delta u_{d,q,I}(k) &= 0,00103 \cdot (\Delta i_{d,q,I}(k) + \Delta i_{d,q,I}(k-1)) + \Delta \acute{u}_{d,q,I}(k-1) \end{aligned} \tag{7.96}$$

Ausgegeben wird schlussendlich die Summe beider Regler-Ausgänge.

$$\Delta u_{d,q}(k) = \Delta \acute{u}_{d,q,P}(k) + \Delta \acute{u}_{d,q,I}(k) \tag{7.97}$$

Die Umschaltung für den Anti-Windup Schutz muss selbstverständlich auch vom DSP getätigt werden.

Schritt 9: Transformation der Umrichter-Spannung $\Delta U_{U,d}$ für die IGBT Ausgabe Das IGBT Modul gibt bei richtiger Steuerung einen gewünschten Spannungsraumzeiger aus (siehe Unterabschnitt 2.3.2). Bei einem Spannungsraumzeiger, der direkt das

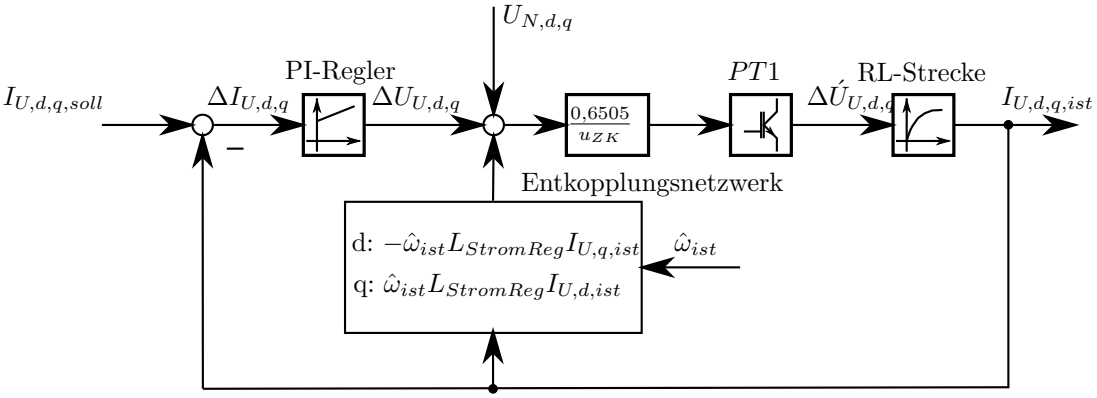


Abbildung 7.17.: Gesamtes Stromregler-Konzept

IGBT Modul ansteuert, von $\Delta\underline{u}_U = 1$, legt das IGBT Modul die U-Phase gegen die Zwischenkreis-Spannung U_{ZK} und die V- und W-Phase gegen Masse. Somit entsteht an der U-Phase eine Phasenspannung von $U_{U,Phase,IGBT} = \frac{2}{3}U_{ZK}$. Gewünscht war allerdings $U_{U,Phase;Regler} = \Delta\underline{u}_U \cdot U_{Bezug} = U_{Bezug}$. Um diesem Effekt entgegen zu wirken, muss kurz vor der Übergabe des Spannungsraumzeigers $\Delta\underline{u}_U$ auf die aktuelle Zwischenkreisspannung umnormiert werden.

Wir betrachten den konkreten Fall $\Delta\underline{u}_U = 1$.

$$1 \cdot U_{Bezug} = K \cdot \frac{2}{3} u_{ZK} U_{Bezug,ZK} \tag{7.98}$$

Umgeformt auf K erhält man den Normierungsfaktor.

$$K = \frac{U_{Bezug}}{\frac{2}{3} u_{ZK} U_{Bezug,ZK}} \approx \frac{0,6505}{u_{ZK}} \tag{7.99}$$

Anhand von Unterabschnitt 7.4.4 kann verifiziert werden, dass die Umnormierung korrekt ist.

Abbildung 7.17 zeigt das gesamte Stromregler-Konzept.

Unter Unterabschnitt 7.4.5 sind die Messungen zum Stromregler angeführt.

7.3.5. Spannungsregler

Bei der Auslegung des Spannungs-Reglers wird analog zu dem Strom-Regler Entwurf in Unterabschnitt 7.3.4 vorgegangen.

Strecke des Spannungsreglers

Die Stecke hierbei stellt die Zwischenkreiskondensator Batterie aus Unterabschnitt 7.2.1 dar. Fasst man alle parallel geschalteten Kondensatoren zusammen, so erhält man folgendes Ersatzschaltbild (siehe Abbildung 7.18).

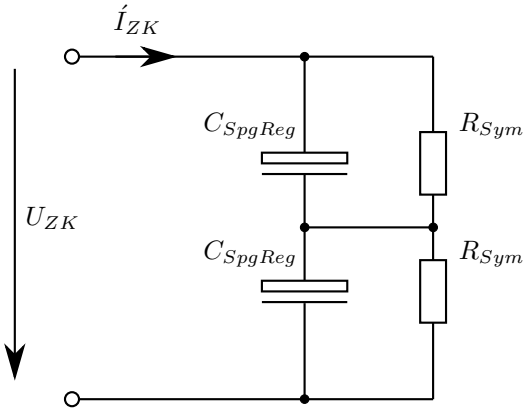


Abbildung 7.18.: Spannungsregler-Strecke

Für weitere Überlegungen sei angenommen, dass beide RC-Glieder identisch sind. So kann die Dynamik des gesamten Systems anhand eines RC-Glieds modelliert werden, wobei die Ausgangsspannung verdoppelt werden muss.

$$I_C = C_{SpgReg}\dot{U}_C \tag{7.100}$$

$$I_{R_{Sym}} = \frac{U_C}{R_{Sym}} \tag{7.101}$$

Die Knotenregel erlaubt uns eine Beziehung zum Zwischenkreis-Strom $\acute{I}_{ZK}$ aufzustellen.

$$\acute{I}_{ZK} = I_{R_{Sym}} + I_C = \frac{U_C}{R_{Sym}} + C_{SpgReg}\dot{U}_C \tag{7.102}$$

Umgeformt auf $\dot{U}_C$ ergibt dies das System im Zustandsraum.

$$\begin{aligned}
\left(\dot{U}_C\right) &= \left(-\tfrac{1}{R_{Sym}C_{SpgReg}}\right)\left(U_C\right) + \left(\tfrac{1}{C_{SpgReg}}\right)\left(\acute{I}_{ZK}\right) = \\
&= \underline{A}_{RC}\left(U_C\right) + \underline{B}_{RC}\left(\acute{I}_{ZK}\right) \\
U_{ZK} &= \left(2\right)\left(U_C\right) = \\
&= \underline{C}_{RC}\left(U_C\right)
\end{aligned} \tag{7.103}$$

Parameteridentifikation der Strecke

Die Parameter für die Spannungs-Regler Strecke (siehe Abbildung 7.18) sind aus Unterabschnitt 7.2.1 zu entnehmen. Es werden die 5 parallel geschalteten Kondensatoren zu einem Kondensator zusammengefasst.

$$C_{SpgReg} = 5 \cdot C_{Einzeln} = 2{,}35\,\mathrm{mF} \tag{7.104}$$
$$R_{SpgReg} = R_{Sym} = 25\,\mathrm{k\Omega} \tag{7.105}$$

Die Symmetrie-Widerstände sind im Vergleich zu den Kondensatoren so groß, dass sie kaum Einfluss auf die Dynamik des Systems haben. Es ergibt sich eine Zeitkonstante von $\tau_{RC} = R_{SpgReg} \cdot C_{SpgReg} = 58{,}75\,\mathrm{s}$.

Erweiterte Spannungsregler-Strecke

Nun muss noch berücksichtigt werden, dass der Stromregler eine gewisse Zeit benötigt um den gewünschten Strom auszuregeln. Dies wird mit einem PT1-Glied modelliert, wobei uns als Zeitkonstante die gemessene Rise-Time des Stromreglers $\tau_{StromReg} = T_{Rise,Mess} = 600\,\mu\mathrm{s}$ aus Unterabschnitt 7.4.5 dient.

$$\begin{aligned}
\left(\Delta\dot{\acute{I}}_{ZK}\right) &= \left(-\tfrac{1}{\tau_{StromReg}}\right)\left(\Delta\acute{I}_{ZK}\right) + \left(\tfrac{1}{\tau_{StromReg}}\right)\left(\Delta I_{ZK}\right) = \\
&= \underline{A}_{StromReg}\left(\Delta\acute{I}_{ZK}\right) + \underline{B}_{StromReg}\left(\Delta I_{ZK}\right) \\
\Delta\acute{I}_{ZK} &= \left(1\right)\left(\Delta\acute{I}_{ZK}\right) = \\
&= \underline{C}_{StromReg}\left(\Delta\acute{I}_{ZK}\right)
\end{aligned} \tag{7.106}$$

Nun schaltet man analog zu Abschnitt 7.3.4 beide Übertragungsglieder in Serie und erhält als Gesamtsystem folgendes Zustandsmodell.

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix}\Delta\dot{\acute{I}}_{ZK}\\ \dot{U}_C\end{pmatrix} &= \begin{pmatrix}-\frac{1}{\tau_{StromReg}} & 0\\ -\frac{1}{C_{SpgReg}} & -\frac{1}{R_{SpgReg}C_{SpgReg}}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta\acute{I}_{ZK}\\ U_C\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}\frac{1}{\tau_{StromReg}}\\ 0\end{pmatrix}\left(\Delta I_{ZK}\right) = \\
&= \underline{A}_{SpgReg}\begin{pmatrix}\Delta\acute{I}_{ZK}\\ U_C\end{pmatrix} + \underline{B}_{SpgReg}\left(\Delta I_{ZK}\right) \\
U_{ZK} &= \begin{pmatrix}0 & 2\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta\acute{I}_{ZK}\\ U_C\end{pmatrix} = \\
&= \underline{C}_{SpgReg}\begin{pmatrix}\Delta\acute{I}_{ZK}\\ U_C\end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{7.107}$$

Auslegung des Reglers mittels Frequenzkennlinien-Verfahren

In diesem Abschnitt wird anhand von (7.107) ein digitaler Regler entworfen [12, S.175ff]. Für den Regler wurde bei der Sprungantwort eine Rise Time von $T_{Rise,SpgReg} = 5\,\text{ms}$ gewählt und ein maximales Überschwingen von $\ddot{U}_{StromReg} = 0\,\%$. Diese Anforderungen stellen einen optimalen Kompromiss im Bezug auf Dynamik und maximal möglichen Stellgrößen dar. Da die Reglerdynamik des Spannungsregler deutlich unter der des Stromreglers angesetzt ist, kann ebenfalls die Abtastzeit größer sein und bei $T_{A,SpgReg} = 10 \cdot T_{A,StromReg} = 1\,\text{ms}$ liegen. Eine höhere Abtastzeit hat den Vorteil, dass der Prozessor entlastet wird.

Aus (7.107) lässt sich nun die Übertragungsfunktion G_{SpgReg} des Systems wie folgt bestimmen [12, S.57].

$$\begin{aligned} G_{SpgReg}(s) =& \underline{C}_{SpgReg} \left(s\underline{E} - \underline{A}_{SpgReg}\right)^{-1} \underline{B}_{SpgReg} = \\ =& \frac{2}{C_{SpgReg}} \frac{1}{\tau_{StromReg}} \left(\frac{1}{(s + \frac{1}{\tau_{StromReg}})(s + \frac{1}{R_{SpgReg} L_{SpgReg}})} \right) = \\ =& \frac{1}{1{,}175\,\text{ms}} \frac{1}{600\,\mu\text{s}} \left(\frac{1}{(s + \frac{1}{600\,\mu\text{s}})(s + \frac{1}{47\,\text{s}})} \right) \end{aligned}$$

Mittels der Normierung aus Unterabschnitt 2.1.2 erhält man die normierte Übertragungsfunktion.

$$g_{SpgReg}(s) = \frac{567,3759}{(s + 33,3333)(s + 0,000425)} \approx \frac{70,61}{s^2 + 33,33s + 0,01135} \tag{7.108}$$

Schritt 1: Tustin-Transformation Nun wendet man die Tustin-Transformation mittels Korrespondenz-Tabelle [12, S.166] an und erhält $g_{SpgReg}(q)$

$$g^{Q}_{SpgReg}(q) = \frac{-0.0096q^2 - 1,061q + 57,81}{q^2 + 27,29q + 0,00929} \tag{7.109}$$

Schritt 2: Transformation der Anforderungen Nun müssen die anfangs erwähnten Anforderungen (im Zeitbereich) an den Regler in äquivalente Anforderungen im Bildbereich umgewandelt werden. Dies geschieht über folgende Näherungs-Gleichungen [12, S.175ff].

Anforderung im Zeitbereich:

$$t_{Rise,SpgReg} = \frac{T_{Rise,SpgReg}}{T_{Bezug}} = 0,25 \tag{7.110}$$

$$\ddot{U}_{SpgReg} = 0\,\% \tag{7.111}$$

Anforderung im Bildbereich:

$$\omega_{C,SpgReg} = \frac{1,2}{t_{Rise,StromReg}} \approx 4,8 \tag{7.112}$$

$$\Phi_{Reserve,SpgReg} = 70^\circ - \ddot{U}_{SpgReg} \frac{1^\circ}{1\,\%} \approx 70^\circ \tag{7.113}$$

Schritt 3: Integrator Um die bleibende Regelabweichung der Sprungantwort verschwinden zu lassen, muss ein Integrator eingesetzt werden.

$$r^Q_{SpgReg,1} = \frac{1}{q} \tag{7.114}$$

Es ergibt sich somit folgender Offener-Kreis.

$$\begin{aligned} l^Q_{SpgReg,1} &= r^Q_{SpgReg,1} g^Q_{SpgReg} = \\ &= \frac{-0,0096q^2 - 1,061q + 57,81}{q^3 + 27,29q^2 + 0,00929q} \end{aligned} \tag{7.115}$$

Bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_{C,SpgReg}$ hat man somit folgende Amplitude und Phasenlage.

$$l^Q_{SpgReg,1}(q = \omega_{C,SpgReg}) = 0,0912 e^{-j194,9879^\circ} \tag{7.116}$$

Schritt 4: Phase anheben Durch das Hinzufügen des Integrators erhält man somit eine Phasenreserve von $\Phi_{Reserve,SpgReg,ist} = -14,9879^\circ$. Um die gewünschte Phasenreserve von $\Phi_{Reserve,StromReg} = 70^\circ$ zu erreichen, muss die Phase mit einer Nullstelle um 84,9879° angehoben werden.

$$r^Q_{SpgReg,2} = \frac{1 + q \cdot t_d}{q} \tag{7.117}$$

Mit dem Zähler hebt man nun die Phase an, d.h. der Winkel $\varphi_{Heben,SpgReg}$, zwischen Real- und Imaginärteil des Zählers muss bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_{C,SpgReg}$ $\varphi_{Heben,SpgReg} = 84,9879^\circ$ betragen.

$$1 + j\omega_{C,SpgReg} \cdot t_d \stackrel{!}{=} X e^{j84,9879^\circ} \tag{7.118}$$

$$\longrightarrow t_d = \frac{\tan 84,9879^\circ}{\omega_{C,SpgReg}} = 2,3755 \tag{7.119}$$

Der Offene-Kreis ergibt sich somit zu folgenden Werten.

$$l^Q_{SpgReg,2}(q = \omega_{C,SpgReg}) = 1,0444e^{-j110^\circ} \tag{7.120}$$

Schritt 5: Proportionalglied Schlussendlich wird eine proportionale Verstärkung eingefügt, um bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_{C,SpgReg}$ eine Verstärkung von 1 zu erhalten.

$$r^Q_{SpgReg}(q) = P_{SpgReg}\frac{1 + q \cdot t_d}{q} \tag{7.121}$$

P_{SpgReg} errechnet sich folglich zu $\frac{1}{1,0444}$. Der Offene-Kreis ergibt sich bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_{C,SpgReg}$ zu folgenden Werten.

$$r^Q_{SpgReg}(q) = \frac{2,275q + 0,9575}{q} \tag{7.122}$$

$$l^Q_{SpgReg}(q = \omega_{C,SpgReg}) = 1e^{-j110^\circ} \tag{7.123}$$

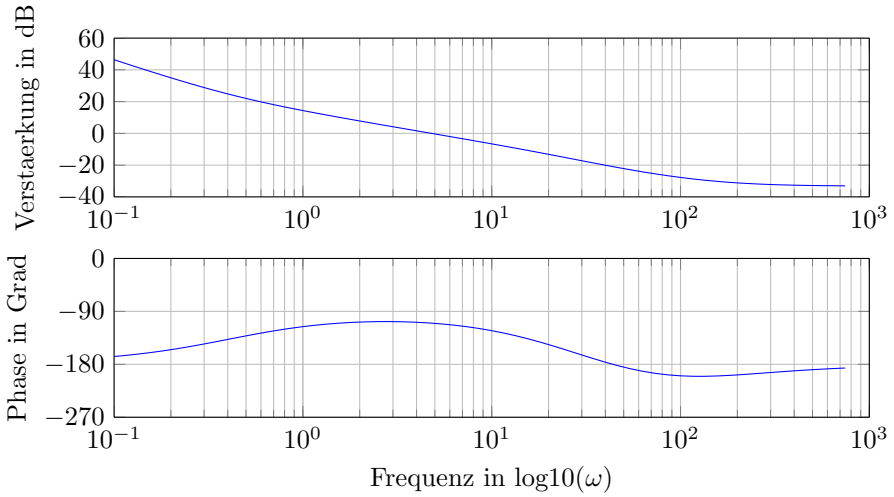


Abbildung 7.19.: Mit MATLAB simuliertes Bode-Diagramm der Offenen-Kreises des Spannungsreglers

Der endgültige Offene-Kreis l^Q_{SpgReg} erfüllt die anfangs definierten Anforderungen und ergibt das in Abbildung 7.19 dargestellte Bode-Diagramm.

Schritt 6: Rücktransformation in den z-Bereich Die Rücktransformation in den z-Bereich erfolgt über Heun-Beziehung.

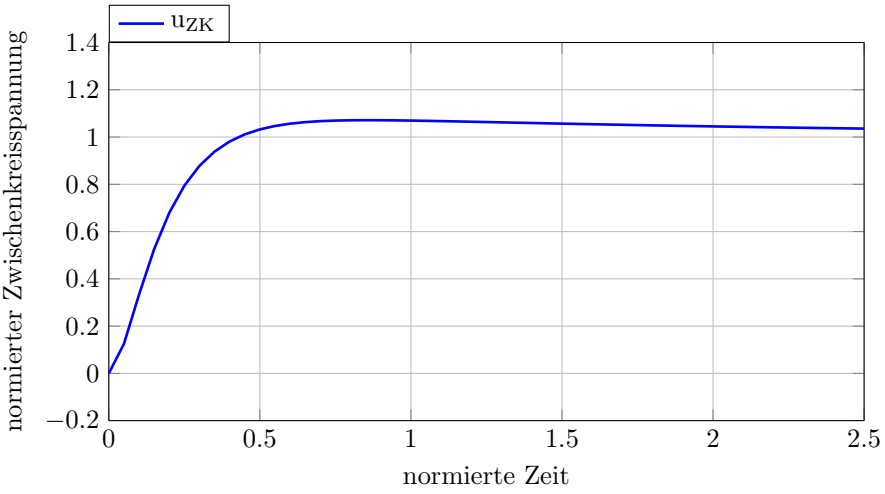


Abbildung 7.20.: Mit MATLAB simulierte Sprungantwort der geregelten Stecke des Spannungsreglers

$$q = \frac{2}{\frac{T_{A,Spg}}{T_{Bezug}}} \frac{z-1}{z+1} \tag{7.124}$$

Setzt man dies in die Gleichung für den Offenen-Kreis $l^Q_{SpgReg}(q)$ bzw. in die des Reglers $r^Q_{SpgReg}(q)$, so erhält man beide Übertragungsfunktionen im z-Bereich.

$$l_{SpgReg}(z) = \frac{-2,22 \cdot 10^{-17} z^3 + 0,125 z^2 - 0,04986 z - 0,07098}{z^3 - 2,189 z^2 + 1,378 z - 0,1889} \tag{7.125}$$

$$r_{SpgReg}(z) = \frac{2,299 z - 2,251}{z - 1} \tag{7.126}$$

Durch Rückkoppeln des Offenen-Kreises $l_{SpgReg}(z)$ kann die Sprungantwort des Systems erzeugt werden, diese ist in Abbildung 7.20 abgebildet.

Legt man eine Tangente in den Anfangspunkt von Abbildung 7.20, so kann man eine Rise-Time von $T_{Rise,Sim} = 0,3 \cdot T_{Bezug} = 6\,\text{ms}$ ablesen. Das Überschwingen beträgt hierbei $\ddot{U}_{Sim} = 7\,\%$.

Da es sich bei der Umwandlung der Anforderungen vom Zeit- in den Bildbereich lediglich um eine Näherungsgleichung handelt, ist eine Abweichung im Überschwingverhalten unumgänglich. Das Überschwingverhalten kann lediglich auf Kosten der Regeldynamik verbessert werden. Da allerdings im Falle einer sprungartigen Laständerung am Zwischenkreis eine hohe Dynamik des Spannungsreglers notwendig ist, muss auf den Kompromiss des Überschwingens eingegangen werden. Es ist somit unbedingt

darauf zu achten, dass die am Zwischenkreis angeschlossene Geräte ebenfalls solch eine Spannungsüberhöhung unbeschadet überstehen können. Die Rise-Time hingegen kommt sehr nahe an den angeforderten Wert.

Schritt 7: Regler mit Anti-Windup Der Regler wäre gemäß (7.126) in der multiplikativen Form angegeben. Da es allerdings in dieser Form schwierig ist einen Anti-Wind-Up Schutz [13] zu implementieren, ist eine Umwandlung in die additive Form notwendig.

