



**UNIVERSITÄT PADERBORN**  
*Die Universität der Informationsgesellschaft*



Institut für Elektrotechnik und Informationstechnik  
Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik

## **Bachelorarbeit**

Aufbau und Regelung eines Kaskadierten AC-DC  
Umrichters mit reduzierter Spannungsschwankung zur  
Anwendung in der Elektrolyse

**Erstgutachter:**

Dr.-Ing. Frank Schafmeister

**Zweitgutachter:**

Prof. Dr.-Ing. Henning Meschede

**Betreuer:**

M.Sc. Roland Unruh

**Vorgelegt von:**

Sergej Rout

Matr.-Nr.: 7043620

Katalog-Nr. BA 63

27. Mai 2025

## Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende wissenschaftliche Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel verwendet habe. Alle Stellen und Textpassagen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten Quellen oder anderen fremden Texten entnommen sind, sind als solche kenntlich gemacht. Ebenso wurden alle Abbildungen, sofern nicht selbst von mir erstellt, mit entsprechenden Quellennachweisen versehen. Diese Arbeit wurde noch nicht, auch nicht auszugsweise, für eine andere Studien- oder Prüfungsleistung verwendet.

Paderborn, 27.05.2025



Unterschrift

# Danksagung

Meine Arbeit als Studentische Hilfskraft im Fachgebiet LEA, in der ich viele interessante Eindrücke und wertvolle Erfahrungen sammeln konnte, und eine lange Zusammenarbeit mit M.Sc. Roland Unruh, haben mich dazu veranlasst meine Bachelorarbeit zu dem nachfolgenden Thema zu verfassen, um meinen Wissensstand zu vertiefen.

Ich möchte mich bei M.Sc. Roland Unruh und Dr.-Ing. Frank Schafmeister für die stets konstruktive Betreuung bedanken. Außerdem bedanke ich mich bei meiner Familie und meinen Freunden, welche mich immer unterstützen. Zuletzt möchte ich Prof. Dr.-Ing. Henning Meschede für die Übernahme meiner Zweitprüfung danke.

# Inhaltsverzeichnis

Eidesstattliche Erklärung.....	i
Danksagung.....	ii
Abbildungsverzeichnis.....	v
Tabellenverzeichnis.....	vi
1 Einleitung.....	1
1.1 Aufbau eines Elektrolyseurs.....	3
1.2 Ziel der Arbeit.....	4
1.3 Gliederung der Arbeit.....	4
2 Topologie.....	5
2.1 Kaskadierter H-Brücken-Wandler.....	5
2.2 Konventionelle Regelungsstruktur.....	10
2.3 Gewichtete Stromregelung.....	12
3 Gesteuerter Betrieb.....	13
3.1 Bauteilcharakteristik.....	13
3.1.1 Filter Induktivitäten.....	13
3.1.2 Vollbrücke.....	15
3.1.3 Regelungsplatine.....	17
3.2 Lastverteilung der Transistoren.....	18
3.3 Anpassung der Wechselsperzeit.....	26
4 Stromregelung im Inselbetrieb.....	28
4.1 Strommessung.....	28
4.2 Wind-Up-Effekt.....	29
4.3 P-Regler.....	31
4.4 Hysterese-Regler.....	33
4.5 PI-Regler.....	35
4.6 Vergleich der Regler.....	37
5 Stromregelung im Netzgekoppelten Betrieb.....	38
5.1 Spannungsmessung.....	38
5.2 Filterung.....	39
5.3 Dioden-Gleichrichter.....	39
5.4 Hysterese-Regler.....	41
5.5 Normaler Betrieb.....	43
5.6 Adaptiver Regler.....	44

6	Auswertung .....	50
6.1	Zusammenfassung .....	50
6.2	Ausblick .....	50
7	Literaturverzeichnis .....	51

# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1-1: Stromerzeugung und Stromverbrauch in Deutschland Woche 19 2025 [15] ...	2
Abbildung 1-2: Erzeugung und Verwendung von Wasserstoff [3].....	2
Abbildung 1-3: Lastkennlinie eines 1MW Elektrolyseurs [16] .....	3
Abbildung 2-1: a) Dreiphasiger kaskadierter H-Brücken-Wandler b) Modulstruktur c) DC-DC-Wandler in jedem Modul überträgt Strom vom seinem DC-Zwischenkreiskondensator an die Niederspannungslast [4].....	5
Abbildung 2-2: Netzspannungsverlauf [4].....	6
Abbildung 2-3: Armstromverlauf [4] .....	7
Abbildung 2-4: Armspannungsverlauf [4] .....	8
Abbildung 2-5: Armleistungsverlauf ohne Sternpunktverschiebung [14] .....	9
Abbildung 2-6: Kontrollstruktur [5].....	11
Abbildung 3-1: Messaufnahme von L/R einer Filter-Induktivität .....	14
Abbildung 3-2: 3 Filter-Induktivitäten verbaut als eine fertige Komponente.....	14
Abbildung 3-3: Schaltplan für den AC-DC-Wandler.....	15
Abbildung 3-4: Schaltplan für die Steuerung eines Bipolartransistors .....	15
Abbildung 3-5: physischer Aufbau des AC-AD-Wandlers .....	16
Abbildung 3-6: Regelungsplatine ohne Microcontroller.....	17
Abbildung 3-7: Regelungsplatine mit Mikrocontroller [12].....	18
Abbildung 3-8: Sinusmodulation ohne 0 Zustand.....	19
Abbildung 3-9: Sinusmodulation mit 0 Zustand.....	20
Abbildung 3-10: Wärmebild Sinusmodulation ohne 0 Zustand.....	20
Abbildung 3-11: Wärmebild Sinusmodulation mit 0 Zustand ungleichmäßige Verluste.....	21
Abbildung 3-12: Wärmebild Sinusmodulation mit 0 Zustand abwechselnd .....	22
Abbildung 3-13: Sinusmodulation mit $LAC = 56mH$ .....	23
Abbildung 3-14: Sinusmodulation mit $LAC = 84mH$ .....	23
Abbildung 3-15: Erzeugung des Duty-Cycle in Code Composer Studio.....	25
Abbildung 3-16: Code zur Erzeugung einer Sinusspannung .....	25
Abbildung 3-17: Schaltplan eines Pulssenderpaars auf der Regelungsplatine.....	26
Abbildung 3-18: Wechselperrzeit der positiven Flanke.....	27
Abbildung 3-19: Wechselperrzeit der negativen Flanke.....	27
Abbildung 4-1: Strommessplatine zur Messung der 3 Phasenströme.....	28
Abbildung 4-2: Stromreglung in Code Composer Studio.....	30
Abbildung 4-3:P-Regler mit 18V Eingangsspannung.....	31
Abbildung 4-4: P-Regler mit 24V Eingangsspannung.....	32
Abbildung 4-5: P-Regler mit 36V Eingangsspannung.....	32
Abbildung 4-6: Hysterese-Regler mit 18V Eingangsspannung, die Sinusform wird nicht erreicht, weil die DC-Spannung zu gering ist .....	33
Abbildung 4-7: Hysterese-Regler mit 24V Eingangsspannung: Sollstrom wird erreicht .....	34
Abbildung 4-8: Hysterese-Regler mit 36V Eingangsspannung: hohe Verzerrung im Armstrom .....	34
Abbildung 4-9: PI-Regler mit 18V Eingangsspannung .....	35

Abbildung 4-10: PI-Regler mit 24V Eingangsspannung .....	36
Abbildung 4-11: PI-Regler mit 36V Eingangsspannung.....	36
Abbildung 5-1: Spannungsmessplatine zur Messung von 3 Phasenspannungen.....	39
Abbildung 5-2: Messung mit Dioden-Glr. $CDC, Link=250\mu F$ .....	40
Abbildung 5-3: Messung mit Dioden-Glr. $CDC, Link=30\mu F$ .....	40
Abbildung 5-4: Hysterese-Regler im Normalbetrieb $FP = 0,04 FQ = 0$ .....	41
Abbildung 5-5: Hysterese-Regler mit Blindleistung $FP = 0,04 FQ = 0,02$ .....	41
Abbildung 5-6: Hysterese-Regler mit limitiertem $i * FP = 0,06 FQ = 0$ .....	42
Abbildung 5-7: gewichtete Regelung im normalen Betrieb.....	43
Abbildung 5-8: Abstufung der Inputs $x1 - x5$ .....	44
Abbildung 5-9: adaptiver Regler mit 10 Gewichten .....	45
Abbildung 5-10: adaptiver Regler mit Blindleistung $FP = 0,04 FQ = -0,02$ .....	45
Abbildung 5-11: adaptiver Regler mit limitiertem $i *$ .....	46
Abbildung 5-12: adaptiver Regler mit reduzierter Kapazität $CDC, Link=74\mu F$ .....	47
Abbildung 5-13: adaptiver Regler mit verringerter Induktivität $Ls = 14mH$ .....	48
Abbildung 5-14: adaptiver Regler mit verringertem Widerstand $RDC = 110\Omega$ .....	49
Abbildung 5-15: Messaufbau bei einphasiger Regelung .....	49

## Tabellenverzeichnis

Tabelle 3-1: Charakterisierung von den Transistoren eines Moduls .....	16
Tabelle 3-2: mittlere Schaltanzahl mit und ohne 0 Zustand .....	24
Tabelle 4-1: Quantisierungsaufnahme der Messplatine .....	29
Tabelle 4-2: Messwerte P-Regler .....	31
Tabelle 4-3: Messwerte Hysterese-Regler.....	33
Tabelle 4-4: Messwerte PI-Regler .....	35
Tabelle 5-1: Gewichte der adaptiven Regelung im stationären Zustand.....	45
Tabelle 5-2: Gewichte der adaptiven Regelung mit Blindleistung im stationären Zustand .....	46
Tabelle 5-3: Gewichte der adaptiven Regelung mit limitiertem $i *$ im stationären Zustand ...	46
Tabelle 5-4: Gewichte der adaptiven Regelung mit reduzierter Kapazität .....	47
Tabelle 5-5: Gewichte der adaptiven Regelung mit verringerter Induktivität.....	48
Tabelle 5-6: Gewichte der adaptiven Regelung mit verringertem Widerstand .....	49

# 1 Einleitung

Ein wichtiges Thema in der Industrie und im privaten Sektor ist die Energieversorgung. Dabei sollen die Energiequellen möglichst stabil, nachhaltig, effizient und kostengünstig sein. Die aktuell größte Hürde ist die Auswirkung des Klimawandel und seine Folgen auf die Nachhaltigkeit. Der Fokus ist es die notwendige Reduzierung von CO<sub>2</sub> zu erreichen, indem die fossilen Brennstoffe durch erneuerbare Energiequellen ersetzt werden. Die Produktion von (grünem) Wasserstoff ist hierbei ein oft genannter Lösungsansatz. Daher sind steuerbare Elektrolyseure in der Zukunft von erheblicher Bedeutung in der Energieversorgung. Grund dafür ist, dass die Energiequellen mit fossilen Brennstoffen eine recht konstante Energieversorgung liefern. Wie in Abbildung 1-1: Stromerzeugung und Stromverbrauch in Deutschland Woche 19 2025 einsehbar, haben erneuerbare Energiequellen deutlich größere Versorgungsschwankungen, da die Energieproduktion von natürlichen Gegebenheiten abhängig ist. Vor allem sichtbar ist dieser Effekt bei der Solarenergie, wo nicht nur Tagesschwankungen eine Rolle spielen, sondern auch Jahresschwankungen durch die unterschiedlichen Wetterbedingungen der Jahreszeiten entstehen. Aktuell wird Wasserstoff in der Industrie als Rohstoff in der Produktion von Ammoniak zur Düngung oder in der Petrochemie zur Produktion von fossilen Brennstoffen verwendet [1]. Der derzeitige Jahresbedarf an Wasserstoff liegt bei 55 TWh und soll laut Bundesregierung bis 2030 auf 95-130 TWh ausgebaut werden [2]. Wenn der Ausbau von erneuerbaren Energien also auf der einen Hand eine hohe Spitzenleistung erzeugt, wodurch man günstigen Strom erwerben kann. Ist auf der anderen Hand ein geplanter und immer weiter ansteigender Bedarf an Wasserstoff, eine gute Möglichkeit beides zu Verbinden. Abbildung 1-2: Erzeugung und Verwendung von Wasserstoff stellt das geplante Verhältnis dar. Der Wasserstoff kann an Tankstellen gespeichert und als 'Treibstoff' zur Aufladung elektrischer Fahrzeuge dienen. Außerdem soll in Deutschland eine Elektrolysekapazität von 10GW errichtet werden [2], wodurch wenn der Energiebedarf im Land sehr hoch ist, die Kapazität wieder in Netz eingespeist werden kann, um die Netzstabilität zu sichern. Außerdem kann durch Methanisierung ein Rohstoff zum Heizen produziert werden (Power-to-Gas), um den CO<sub>2</sub> Ausstoß noch mehr zu senken und wie vorher erwähnt kann der Wasserstoff direkt an die Industrie verkauft werden [3]. Aus diesem Konzept folgt ein Bedarf an effizienten und großen Elektrolyseuren.



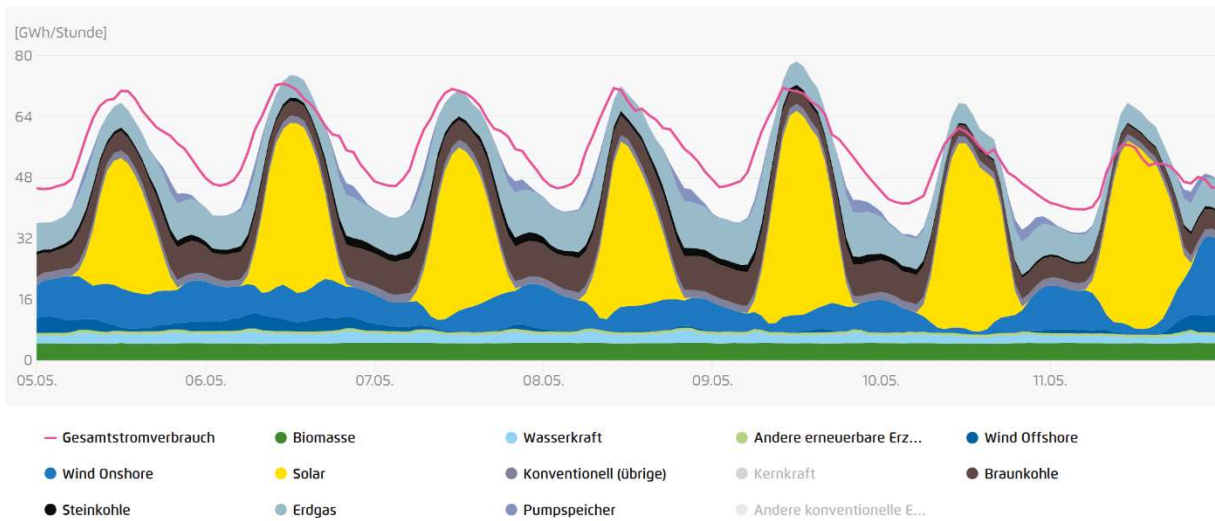


Abbildung 1-1: Stromerzeugung und Stromverbrauch in Deutschland Woche 19 2025 [15]