Hierfür betrachtet man abermals den Regler im Tustin-Bereich und führt eine Partialbruchzerlegung durch, um auf eine additive Form zu kommen.

$$r^{Q}_{SpgReg}(q) = \frac{2,275q + 0,9575}{q} = 2,275 + \frac{0,9575}{q} \tag{7.127}$$

Nun kann jeder Summand einzeln in den z-Bereich transformiert werden.

$$r_{SpgReg}(z) = 2,275 + \frac{0,02394z + 0,02394}{z - 1} = r_{SpgReg,P}(z) + r_{SpgReg,I}(z) \tag{7.128}$$

Abbildung 7.21 zeigt den gesamten Spannungs-Regler mit Anti-Windup. Der Anti-Windup wird dadurch realisiert, dass beim Erreichen einer Stellgrößenbeschränkung der Schalter auf die untere Position schaltet und somit am Integrator Eingang konstant 0 anliegt. Mit einem Eingangssignal von „0“ friert der Integrator-Speicher ein und gibt diesen konstant aus. Sobald der Regler wieder aus der Begrenzung kommt, schaltet der Schalter wieder die Regeldifferenz an den Integrator, wodurch dieser seinen normalen Betrieb weiter führt. Durch dieses Verhalten ist gewährleistet, dass es zu keiner Unstetigkeit des Regler-Ausgangs kommt.

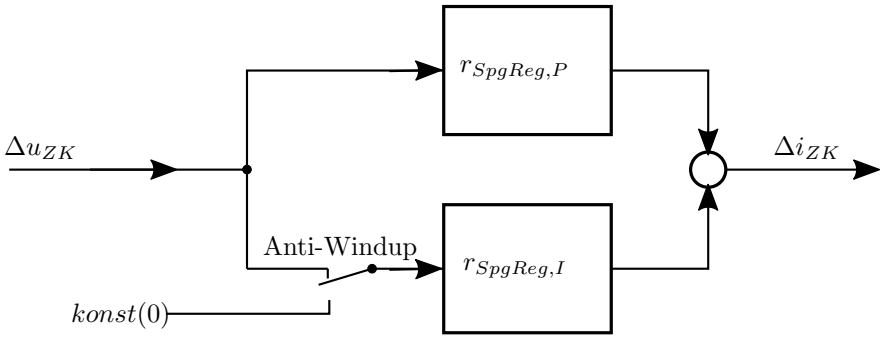


Abbildung 7.21.: Spannungs-Regler mit Anti-Windup

Schritt 8: Implementierung im DSP Hierfür betrachtet man das Ein-/Ausgangsverhalten der Übertragungsglieder im z-Bereich.

$$\begin{aligned}\Delta i_{ZK,P}(z) =& r_{SpgReg,P}(z) \cdot \Delta u_{ZK,P}(z) \\ \Delta i_{ZK,I}(z) =& r_{SpgReg,I}(z) \cdot \Delta u_{ZK,I}(z)\end{aligned} \tag{7.129}$$

Durch Rücktransformation in den diskreten Zeitbereich erhält man folgende Regelgesetze.

$$\begin{aligned}\Delta i_{ZK,P}(k) =& 2,275 \cdot \Delta u_{ZK,P}(k) \\ \Delta i_{ZK,I}(k) =& 0,02394 \cdot (\Delta u_{ZK,I}(k) + \Delta u_{ZK,I}(k-1)) + \Delta \acute{i}_{ZK,I}(k-1)\end{aligned} \tag{7.130}$$

Ausgegeben wird schlussendlich die Summe beider Regler-Ausgänge.

$$\Delta i_{ZK}(k) = \Delta i_{ZK,P}(k) + \Delta i_{ZK,I}(k) \tag{7.131}$$

Die Umschaltung für den Anti-Windup Schutz muss selbstverständlich auch vom DSP getätigt werden.

Schritt 9: Umwandlung des Zwischenkreisstroms i_{ZK} in einen Phasenstrom i_d Das bisherig angeführte Regelkonzept verwendet den Zwischenkreisstrom i_{ZK} als Stellgröße. Problem hierbei ist allerdings, dass, wie aus Unterabschnitt 7.3.2 bekannt ist, der Strom des Zwischenkreises nicht direkt eingestellt, noch gemessen werden kann. Hierfür muss man den Umweg über den Phasenstrom gehen, für den der Stromregler eigentlich ausgelegt ist. Um eine Transformationsvorschrift bestimmen zu können, betrachtet man den Umrichter aus der Sicht des Energieerhaltungssatzes.

Ausgangspunkt der Überlegung hierbei ist, dass die Verluste in erster Näherung vernachlässigt werden können, die Kondensatoren des Umrichters geladen sind und dessen Spannung nicht verändert werden soll. Somit muss die zugeführte Energie gleich der abgeführten Energie sein.

$$E_{Umrichter} = konst. \tag{7.132}$$

Somit muss die zugeführte Energie gleich der abgeführten sein.

$$\longrightarrow \dot{E}_{Umrichter} = 0\,\mathrm{W} = P_{ZK} + P_{3Phasen} \tag{7.133}$$

$$P_{3Phasen} = -\,P_{ZK} \tag{7.134}$$

Für die Wechselspannungsseite lässt sich die Leistung wie folgt bestimmen. Hierbei ist angenommen, dass der Spannungsraumzeiger $\underline{U}$ in Phase mit dem Stromraumzeiger $\underline{I}$ steht, wobei beide um den beliebigen Winkel φ_x gegen die α-Achse des $\alpha\beta$ Koordinatensystems verdreht sind.

$$\begin{aligned}
P_{3Phasen} =& U_U I_U + U_V I_V + U_W I_W = \\
=& \operatorname{Re}\{\underline{U}\} \cdot \operatorname{Re}\{\underline{I}\} + \operatorname{Re}\{\underline{U} e^{-j\frac{2\pi}{3}}\} \cdot \operatorname{Re}\{\underline{I} e^{-j\frac{2\pi}{3}}\} + \\
&+ \operatorname{Re}\{\underline{U} e^{-j\frac{4\pi}{3}}\} \cdot \operatorname{Re}\{\underline{I} e^{-j\frac{4\pi}{3}}\} = \\
=& |\underline{U}||\underline{I}| \left[\cos^2\left(\varphi_x\right) + \cos^2\left(\varphi_x - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\varphi_x + \frac{2\pi}{3}\right)\right] = \\
=& |\underline{U}||\underline{I}| \Bigg[\cos^2(\varphi_x) + \\
&+ \left(\cos\left(\varphi_x\right)\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\varphi_x\right)\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right)^2 + \\
&+ \left(\cos\left(\varphi_x\right)\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\varphi_x\right)\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right)^2\Bigg] = \\
=& |\underline{U}||\underline{I}| \Bigg[\cos^2(\varphi_x) + \\
&+ \cos^2(\varphi_x)\left(\frac{-1}{4}\right) + \sin^2(\varphi_x)\left(\frac{3}{4}\right) - 2\sin(\varphi_x)\cos(\varphi_x)\left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right) + \\
&+ \cos^2(\varphi_x)\left(\frac{-1}{4}\right) + \sin^2(\varphi_x)\left(\frac{3}{4}\right) + 2\sin(\varphi_x)\cos(\varphi_x)\left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right)\Bigg] = \\
=& |\underline{U}||\underline{I}| \Big[\cos^2(\varphi_x) + \sin^2(\varphi_x)\Big] 2 \cdot \frac{3}{4} = \frac{3}{2}|\underline{U}||\underline{I}|
\end{aligned} \tag{7.135}$$

Geht man nun davon aus, dass die Raumzeiger im dq-Koordinatensystem definiert sind, so kann folgende Leistungsbilanz aufstellen.

$$\frac{3}{2} U_d I_d = - U_{ZK} I_{ZK} \tag{7.136}$$

In normierten Größen und umgeformt auf i_d ergibt dies die Transformationsvorschrift.

$$i_d = - \frac{2}{3} \frac{u_{ZK}}{u_d} i_{ZK} \tag{7.137}$$

Abbildung 7.22 zeigt das gesamte Spannungsregler-Konzept.
Unter Unterabschnitt 7.4.6 sind die Messungen zum Spannungsregler angeführt.

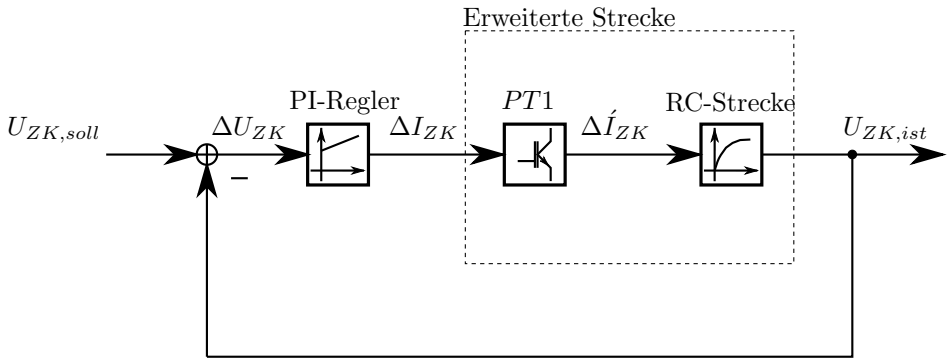


Abbildung 7.22.: Gesamtes Spannungsregler-Konzept

Anpassung an das Gesamt-System

Die unter Abschnitt 7.3.5 und Abschnitt 7.3.5 hergeleitete Strecke der Spannungs-Regelung bezieht sich lediglich auf den AFE-Gleichrichter. Schließt man nun weitere Pulsumrichter an diesen Zwischenkreis, so ändert sich das System.

In erster Näherung sei angenommen, dass die Leitungen, mit denen die Zwischenkreisbatterien verbunden werden, nieder-ohmsch und nieder-induktiv verbunden sind, wodurch sich lediglich die in Abschnitt 7.3.5 definierten Parameter ändern. Nun gilt es zu unterscheiden wie viele Pulsumrichter am gleichen Zwischenkreis angeschlossen sind. Im konkreten Fall werden bis maximal zwei zusätzliche idente Pulsumrichter über einen gemeinsamen Zwischenkreis versorgt.

Ein Gleichrichter und ein Umrichter: In diesem Fall verdoppelt sich die Kapazität des Zwischenkreises, wobei sich die Symmetrierwiderstände halbieren.

$$\acute{C}_{SpgReg} = 2 \cdot C_{SpgReg} = 4{,}7\,\mathrm{mF} \tag{7.138}$$

$$\acute{R}_{SpgReg} = \frac{R_{SpgReg}}{2} = 12{,}5\,\mathrm{k\Omega} \tag{7.139}$$

Dies führt zu folgendem Regelgesetz.

$$\begin{aligned} \Delta i_{ZK,P}(k) &= 4,549 \cdot \Delta u_{ZK,P}(k) \\ \Delta i_{ZK,I}(k) &= 0,04788 \cdot (\Delta u_{ZK,I}(k) + \Delta u_{ZK,I}(k-1)) + \Delta \acute{i}_{ZK,I}(k-1) \end{aligned} \tag{7.140}$$

Die theoretische Performance des Reglers unterscheidet sich in der Matlab-Simulation nicht von den Ergebnissen aus Abschnitt 7.3.5.

Ein Gleichrichter und zwei Umrichter: In diesem Fall verdreifacht sich die Kapazität des Zwischenkreises, wobei sich die Symmetrierwiderstände auf ein Drittel des ursprünglichen Wertes reduzieren.

$$\acute{C}_{SpgReg} = 3 \cdot C_{SpgReg} = 7{,}05\,\mathrm{mF} \tag{7.141}$$

$$\acute{R}_{SpgReg} = \frac{R_{SpgReg}}{3} = 8{,}33\,\mathrm{k\Omega} \tag{7.142}$$

Dies führt zu folgendem Regelgesetz.

$$\begin{aligned} \Delta i_{ZK,P}(k) &= 6,824 \cdot \Delta u_{ZK,P}(k) \\ \Delta i_{ZK,I}(k) &= 0,07181 \cdot (\Delta u_{ZK,I}(k) + \Delta u_{ZK,I}(k-1)) + \Delta \acute{i}_{ZK,I}(k-1) \end{aligned} \tag{7.143}$$

Die theoretische Performance des Reglers unterscheidet sich in der Matlab-Simulation nicht von den Ergebnissen aus Abschnitt 7.3.5.

7.4. Messungen

Nachfolgend Messungen wurden mittels Messgeräten aus Tabelle 7.4 aufgenommen.

Messgeräte: AFE Gleichrichter			
Verwendung	Gerät	Hersteller	Bezeichnung
Darstellung	Oszilloskop	Agilent	DSO-X 3014A
Spannungsmessung	Differenztastkopf	Wavetek	SI-9000
Strommessung	Strommesszange	Tektronix	TM502A
Leistungsmessung	Netzanalysator	Fluke	Fluke 43b
Versorgung	Netzgerät	Delta Elektronika	SM 300-10 D
DSP-Kommunikation	Speicher-Ausleser	TU Wien	Softauge[1]

Tabelle 7.4.: Messgeräte für AFE Gleichrichter

7.4.1. Messung der Netzspannung

Bei dieser Messung wurde die in Abschnitt 7.2.2 entworfene dreiphasige Spannungsmessung an den Netzanschluss bei geöffneten Leistungsschütz gelegt. Mittels Drehtransformator wurde Nennspannung, d.h. $U_{Phase,RMS} = 230\,\mathrm{V}$ eingestellt und die gemessene Spannung mittels Softauge in normierter Form ausgegeben. Abbildung 7.23 zeigt das vom Softauge ausgegebene Ergebnis der Messung. Die sinusförmigen Spannungen sind jeweils um 120° phasenverschoben und haben eine Amplitude von 1, was $1 \cdot U_{Bezug} = \sqrt{2} \cdot 230\,\mathrm{V}$ bedeutet.

[1] Beim Softauge handelt es sich um ein Gerät, welches über die SPI-Schnittstelle die Kommunikation zwischen Leitrechner und DSP ermöglicht. Es können sowohl Variablen modifiziert werden, als auch bis zu 4 Variablen über BNC Buchsen analog ausgegeben werden. Diese analogen Signale können durch ein Oszilloskop dargestellt werden und bieten hervorragende Möglichkeiten der Fehlersuche bzw. der Darstellung von DSP-interen Variablen.

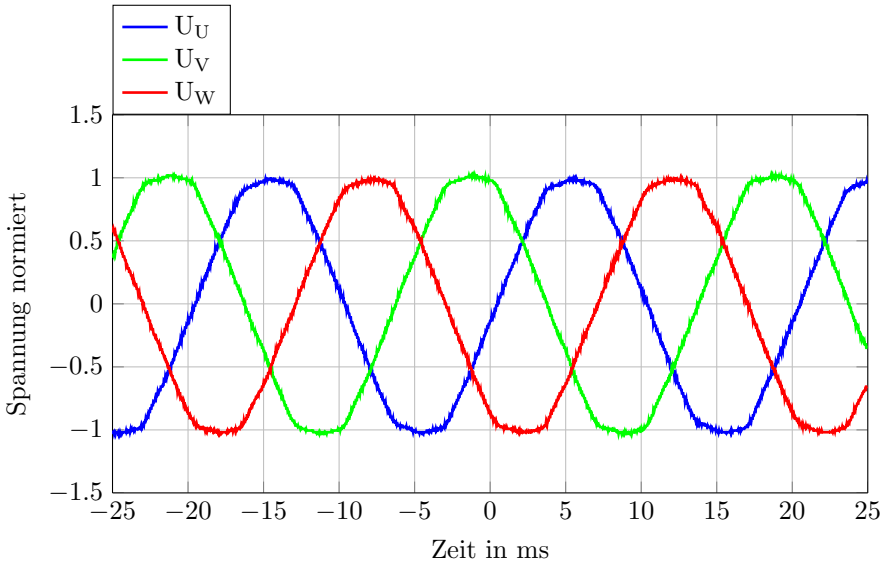


Abbildung 7.23.: Messung der Netzspannung

7.4.2. Schaltverhalten des IGBTs

Bei diesen Messungen wurde lediglich das Schaltverhalten des Umrichters getestet. Dafür wurde der Zwischenkreis des Umrichters mittels zwei in Serie geschaltete Netzgeräten versorgt und ein Spannungsraumzeiger mit fixer Amplitude und einer Frequenz von 50 Hz ausgegeben. Als Last diente das LCL-Filter (siehe Kapitel 5), welches an den Netzklemmen kurzgeschlossen wurde. Der Spannungsraumzeiger liegt somit lediglich am Filter an.

In Abbildung 7.24 und Abbildung 7.25 sieht man die in Unterabschnitt 2.3.1 beschriebenen Schaltverhalten.

Die Zwischenkreisspannung betrug hierbei 400 V, wobei ein Spannungsraumzeiger mit einer Amplitude von 15 V bei 50 Hz ausgegeben wurde. Dies rief einen Strom mit der Amplitude von 2,55 A hervor.

Das harte Kommutieren (siehe Abbildung 7.24) geht wesentlich schneller von statten als das weiche, da der Stromanstieg lediglich durch die parasitären Leitungsinduktivitäten und das schnelle Einschalten des IGBTs begrenzt ist. Im Strom kann außerdem der momentane Kurzschluss des Zwischenkreises erkannt werden.

Das weiche Kommutieren (siehe Abbildung 7.25) verläuft deutlich langsamer, hier wirkt die unbestromte Diode begrenzend. Die Raumladungszone der Diode muss erst mit Ladungsträger durchflutet werden, bevor sie zu leiten beginnt.

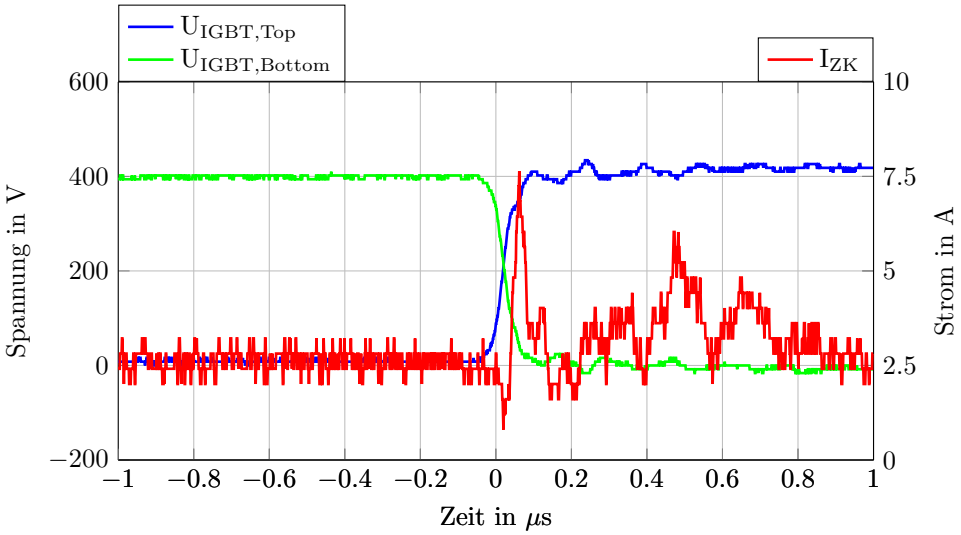


Abbildung 7.24.: Schaltverhalten: Hartes Kommutieren

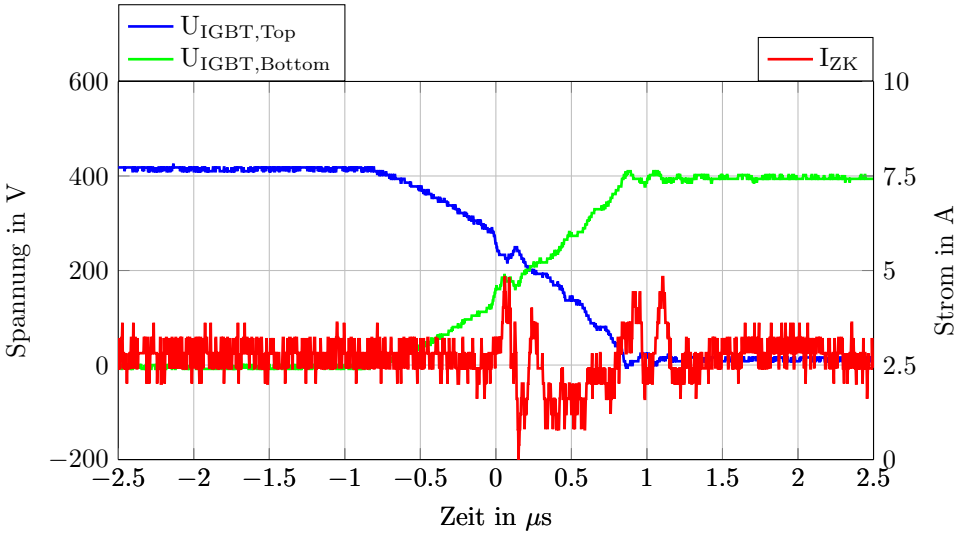


Abbildung 7.25.: Schaltverhalten: Weiches Kommutieren

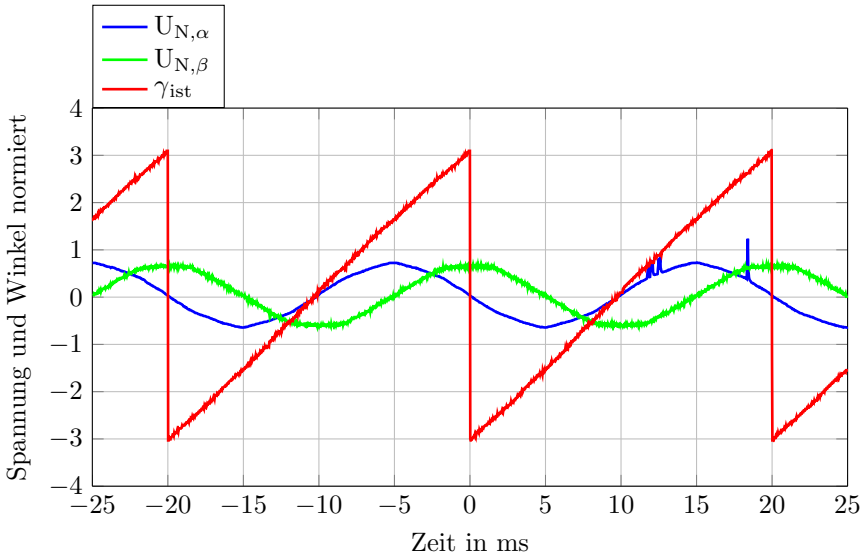


Abbildung 7.26.: Winkelmessung: nichtlinearer Winkelschätzer

7.4.3. Winkelmessung

Bei der Messung aus Abbildung 7.26 wurde die Phasenlage des Netzes bestimmt. Hierfür wurde die dreiphasige Spannungsmessung aus Abschnitt 7.2.2 an den Netzanschluss bei offenen Leistungsschütz gelegt. Bei beliebiger Spannung des Netzes, welche mittels Drehtransformator variiert werden kann, konnte stets der Winkel mittels nicht-linearen Beobachter bestimmt werden. Im Falle des linearen Beobachters mussten dessen Parameter bei kleineren Spannungen stets adaptiert werden, d.h es konnte eine Abhängigkeit der Parameter von der Netzspannung empirisch festgestellt werden.