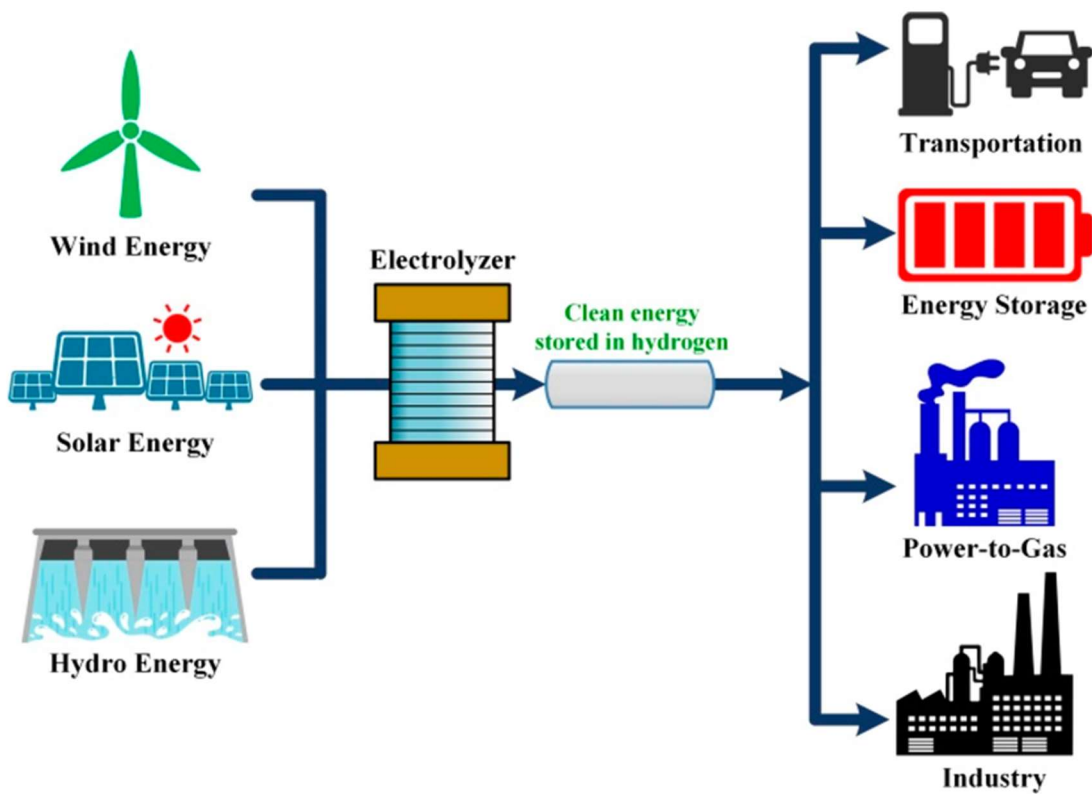


Abbildung 1-2: Erzeugung und Verwendung von Wasserstoff [3]

## 1.1 Aufbau eines Elektrolyseurs

Elektrotechnisch kann ein Elektrolyseur als eine Last (Verbraucher) angesehen werden. In Abbildung 1-3: Lastkennlinie eines 1MW Elektrolyseurs wird eine Lastkennlinie von einem 1MW Elektrolyseur dargestellt. Ein wichtiger Focus ist dabei, dass der Elektrolyseur mit einer kleinen Gleichspannung betrieben wird. Im Vergleich ist der benötigte Strom um ein Mehrfaches größer, was eine sehr spezielle Voraussetzung ist. Kaskadierte H-Brücken-Umrichter sind eine vielversprechende Lösung für die Umwandlung von einer dreiphasigen Mittelspannung von 6,6 kV bis 30 kV in eine niedrigere Gleichspannung im Bereich von 100V bis 1 kV, um hohe DC-Ströme zu erzeugen. In Kapitel 2 wird diese Topologie im Detail behandelt. Da der vorgesehene 1-MW Gleichrichter bestehend aus 45 Modulen nicht im Aufbau innerhalb des Labors realisierbar ist, wird eine runterskalierte Version mit ca. 300W Leistung aufgebaut.

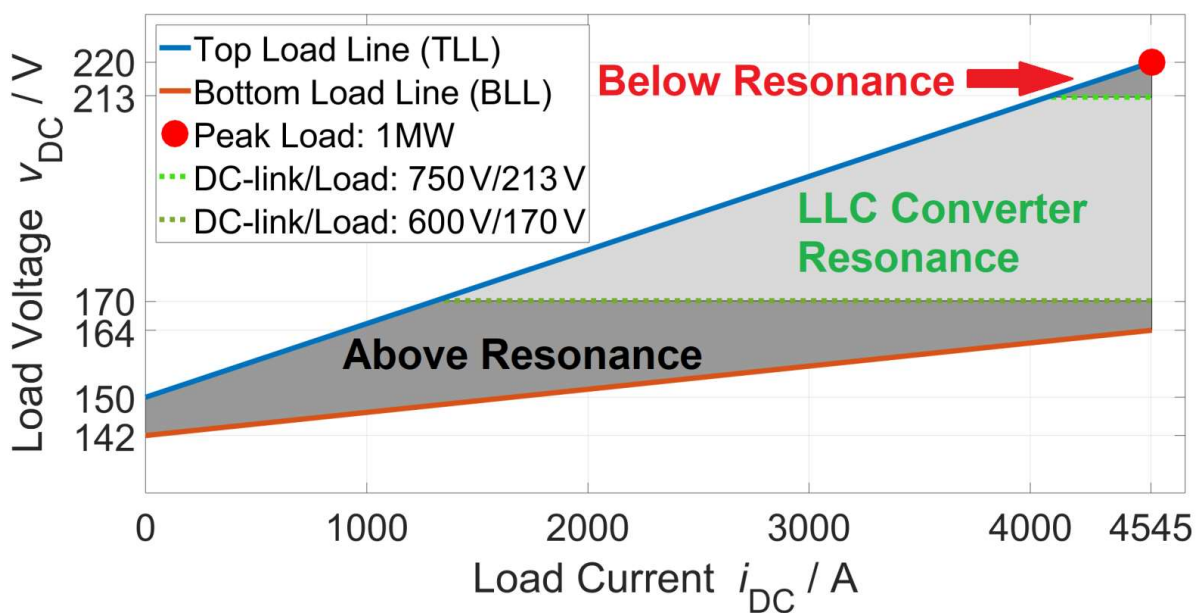


Abbildung 1-3: Lastkennlinie eines 1MW Elektrolyseurs [16]

## **1.2 Ziel der Arbeit**

Das Ziel dieser Bachelorarbeit ist die Konzipierung, Aufbau und Regelung eines kaskadierten AC-DC-Wandlers, um die daraus resultierte gleichgerichtete Spannungsschwankung zu reduzieren. Durch die Auslegung auf ein runtertransformiertes 48V-Drehstromnetz, soll jeweils 1 Wandler-Modul pro Phase aufgebaut werden. Effekte, wie Bauteiltoleranzen, Asymmetrien im Netz und Modulausfälle sollten möglichst realistisch nachgestellt werden und der gewünschte Leistungsfaktor sollte bei geringer harmonischer Verzerrung der Netzströme erzielt werden. Dabei werden der Aufbau und die Regelung zunächst im 1 phasigen Betrieb eingestellt und genau ausgewertet. Wenn möglich wird das System im Drehstromnetz in Betrieb genommen.

## **1.3 Gliederung der Arbeit**

In Kapitel 2 wird die Standardtopologie und die aufgebaute Topologie betrachtet. Der theoretische Aufbau wird in Kapitel 3 realisiert und charakterisiert. Kapitel 4 beschäftigt sich mit der Regelung in einem perfekten simulierten Betrieb. Anschließend wird in Kapitel 5 die Stromregelung am echten Netz beobachtet. Kapitel 6 bewertet die aufgenommenen Ergebnisse.

## 2 Topologie

### 2.1 Kaskadierter H-Brücken-Wandler

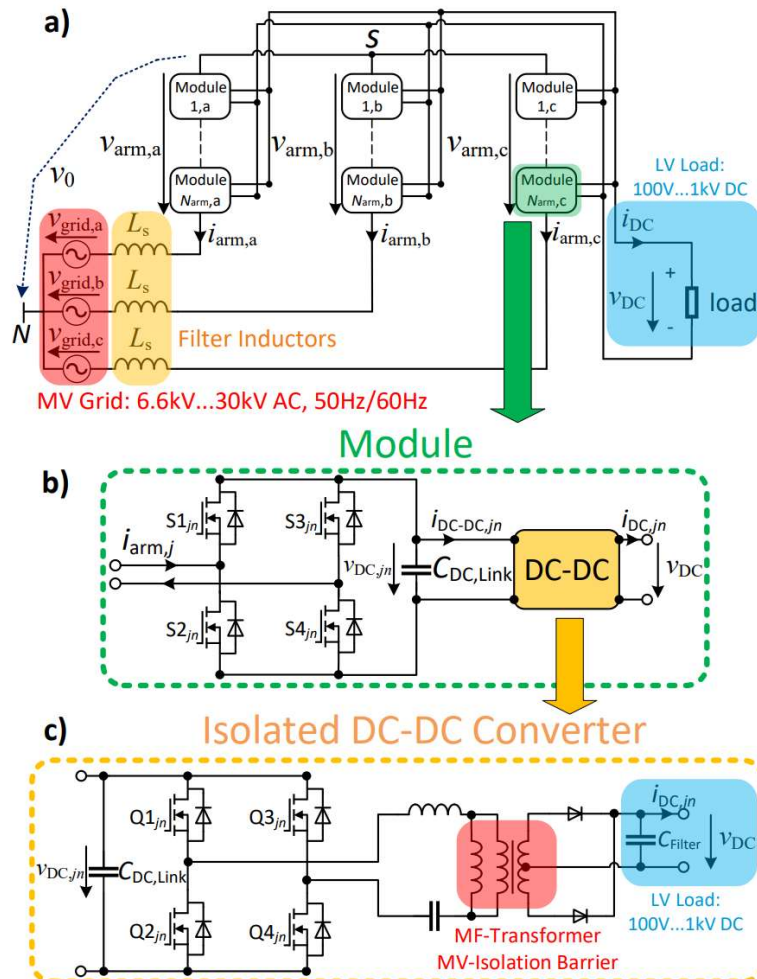


Abbildung 2-1: a) Dreiphasiger kaskadierter H-Brücken-Wandler b) Modulstruktur c) DC-DC-Wandler in jedem Modul überträgt Strom vom seinem DC-Zwischenkreiskondensator an die Niederspannungslast [4]

Da ein Elektrolyseur ein leistungsstarker Gleichstromverbraucher ist, ist der Stand der Technik ein zentralisierter Gleichrichter mit einem Mittelspannungstransformator zur Umwandlung der dreiphasigen Mittelspannung von 6,6 kV...30 kV in eine niedrige Wechselspannung, die für die Last gleichgerichtet wird. Dafür wird ein Kaskadierter H-Brücken-Umrichter (KHB) mit Sternkonfiguration wie in Abbildung 2-1: a) Dreiphasiger kaskadierter H-Brücken-Wandler b) Modulstruktur c) DC-DC-Wandler in jedem Modul überträgt Strom vom seinem DC-Zwischenkreiskondensator an die Niederspannungslast verwendet. Dabei beinhaltet jede einzelne kaskadierte Struktur eine Kapazität  $C_{DC,Link}$  an welcher ein isolierter DC-DC-

Vollbrückenwandler angeschlossen ist. In dem Aufbau dieser Bachelorarbeit wird dabei das Verhalten des DC-DC-Vollbrückenwandlers durch einen ohmschen Widerstand simuliert [5].

Die erzeugte niedrige DC-Spannung kann direkt für Gleichstromanwendungen wie Elektrolyseure verwendet werden. Durch das nachfolgend vorgeschlagene Verfahren können Kosten bei der Auslegung der Kapazität verringert werden [4].

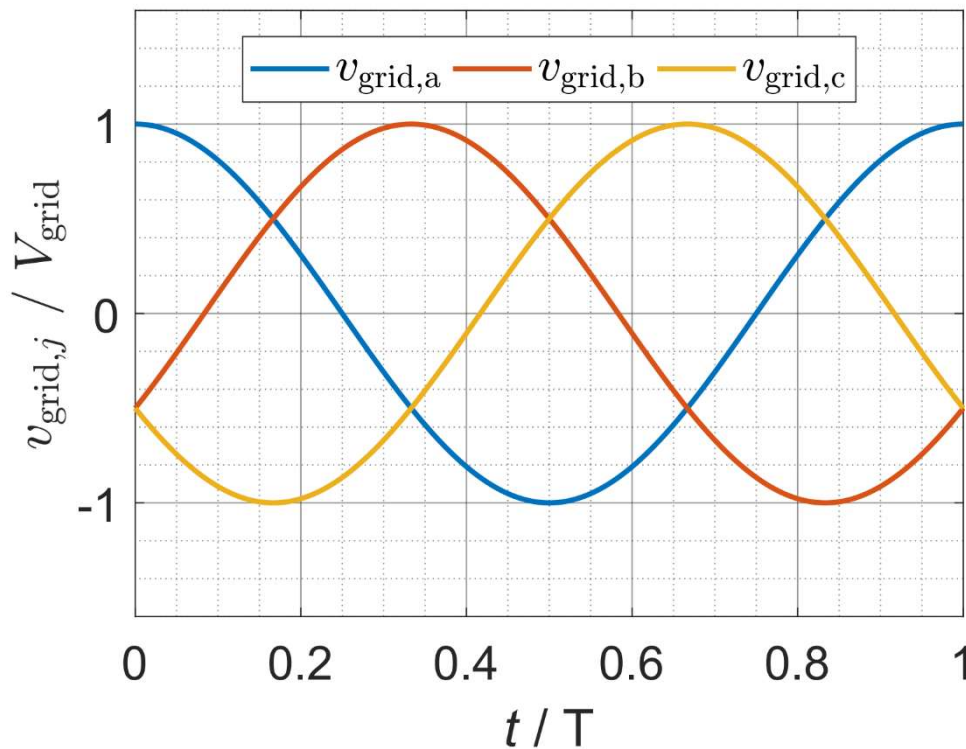


Abbildung 2-2: Netzspannungsverlauf [4]

In dieser Ausarbeitung wird angenommen, dass die dreiphasigen Netzspannungen ausgeglichen sind und sich wie folgt verhalten:

$$\begin{aligned}
 v_{grid,a}(t) &= u_{Netz,a}(t) = U_{Netz} \cos(\omega t) \\
 v_{grid,b}(t) &= u_{Netz,b}(t) = U_{Netz} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\
 v_{grid,c}(t) &= u_{Netz,c}(t) = U_{Netz} \cos(\omega t + 2\pi/3)
 \end{aligned}$$

Das Ziel ist es das die Regelung die Armströme so einstellt, dass diese sich sinusförmig Verhalten und in Phase zu den Netzspannungen sind [6]. Da ein Leistung-Transfer aus dem Netz stattfindet ist das Vorzeichen der Ströme negativ.

$$\begin{aligned}
 i_{arm,a}(t) &= -I_{Netz} \cos(\omega t) \\
 i_{arm,b}(t) &= -I_{Netz} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\
 i_{arm,c}(t) &= -I_{Netz} \cos(\omega t + 2\pi/3)
 \end{aligned}$$

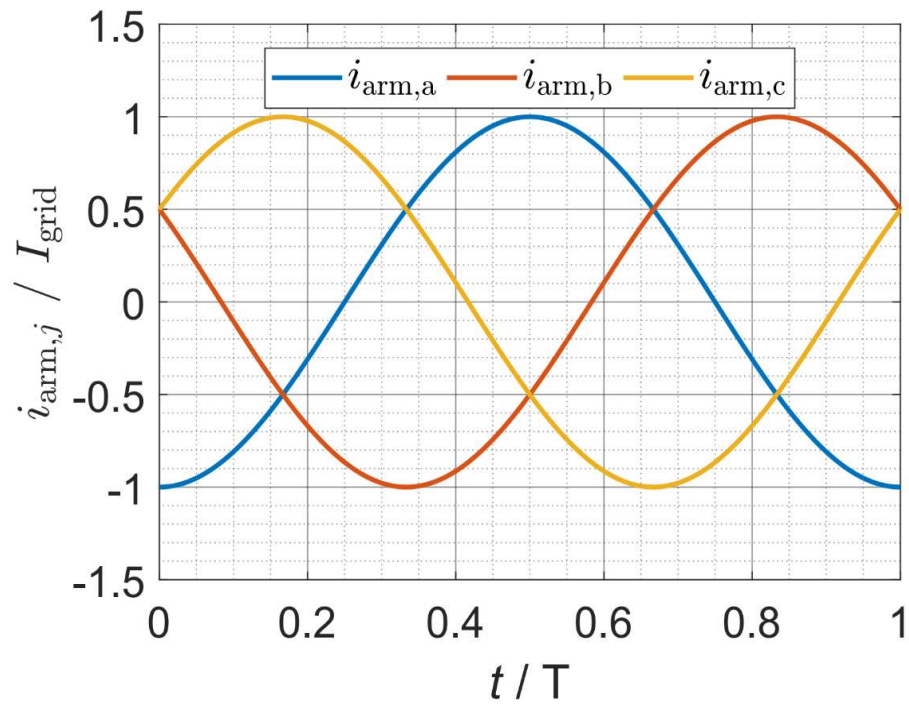


Abbildung 2-3: Armstromverlauf [4]