In Abbildung 7.26 ist eine Messung der Phasenlage bei einer Spannung von $U_{Phase,RMS} = 20\,\mathrm{V}$ dargestellt. Hierfür wurden die Spannungen $U_{N,\alpha}$, $U_{N,\beta}$ und der Winkel γ_{ist} des Netzes mittels Softauge ausgegeben und über das Oszilloskop dargestellt.

7.4.4. Ausgabe eine Spannungsraumzeigers

Bei dieser Messung, welche in Abbildung 7.27 dargestellt ist, wurde der Umrichter mittels Labornetzgerät versorgt und die Messungen bei geöffneten Leistungsschütz durchgeführt. Es wurde ein Spannungsraumzeiger $\underline{U}_{U,UV}$ mit der gleichen Phasenlage und Amplitude wie das Netz $\underline{U}_{N,UV}$ ausgegeben. Die Außenleiterspannung $\underline{U}_{N,UV}$ wurde an der Netzseite des Schützes mittels Differenztastkopf gemessen, wobei parallel dazu die vom Umrichter generierte Spannung an der Umrichterseite des Schützes aufgenommen wurde.

Anhand der in Abbildung 7.27 angeführten Messung können zwei Komponenten des

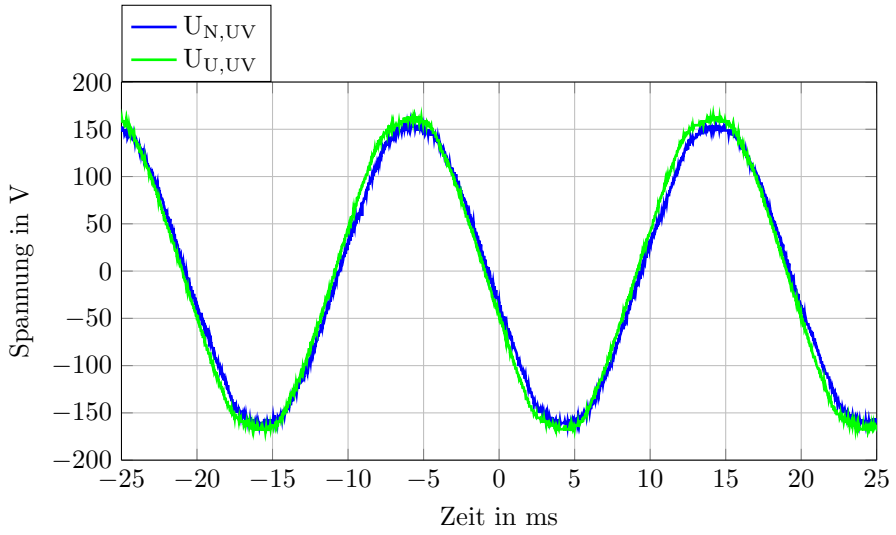


Abbildung 7.27.: Umrichter Spannung vs. Netzspannung

AFE-Gleichrichters verifiziert werden. Zum einen kann die fehlerfreie Spannungsraumzeiger-Ausgabe mit allen Normierungen getestet werden, zum anderen sieht man auch, dass die Winkelmessung einwandfrei funktioniert.

7.4.5. Stromregler

Für die Vermessung des Stromreglers wurde der Zwischenkreis des Umrichter mittels Labornetzgerät mit einer Spannung von 400 V versorgt und der Umrichter im Stromregler-Modus betrieben. Durch diesen Betriebsfall kann nur Wirkleistung vom Netzgerät ins Netz geliefert werden, da sonst die Zwischenkreisspannung unkontrolliert ansteigen würde.

Um die Dynamik des Regler bestimmen zu können, wurde sowohl ein Sprung von i_d als auch ein Sprung von i_q gemessen, welche in Abbildung 7.28 und Abbildung 7.29 dargestellt sind. Der Sprung von i_d von 0 auf $0,15 \cdot I_{Bezug} \approx 15\,\mathrm{A}$ wurde deshalb so gewählt, da das Netzgerät nur begrenzt Leistung zur Verfügung stellen kann. Ein höherer Strom würde das Netzgerät in die Strombegrenzung treiben, was ein Zusammenbrechen der Zwischenkreisspannung nach sich ziehen würde. Im Extremfall könnte es soweit gehen, dass die Zwischenkreisspannung unter das Level des Brückengleichrichters Abschnitt 6.1.2 fällt, wodurch kein definierter Betriebsfall des AFE-Gleichrichters möglich wäre (siehe Unterabschnitt 2.3.3).

Der Sprung von i_q unterliegt nicht diesen Begrenzungen, da hier lediglich Blindleistung hin und her geschoben wird und nur die Verluste durch das Netzgerät abgedeckt sein müssen. Um die beiden Regler allerdings vergleichen zu können, fiel die Wahl des Experiments ebenfalls auf einen Sprung von 0 auf $-0,15 \cdot I_{Bezug} \approx -15\,\mathrm{A}$. Es ist auch

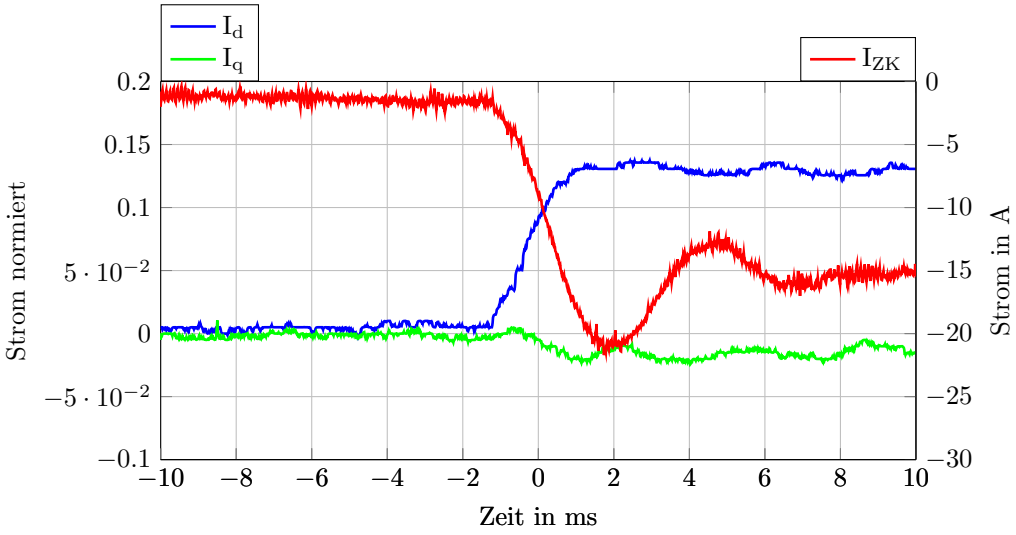


Abbildung 7.28.: Sprungantwort des Stromreglers: $(i_d = 0, i_q = 0) \rightarrow (i_d = 0,15, i_q = 0)$

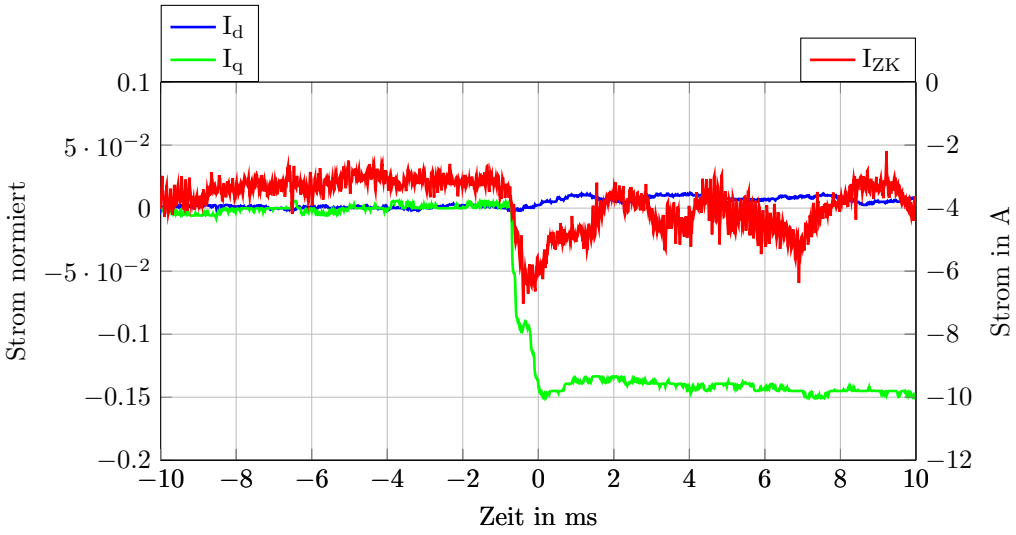


Abbildung 7.29.: Sprungantwort des Stromreglers: $(i_d = 0, i_q = 0) \rightarrow (i_d = 0, i_q = -0,15)$

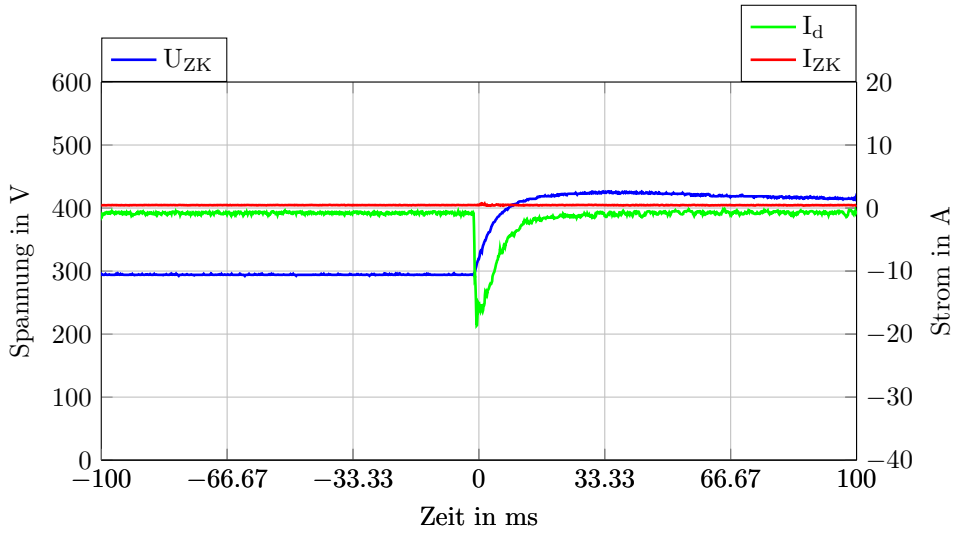


Abbildung 7.30.: Sprungantwort des Spannungsreglers

weiters gut erkennbar, dass kaum Strom vom Netzgerät in den Umrichter fließt. Dies rührt daher, dass lediglich Blindstrom ins Netz gespeist wird.

Aus Abbildung 7.28 und Abbildung 7.29 kann in etwa eine Rise-Time von $T_{Rise,Mess} = 600\,\mu s$ abgelesen werden, was exakt dem simulierten Wert aus Abschnitt 7.3.4 entspricht. Lediglich das Überschwingen $\ddot{U}$ kann nur in sehr geringen Maße festgestellt werden. Es liegt deutlich unter den Anforderungswerten aus Abschnitt 7.3.4, was zum größten Teil auf den nicht modellierten Saugzweig des LCL-Filters (siehe Kapitel 5) zurückzuführen ist. Diese Dynamik ist im Vergleich zur Zeitkonstante der Regelstrecke $\tau_{RL} = \frac{L_{StromReg}}{R_{StromReg}} \approx 25{,}4\,ms$ (sieheAbschnitt 7.3.4) sehr hoch.

Auch das Entkoppelungsnetzwerk aus Abschnitt 7.3.4 erfüllt weitestgehend seinen Dienst. Im Sprungfall der d-Komponente des Stroms springt die q-Komponente um $0,02 \cdot I_{Bezug} \approx -2\,A$ und im Fall des q-Strom-Sprungs ist nur eine Auslenkung der d-Komponente von $0,009 \cdot I_{Bezug} \approx 0{,}9\,A$ feststellbar. Diese Auslenkung wird mit gleicher Dynamik ausgeregelt und rührt daher, dass die Winkelmessung nicht exakt ist und somit nicht zu 100 % reine Wirk- bzw. Blindleistung ins Netz gespeist wurde.

7.4.6. Spannungsregler

Um die Funktionalität des Spannungsreglers überprüfen zu können, wurde der AFE-Gleichrichter über das LCL-Filter mit dem Netzanschluss verbunden. Netzseitig wurde mittels Dreh-Transformator eine Außenleiterspannung von $210\,V_{RMS}$ eingestellt. Mit Hilfe des Differenz-Tastkopfs wurde die Zwischenkreisspannung gemessen, wobei der Strom aus dem Zwischenkreis mittels Strommesszange aufgenommen wurde.

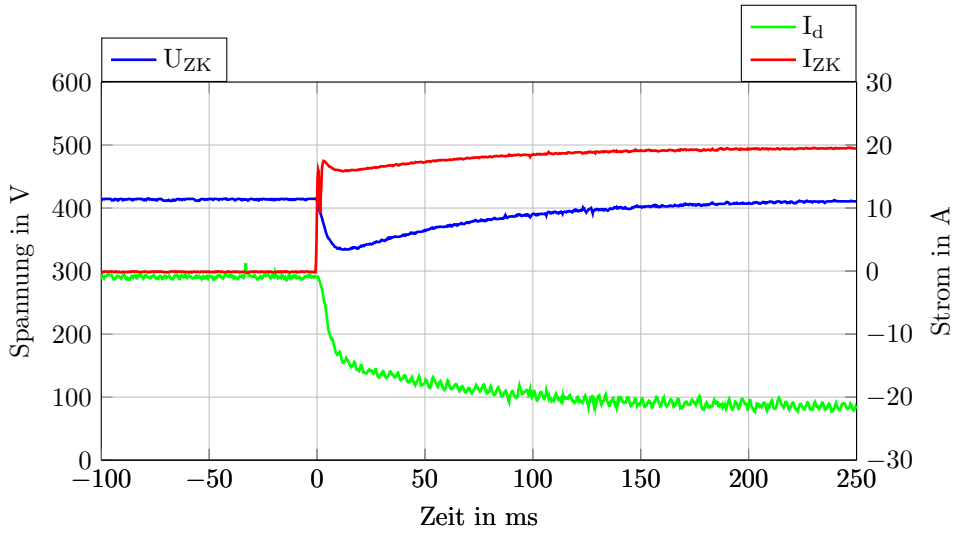


Abbildung 7.31.: Sprunghaftes Zuschalten einer Last; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $R_{Last} = 20\,\Omega$

Abbildung 7.30 zeigt das unbelasteten Hochsetzen des Umrichters von $U_{ZK} \approx 300\,\mathrm{V}$ auf $U_{ZK} \approx 400\,\mathrm{V}$. Die gemessene Rise-Time von $T_{Rise,Mess} = 10\,\mathrm{ms}$ stimmt exakt mit dem geforderten Wert in Abschnitt 7.3.5 überein. Auch hier liegt das Überschwingverhalten deutlich unter dem verlangen Wert aus Abschnitt 7.3.5.

Um noch die Dynamik des Systems im Falle einer Belastung oder eines Lastabwurfs beurteilen zu können, wurde mittels aktiv-gekühlten Lastwiderstand der Zwischenkreis belastet. Abbildung 7.31 zeigt das Zuschalten und Abbildung 7.32 das Abwerfen einer Last von $\sim 20\,\Omega$. Hier liefert die Reglerdynamik ebenfalls wie gewünscht eine Rise-Time von $T_{Rise,Mess} = 10\,\mathrm{ms}$, wobei die, durch die sprungartige Änderung der Belastung hervorgerufene, Störung der Zwischenkreisspannung nach $\sim 120\,\mathrm{ms}$ ausgeregelt wird. Dieses Überschwingverhalten kann allerdings für manche Anwendungen zu hoch sein. Um hier die Regler Performance zu verbessern, könnte eine zusätzliche Strommessung am Zwischenkreis installiert werden. Durch diese Messung kann die Störgröße des Laststroms aus dem Zwischenkreis mit ins Modell aufgenommen werden und eine Vorsteuerung des Zwischenkreis Stroms I_{ZK} wäre möglich. Dies würde das Störverhalten des Umrichters im Bezug auf Last-Zuschalten und Last-Abwerfen deutlich verbessern.

7.4.7. Belastungs- und Rekuperationsversuch

In diesem Abschnitt ist das stationäre Verhalten des Gleichrichters von Interesse. Ähnlich wie in Unterabschnitt 7.4.6 wird für den Belastungsfall der AFE-Gleichrichter im Spannungsregler-Modus betrieben und mittels aktiv-gekühlten Lastwiderstand am Zwischenkreis belastet. Für den Rekuperations-Fall, in diesen Fall wird Wirkleistung

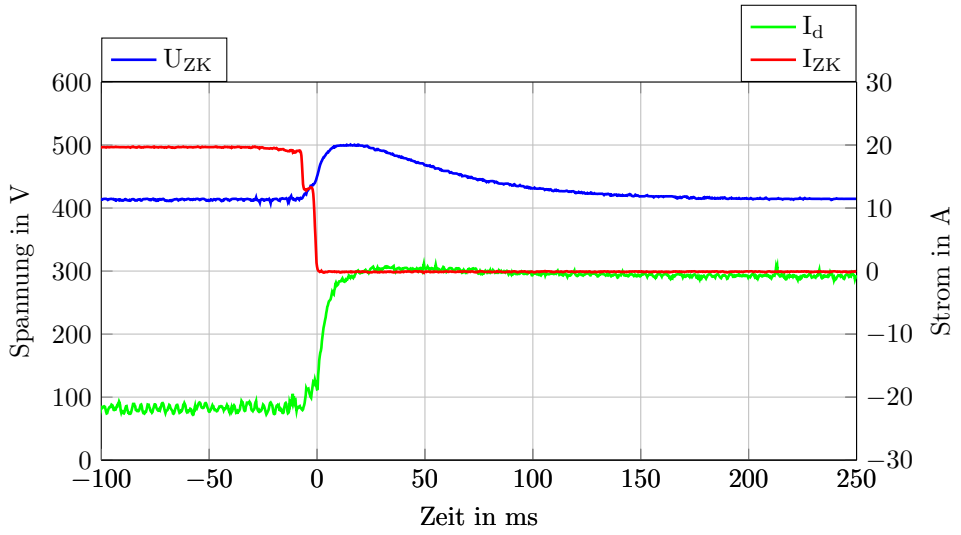


Abbildung 7.32.: Sprunghaftes Abwerfen einer Last; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $R_{Last} = 20\,\Omega$

aus dem Zwischenkreis ins Netz transportiert bzw. Blindleistung erzeugt oder verbraucht, wurde der Zwischenkreis, wie in Unterabschnitt 7.4.5, mittels Labornetzgerät versorgt und der Gleichrichter im Stromregler-Modus betrieben.

Um Auskunft über den Energiefluss geben zu können, wurde mittels „Zwei-Wattmeter-Methode“ [7, S.236f], die Leistung, die aus oder ins Netz transportiert wird festgestellt. Hierfür wurde als Messpunkt direkt der Netzanschluss gewählt. Die verwendeten Wattmeter liefern neben den Leistungsverhältnissen auch noch den Leistungsfaktor λ, den $\cos(\varphi_1)$ und den Klirrfaktor[4] des Stromes, der ein Maß für den Oberschwingungsgehalt liefert.