Der Spannungsabfall an den Filterdrosseln  $L_s$  beträgt etwa 1 % der Netzspannung, weswegen diese Spannung vernachlässigt wird. Dadurch verhalten sich die Armspannungen wie folgt:

$$v_{arm,a}(t) = u_{arm,a}(t) = -u_{Netz,a}(t) + u_0(t) = -U_{Netz} \cos(\omega t) + u_0(t)$$

$$v_{arm,b}(t) = u_{arm,b}(t) = -u_{Netz,b}(t) + u_0(t) = -U_{Netz} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + u_0(t)$$

$$v_{arm,c}(t) = u_{arm,c}(t) = -u_{Netz,c}(t) + u_0(t) = -U_{Netz} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + u_0(t)$$

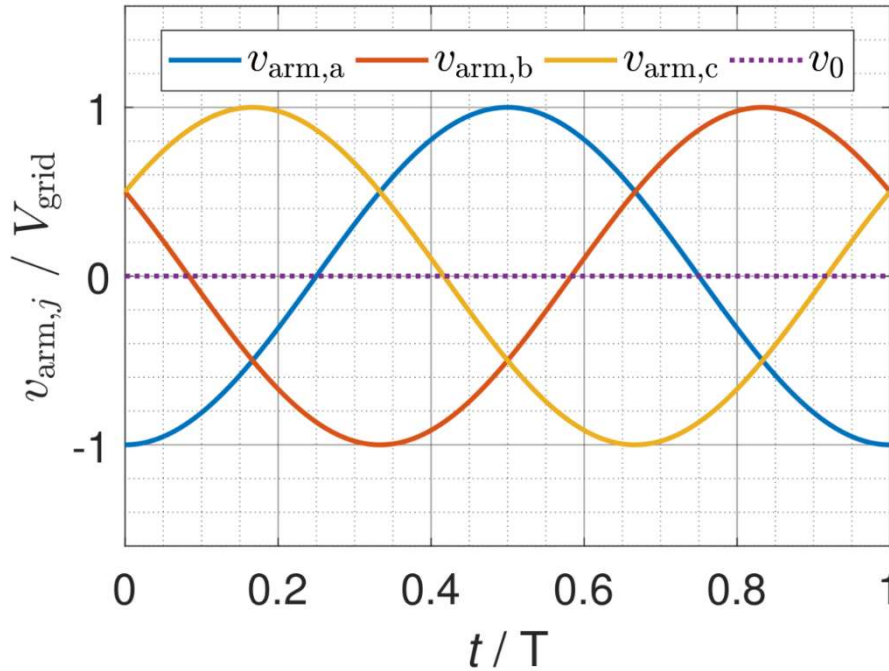


Abbildung 2-4: Armspannungsverlauf [4]

$u_0(t)$  ist die Sternpunktspannung, d. h. die Spannungsdifferenz des Sternpunkts zum Nullleiter N.

Die resultierenden Armleistungen sind das Produkt der Multiplikation der Armströme und Armspannungen [4]:

$$p_{arm,a}(t) = u_{arm,a}(t)i_{arm,a}(t) = U_{Netz}I_{Netz} \cos^2(\omega t) - u_0(t)I_{Netz} \cos(\omega t)$$

$$p_{arm,b}(t) = u_{arm,b}(t)i_{arm,b}(t) = U_{Netz}I_{Netz} \cos^2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - u_0(t)I_{Netz} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$p_{arm,c}(t) = u_{arm,c}(t)i_{arm,c}(t) = U_{Netz}I_{Netz} \cos^2\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - u_0(t)I_{Netz} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$



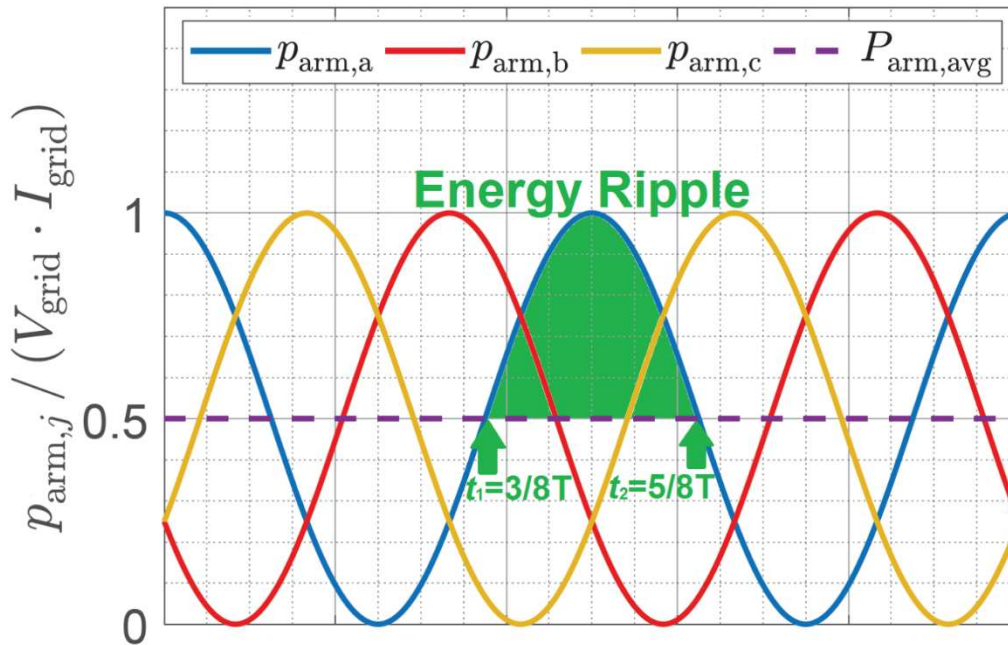


Abbildung 2-5: Armleistungsverlauf ohne Sternpunktverschiebung [14]

Die isolierten DC-DC-Wandler in den einzelnen Armen müssen dann die folgende durchschnittliche Leistung aufweisen:

$$P_{arm,avg} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{Netz} I_{Netz} \cos^2 \left( \frac{2\pi}{T} t \right) dt = \frac{1}{2} U_{Netz} I_{Netz}$$



Durch die nicht konstante Eingangsleistung wird an der DC-Link Spannung ein Ripple in Form der zweiten Harmonischen produziert. Die Eingangsleistung der Zwischenkreiskondensatoren der Arme ist für alle 3 gleich und wird nun für den Nennbetrieb berechnet:

$$\begin{aligned} p_{DC,Link,Nenn}(t) &= u_{arm}(t)i_{arm}(t) - P_{arm,avg} = U_{Netz}I_{Netz} \cos^2(\omega t) - \frac{1}{2}U_{Netz}I_{Netz} \\ &= \frac{1}{2}U_{Netz}I_{Netz} \cos(2\omega t) = P_{arm,avg} \cos(2\omega t) \end{aligned}$$

Wie an den Markierungen in Abbildung 2-5: Armleistungsverlauf sichtbar ist die Eingangsleistung  $p_{DC,Link,Nenn}(t)$  der DC-Link-Kondensatoren im Arm a positiv, was den zweiten harmonische Spannungs-Ripple verursacht. Die gespeicherte Energie kann dann berechnet werden [4]:

$$\begin{aligned} \Delta E_{Ripple,Nenn} &= \int_{t_1}^{t_2} p_{DC,Link,Nenn}(t) dt = \int_{\frac{3}{8} \cdot \frac{2\pi}{\omega}}^{\frac{5}{8} \cdot \frac{2\pi}{\omega}} P_{arm,avg} \cos(2\omega t) dt \\ &= P_{arm,avg} \cdot \frac{1}{\omega} \end{aligned}$$

Wenn man von  $P_{arm,avg} = 1MW$  und einer Netzfrequenz von 50Hz ausgeht, dann muss die DC-Link-Kapazität eine Energiemenge von  $\Delta E_{Ripple,Nenn} = 3,2kJ$  aushalten.

Bei der runterskalierten Anwendung dieser Ausarbeitung wird von  $P_{arm,avg} = 300W$  mit 50Hz Netzfrequenz ausgegangen, was zu  $\Delta E_{Ripple,Nenn} = 0,95J$  führt.

## 2.2 Konventionelle Regelungsstruktur

Die meisten Anwendungen von AC/DC-Wandler mit hohem Leistungsfaktor besitzen eine Kontrollstruktur. Daraus folgend ist die Effizienz des Wandlers auch stark von der angewandten Regelungsstruktur abhängig. Es gibt die konventionelle Methode des Open-Loop-PWM-Wandlers, welche den Ausgang des Systems nicht berücksichtigt. Die Steuerung der Impulsbreite erfolgt also unabhängig von der Messung des Ausgangswertes. Eine deutlich komplexere Regelungsstruktur ist der stromgesteuerte PWM-Wandler (CC-PWM), welcher die Eingänge und die Ausgänge des Systems aufnimmt und verwertet. Bei der Regelung von KHBs wird dem entsprechend sehr häufig ein Aufbau eines CC-PWM-Wandlers empfohlen [6] [7]. Sie hat eine sehr gute Dynamik, einen Spitzenstromschutz, Kontrolle der momentanen Stromwellenform und eine gute Kompensation von Effekten, die auf Lastparameteränderungen basieren. Für den Aufbau in Abbildung 2-1: a) Dreiphasiger kaskadierter H-Brücken-Wandler b) Modulstruktur c) DC-DC-Wandler in jedem Modul überträgt Strom vom seinem DC-Zwischenkreiskondensator an die Niederspannungslast wurde nun eine Kontrollstruktur ausgelegt.

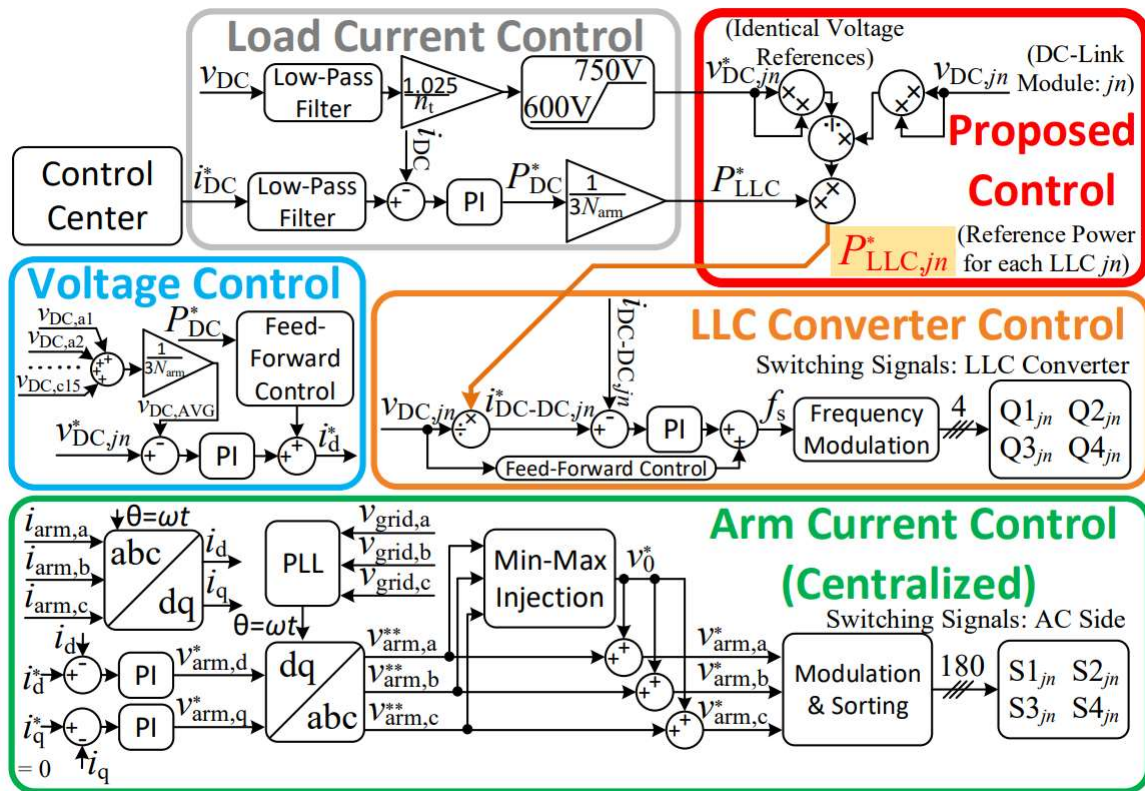


Abbildung 2-6: Kontrollstruktur [5]

Der Focus ist die in grün markierte Armstromregelung, welche eine Phasenregelschleife (PLL), eine Transformation in d/q-Koordinaten und eine Min-Max Sternpunktverschiebung hat. Die d/q-Transformation dient dazu, dreiphasige System wie z.B. Drehstrommaschinen mit den Achsen u,v,w in ein Koordinatensystem mit zwei Achse d und q umzuwandeln. Dabei kann sie wie folgt definiert werden [8]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}$$

Berechnungen mit Sinus und Cosinus Funktionen sind meist sehr aufwändig. Die für die Regelung geplante Schaltfrequenz  $f_s = 10kHz$  würde sehr hohe Rechenkapazität erfordern. Wie in Kapitel 3 einsehbar ist die Recheneinheit, die für diese Ausarbeitung zur Verfügung steht, nicht ausreichend. Dem entsprechend wird ein anderes Konzept für die Regelungsstruktur benötigt.

## 2.3 Gewichtete Stromregelung

Durch das Interesse und die Erfahrung mit Neuronalen Netzen von dem Betreuer dieser Bachelorarbeit Roland Unruh, basiert die nachfolgende neuartige Regelungsstruktur auf der Delta-Regel. Die Delta-Regel ist ein Verfahren, welches bei überwachten neuronalen Netzen zur Aktualisierung der Gewichte verwendet wird. Gewichte werden im System als Stellgrößen verwendet und die Ausgabe wird dabei berücksichtigt. Die Gewichtsänderung vergleicht die aktuelle Ausgabe mit der gewünschten Ausgabe und kann so dargestellt werden [9]:

$$w^{neu} = w^{alt} + \Delta w \text{ mit } \Delta w = \eta \cdot x \cdot e$$

$w$  – das Gewicht

$\eta$  – die Lernrate

$x$  – der Eingang des Systems

$e$  – der Fehler

In jedem Lernschritt wird der Fehler durch die Differenz der tatsächlichen Ausgabe und der erwarteten Ausgabe gebildet. Das neue Gewicht wird dann aus dem alten Gewicht und der Gewichtsänderung aktualisiert.