In Tabelle 7.5 sind die Messwerte zum Belastungsversuch angeführt. Abbildung 7.33 zeigt den Verlauf der Leistungen in Abhängigkeit vom Phasenstrom, wobei in Abbildung 7.34 der dazugehörige Leistungsfaktors λ und $\cos(\varphi)$ dargestellt ist. Für geringe Phasenströme, d.h. für geringe Belastung, dominiert der Magnetisierungsstrom des Transformators des LCL-Filters (siehe Kapitel 5), die Wirkleistung ist dementsprechend gering. Bei steigenden Strömen verbessert sich das Verhalten erheblich, wobei der Leistungsfaktor λ und $\cos(\varphi)$ nahezu unabhängig vom Strom werden. Selbe Argumentation lässt auch den Verlauf des Wirkungsgrades η in Abbildung 7.35 erklären. Der Leistungsfaktor λ und $\cos(\varphi)$ nähern sich für große Phasenströme den Werten von $\lambda = 0,875$ und $\cos(\varphi) = 0,86$ ind. an, wobei für rein ohmsches Verhalten ein Wert von 1 notwendig wäre. Diese Abweichung vom ideal angestrebten Verhalten kommt

[4] Hierbei handelt es sich um den Total Harmonic Distortion root-mean-square Wert oder im Deutschen auch als Klirrfaktor bekannt. Er gibt Auskunft über den Oberschwingungsgehalt eines Signals im Bezug auf das gesamte Signal, d.h. Grundschwingungs- und Oberschwingungsgehalt. Er ist wie folgt definiert: $THD_R := \frac{I_2^2+I_3^2+I_4^2+\dots}{I_1^2+I_2^2+I_3^2+I_4^2+\dots}$ [6, S.62]

Belastungsversuch			
Zwischenkreisspannung	205 V	291 V	405 V
Zwischenkreisstrom	62,7 A	18,4 A	25,5 A
Zwischenkreisleistung	12,9 kW	5,4 kW	10,3 kW
Außenleiterspannung	79,8 V_{RMS}	154,1 V_{RMS}	204,0 V_{RMS}
Phasenstrom	100,2 A_{RMS}	21,9 A_{RMS}	31,7 A_{RMS}
Scheinleistung	19,1 kV A	6,7 kV A	12,9 kV A
Wirkleistung	16,5 kW	5,8 kW	11,1 kW
Blindleistung	9,6 kV A	3,4 kV A	6,5 kV A
Klirrfaktor (Strom)	2,00 %	4,95 %	3,40 %
$\cos(\varphi_1)$	0,865 ind.	0,86 ind.	0,86 ind.
λ	0,875	0,875	0,87
η	77,9 %	92,1 %	93,0 %

Tabelle 7.5.: Belastungsversuch des AFE-Gleichrichter

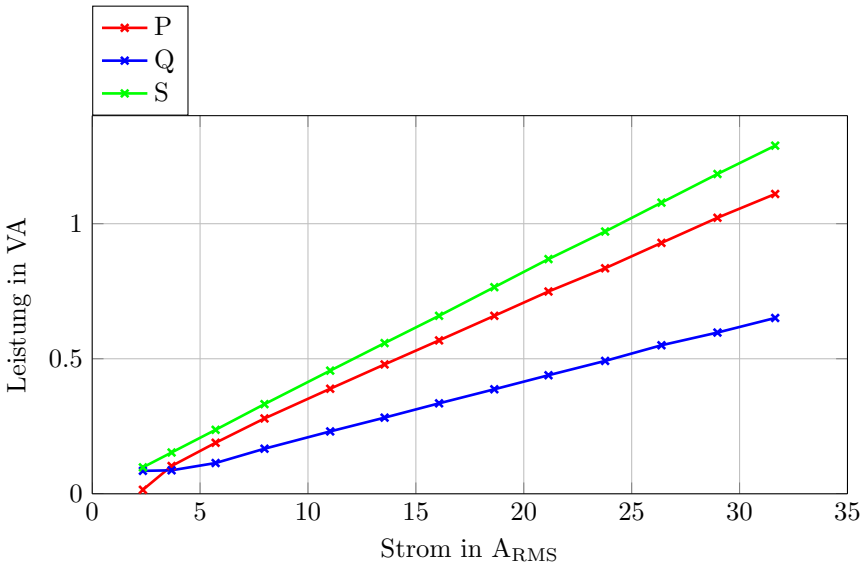


Abbildung 7.33.: Belastungsversuch: Leistung über Phasenstrom; $U_{ZK} = 400\,\text{V}$; $i_q = 0$

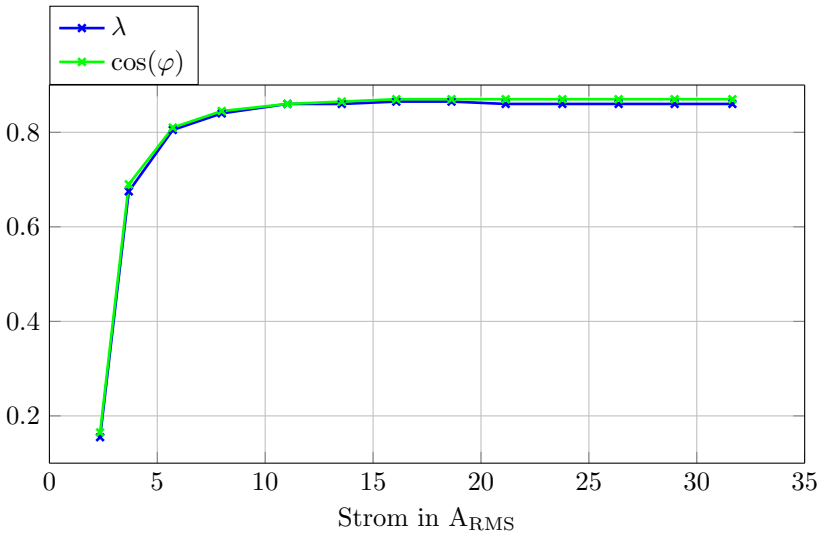


Abbildung 7.34.: Belastungsversuch: Leistungsfaktor und $\cos(\varphi)$ über Phasenstrom; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $i_q = 0$

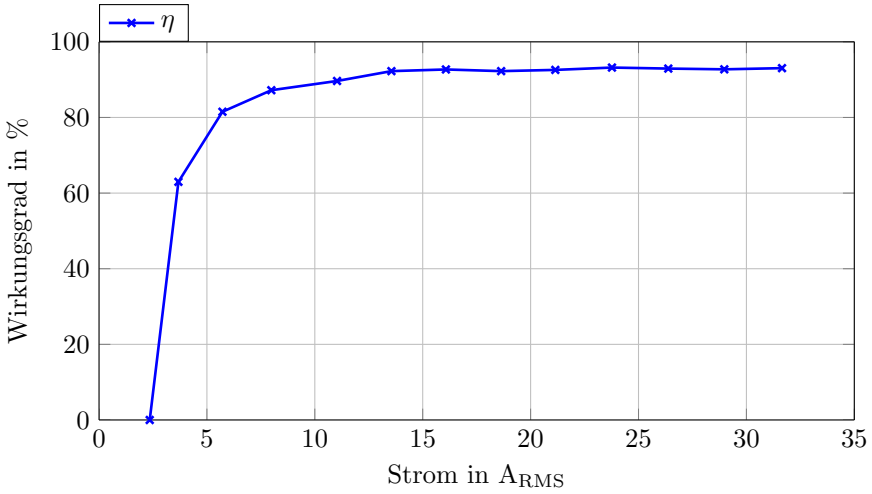


Abbildung 7.35.: Belastungsversuch: Wirkungsgrad über Phasenstrom; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $i_q = 0$

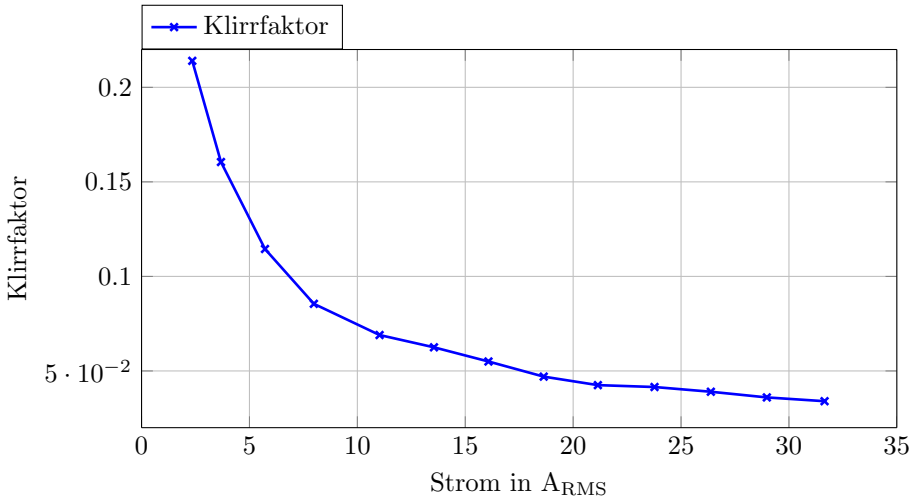


Abbildung 7.36.: Belastungsversuch: Klirrfaktor über Phasenstrom; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $i_q = 0$

einerseits von der Wahl des Messpunkts für den Strom (siehe Abschnitt 7.2.2), andererseits wirkt sich auch die Realisierung der netzseitigen Induktivität des LCL-Filters als Transformator (siehe Unterabschnitt 5.3.3) negativ aus. Um dieses Verhalten zu kompensieren, könnte als Verbesserung eine Regelung der Blindleistung implementiert werden. Hierfür wird die q-Komponente des Stromraumzeigers modifiziert um die Blindleistung zu erzeugen, welche vom Transformator aufgenommen wird.

Je höher der Laststrom ist, desto geringer ist außerdem der Anteil an Oberschwingungen, d.h. desto geringer wird der Klirrfaktor (siehe Abbildung 7.36). Dieses Verhalten rührt daher, dass bei steigendem Laststrom die Grundschwingungskomponente steigt, wobei die Oberschwingungskomponenten in erster Näherung konstant bleiben.

In Tabelle 7.5 ist bei einer Zwischenkreisspannung von 205 V ein starker Zusammenbruch des Wirkungsgrades zu bemerken. Dies ist somit erklärbar, dass bei einem Phasenstrom von 100,2 A_{RMS} die Außenleiterspannung des Netzes von $\sim 110\,V_{RMS}$ auf 79,8 V_{RMS} unsymmetrisch zusammenbricht. Eine Phasenspannung hielt der Belastung bei einer Außenleiterspannung von 94,4 V_{RMS} stand, wobei die andere Außenleiterspannung auf 65,2 V_{RMS} zusammengebrochen ist. Der Grund dieses unsymmetrischen Zusammenbrechens der Spannung ist in der Netzanspeisung zu suchen und bedarf einer genaueren Untersuchung. Sobald die Belastung auf einen Phasenstrom von 79,1 A_{RMS} reduziert wird, erreicht man wieder einen Wirkungsgrad von $\eta \approx 85\,\%$.

In Tabelle 7.6 sind die Ergebnisse der Messungen zum Rekuperationsversuch angeführt. Hier wurde bei einer konstanten Spannung des Zwischenkreises von $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$ Strom ins Netz eingeprägt. Im ersten Versuch wurde ein Wirkstrom von 20 A_{RMS} ins Netz eingespeist, d.h. es wurde Wirkleistung vom Umrichter ins Netz geliefert. Hier konnte ein sehr hoher Wirkungsgrad von $\eta = 92{,}4\,\%$ erzielt werden. Abhängig von der

Rekuperationsversuch			
I_d	$20\,\mathrm{A_{RMS}}$	$3\,\mathrm{A_{RMS}}$	$3\,\mathrm{A_{RMS}}$
I_q	$0\,\mathrm{A_{RMS}}$	$20\,\mathrm{A_{RMS}}$	$-20\,\mathrm{A_{RMS}}$
Zwischenkreisspannung	400 V	400 V	400 V
Zwischenkreisstrom	−20,7 A	−4,0 A	−3,7 A
Zwischenkreisleistung	−8 kW	−1,6 kW	−1,4 kW
Außenleiterspannung	$208{,}9\,\mathrm{V_{RMS}}$	$203{,}2\,\mathrm{V_{RMS}}$	$208{,}8\,\mathrm{V_{RMS}}$
Phasenstrom	$20{,}9\,\mathrm{A_{RMS}}$	$20{,}4\,\mathrm{A_{RMS}}$	$20{,}4\,\mathrm{A_{RMS}}$
Scheinleistung	8,7 kV A	8,3 kV A	9,7 kV A
Wirkleistung	−7,5 kW	−0,9 kW	−0,9 kW
Blindleistung	4,4 kV A	7,2 kV A	−8,3 kV A
Klirrfaktor (Strom)	6,15 %	6,20 %	2,10 %
$\cos(\varphi_1)$	$-0,865$ ind.	$-0,10$ ind.	$-0,10$ kap.
λ	$-0,875$	$-0,11$	$-0,09$
η	92,4 %	57,0 %	61,7 %

Tabelle 7.6.: Rekuperationsversuch des AFE-Gleichrichter

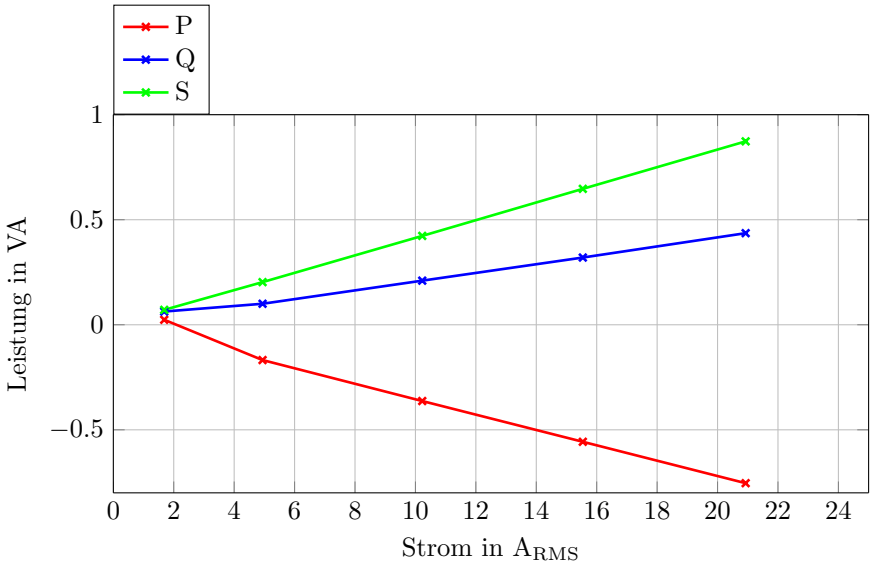


Abbildung 7.37.: Rekuperationsversuch: Leistung über Phasenstrom; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $i_q = 0$

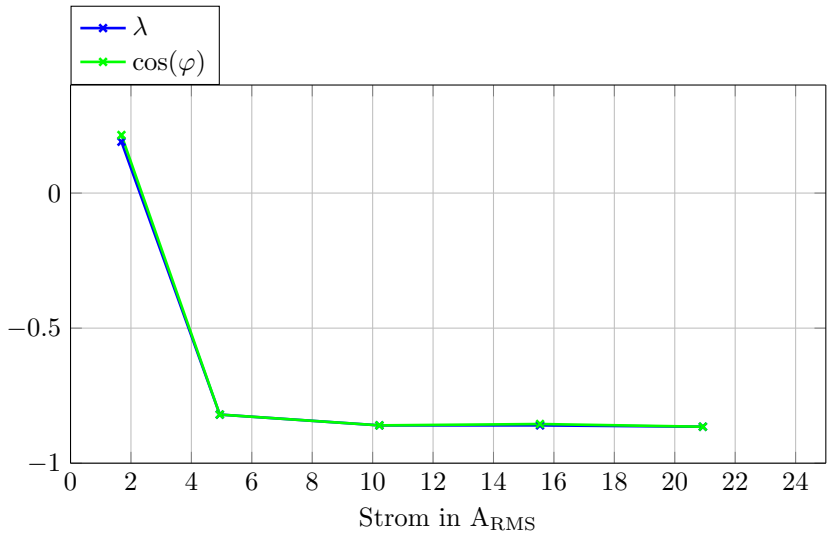


Abbildung 7.38.: Rekuperationsversuch: Leistungsfaktor und $\cos(\varphi)$ über Phasenstrom; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $i_q = 0$

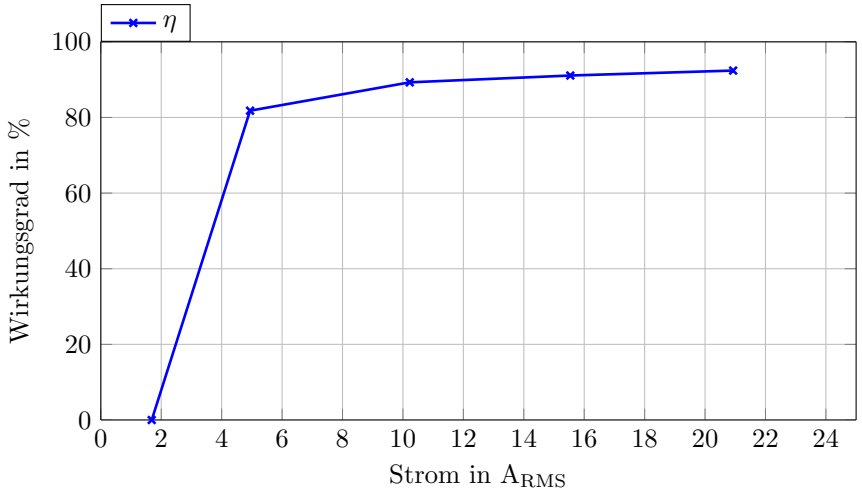


Abbildung 7.39.: Rekuperationsversuch: Wirkungsgrad über Phasenstrom; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $i_q = 0$

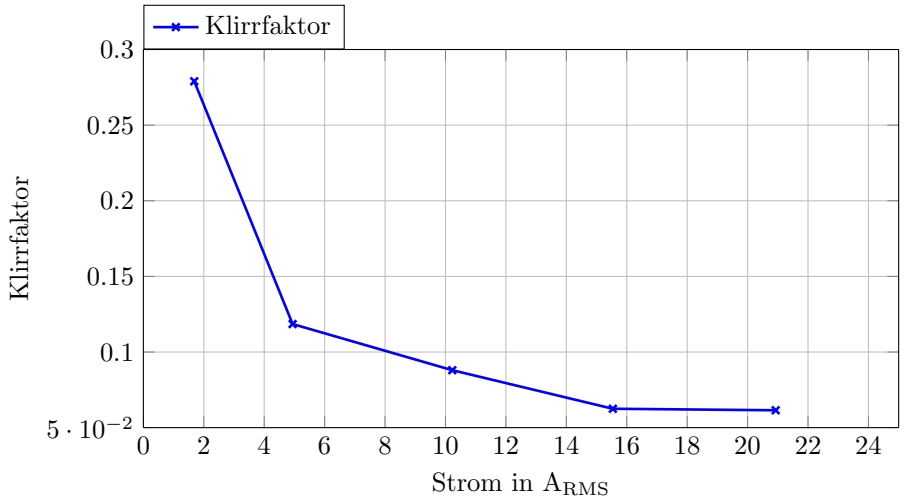


Abbildung 7.40.: Rekuperationsversuch: Klirrfaktor über Phasenstrom; $U_{ZK} = 400\,\mathrm{V}$; $i_q = 0$

Größe des Wirkstromes lässt sich in Abbildung 7.37 den Verlauf der Leistungen ablesen, wobei in Abbildung 7.38 der dazugehörige Leistungsfaktors λ und $\cos(\varphi)$ dargestellt ist. Auch hier führen geringe Phasenströme dazu, dass der Transformators des LCL-Filters (siehe Kapitel 5) dominiert und die Wirkleistung ist dementsprechend gering ist. Bei steigenden Strömen verbessert sich das Verhalten erheblich, wobei der Leistungsfaktor λ und $\cos(\varphi)$ nahezu unabhängig vom Strom werden. Selbe Argumentation lässt auch den Verlauf des Wirkungsgrades η in Abbildung 7.39 erklären. Der Leistungsfaktor λ und $\cos(\varphi)$ nähern sich für große Phasenströme den Werten von $\lambda = -0,875$ und $\cos(\varphi) = -0,86$ ind. an, wobei für rein ohmsches Verhalten ein Wert von 1 notwendig wäre. Diese Abweichung vom ideal angestrebten Verhalten kommt einerseits von der Wahl des Messpunkts für den Strom (siehe Abschnitt 7.2.2), andererseits wirkt sich auch die Realisierung der netzseitigen Induktivität des LCL-Filters als Transformator (siehe Unterabschnitt 5.3.3) negativ aus. Um dieses Verhalten zu kompensieren, könnte als Verbesserung eine Regelung der Blindleistung implementiert werden. Hierfür wird die q-Komponente des Stromraumzeigers modifiziert um die Blindleistung zu erzeugen, welche vom Transformator aufgenommen wird.

Bei der Einprägung von reinem Blindstrom kann sowohl Blindleistung erzeugt, als auch verbraucht werden. Es wurde bei den Blindleistungsversuchen ebenfalls ein kleiner Wirkstrom von $3\,A_{RMS}$ eingeprägt. Dies hat den Sinn, dass stets ein Mindestmaß an Energie ins Netz transportiert wird, um bei einem Fehler in der Winkelmessung, was einen unerwünschten Wirkstrom in den Umrichter zur Folge haben kann, einem Ansteigen der Zwischenkreisspannung entgegenzuwirken. Die Tatsache, dass hauptsächlich Verluste des Aufbaus vom Netzgerät gedeckt werden müssen und der Anteil an rekuperierter Energie gering ist, sind bei den Blindleistungsversuchen die Wirkungsgrade

gering.

8. Zusammenfassung

Im Zuge dieser Diplomarbeit wurde ein Active-Front-End Gleichrichter dimensioniert, aufgebaut und vermessen. Er dient als Eingangsteil eines Laborprüfplatzes, auf welchem Studenten ihr erworbenes theoretisches Wissen vertiefen und in die Praxis umsetzen können. Der Aufbau kommt im Zuge der Laborübungen „Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe“ und „Feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen“ am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien zum Einsatz.

Der Active-Front-End Gleichrichter wurde mittels Pulsumrichter realisiert, wodurch ein bidirektionaler Energiefluss möglich ist. Durch das verwendete Konzept und das realisierte LCL-Filter sind die auftretenden Netzströme sehr arm an Stromoberschwingungen, wodurch die Forderungen des IEEE 519-1992 Standards erfüllt sind. Die spezielle Realisierung des LCL-Filters mittels eines Transformators bietet außerdem noch den Komfort einer galvanischen Trennung vom Netz, was zum einen erhöhte Sicherheit bietet, zum anderen eine erdfreie Zwischenkreisspannung ermöglicht.

Die Regelung des Gleichrichters wurde mittels kaskadierter Regelstruktur realisiert. Außerdem wurde jeder Regler als digitaler Regler ausgelegt und mittels IIR Filter implementiert. Zur Bestimmung der Phase des Netzes wurde ein linearer und ein nichtlinearer Beobachter entwickelt, welche den aktuellen Winkel des
Netz-Spannungsraumzeigers, sowie die Winkelgeschwindigkeit bestimmen.

Durch das definierte globale Sicherheitskonzept, ist eine größtmögliche Sicherheit für den Anwender und den Aufbau garantiert. Auch der dimensionierte und aufgebaute Brems-Chopper trägt durch den robusten Aufbau zur weiteren Erhöhung der Sicherheit bei.

Bei den abschließenden Messungen konnte die Performance der Regelung, sowie die Funktionalität des Gerätes gezeigt werden. Die Zwischenkreisspannung wurde hierbei allerdings nur bis 400 V gemessen, da das verwendete Pulsumrichter-Konzept für höhere Spannungen Probleme aufweist, was eine gesonderten Untersuchung bedarf. Die Hardware des Umrichters und der Peripherie sind jedoch bereits für die Nenn-Zwischenkreisspannung $U_{N,ZK} = 750\,\mathrm{V}$ ausgelegt. In den Messungen wurde der Phasenstrom bis zum Nennstrom $I_N = 101\,\mathrm{A_{RMS}}$ erhöht, wodurch im Bezug auf die Strombelastbarkeit, die Anforderungen an den Gleichrichter erfüllt wurden. Diese begrenzte Leistung des Umrichters ist vollkommen ausreichend für die Motoren der zuvor erwähnten Laborübungen, wodurch diesbezüglich keine Einschränkung für die Lehre entsteht.

In den Belastungs- bzw. Rekuperations-Messungen hat sich herausgestellt, dass sich kein reines ohmsches Verhalten des Gleichrichters gegenüber des Netzes einstellt. In anderen Worten hat das System leicht induktives Verhalten. Um diese Verhalten auszugleichen wäre eine aktive Kompensation der netzseitigen Blindleistung durch Ein-

speisung eines Blindstromes denkbar. Über eine geschickte Wahl des q-Stroms kann die entstehende Blindleistung zur Gänze kompensiert werden. Die Dynamik des Spannungsreglers bedarf auch einer Optimierung. Das Regel-Verhalten auf die hergeleitete Strecke erfüllt zwar alle Kriterien, allerdings lässt das Verhalten bei einem Last-Abwurf zu wünschen übrig. Die Zwischenkreisspannung erreicht hierbei sehr hohe Werte, welche zur Zerstörung der angeschlossenen Umrichter führen kann. Eine Erweiterung des Modells des Spannungsreglers durch die Messung des Ausgangsstroms aus dem Zwischenkreis würde die Dynamik des Spannungsreglers deutlich verbessern. Die Störgröße des Systems kann somit erfasst und vorgesteuert werden, der Regler müsste somit nur mehr minimal in das System eingreifen. Als letzte Optimierung könnte der ohnehin schon sehr hohen Wirkungsgrad η des Systems noch weiter erhöht werden. Hierfür ersetzt man die Hardware-Dämpfung des LCL-Filters über den Dämpfungswiderstand durch eine regelungstechnische Kompensation der Resonanz. Somit besteht das Eingangsfilter nur mehr aus Induktivitäten und Kapazitäten, wodurch nahezu keine Wirkleistung mehr verbraucht wird. Solch ein Kompensationsglied wird Notch-Filter[12, S.134-138] genannt und kann in der Regelung des Phasenstroms eingesetzt werden.

Literaturverzeichnis

[1] *C28x IQmath Library, Module user's Guide (SPRC990)* S.10, Texas Istruments ,2010.

[2] Y. Tong, F. Tang, Y. Chen, F. Zhou and X. Jin: *Design Algorithm of Grid-side LCL-filter for Three-phase Valtage Source PWM Rectifier*, IEEE, 2008.

[3] *IEEE Std 519-1992: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE, 1993.

[4] Prof. J.T. Boys, P.G. Handley: *Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms*, IEE PROCEEDINGS, 1990.

[5] J.F. Moynihan, M.G. Egan, J.M.D. Murphy: *Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms*, IEE PROCEEDINGS, 1998.

[6] Prof. F. Zach: *Leistungselektronik Band 1 und Band 2, 4. Auflage*, Springer Wien New York, 2010.

[7] Prof. A. Prechtl: *Vorlesung über die Grundlagen der Elektrotechnik, Band 2*, Springer Wien New York, 2008.

[8] Prof. B. Favre-Bulle: *Automatisierung komplexer Industrieprozesse*, Springer Wien New York, 2004.

[9] Prof. M. Schrödl: *Vorlesungsskriptum: Elektrische Antriebe*, TU Wien, 1998.

[10] J. Specovius: *Grundkurs Leistungselektronik* Vieweg+Teubner, 2011.

[11] M. Hahn: *Aufbau und Inbetriebnahme eine hochdynamischen Laborantriebssystems mit Drehstrommaschinen*, TU Wien, Diplomarbeit, 2015.

[12] Prof. A. Kugi: *Automatisierung, Vorlesung und Übung*, TU Wien, 2015/16.

[13] P. Hippe: *Windup in Control*, Springer London, 2006.

[14] M. Hutterer, M. Hofer, Prof. M. Schrödl: *Selfsensing Unbalance Rejection and Reduction of the Gyroscopic Effect for an Active Magnetic Bearing System*, IEEE, 2015.

[15] F. Demmelmayr, M. Troyer, Prof. M. Schrödl: *Comparison of a linear and a nonlinear state observer for sensorless control of PM machines*, IEEE, 2013.

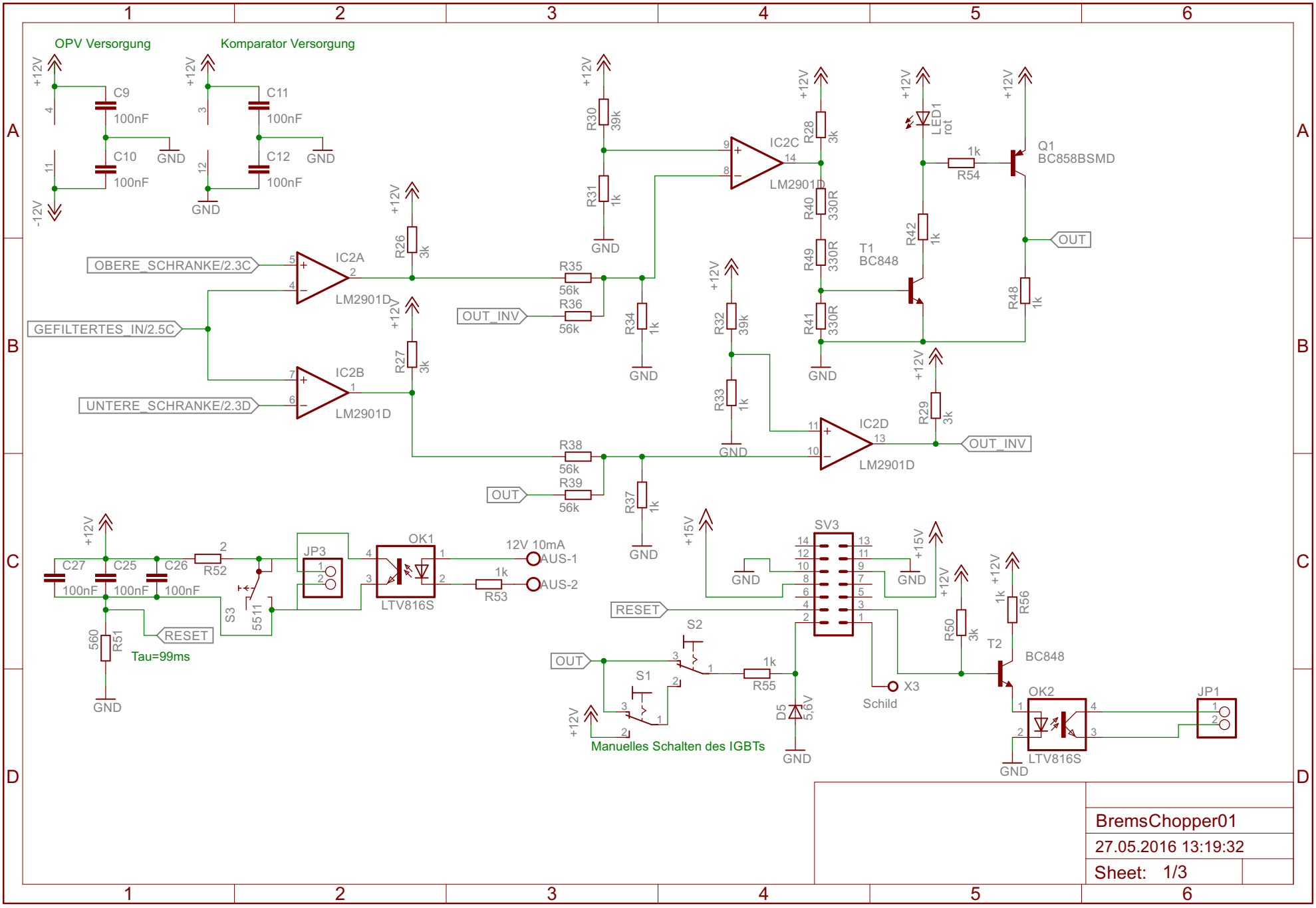
[16] C. Ramos, A. Martins, A. Carvalho *Complex State-Space Current Controller for Grid-Connected Converters with a LCL Filter*, IEEE, 2009.

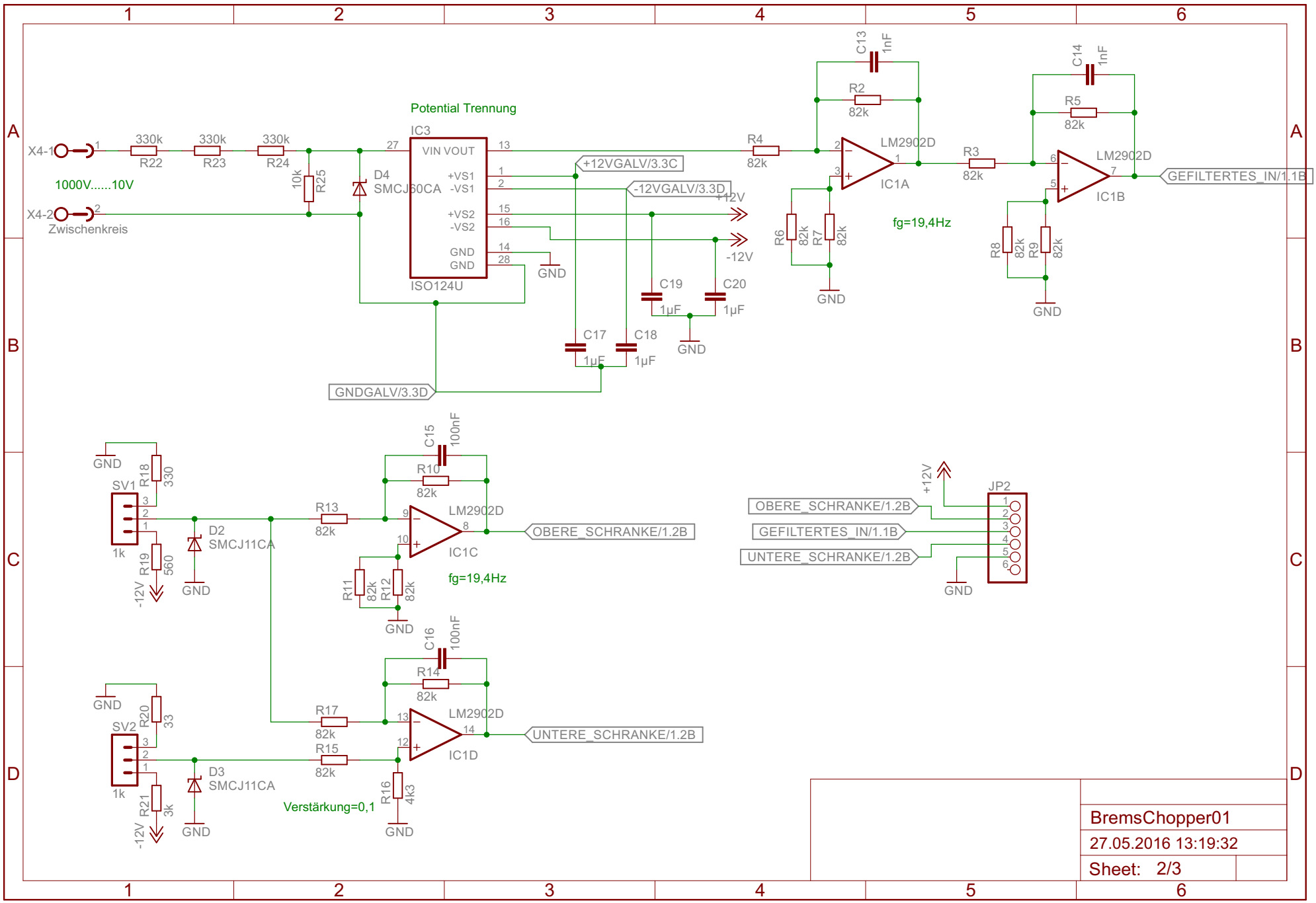
[17] U. Tietze, Ch. Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Auflage*, Springer Berlin Heidelberg New York, 2002.