Für die Topologie des in Abbildung 2-1: a) Dreiphasiger kaskadierter H-Brücken-Wandler b) Modulstruktur c) DC-DC-Wandler in jedem Modul überträgt Strom vom seinem DC-Zwischenkreiskondensator an die Niederspannungslast dargestellten KHBs wurde die Regelung nun wie folgt ausgelegt:

$$V_{arm,a}^*[n] = w_1 u_{netz,a}[n] + w_2 u_{netz,b}[n] + K_p(i_a^* - i_a[n])$$

$$V_{arm,b}^*[n] = w_1 u_{netz,b}[n] + w_2 u_{netz,c}[n] + K_p(i_b^* - i_b[n])$$

$$V_{arm,c}^*[n] = w_1 u_{netz,c}[n] + w_2 u_{netz,a}[n] + K_p(i_c^* - i_c[n])$$

$$w_1 = w_1 + K_i(u_{netz,a}[n] \cdot (i_a^* - i_a[n]) + u_{netz,b}[n] \cdot (i_b^* - i_b[n]) + u_{netz,c}[n] \cdot (i_c^* - i_c[n]))$$

$$w_2 = w_2 + K_i(u_{netz,b}[n] \cdot (i_a^* - i_a[n]) + u_{netz,c}[n] \cdot (i_b^* - i_b[n]) + u_{netz,a}[n] \cdot (i_c^* - i_c[n]))$$

$$i_a^* = \frac{u_{netz,a}[n]}{48V}; i_b^* = \frac{u_{netz,b}[n]}{48V}; i_c^* = \frac{u_{netz,c}[n]}{48V};$$

Da die Messungen digital verarbeitet werden, wurde die Regelung als zeitdiskret dargestellt. Die Lernraten  $K_p$ (P-Regler) und  $K_i$ (I-Regler) werden empirisch bestimmt und die Sollströme aus der Spannungsmessung und dem runtertransformierten 48V-Drehstromnetz berechnet.

## 3 Gesteuerter Betrieb

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Konzipierung und dem Aufbau, der einzelnen Komponenten aus Kapitel 2. Um die Parameter der selbst produzierten Bauteile sicher und genau charakterisieren zu können, wurden diese im Labor mit vorher festgelegten Einstellparametern in Betrieb genommen. Desweiteren wurde die Kompatibilität der Komponenten untereinander ausgelegt und angepasst. Wichtig anzumerken ist es, dass keine Messwerte verarbeitet werden, wodurch die Module nur gesteuert werden und nicht geregelt.

### 3.1 Bauteilcharakteristik

#### 3.1.1 Filter Induktivitäten

Als Filter-Induktivität wurde  $L_s = 28mH$  [10] verwendet. Da diese Bauteile als einzelne Komponente im späteren Aufbau leicht verwendbar sein müssen, werden sie in eine Sicherheitsbox verbaut und mit Banen-Buchsen angeschlossen. Anschließend wurden die Induktivitäten und Widerstände aller 3 Arme mit einem Impedanz-analysator bemessen. Der Verlauf von allen 3 Induktivitäten war wie erwartet sehr ähnlich und bei  $f_s = 50 Hz$  konnte  $L_s = 28 mH$  verifiziert werden.

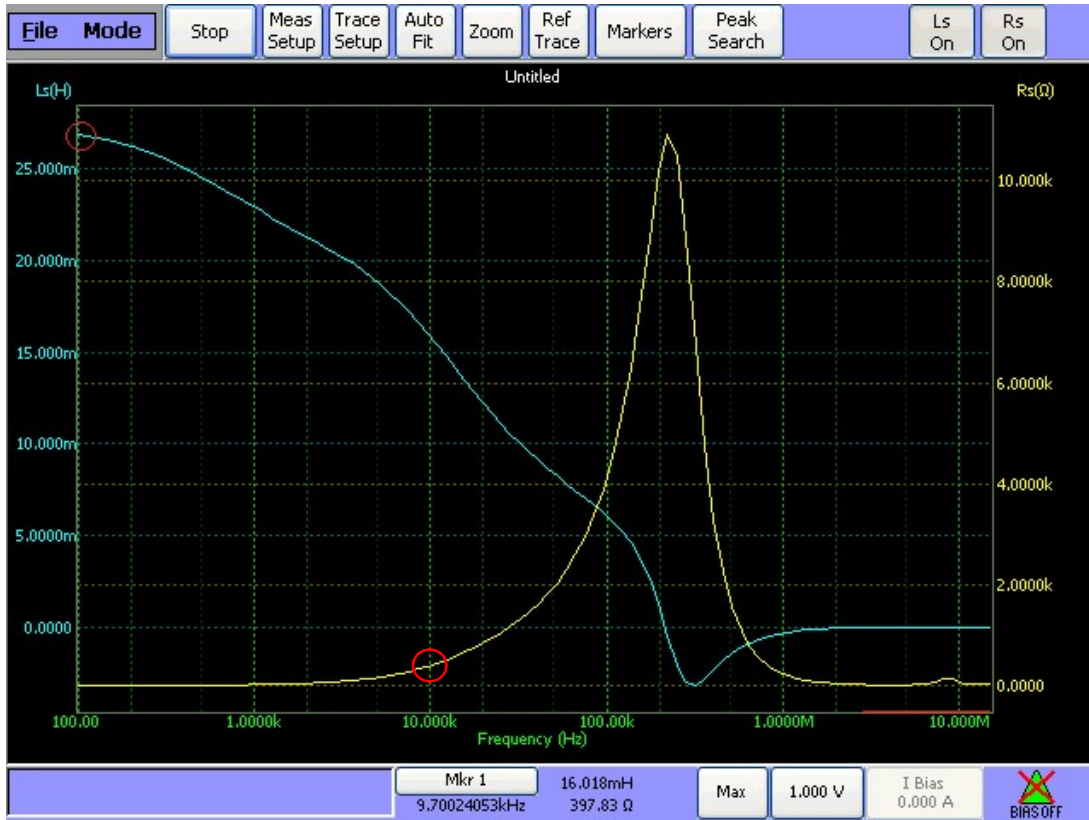


Abbildung 3-1: Messaufnahme von L/R einer Filter-Induktivität

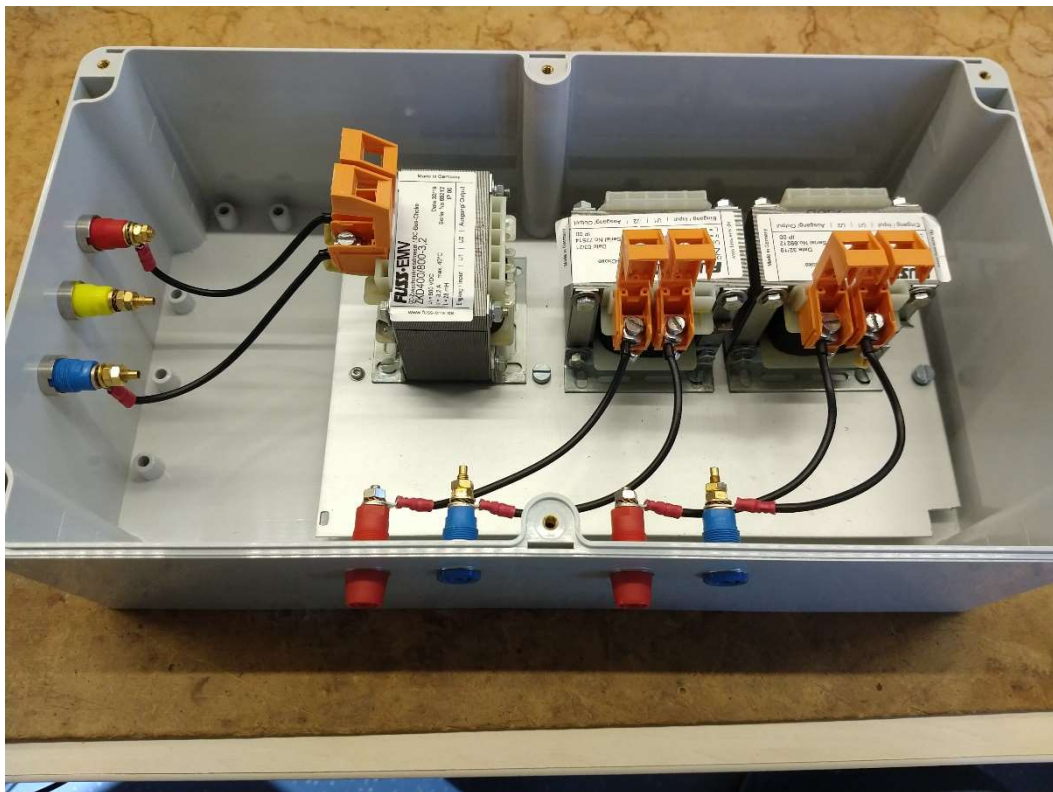


Abbildung 3-2: 3 Filter-Induktivitäten verbaut als eine fertige Komponente



### 3.1.2 Vollbrücke

Die nächste Komponente im Aufbau ist der AC-DC-Wandler. Bei der geplanten H-Brückenschaltung handelt es sich um ein Zweitor, welches durch die konstant korrekte Schalterstellung von  $S_1 - S_4$  aus einem Wechselstrom am Eingang einen Gleichstrom am Ausgang erzeugt. Deswegen sollte  $U_{Netz}$  am Mittelabgriff angeschlossen sein und am Ausgang  $U_{DC}$ . Die Kapazität wurde mit  $C_{DC,Link} = 8\mu F - 250\mu F$  gewählt und konnte außerhalb des Betriebs angepasst werden. Der gesamte Aufbau wurde identisch für alle 3 Arme ausgelegt.

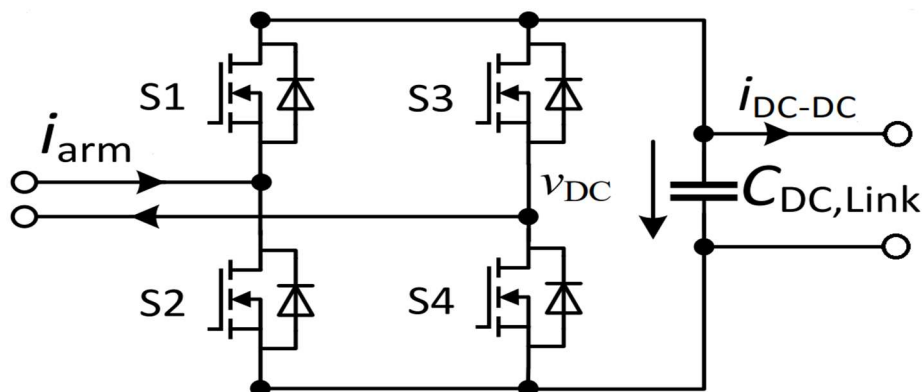


Abbildung 3-3: Schaltplan für den AC-DC-Wandler

Im realen Aufbau wurde als Schalter ein NPN-Bipolartransistor gewählt. Dieser wird dabei durch seinen Basisstrom  $I_B$  gesteuert. Die Erzeugung der Regulationssignale wird durch ein separates Bauteil, welches am Ausgang einen Lichtwellensender hat, durchgeführt. Auf der Vollbrücke musste also ein Lichtwellenempfänger verbaut werden, womit dann der Basisstrom  $I_B$  generiert werden kann. Es wurde eine externe 5V Spannungsversorgung für den Lichtwellenempfänger angebracht und da dieser einen invertierten Strom am Data-Pin erzeugt wurde ein NAND-Gatter zur Invertierung verwendet.

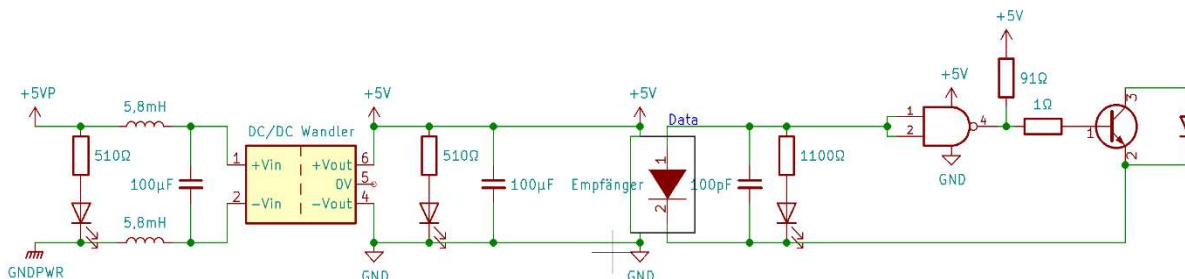


Abbildung 3-4: Schaltplan für die Steuerung eines Bipolartransistors

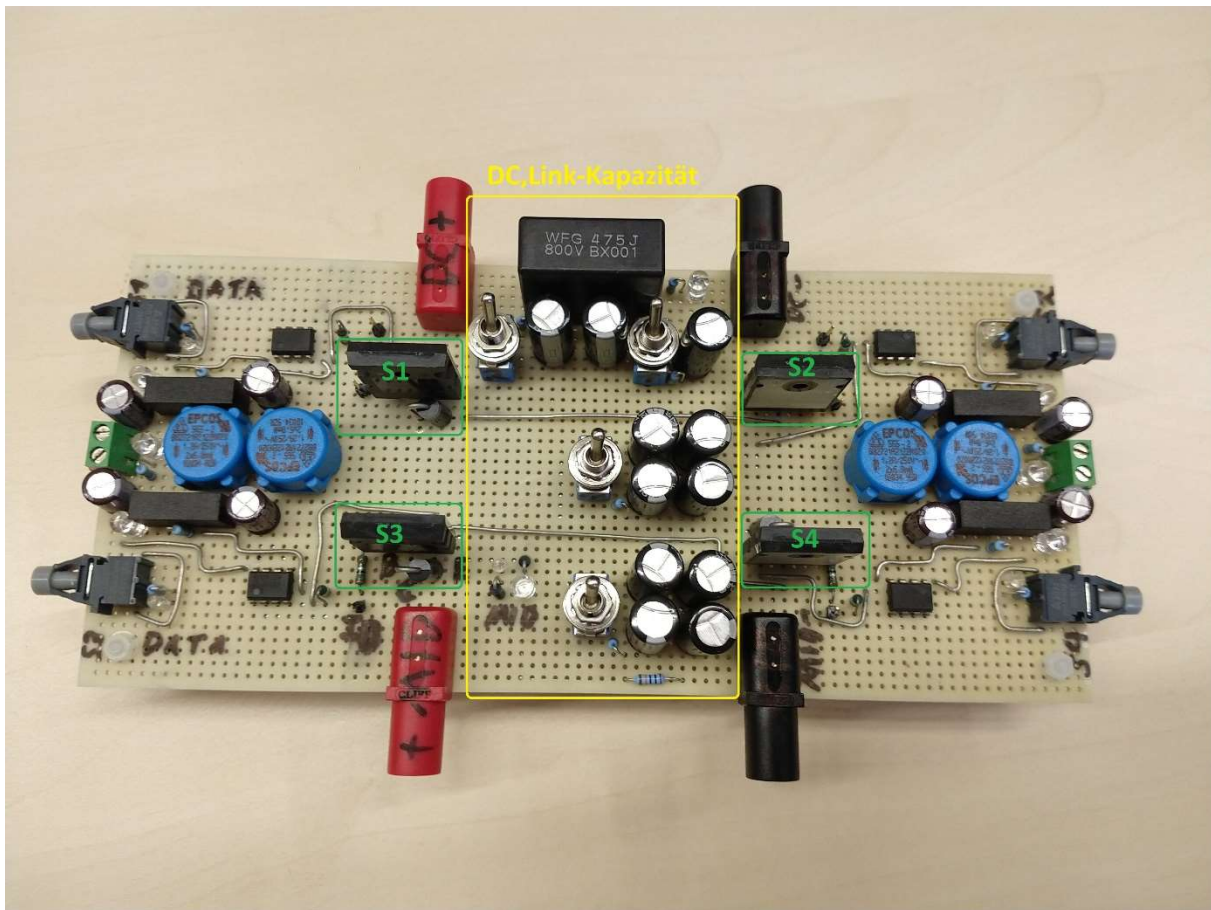


Abbildung 3-5: physischer Aufbau des AC-AD-Wandlers

Bei der Fertigstellung der AC-DC-Module war das wichtigste die Symmetrie der Bauteile. Wenn es beim physischen Aufbau eine signifikante Ungleichheit gibt, Verteilt sich die Leistung im Betrieb ungleichmäßig und dies kann zu Überhitzungen von einzelnen Bauteilen führen. Es wurde  $I_B$  und  $U_{CE}$  von allen 12 Transistoren überprüft, was durch das Anlegen eines dauerhaften 1 Signals am Lichtwellenempfänger und  $I_C = 1 - 4 A$  mit einer Stromquelle erfolgte.

Tabelle 3-1: Charakterisierung von den Transistoren eines Moduls

S1: $I_B = 0,0535A$		S2: $I_B = 0,0523A$	
$I_C(A)$	$U_{CE}(V)$	$I_C(A)$	$U_{CE}(V)$
1	0,11	1	0,11
2	0,21	2	0,22
3	0,46	3	0,49
3,5	0,98	3,5	1,08
4	2,05	4	2,30
S3: $I_B = 0,0537A$		S4: $I_B = 0,0523A$	
$I_C(A)$	$U_{CE}(V)$	$I_C(A)$	$U_{CE}(V)$
1	0,09	1	0,09
2	0,19	2	0,18
3	0,44	3	0,44
3,5	1,02	3,5	1,03
4	2,18	4	2,18

Die Messungen mit allen 3 AC-DC-Modulen führten zu ähnlichen Ergebnissen wie in der Tabelle 3-1: Charakterisierung von den Transistoren eines Moduls dargestellt. Wobei angemerkt werden muss, dass die verwendeten Bipolartransistoren leider schon ab  $I_C = 3,5$  einen enormen Anstieg des  $r_{CE}$  haben [11].

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

Ein hoher Wert für  $r_{CE}$  bedeutet mehr Wärmeverluste und einen geringeren Wirkungsgrad. Dementsprechend sollten alle weiteren Messungen primär in einem Arbeitsbereich von  $I_C = 0 - 3 A$  durchgeführt werden.

### 3.1.3 Regelungsplatine

Die Platine in Abbildung 3-6: Regelungsplatine ohne Microcontroller wurde im Vorhinein für diese Bachelor-Thesis angefertigt und zur Verfügung gestellt. Sie wird durch eine externe 24V Spannungsversorgung betrieben und hat einen 5V DC-DC Wandler, um die einzelnen Bausteine auf der Regelungsplatine zu versorgen. Sie kann mit 6 PWM-Signalen 12 Lichtwellensendersignale für die 3 AC-DC Module erzeugen (6 normale Signale und 6 davon invertiert), hat ein Not-Aus Signal, welches alle Lichtwellensender auf das Signal 0 setzt, und

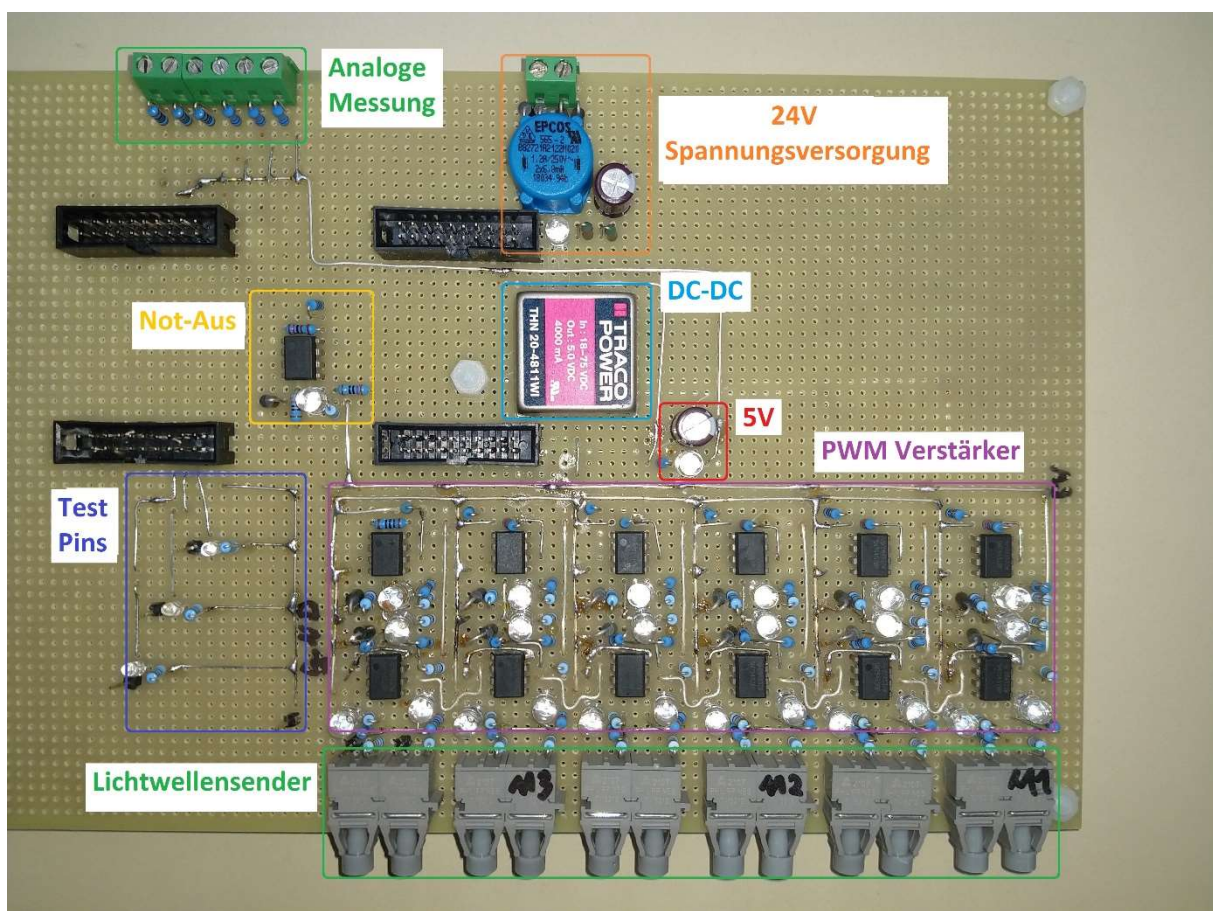


Abbildung 3-6: Regelungsplatine ohne Microcontroller



6 analoge Eingänge für Messwerte. Wobei die Eingänge auf 10 erweitert wurden (4 für Strommessung, 6 für Spannungsmessung).

Um die Messwerte zu verarbeiten und nötigen PWM-Signale zu erzeugen, wurde mit der Regelungsplatine ein Mikrocontroller [12] verwendet. Die damit zusammenhängende Regelung wurde in der Programmiersprache C geschrieben und nur von dem Mikrocontroller ausgeführt.

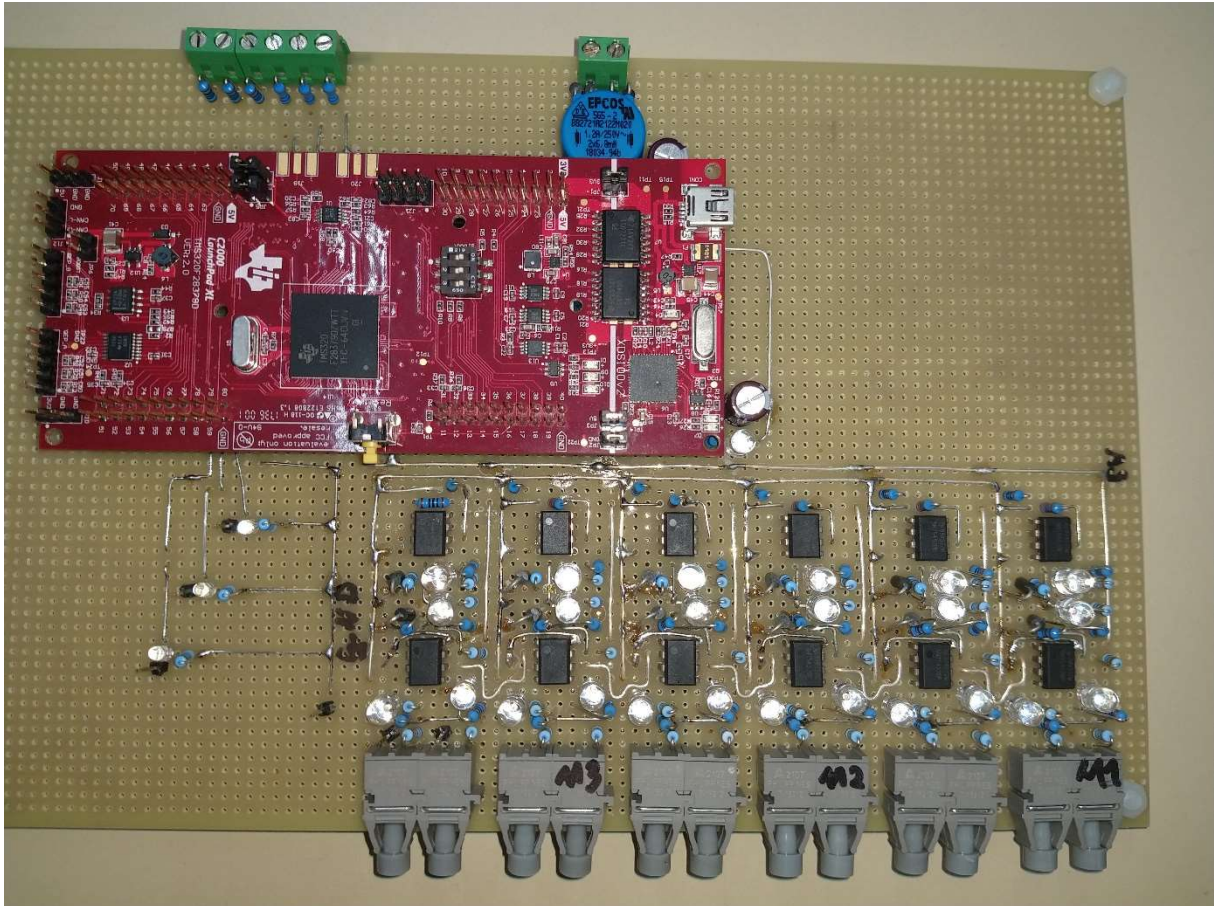


Abbildung 3-7: Regelungsplatine mit Mikrocontroller [12]

## 3.2 Lastverteilung der Transistoren

In der Regelung eines Moduls als AC-DC-Wandler wurden zunächst folgende Schaltzustände vordefiniert:

$$S = 1: i_{DC} = i_{arm} \Rightarrow S1 = 1; S2 = 0; S3 = 0; S4 = 1$$

$$S = -1: i_{DC} = -i_{arm} \Rightarrow S1 = 0; S2 = 1; S3 = 1; S4 = 0$$

Damit kann der Kondensator  $C_{DC,Link}$  entweder positiv oder negativ geladen werden. Um nun ein tatsächliches Schalmuster erzeugen zu können, wurde eine Pulsweitenmodulation (PWM)

benötigt. Diese ist eine Modulationsart, bei der eine elektrische Spannung zwischen zwei Werten wechselt. Dabei wird ein Duty Cycle (Tastgrad) vorgegeben welcher Rechteckpulse erzeugt.

Das Modul wurde für Testzwecke als DC-AC-Wandler aufgebaut, mit  $U_{DC} = 48V$ ;  $L_{AC} = 28mH$ ;  $R_{AC} = 20 \Omega$

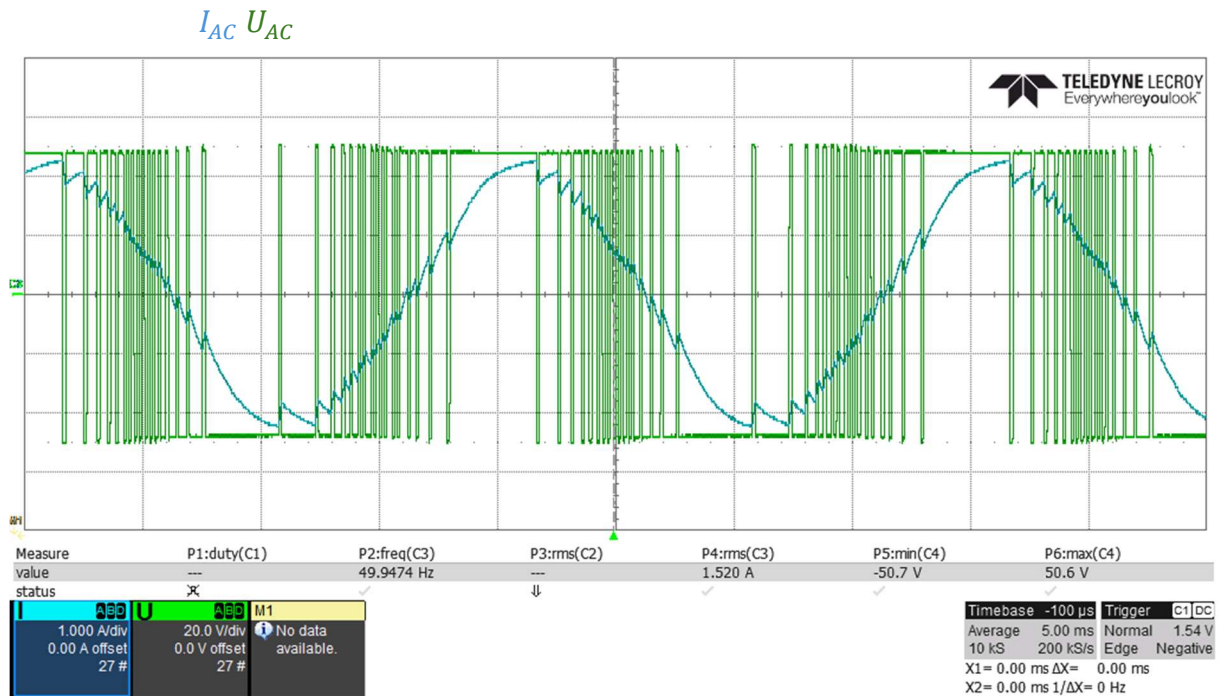


Abbildung 3-8: Sinusmodulation ohne 0 Zustand

Wie in Abbildung 3-8: Sinusmodulation ohne 0 Zustand sichtbar konnte durch die Vorgabe eines festen PWM-Schaltmusters aus  $U_{DC} = 48V$  ein AC-Sinusstrom generiert werden. Der Stromverlauf hat jedoch einen großen Rippel. Durch die Einführung eines 0 Zustandes kann der Rippel verringert werden:

$$S = 0: i_{arm} = 0 \Rightarrow S1 = 1; S2 = 0; S3 = 1; S4 = 0$$

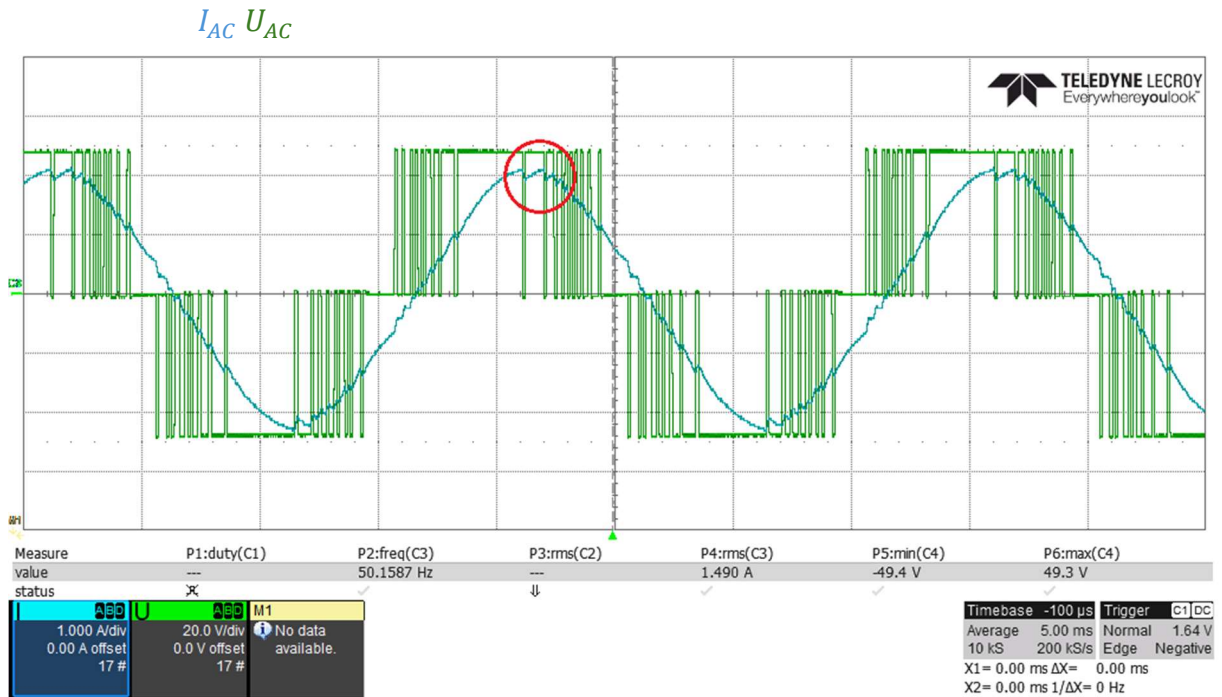


Abbildung 3-9: Sinusmodulation mit 0 Zustand

Durch das Einführen des 0 Zustandes verringert sich der Strom-Rippel und die Schaltverluste, da jeder einzelne Schaltvorgang nicht mehr von 1 bis -1 geht, sondern von  $\pm 1$  bis 0. Wenn man die Wärmebilder betrachtet, fällt aber ein Problem bei der Definition des 0 Zustandes auf.