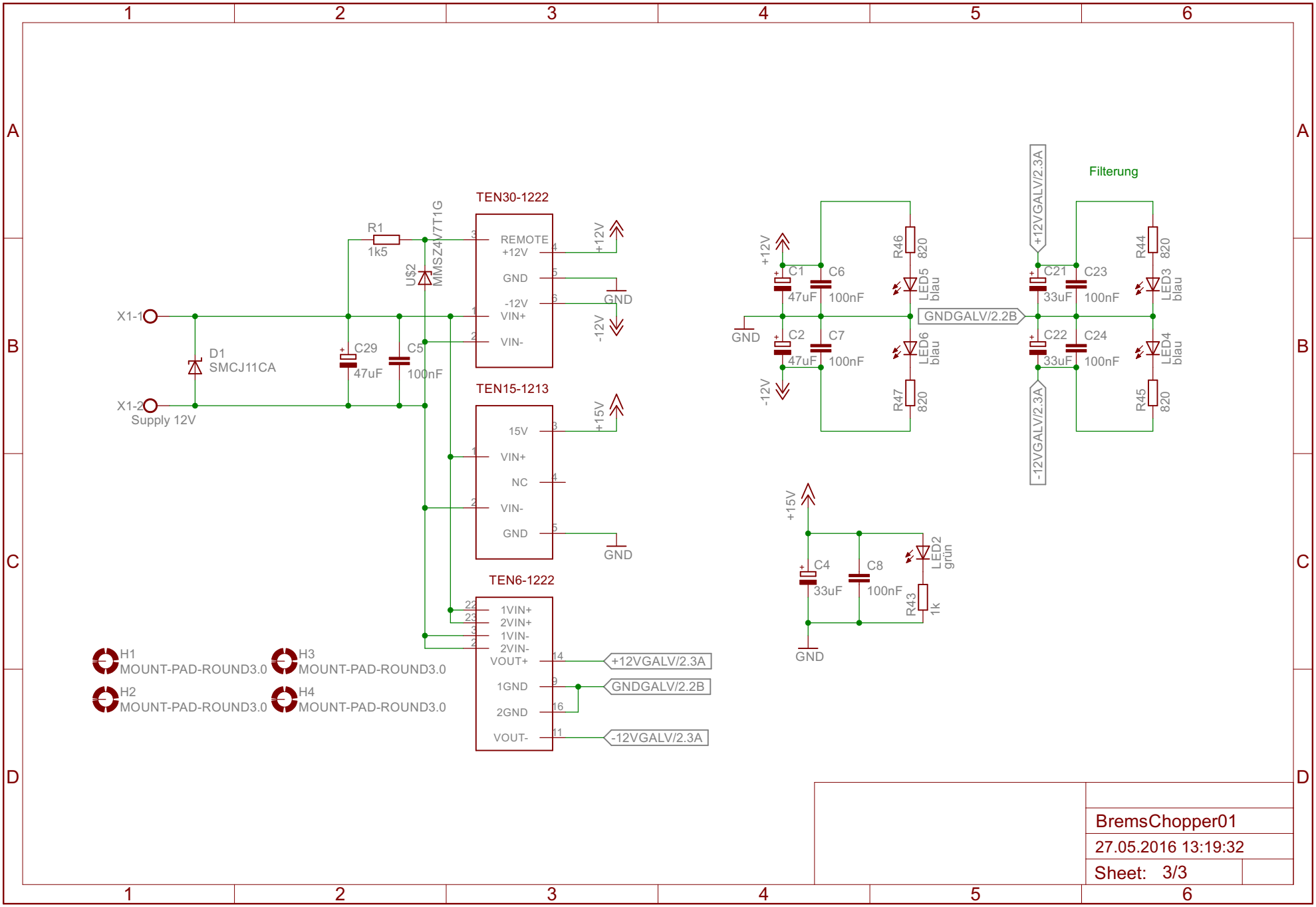
A. Anhang

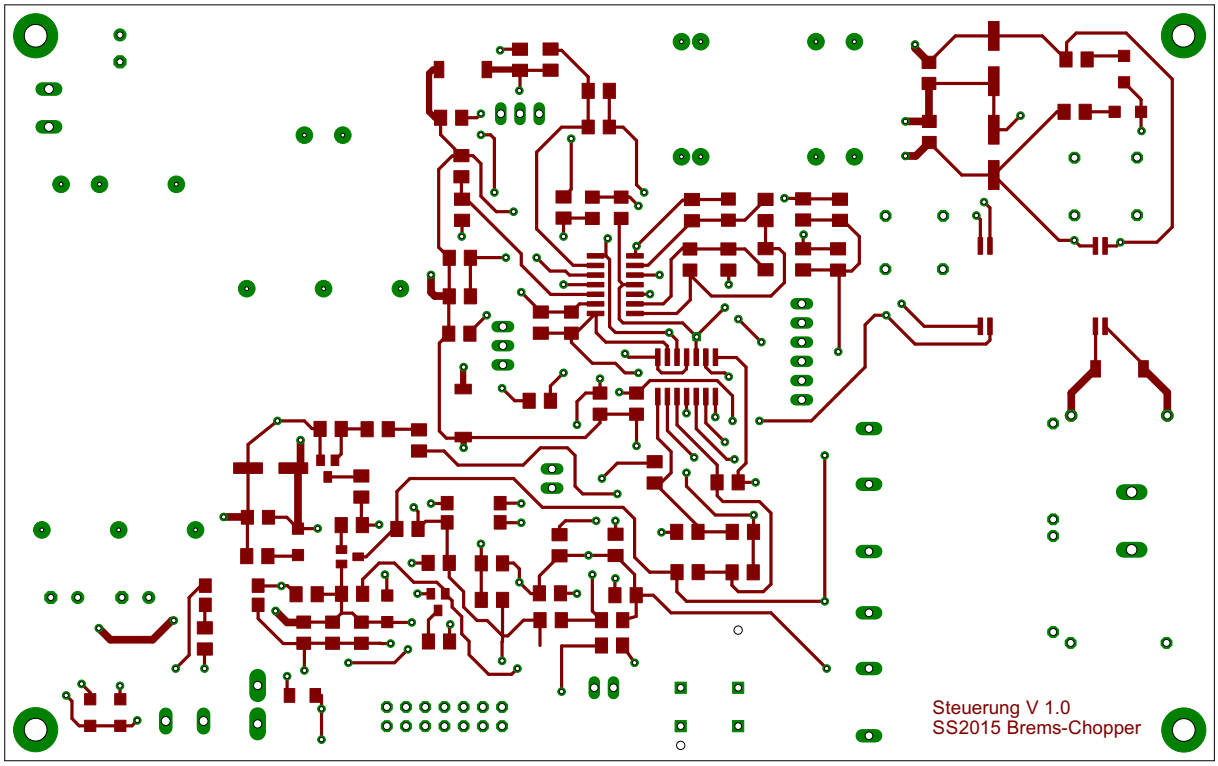
A.1. Brems-Chopper

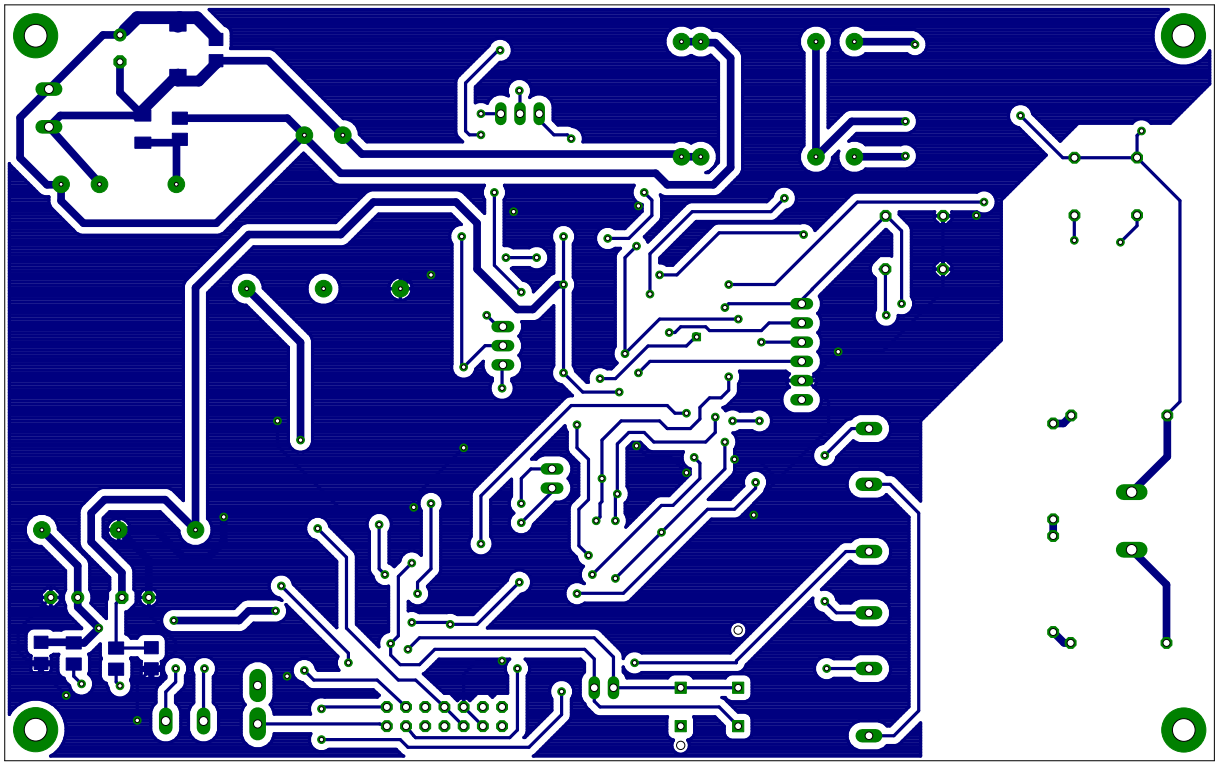
A.1.1. Steuerungs-Modul

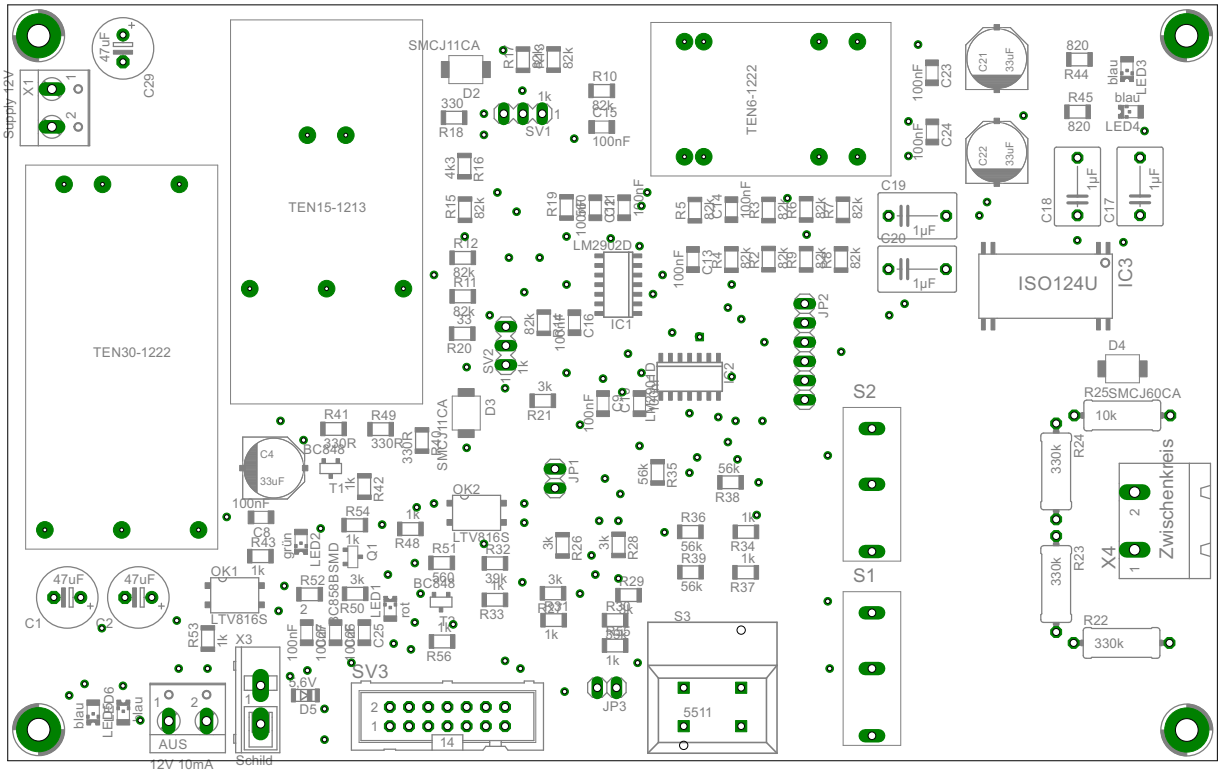

OPV Versorgung
Komparator Versorgung
+12V
-12V
GND
C9
100nF
C10
100nF
C11
100nF
C12
100nF
IC2A
IC2B
IC2C
IC2D
LM2901D
OBERE_SCHRANKE/2.3C
UNTERE_SCHRANKE/2.3D
GEFILTERTES_IN/2.5C
OUT_INV
OUT
R26 3k
R27 3k
R28 3k
R29 3k
R30 39k
R31 1k
R32 39k
R33 1k
R34 1k
R35 56k
R36 56k
R37 1k
R38 56k
R39 56k
R40 330R
R41 330R
R42 1k
R48 1k
R49 330R
R54 1k
LED1 rot
Q1 BC858BSMD
T1 BC848
OK1 LTV816S
JP3
12V 10mA
AUS-1
AUS-2
R53 1k
C25 100nF
C26 100nF
C27 100nF
R52 2
R51 560
S3 5511
RESET
Tau=99ms
SV3
R50 3k
R55 1k
R56 1k
T2 BC848
S1
S2
D5 5,6V
X3
Schild
OK2 LTV816S
JP1
Manuelles Schalten des IGBTs
BremsChopper01
27.05.2016 13:19:32
Sheet: 1/3

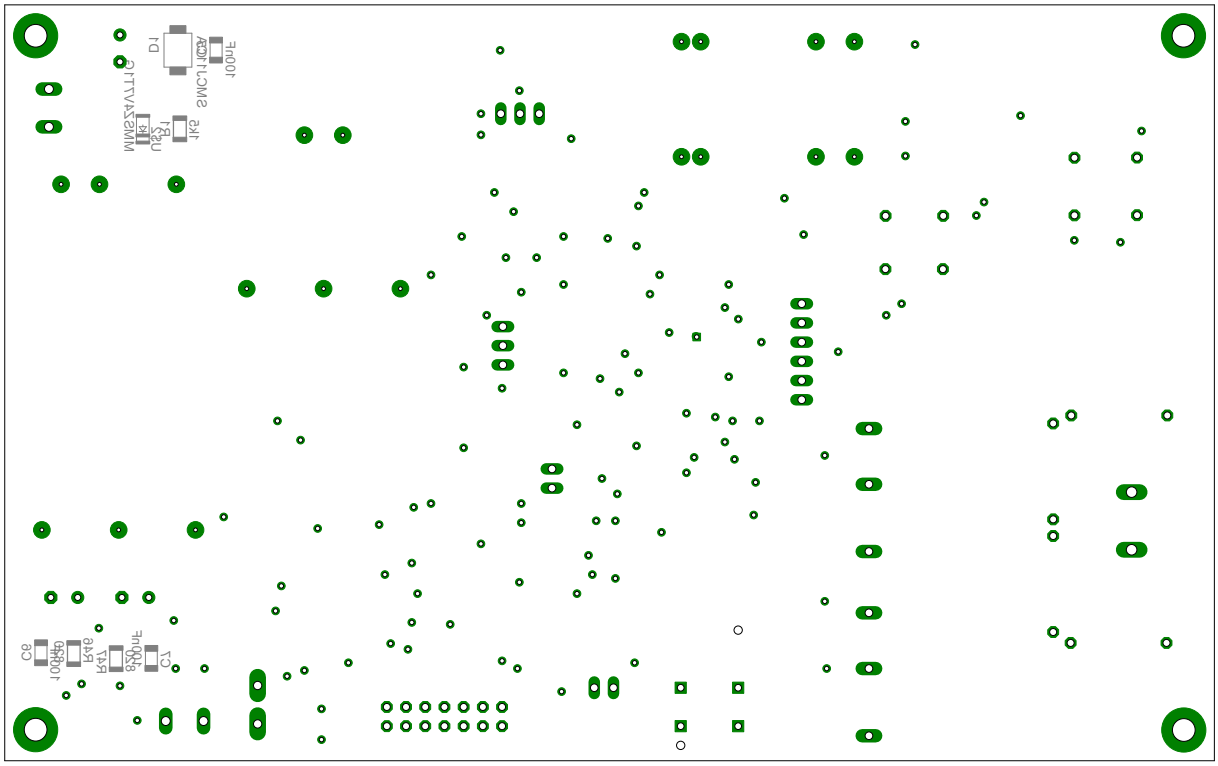

Potential Trennung
X4-1
X4-2
Zwischenkreis
1000V.....10V
330k
R22
330k
R23
330k
R24
10k
R25
D4
SMCJ60CA
IC3
VIN VOUT
+VS1
-VS1
+VS2
-VS2
GND
GND
ISO124U
+12VGALV/3.3C
-12VGALV/3.3D
+12V
-12V
GND
GNDGALV/3.3D
C17
1µF
C18
1µF
C19
1µF
C20
1µF
R4
82k
C13
1nF
R2
82k
LM2902D
IC1A
fg=19,4Hz
R6
82k
R7
82k
R3
82k
C14
1nF
R5
82k
LM2902D
IC1B
R8
82k
R9
82k
GEFILTERTES_IN/1.1B
SV1
R18
330
1k
R19
560
D2
SMCJ11CA
C15
100nF
R10
82k
R13
82k
LM2902D
IC1C
fg=19,4Hz
R11
82k
R12
82k
OBERE_SCHRANKE/1.2B
SV2
R20
33
1k
R21
3k
D3
SMCJ11CA
C16
100nF
R14
82k
R17
82k
R15
82k
LM2902D
IC1D
R16
4k3
Verstärkung=0,1
UNTERE_SCHRANKE/1.2B
JP2
+12V
OBERE_SCHRANKE/1.2B
GEFILTERTES_IN/1.1B
UNTERE_SCHRANKE/1.2B
BremsChopper01
27.05.2016 13:19:32
Sheet: 2/3


TEN30-1222
REMOTE
+12V
GND
-12V
VIN+
VIN-
R1
1k5
U$2
MMSZ4V7T1G
X1-1
X1-2
Supply 12V
D1
SMCJ11CA
C29
47uF
C5
100nF
+12V
GND
-12V
TEN15-1213
15V
VIN+
NC
VIN-
GND
+15V
TEN6-1222
1VIN+
2VIN+
1VIN-
2VIN-
VOUT+
1GND
2GND
VOUT-
+12VGALV/2.3A
GNDGALV/2.2B
-12VGALV/2.3A
H1
MOUNT-PAD-ROUND3.0
H2
MOUNT-PAD-ROUND3.0
H3
MOUNT-PAD-ROUND3.0
H4
MOUNT-PAD-ROUND3.0
Filterung
C1
47uF
C6
100nF
C2
47uF
C7
100nF
R46
820
R47
820
LED5
blau
LED6
blau
C21
33uF
C23
100nF
C22
33uF
C24
100nF
R44
820
R45
820
LED3
blau
LED4
blau
C4
33uF
C8
100nF
R43
1k
LED2
grün
BremsChopper01
27.05.2016 13:19:32
Sheet: 3/3

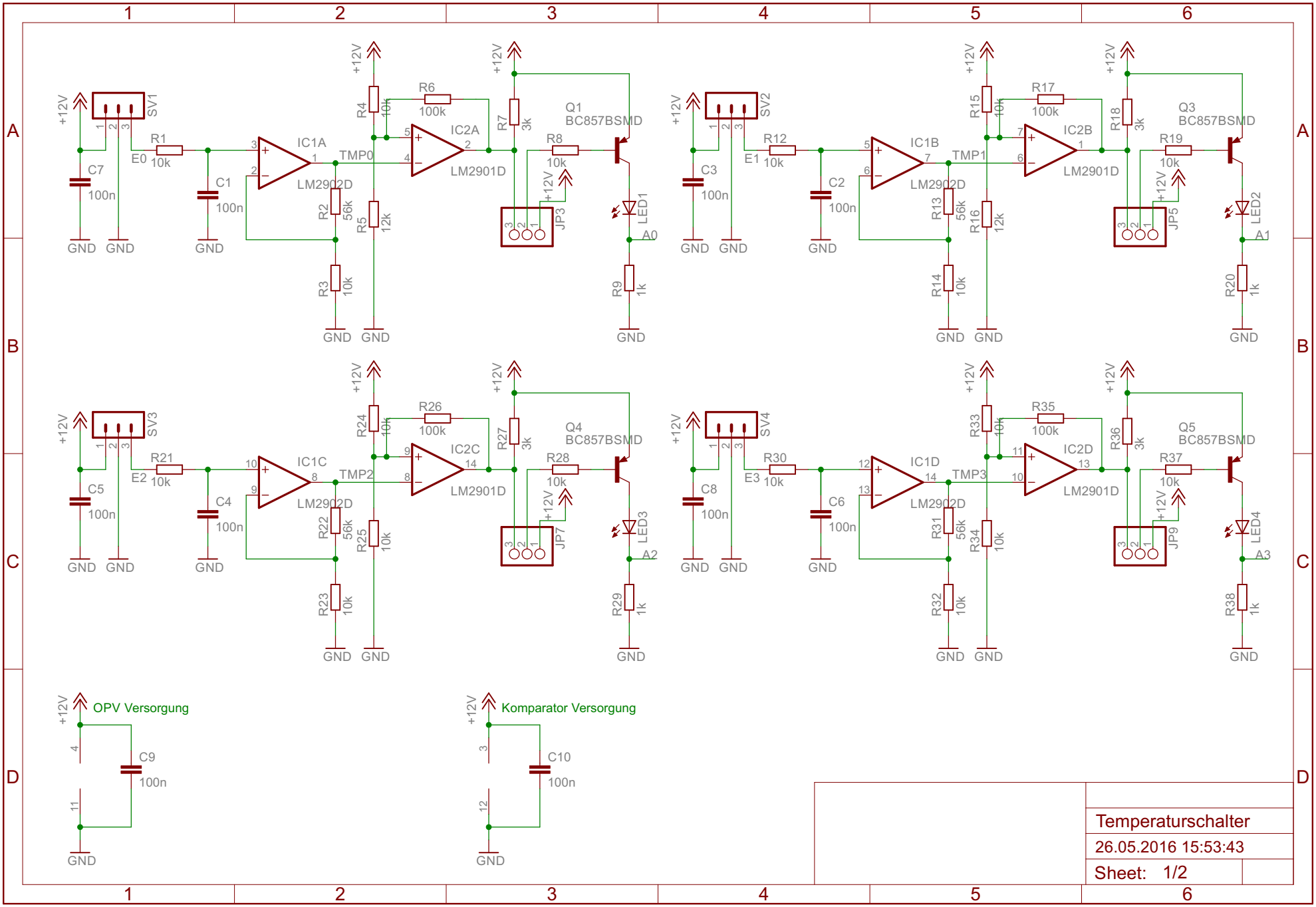

Steuerung V 1.0
SS2015 Brems-Chopper

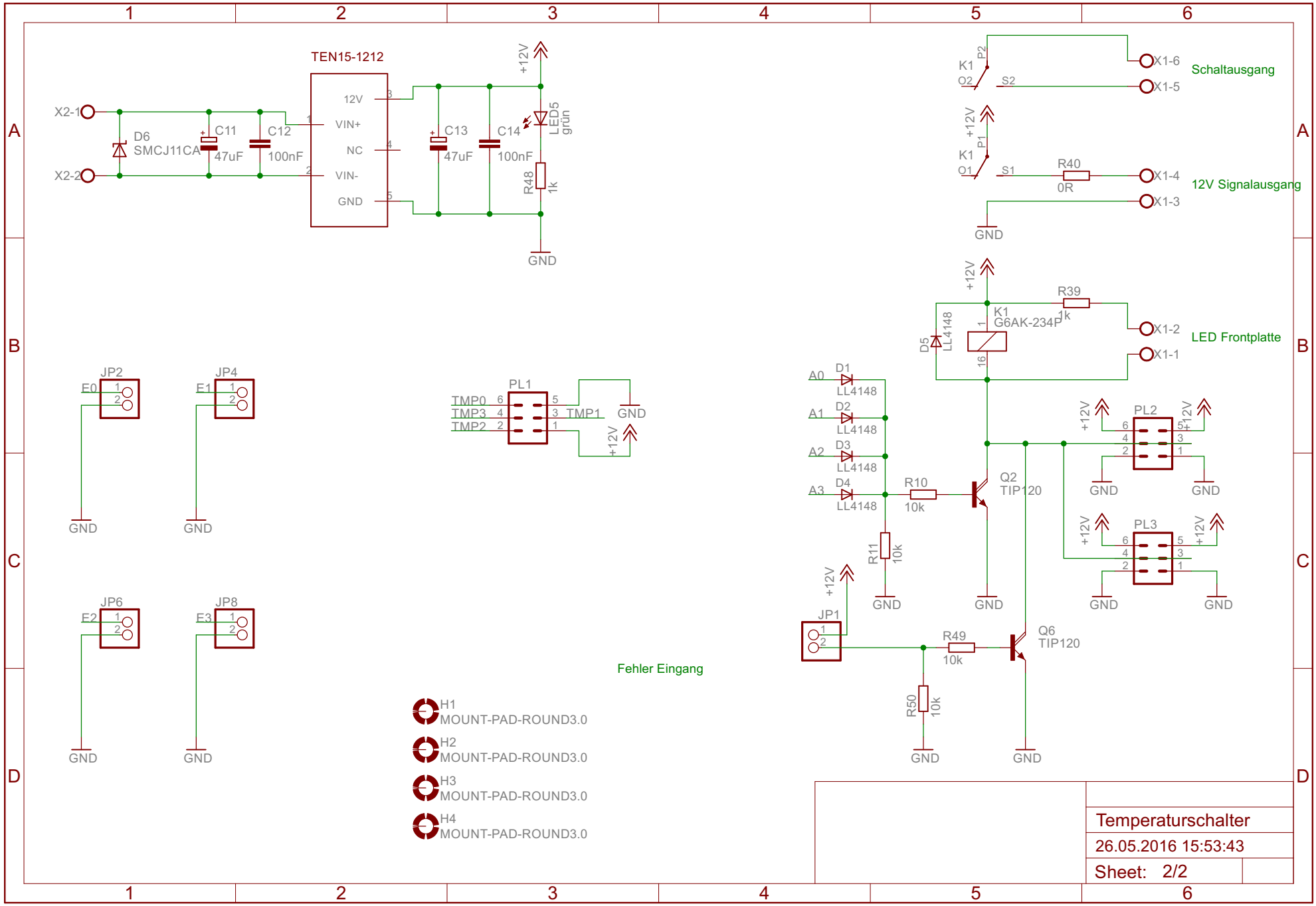


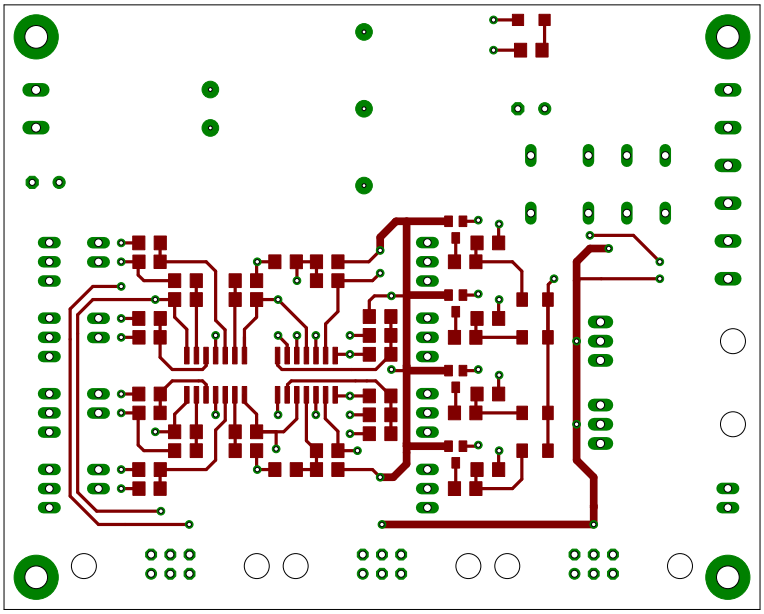

Supply 12V
X1
47uF
C29
TEN15-1213
TEN30-1222
TEN6-1222
SMCJ11CA
D2
R18
SV1
R10
C15
100nF
R16
R15
R19
R12
R11
R20
LM2902D
IC1
C16
SV2
D3
R21
R41
R49
BC848
T1
R42
C4
33uF
100nF
C8
R43
R54
R48
OK2
LTV816S
R51
R32
R26
R28
R36
R34
R39
R37
R35
R38
JP1
JP2
S2
S1
S3
5511
R29
R33
R56
R52
R50
C25
OK1
LTV816S
C1
C2
47uF
47uF
R53
X3
SV3
D5
5.6V
JP3
AUS
12V 10mA
Schild
C19
C20
1µF
C23
C24
C21
C22
33uF
R44
R45
820
LED3
LED4
C18
C17
ISO124U
IC3
D4
R25SMCJ60CA
10k
R24
R23
R22
330k
X4
Zwischenkreis