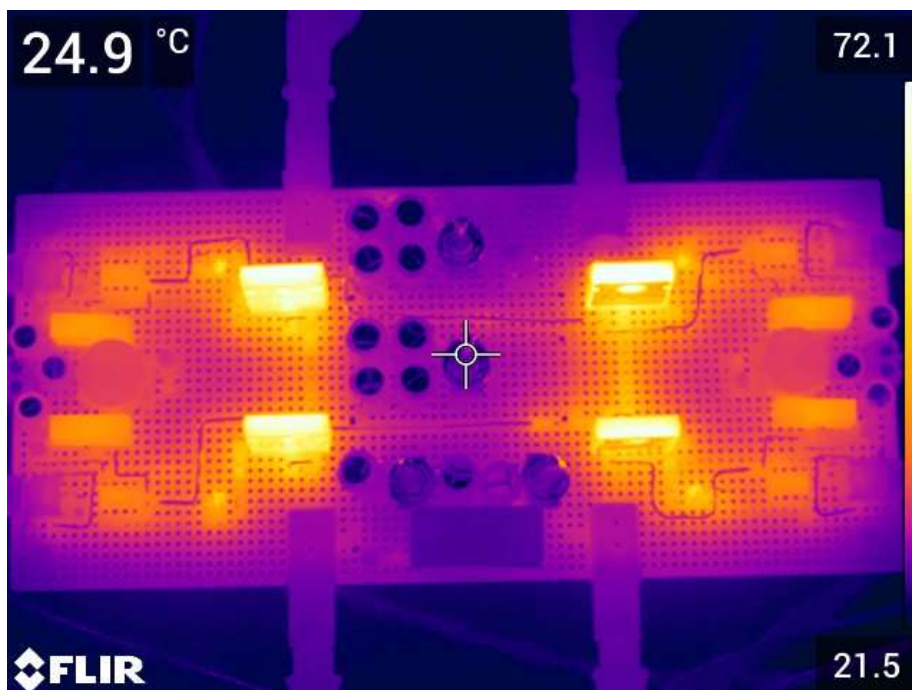


Abbildung 3-10: Wärmebild Sinusmodulation ohne 0 Zustand



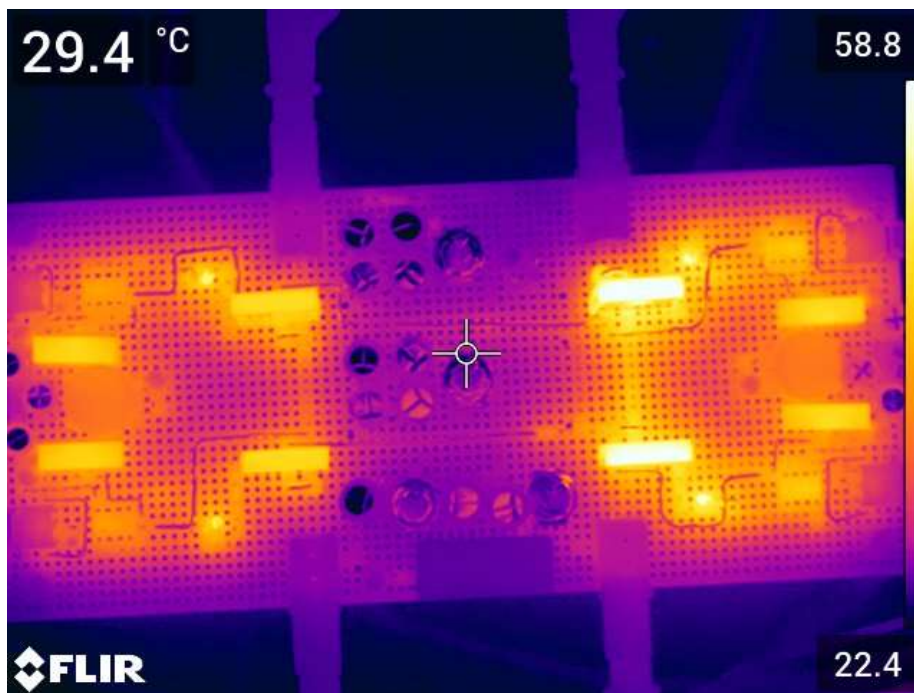
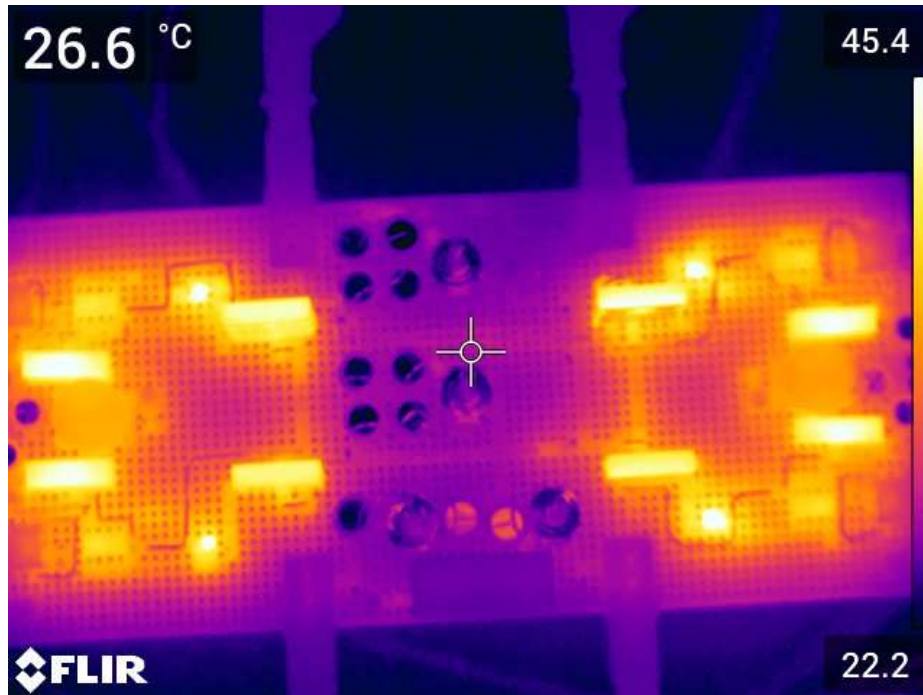


Abbildung 3-11: Wärmebild Sinusmodulation mit 0 Zustand ungleichmäßige Verluste

Der Vergleich der Temperaturen in Abbildung 3-10: Wärmebild Sinusmodulation ohne 0 Zustand mit denen in Abbildung 3-11: Wärmebild Sinusmodulation mit 0 Zustand bestätigt die Annahme, dass die Schaltverluste sich verringern. Dabei geht die maximale Temperatur der Transistoren von ca. 72°C auf ca. 58°C runter. Leider sind durch vorherige Definition des 0 Zustandes zwei der Transistoren auf einer deutlich höheren Temperatur als die anderen Beiden. Dies kann durch den gut gewählten Wechsel des 0 Zustandes in der Regelung korrigiert werden [13].

$$S = 0: i_{arm} = 0 \Rightarrow S1 = 1; S2 = 0; S3 = 1; S4 = 0$$

$$S = 0: i_{arm} = 0 \Rightarrow S1 = 0; S2 = 1; S3 = 0; S4 = 1$$



*Abbildung 3-12: Wärmebild Sinusmodulation mit 0 Zustand abwechselnd*

Durch den Wechsel des 0 Zustandes konnte die Maximaltemperatur auf ca. 45°C reduziert werde. Die nun leichten Temperaturabweichungen der einzelnen Transistoren sind durch Bauteiltoleranzen begründet und befinden sich im Bereich  $\pm 1^\circ\text{C}$ .

Um den Sinusstrom noch besser zu glätten, kann die Induktivität  $L_{AC}$  erhöht werden. Dabei ist der geringere Peak Strom dadurch begründet, dass die zusätzlichen Induktivitäten als physisches Bauteil auch einen eigenen Widerstand haben und den Widerstand  $R_{AC}$  erhöhen.

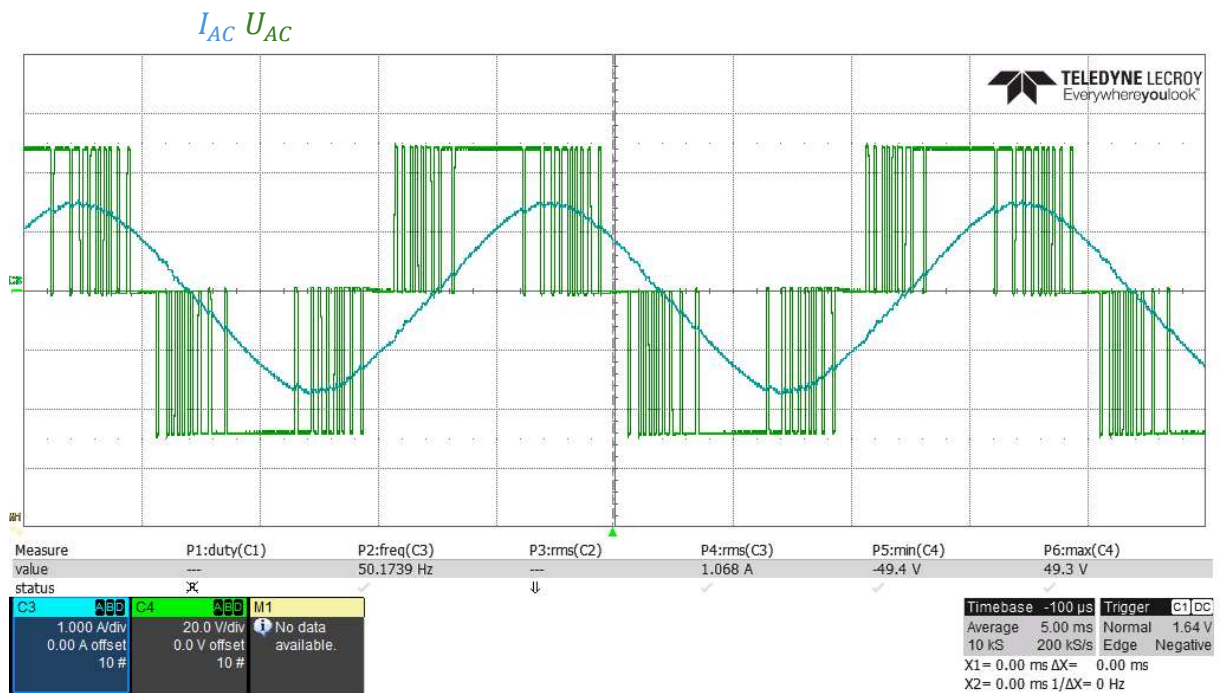


Abbildung 3-13: Sinusmodulation mit  $L_{AC} = 56mH$

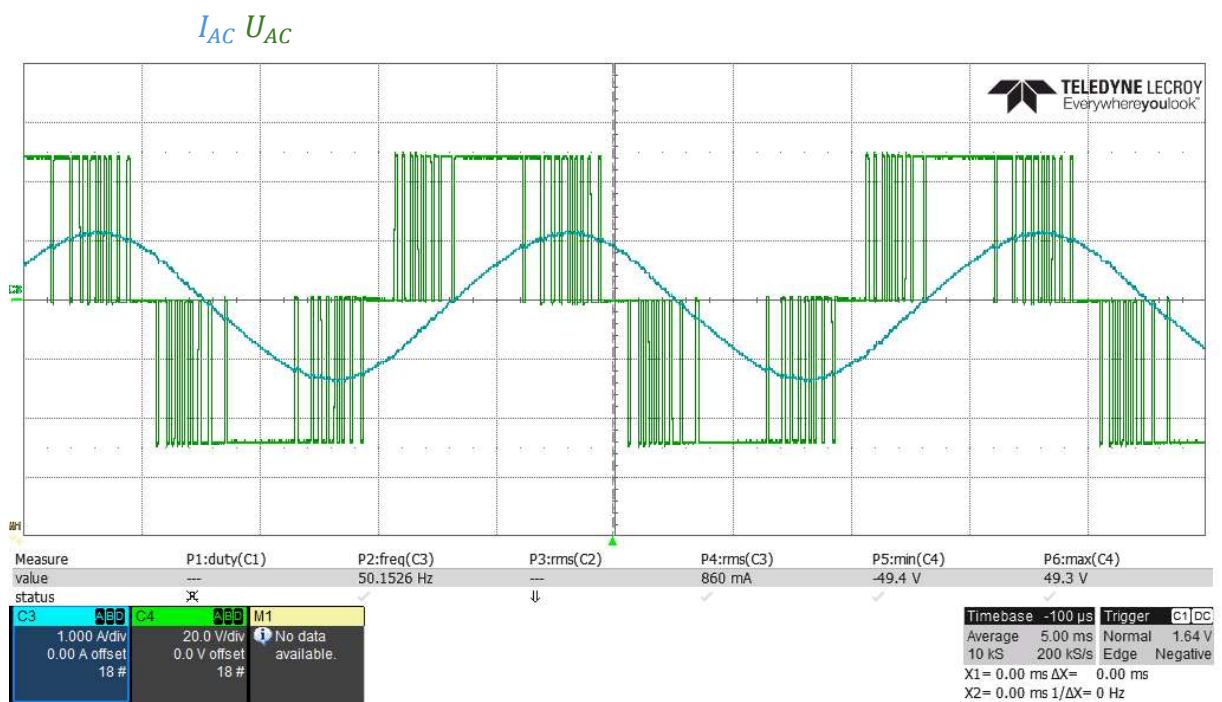


Abbildung 3-14: Sinusmodulation mit  $L_{AC} = 84mH$

Neben dem festen Schaltmuster eines Sinus, wird zusätzlich der Modulationsindex  $m$  eingeführt, womit die Amplitude des Sinus angepasst werden kann. Auch bei geringeren Amplituden ist das Schalten mit dem Schaltzustand 0 deutlich besser.

$$\overline{n_{Schalt}} = \frac{\text{Anzahl der Schaltvorgänge}}{\text{Abtastzeit}}$$

Tabelle 3-2: mittlere Schaltanzahl mit und ohne 0 Zustand

$\overline{n_{Schalt}}$ ohne 0	$m$	$\overline{n_{Schalt}}$ mit 0
0,734	1	0,389
0,866	0,9	0,489
0,998	0,8	0,578
1,114	0,7	0,622
1,203	0,6	0,656
1,354	0,5	0,645
1,511	0,4	0,511
1,605	0,3	0,378
1,699	0,2	0,244
1,867	0,1	0,133
2,0	0	0

Der Wert von  $\overline{n_{Scha}}$  [0,2] geht bei niedrigen Modulationsindex gegen 2, da der Amplitudenwert nur leicht von der 0 abweicht.

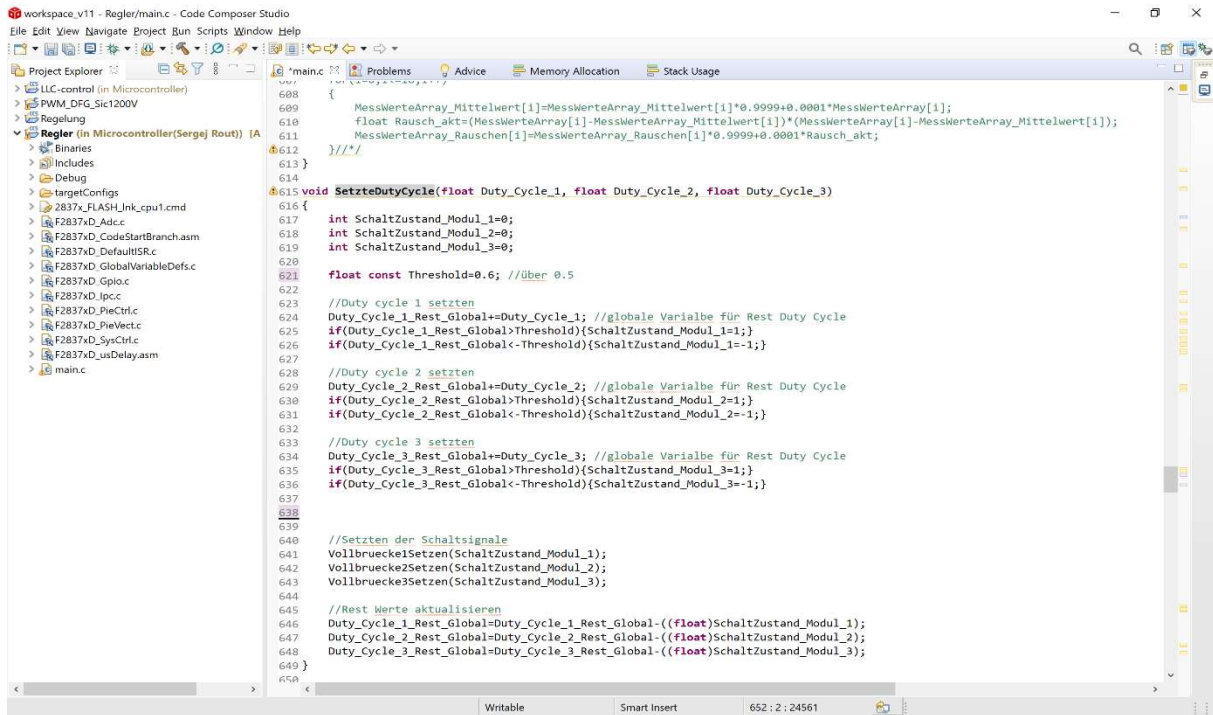


Abbildung 3-15: Erzeugung des Duty-Cycle in Code Composer Studio

```

333 void SinusspannungAlleModule()
334 {
335
336
337     float DutyCycle_Eff=0;
338
339     while(1)
340     {
341         int32_t WarteZeit_MicroSek=221;
342         int Grad;
343         GPIO_WritePin(StatusPin1, 1);
344         //MesswerteEinlesen();
345         Warten_Mikrosekunden(20); //kurz warten für Trigger, einmal pro Periode
346         GPIO_WritePin(StatusPin1, 0);
347
348         for (Grad=0;Grad<=359;Grad+=2)//+4 für 47.25Hz
349         {
350
351             const float m_Index=1.0;
352
353             float DutyCycle_Modul_1=SinusArray[Grad]*m_Index;
354             float DutyCycle_Modul_2=SinusArray[(Grad+120)%360]*m_Index;
355             float DutyCycle_Modul_3=SinusArray[(Grad+240)%360]*m_Index;
356
357             SetzteDutyCycle(DutyCycle_Modul_1,DutyCycle_Modul_2,DutyCycle_Modul_3);
358
359             Warten_Mikrosekunden(WarteZeit_MicroSek+delta_BenutzerEingabe);
360
361         }
362     }
363 }
364
365 }

```

Abbildung 3-16: Code zur Erzeugung einer Sinusspannung



### 3.3 Anpassung der Wechselsperrzeit

Da nun die Schaltzustände  $S=0$  und  $S=1$  definiert wurden, fällt die Tatsache auf, dass die Zustände der Transistorpaare S1, S2 und S3, S4 nie zum selben Zeitpunkt auf 1 sind. Dadurch müssen wie in Abbildung 3-7: Regelungsplatine mit Mikrocontroller dargestellt nicht 12 Sendepulse generiert werden, sondern nur 6. S2 kann durch die Negierung von S1 erzeugt werden (S4 aus S3 identisch). Um den physischen Aufbau zu schützen, muss durch die Bauteile auf der Regelungsplatine eine Wechselsperrzeit erzeugt werden. Die Wechselsperrzeit gibt an wie lange S1 und S2 beide auf 0 sind, diese wurde im Vorhinein auf 500ns-1000ns ausgelegt.

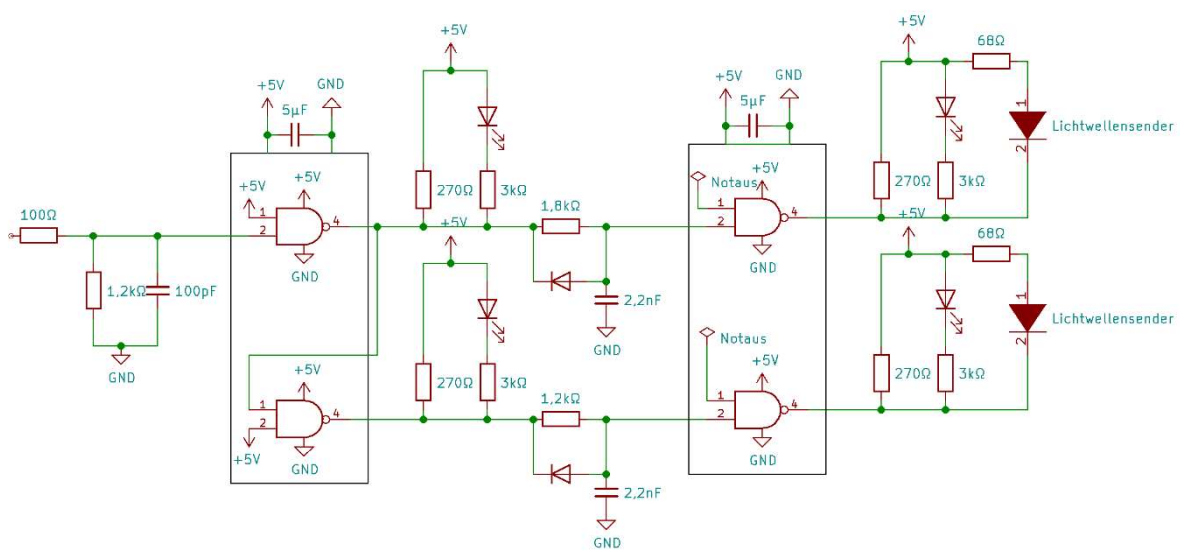


Abbildung 3-17: Schaltplan eines Pulssenderpaares auf der Regelungsplatine

Wie in Abbildung 3-17: Schaltplan eines Pulssenderpaares auf der Regelungsplatine zu sehen, ist der Aufbau von einem Sendepulspaar wie S1, S2 fast identisch. Der negierte Puls muss nur durch ein zusätzliches NAND-Gatter verarbeitet werden. Dies hätte zur Folge, dass S2 immer langsamer reagieren würde. Deswegen wurde der Widerstand  $R = 1,8k\Omega$  bei dem Schaltabschnitt der Negierung auf  $1,2k\Omega$  reduziert. Dadurch konnte eine Wechselsperrzeit von 500ns-700ns erzeugt werden und wurde am Lichtwellenempfänger eines Moduls gemessen. Dabei ist zu beachten, dass der Empfänger das Signal invertiert, wodurch in den nachfolgenden Darstellungen die Wechselsperrzeit durch die Zeit definiert wird, bei der die Signale auf 1 sind und nicht 0.

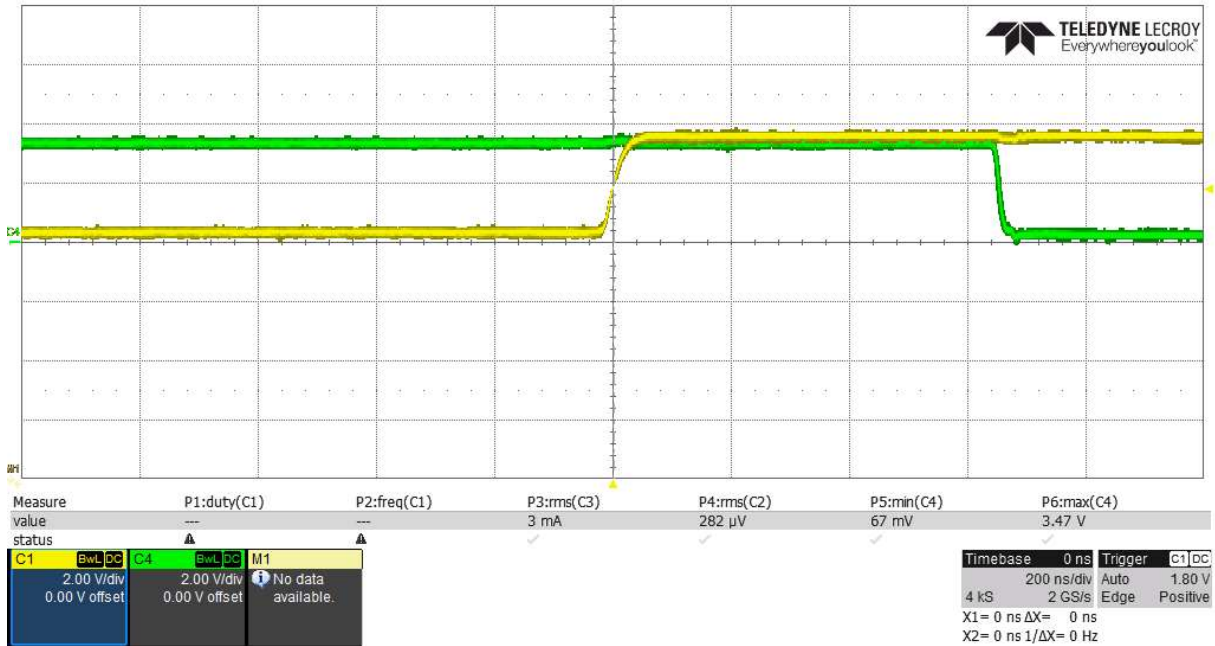


Abbildung 3-18: Wechselperrzeit der positiven Flanke

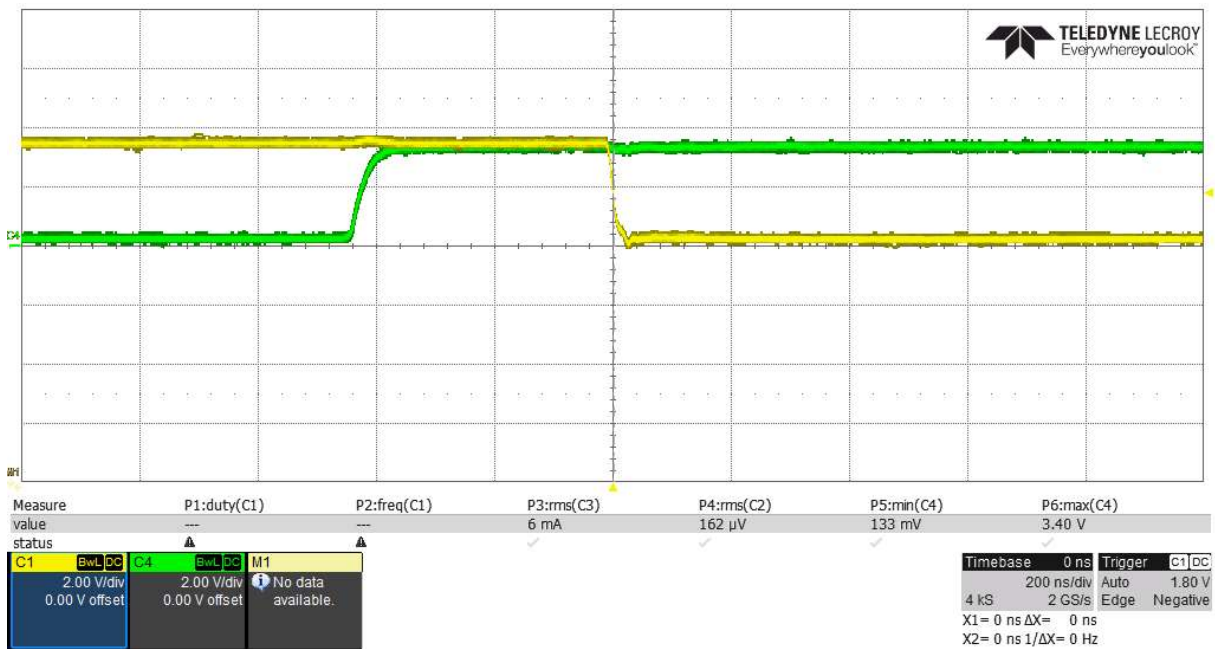


Abbildung 3-19: Wechselperrzeit der negativen Flanke

## 4 Stromregelung im Inselbetrieb

Um eine erste Regelung anzuwenden, wurden zunächst nur die Messströme berücksichtigt. Anstelle der Netzspannungsmessung wurde ein perfekter 50Hz Sinus angenommen. Da dieser Aufbau nur ein Modul benötigt, wurde die Regelgröße wie folgt definiert:

$$i^*[k] = \hat{I} \sin[k T_s] \text{ mit der Pulsdauer } T_s = 100\mu\text{s} \text{ und } \hat{I} = 1A$$

$$Dutyc = V^*[k] = w_1[k] \sin[k T_s] + w_2[k] \cos[k T_s] + K_p(i^*[k] - i_{mess}[k])$$

$$w_1[k + 1] = w_1[k] + K_i \sin[(k - 1) T_s] (i^*[k] - i_{mess}[k])$$

$$w_2[k + 1] = w_2[k] + K_i \cos[(k - 1) T_s] (i^*[k] - i_{mess}[k])$$

Der Messaufbau in diesem Kapitel bestand aus einem Modul im DC-AC-Betrieb, mit einer DC-Eingangsspannung  $U_{Ein}$ , einer Ausgangsinduktivität  $L_{Aus} = 28mH$ , einer Ausgangslast  $R_{Aus} = 20\Omega$  und einer Verlaufsaufnahme von  $i_{Aus}$  mit einem Oszilloskop.

$$Z = \sqrt{(2\pi 50Hz \cdot 28mH)^2 + (20\Omega)^2} = 21,84\Omega$$

$$U_{Ein} = 21,84\Omega \cdot 1A$$

### 4.1 Strommessung

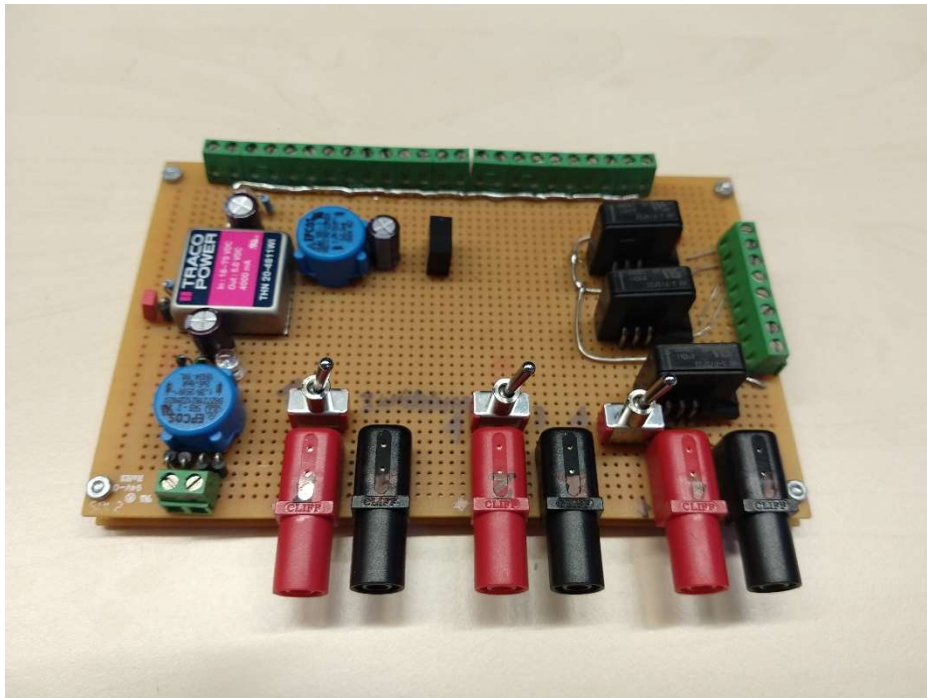


Abbildung 4-1: Strommessplatine zur Messung der 3 Phasenströme

Das Bauteil zur Strommessung wurde zur Verfügung gestellt und kann den Strom aller 3 Arme erfassen. Der gemessene Strom wird in Form einer Spannung 9-mal, während eines Schaltvorgangs, von dem Mikrokontroller aufgenommen und mit dem Referenzstrom verglichen. Es wurde im Messaufbau bestätigt, dass der Referenzstrom nicht von der Stromstärke oder der Temperaturerhöhung abhängig ist. Dann wurden die Quantisierungsschritte und das Messrauschen bestimmt.