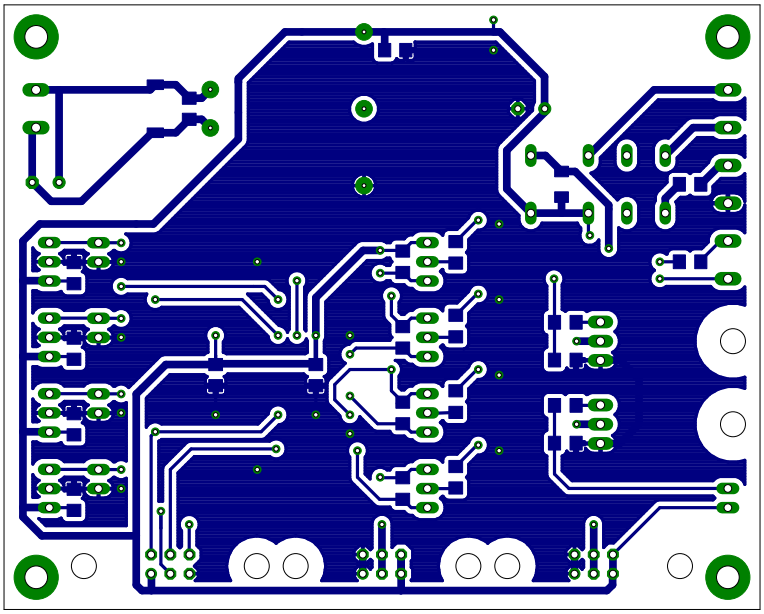


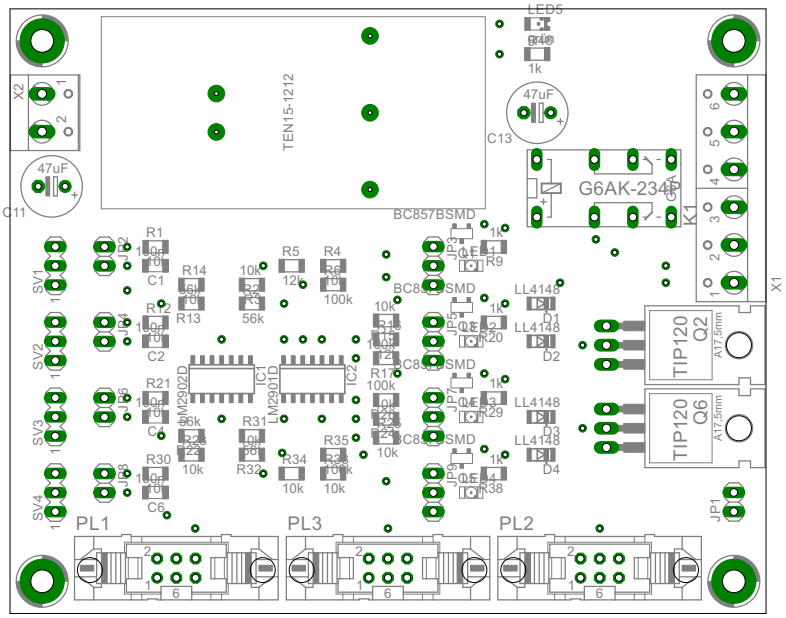
A.1.2. Temperaturüberwachungs-Modul

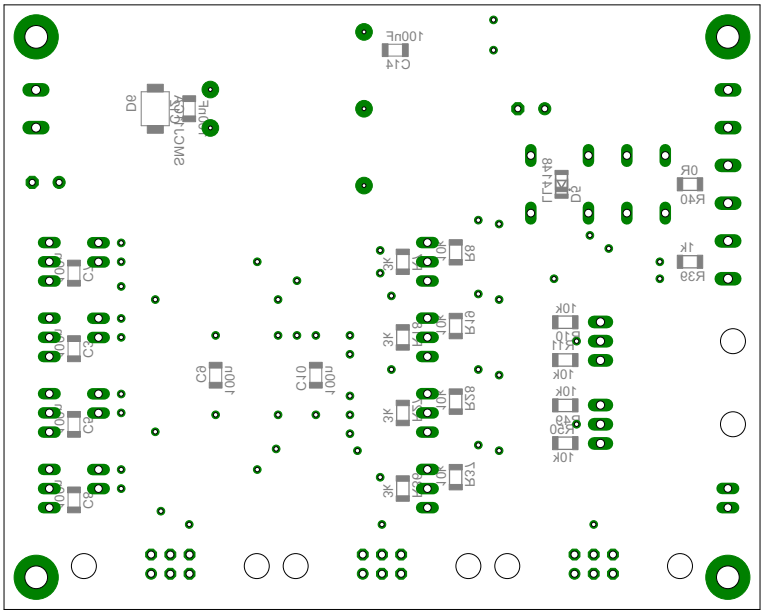

1
2
3
4
5
6
A
B
C
D
+12V
SV1
R1
E0
10k
C7
100n
C1
100n
GND
IC1A
LM2902D
TMP0
R2
56k
R3
10k
R4
10k
R5
12k
R6
100k
IC2A
LM2901D
R7
3k
R8
10k
Q1
BC857BSMD
JP3
LED1
A0
R9
1k
SV2
R12
E1
C3
C2
IC1B
TMP1
R13
R14
R15
R16
R17
IC2B
R18
R19
Q3
JP5
LED2
A1
R20
SV3
R21
E2
C5
C4
IC1C
TMP2
R22
R23
R24
R25
R26
IC2C
R27
R28
Q4
JP7
LED3
A2
R29
SV4
R30
E3
C8
C6
IC1D
TMP3
R31
R32
R33
R34
R35
IC2D
R36
R37
Q5
JP9
LED4
A3
R38
OPV Versorgung
C9
Komparator Versorgung
C10
Temperaturschalter
26.05.2016 15:53:43
Sheet: 1/2


TEN15-1212
X2-1
X2-2
D6
SMCJ11CA
C11
47uF
C12
100nF
12V
VIN+
NC
VIN-
GND
C13
47uF
C14
100nF
+12V
LED5
grün
R48
1k
GND
K1
P2
Q2
S2
X1-6
X1-5
Schaltausgang
K1
P1
Q1
S1
R40
0R
X1-4
X1-3
12V Signalausgang
GND
+12V
R39
1k
K1
G6AK-234P
D5
LL4148
X1-2
X1-1
LED Frontplatte
JP2
E0
JP4
E1
GND
PL1
TMP0
TMP3
TMP2
TMP1
GND
+12V
A0
A1
A2
A3
D1
D2
D3
D4
LL4148
R10
10k
Q2
TIP120
R11
10k
PL2
PL3
JP1
R49
10k
Q6
TIP120
R50
10k
JP6
E2
JP8
E3
Fehler Eingang
H1
MOUNT-PAD-ROUND3.0
H2
MOUNT-PAD-ROUND3.0
H3
MOUNT-PAD-ROUND3.0
H4
MOUNT-PAD-ROUND3.0
Temperaturschalter
26.05.2016 15:53:43
Sheet: 2/2

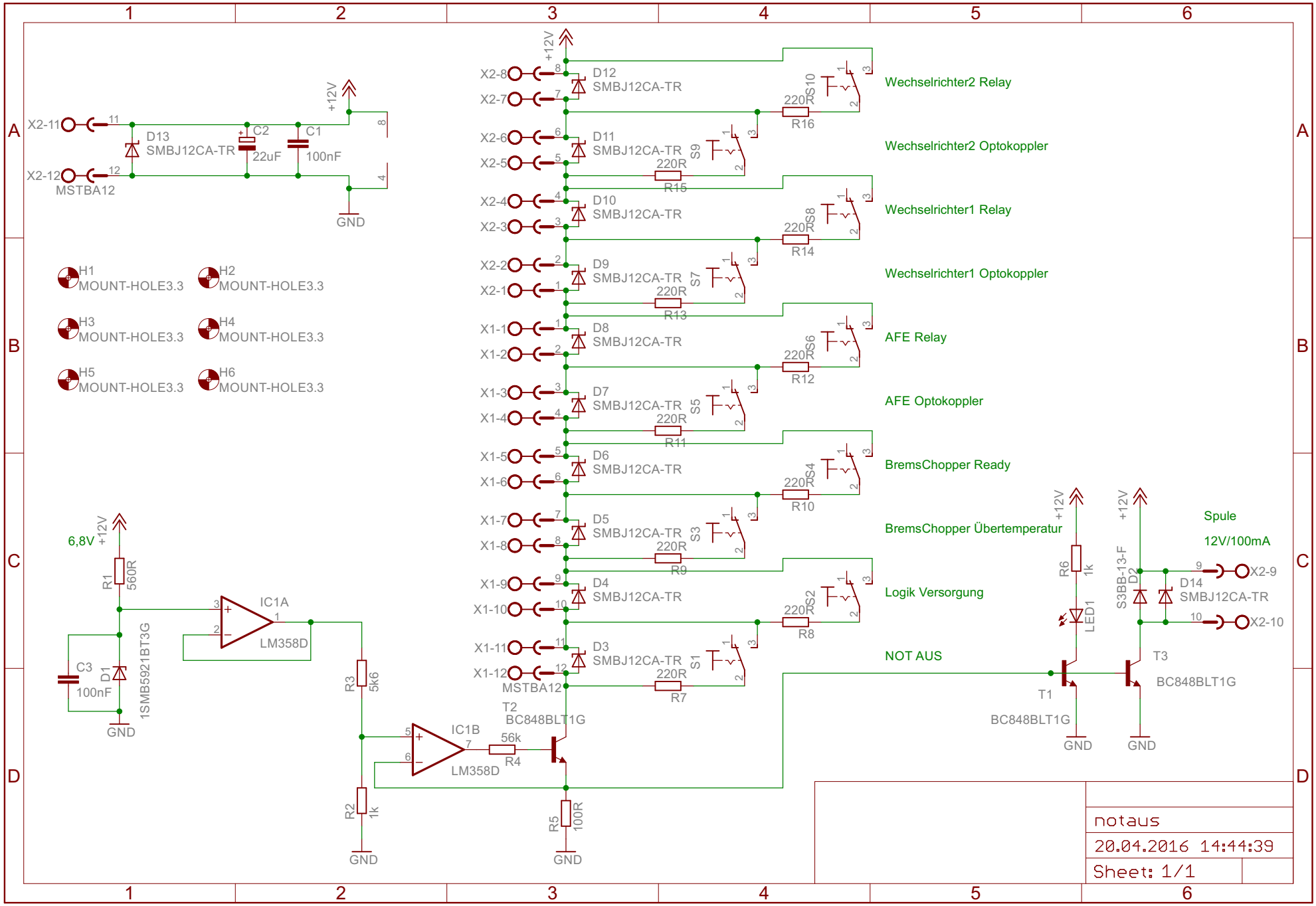


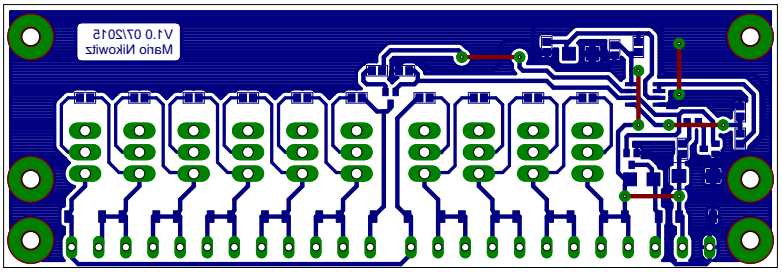


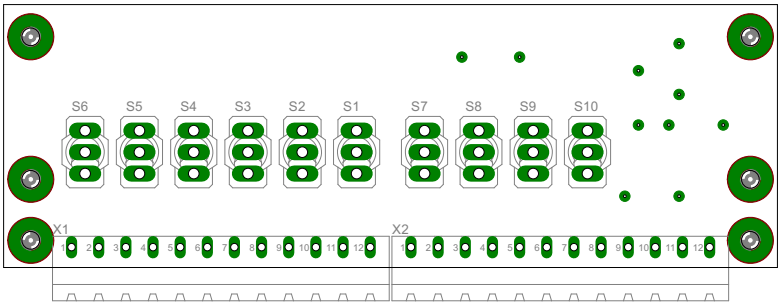

LED5
1k
47uF
C13
TEN15-1212
G6AK-234P
K1
X1
X2
47uF
C11
BC857BSMD
LL4148
D1
D2
D3
D4
TIP120
Q2
Q6
IC1
IC2
LM2901D
LM2902D
SV1
SV2
SV3
SV4
JP1
PL1
PL3
PL2

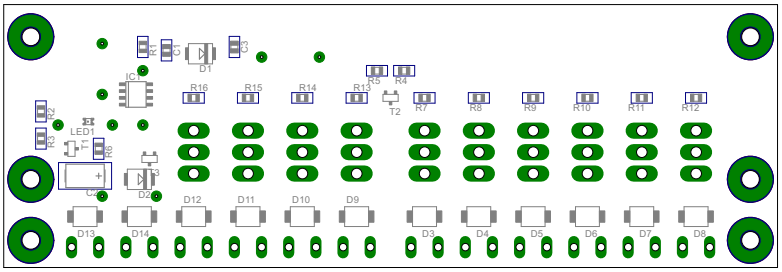


A.2. Not-Aus Platine


1
2
3
4
5
6
A
B
C
D
X2-11
X2-12
MSTBA12
D13
SMBJ12CA-TR
C2
22uF
C1
100nF
+12V
GND
H1
MOUNT-HOLE3.3
H2
MOUNT-HOLE3.3
H3
MOUNT-HOLE3.3
H4
MOUNT-HOLE3.3
H5
MOUNT-HOLE3.3
H6
MOUNT-HOLE3.3
X2-8
X2-7
X2-6
X2-5
X2-4
X2-3
X2-2
X2-1
X1-1
X1-2
X1-3
X1-4
X1-5
X1-6
X1-7
X1-8
X1-9
X1-10
X1-11
X1-12
D12
D11
D10
D9
D8
D7
D6
D5
D4
D3
220R
R16
R15
R14
R13
R12
R11
R10
R9
R8
R7
S10
S9
S8
S7
S6
S5
S4
S3
S2
S1
Wechselrichter2 Relay
Wechselrichter2 Optokoppler
Wechselrichter1 Relay
Wechselrichter1 Optokoppler
AFE Relay
AFE Optokoppler
BremsChopper Ready
BremsChopper Übertemperatur
Logik Versorgung
NOT AUS
6,8V +12V
R1
560R
C3
100nF
D1
1SMB5921BT3G
IC1A
LM358D
R3
5k6
R2
1k
IC1B
LM358D
56k
R4
T2
BC848BLT1G
R5
100R
R6
1k
LED1
T1
BC848BLT1G
T3
BC848BLT1G
S3BB-13-F
D2
D14
SMBJ12CA-TR
Spule
12V/100mA
X2-9
X2-10
notaus
20.04.2016 14:44:39
Sheet: 1/1


V1.0 07/2015
Mario Nikowitz


S6
S5
S4
S3
S2
S1
S7
S8
S9
S10
X1
X2


R1
R2
R3
D1
IC1
R16
R15
R14
R13
R5
R4
T2
R7
R8
R9
R10
R11
R12
LED1
C1
D2
D12
D11
D10
D9
D13
D14
D3
D4
D5
D6
D7
D8

A.3. Messprotokolle von Trafo Modern

Transformator Prüfprotokoll

trafo modern

Besteller:	TU Wien		
Bestellnr.:	mail Hr. Geschey	Bestelleingang:	11.06.2015
Vorschriften:	EN60076-1/1997		

3-phasen Transformator

Type: DTF100S029
KNr./lfd.: 419928 BJ: 2015

Nennwerte

OS Anz./Wicklg.	OS Spg. V	OS Strom A	US Anz./Wicklg.	US Spg. V	US Strom A
1 *	400	109,1	2 *	400	101
			3 *		

*...Hauptanzapfg. U_m: 1,1 kV U_m: 1,1 kV

Leistung:	70	kVA			
Frequenz:	50-60	Hz			
Schaltgr.:	Dyn5				
Umgebungstemp.:	40	°C			
Isolierstoffkl:	B/F	Schutzart:	IP00		
Kühlung:	AN	Betriebsart:	S1		
Masse:	-	kg			
Kurzschl.:	1,17	kA	2	sek	

Umgebungskl.: E0 Klimaklasse: C1 Brandklasse: F0 Isol. Level: AC3/AC3

Garantiewerte

bei Temperatur:	20	°C	Anzapfung	Messwerte		Anzapfung	Messwerte	
Leerlaufverluste		W		119,1	W			W
Kurzschl. Verl.:		W	2*	2400	W	3*		W
Kurzschl. Spg.:		%	2*	9,3	%	3*		%

Widerstandsmessung

bei Temperatur: 20 °C

Bügel bei:	1 *					2 *		3 *	
1U-1V	0,06024			Ω	2U-2V	0,040820	3U-3V		Ω
1V-1W	0,06044			Ω	2V-2W	0,040370	3V-3W		Ω
1W-1U	0,06043			Ω	2W-2U	0,040770	3W-3U		Ω

Leerlaufmessung

Anspeisung: OS Messfrequenz: 50 Hz

Anzapfung	Spannung		I_U/A	I_V/A	I_W/A	Mittelwert	I_0/I_N	P_0 / W
1*	400	V	0,3240	0,2140	0,2640	0,267	0,25%	119,1

Kurzschlußmessung

Anspeisung: OS Messfrequenz: 50 Hz

									Werte bei 20 °C			Verluste in W Werte bei 100 °C			
Übersetzung		U_U/V	U_V/V	U_W/V	u_K/%	I_U/A	I_V/A	I_W/A	P_{CU}	I^2R_k	P_{zk}	I^2R_w	P_{zw}	P_{CUw}	u_{Kw}
400	/ 400	30,01	30,00	29,9	7,5	109,2	110,3	108,0	1918	1701	217	2235	165	2400	9,3

Übersetzungsverhältnis und Schaltgruppe

Schaltgruppe: Dyn5 kontrolliert.

		OS			US					
Übersetzung		U-V	V-W	W-U	U-V	V-W	W-U	$ü_{ist}$	$ü_{soll}$	Differenz
400	/ 400	400	400	400	410	409	409	0,977	1,00	2,333%

Isolationsprüfung

Angelegte Spg.	OS-US	3 kV	50 Hz	60 sec
	OS-E	3 kV	50 Hz	60 sec
	US-E	3 kV	50 Hz	60 sec
Induzierte Spannung:	OS	800 V	100 Hz	60 sec

Geräuschpegel

Schalldruck:

L_{pa}(AN):	-	dB	-	m
L_{pa}(AN):	-	dB	-	m
L_{pa}(AN):	-	dB	-	m

Bemerkung:

Alle Prüfungen wurden bestanden!
Streuinduktivität über uk berechnet:
50Hz: 709µH Prim Kurzgeschlossen und Sek gemessen.
10kHz: 575µH
20kHz: 564µH

150

Erstellt:	Gepr/Freigeg:
23.07.2015	23.07.2015
Riegler M.	Lacher A.

Test Certificate

trafo modern

Purchaser:	TU Wien		**Three phase dry-type transformer**
Order No.:	mail Hr. Geschey	Order date: 11.06.2015	Type: DTF100S029
Prescription:	EN60076-1/1997		Serial No.: 419928 Year: 2015

Nominal value

HV Tapping	HV Volts	HV Amps	LV Tapping	LV Volts	LV Amps
1*	400	109,1	2 *	400	101
			3 *		
*...Main tapping	U_m:	1,1 kV		U_m:	1,1 kV

Capacity:	70	kVA			
Frequency:	50-60	Hz			
Vect.group:	Dyn5				
Ambient temp.:	40	°C			
Insul.Class:	B/F	Protection:	IP00		
Cooling:	AN	Duty cycle:	S1		
Weight:	-	kg			
S.c.curr.:	1,17	kA	2	sec	

Environment cl: E0 Climate cl: C1 Fire cl: F0 Insul. Level: AC3/AC3

Guaranteed values

Values at:	20	°C	Tapping	Test results		Tapping	Test results	
No-load losses:		W		119,1	W			W
Load losses:		W	2*	2400	W	3*		W
S.c.voltage:		%	2*	9,3	%	3*		%

Measurement of winding resistance

Values at: 20 °C

Connect. Tap.	1 *					2 *		3 *	
1U-1V	0,06024			Ω	2U-2V	0,040820	3U-3V		Ω
1V-1W	0,06044			Ω	2V-2W	0,040370	3V-3W		Ω
1W-1U	0,06043			Ω	2W-2U	0,040770	3W-3U		Ω

Measurement of no-load losses and current

Winding: HV Frequency: 50 Hz

Tapping	Volts		I_U/A	I_V/A	I_W/A	Mean value	I_0/I_N	P_0 / W
1*	400	V	0,324	0,214	0,264	0,267	0,25%	119,1

Measurement of load losses and current

Winding: HV Frequency: 50 Hz

										Losses in W					
									Values at	20 °C		Values at	100 °C		
Ratio:		U_U/V	U_V/V	U_W/V	u_K/%	I_U/A	I_V/A	I_W/A	P_{CU}	I^2R_k	P_{zk}	I^2R_w	P_{zw}	P_{CUw}	u_{Kw}
400	/ 400	30,01	30,00	29,91	7,5	109,2	110,3	108,0	1918	1701	217	2235	165	2400	9,3

Voltage ratio and vector group

Vector group: Dyn5 checked

		HV			LV				
Voltage ratio		U-V	V-W	W-U	U-V	V-W	W-U	Actual value	Calculated value	Difference
400	/ 400	400	400	400	410	409	409	0,977	1,00	2,333%

Low frequency voltage test

Applied voltage:	HV-LV	3 kV	50 Hz	60 sec
	HV-E	3 kV	50 Hz	60 sec
	LV-E	3 kV	50 Hz	60 sec
Induced voltage:	HV	800 V	100 Hz	60 sec

Measurement of sound level

Acoustic:

L_{pa}(AN):	-	dB	-	m
L_{pa}(AN):	-	dB	-	m
L_{pa}(AN):	-	dB	-	m

Comment:

All tests passed!
leakage inductance over short cicuit voltage calculated:
50Hz: 709µH Prim short-circuited Sek measured.
10kHz: 575µH
20kHz: 564µH

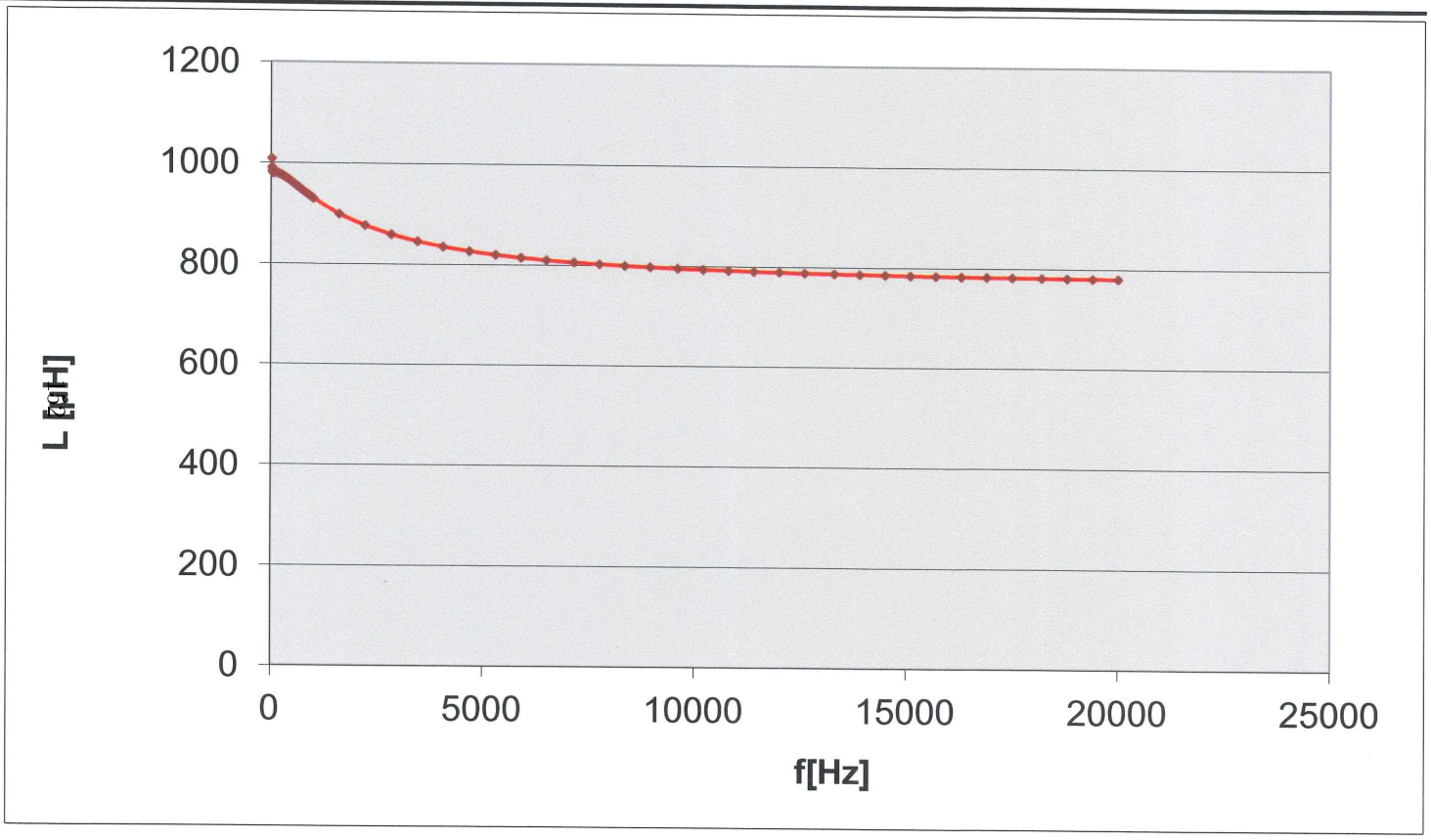
151

Prepare:	Checked:
23.07.2015	23.07.2015
Riegler M.	Lacher A.

trafo modern

Induktivitätsverlauf K419928 U-V-Spule

Prim KS 3ph; Sek gemessen



Gez.:

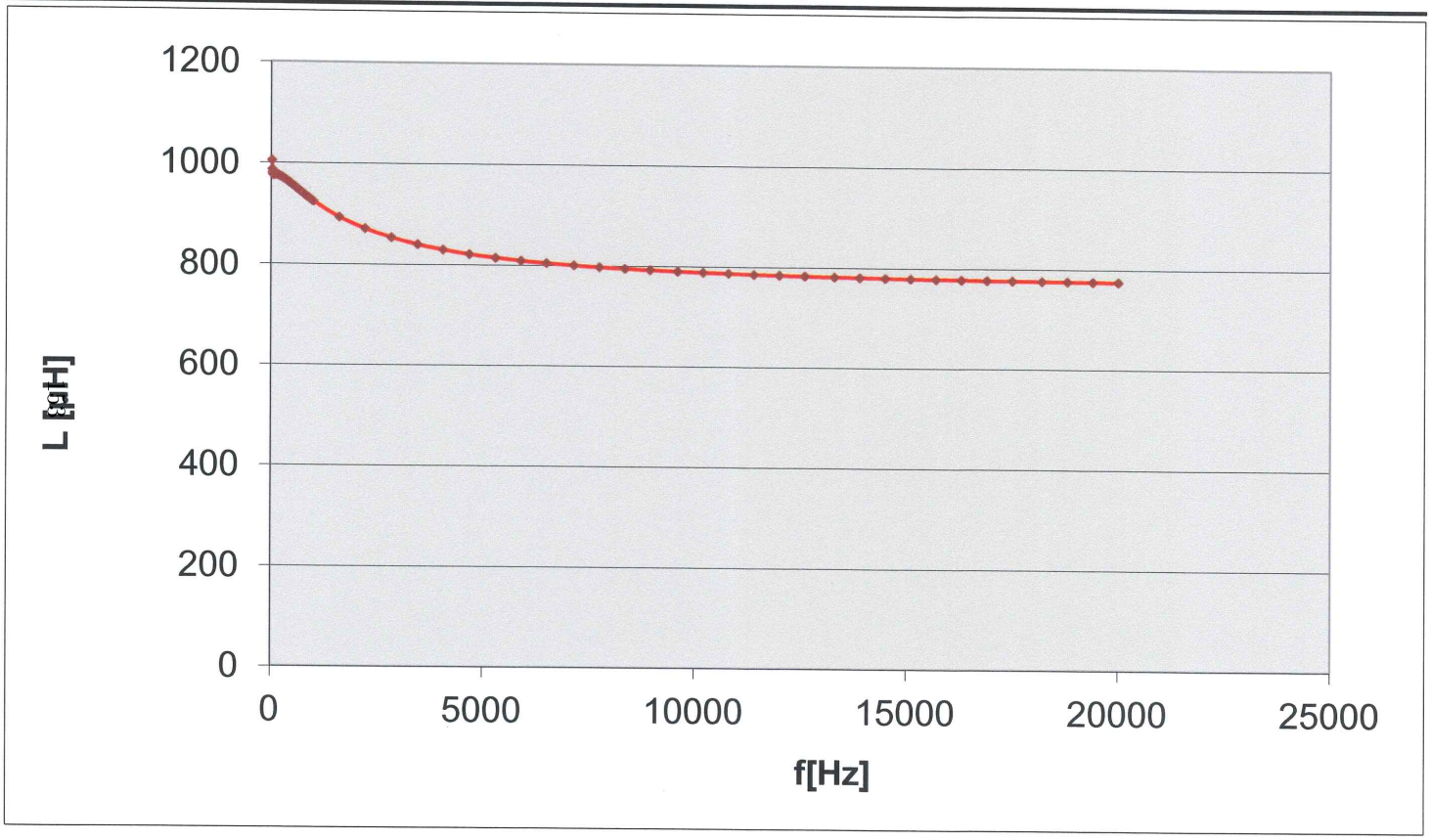
Gepr.:

Freigabe:

trafo modern

Induktivitätsverlauf K419928 U-W-Spule

Prim KS 3ph; Sek gemessen



Gez.:

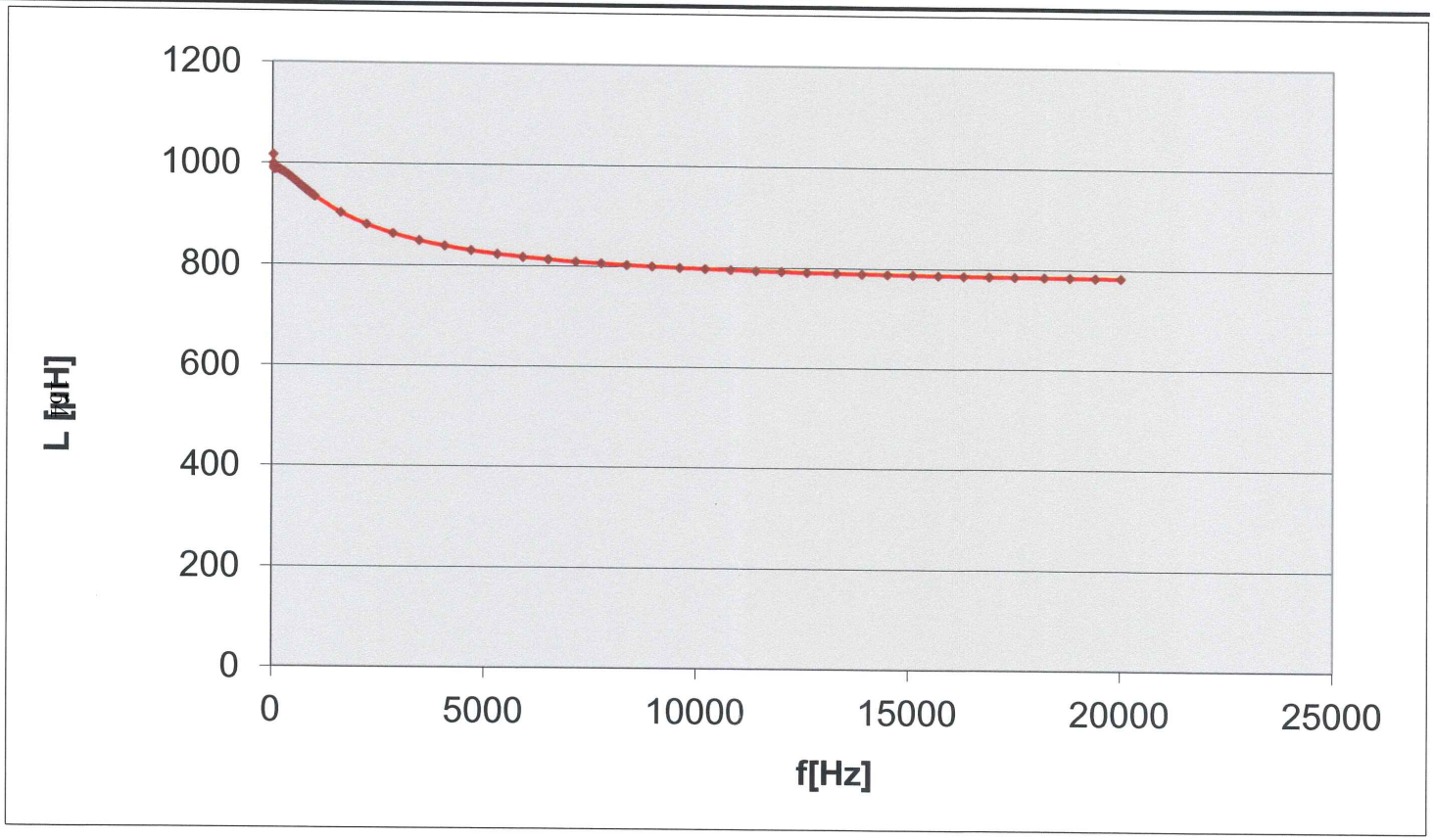
Gepr.:

Freigabe:

trafo modern

Induktivitätsverlauf K419928 V-W-Spule

Prim KS 3ph; Sek gemessen



Gez.:

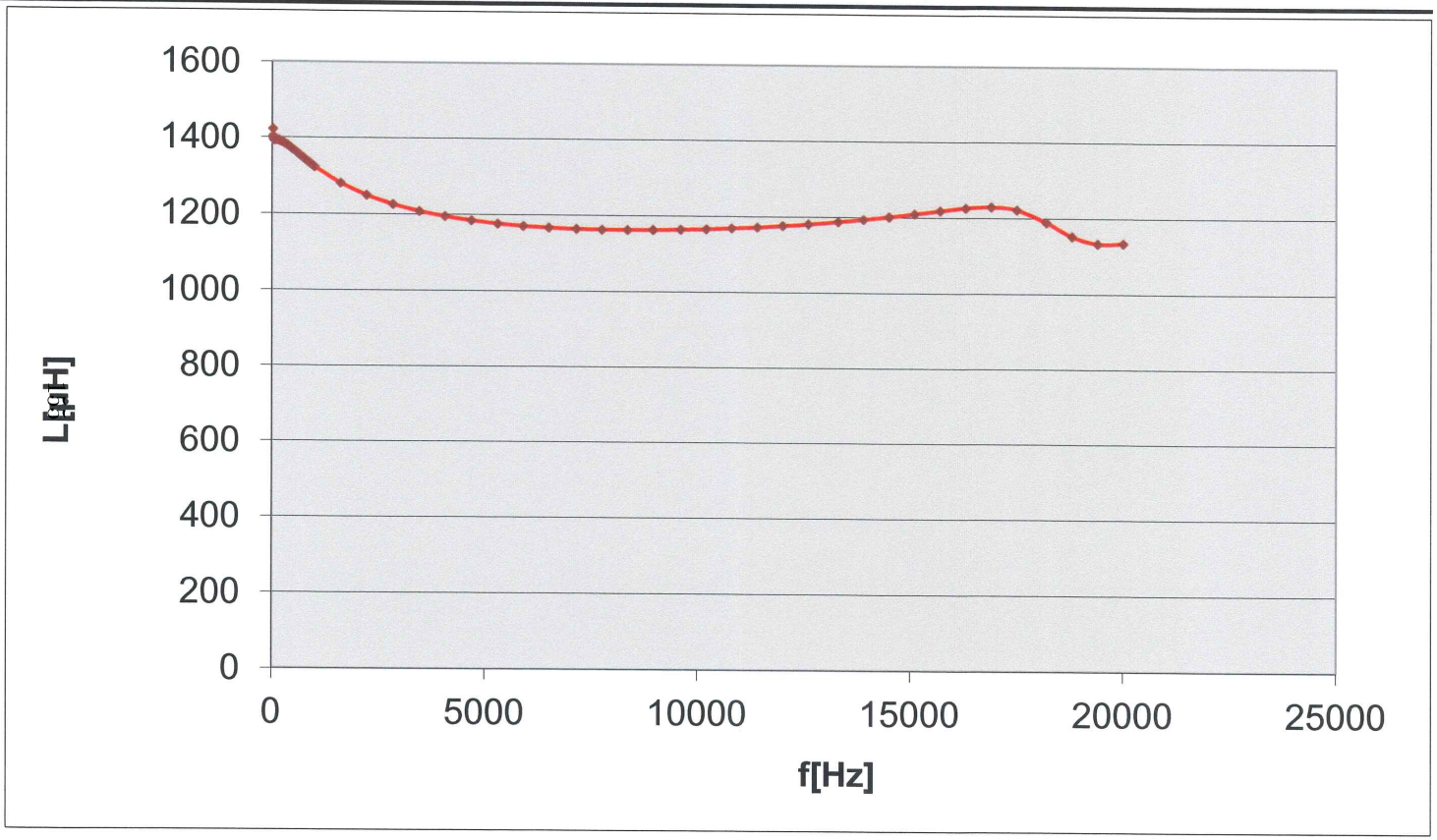
Gepr.:

Freigabe:

trafo modern

Induktivitätsverlauf K419928 U-Spule

Prim 1ph gemessen; Sek 1ph KS



Gez.:

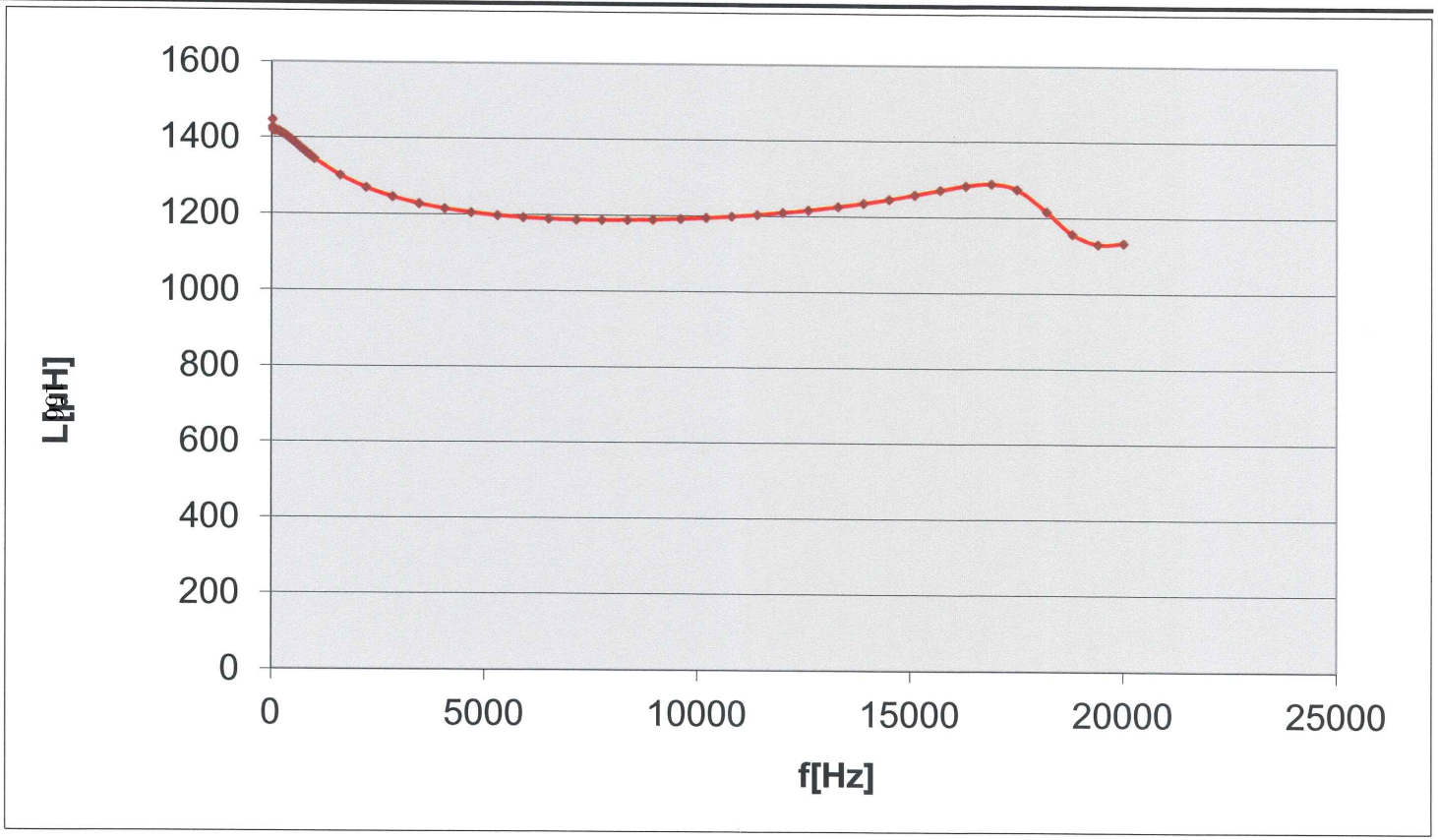
Gepr.:

Freigabe:

trafo modern

Induktivitätsverlauf K419928 V-Spule

Prim 1ph gemessen; Sek 1ph KS



Gez.:

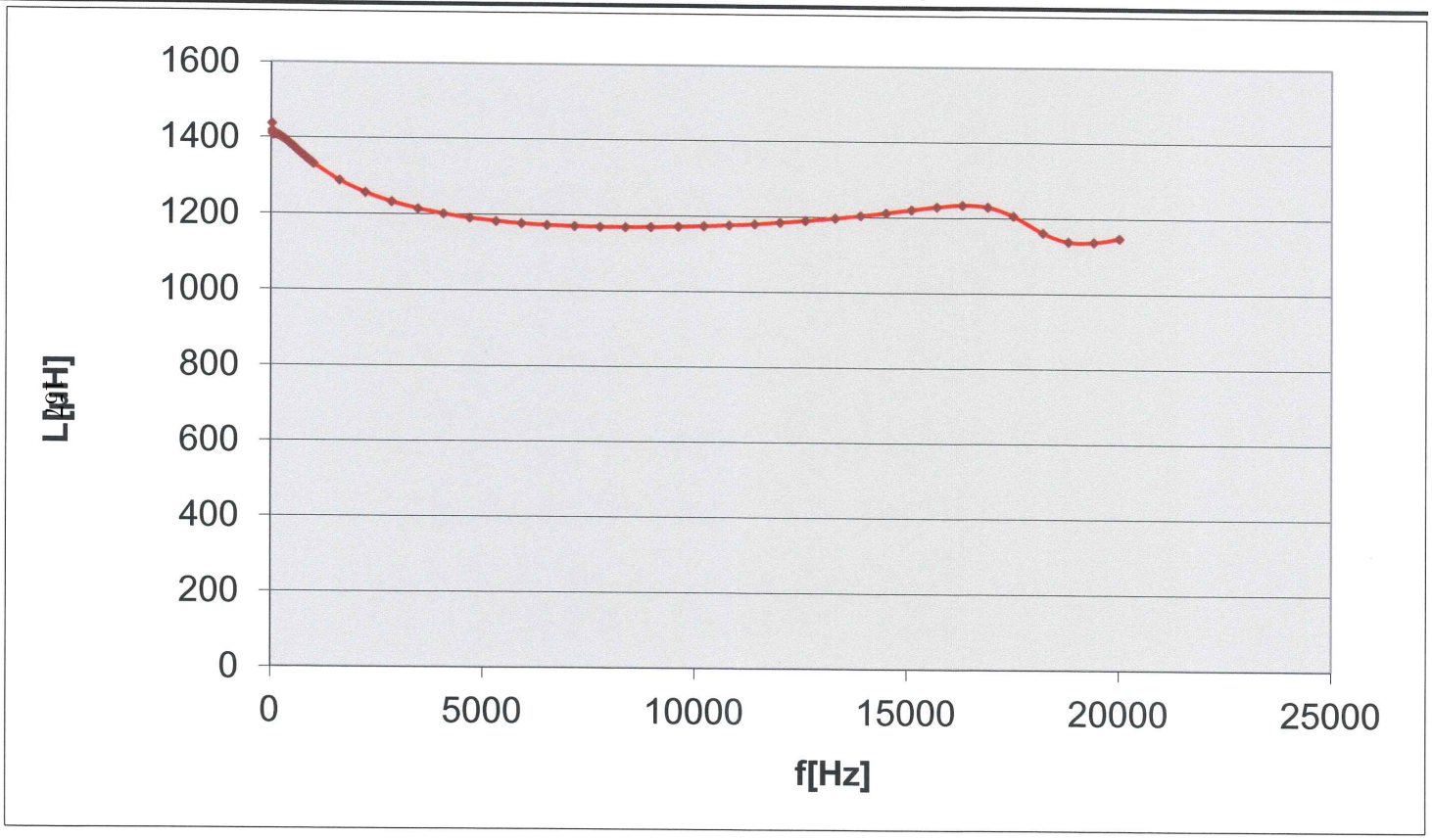
Gepr.:

Freigabe:

trafo modern

Induktivitätsverlauf K419928 W-Spule

Prim 1ph gemessen; Sek 1ph KS



Gez.:

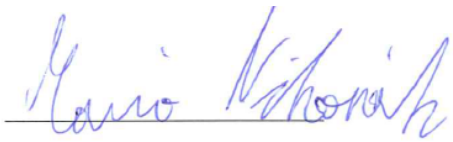
Gepr.:

Freigabe:

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, das ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst habe und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Diese Arbeit wurde neben der gedruckten Version auch in digitaler Form zur Prüfung der oben genannten Erklärung bei den zuständigen Prüfern hinterlegt.



Wien, am 7.Juni 2016 Mario Nikowitz