Tabelle 4-1: Quantisierungsaufnahme der Messplatine

$I_{mess}$	$I_Q$
0 A	2210-2235
3A	1308-1344
-3A	3136-3166

$$\frac{6A}{3151 - 1326} = 3,2877 \text{ mA/Q}$$

$$\overline{\text{Rauschen}} = 9,75Q$$

$$\text{Referenzrauschen} = 3Q$$

Zur Verarbeitung der neunmaligen Strommessung wurde zunächst der Median gebildet. Dieser hat jedoch im Messaufbau ein schlechteres Ergebnis geliefert als der Mittelwert, weswegen nun der Mittelwert als Messergebnis weiterverarbeitet wird. Die Dauer der Strommessung ist 10 $\mu$ s.

## 4.2 Wind-Up-Effekt

Da nun zu mindestens die Messwerte des Stroms zur Verfügung stehen, sind geregelte Messungen möglich. Bei digitalen I-Reglern kann es zum Überschwingen kommen. Das Regelziel wird nicht erreicht und die Regelgröße steigt immer weiter an. Um dieses Problem zu lösen, wird in der Software ein Anti-Wind-Up integriert. In der Anwendung auf die Gewichte, wurden die maximal und minimal Werte zunächst willkürlichen auf 8 limitiert und aus späteren Messerfahrungen auf 4,5 und dann 2,5.

```

260 void StromRegelung()
261 {
262
263     float Input[4];
264     float Duty_akt=0;
265     float KP=0.2;
266     float KI=0.0005;
267
268     int Grad=0;
269     int i;
270     for(i=0;i<=3;i++){GewichtsArray[i]=0.0;Input[i]=0.0;}
271
272     while(1)
273     {
274         GPIO_WritePin(StatusPin1, 1);
275
276         for (Grad=0;Grad<360;Grad+=2)
277         {
278
279             MessWerteEinlesen();
280
281             if(Grad>180)GPIO_WritePin(StatusPin1, 0);//einmal pro Periode
282
283             float Strom_Mess=0.3333*(StromGefiltertArray_Float[0]+StromGefiltertArray_Float[1]+StromGefiltertArray_Float[2]);
284             I_RMS_Quad=I_RMS_Quad*0.9999+0.0001*Strom_Mess*Strom_Mess;//für RMS Wert Wurzel, Anzeige
285
286             float I_Soll=1.0*SinusArray[Grad];
287             //I_Soll=0.2;
288             float Fehler_akt=I_Soll-Strom_Mess;
289             Fehler_RMS=Fehler_RMS*0.9999+0.0001*Fehler_akt*Fehler_akt;//später noch Wurzel ziehen
290
291
292             //Update mit alten Inputs und neuem Fehler
293             if(Duty_akt<1.0 || Duty_akt>-1.0)//nur dann Anpassung!!, unsicher
294             {
295                 GewichtsArray[0]+=KI*Fehler_akt*Input[0];//alte Inputs
296                 GewichtsArray[1]+=KI*Fehler_akt*Input[1];
297                 //GewichtsArray[2]+=KI*Fehler_akt*SinusArray[Grad_3Fach];
298                 //GewichtsArray[3]+=KI*Fehler_akt*CosinusArray[Grad_3Fach];
299             }
300
301
302             Input[0]=SinusArray[Grad];//aktuelle Inputs
303             Input[1]=CosinusArray[Grad];
304             Duty_akt=KP*Fehler_akt+Input[0]*GewichtsArray[0]+Input[1]*GewichtsArray[1];
305             //Duty_akt=KP*Fehler_akt;
306
307             //3. harm
308             //int Grad_3Fach=Grad*3; while(Grad_3Fach>360){Grad_3Fach=Grad_3Fach-360;}
309             //Duty_akt+=SinusArray[Grad_3Fach]*GewichtsArray[2]+CosinusArray[Grad_3Fach]*GewichtsArray[3];
310
311
312
313             for(i=0;i<=3;i++)//Anti WindUp
314             {
315                 if(GewichtsArray[i]>4.5)GewichtsArray[i]=4.5;
316                 if(GewichtsArray[i]<-4.5)GewichtsArray[i]=-4.5;
317             }
318
319
320             //Begrenzung
321             if(Duty_akt>1.0)Duty_akt=1.0;
322             if(Duty_akt<-1.0)Duty_akt=-1.0;
323
324             SetzteDutyCycle(Duty_akt,0,0);
325             Warten_Mikrosekunden(200);
326
327         }
328     }
329 }
330 }
331 }

```

Abbildung 4-2: Stromregelung in Code Composer Studio

### 4.3 P-Regler

Die erste Messung der Regelung wird mit  $K_p = 0,2$  und  $K_i = 0$  initialisiert. Es handelt sich um einen P-Regler, welcher ein stätiger Regler mit Regeldifferenz ist.

$$Dutyc = K_p \underbrace{(i^*[k] - i_{mess}[k])}_e$$

Um die Vor- und Nachteile einiger Regler zu vergleich, werden diese mit ihren signifikanten Messwerten aufgenommen.

Tabelle 4-2: Messwerte P-Regler

$U_{Ein}(V)$	$\overline{n_{Schalt}}$	$e^2_{RMS}$	$I^2_{RMS}$
12	0,230	0,420	0,005
18	0,222	0,388	0,009
24	0,213	0,361	0,014
30	0,206	0,336	0,021
36	0,200	0,313	0,028

Es ist direkt zu sehen, dass der Peak-Strom von 1A nicht erreicht wird.

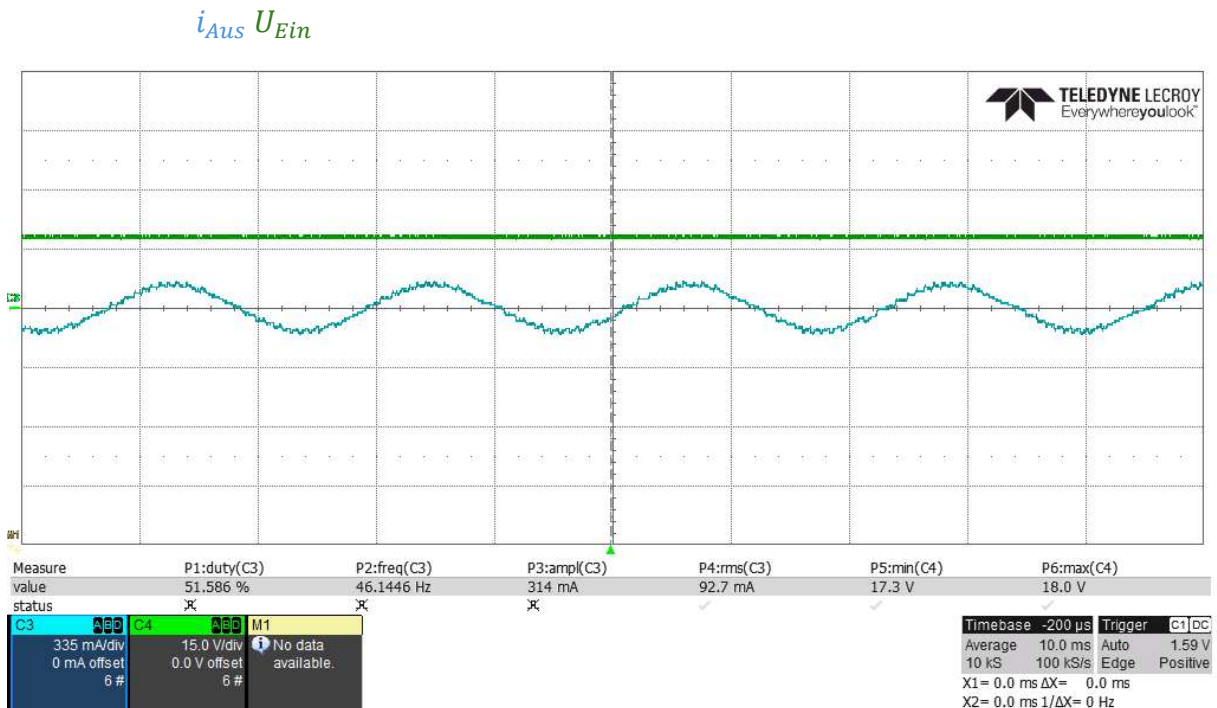


Abbildung 4-3:P-Regler mit 18V Eingangsspannung



$i_{Aus}$   $U_{Ein}$

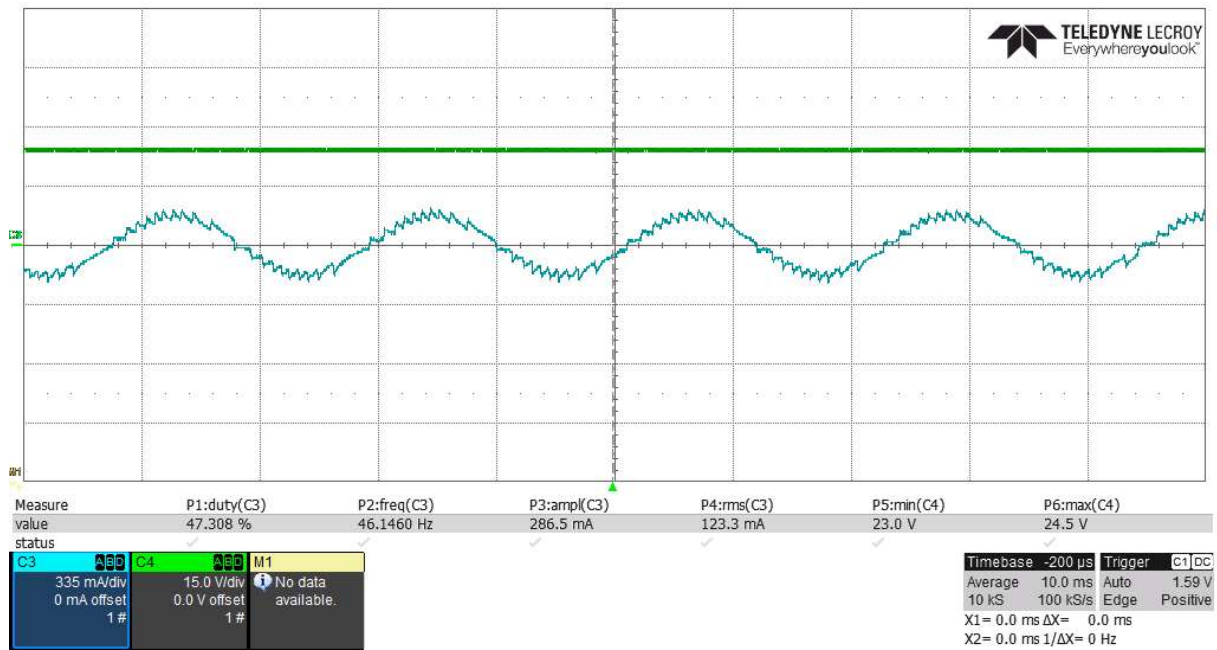


Abbildung 4-4: P-Regler mit 24V Eingangsspannung

$i_{Aus}$   $U_{Ein}$

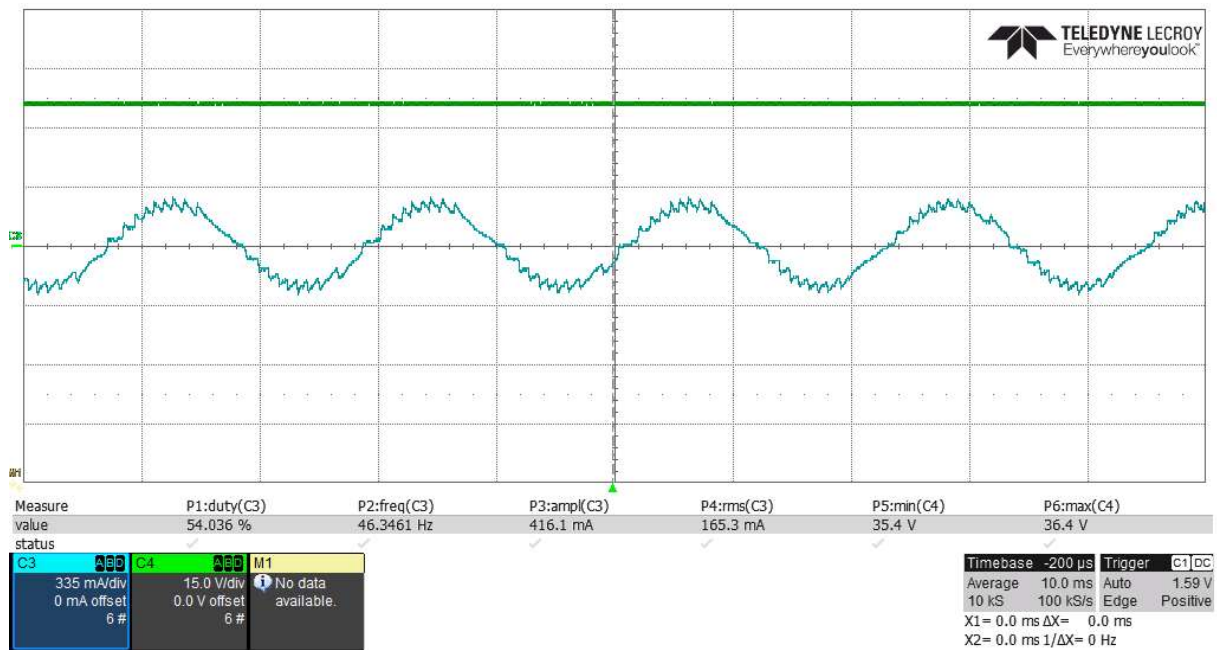


Abbildung 4-5: P-Regler mit 36V Eingangsspannung

## 4.4 Hysterese-Regler

Der Wert für  $K_p$  wird bei der Messung als unendlich angenommen, wodurch die Hysterese eines Zweipunktreglers, bei der die Regelgröße sich nur zwischen 1 und -1 abwechselnd, realisiert wird. Der I-Anteil mit den Gewichten kann weiterhin vernachlässigt werden.

$$Duty_c = K_p \underbrace{(i^*[k] - i_{mess}[k])}_e$$

Ein Zweipunktregler ist ein häufig genutzter Regler, da er sehr einfach im Aufbau und der Verwendung ist, wodurch er sehr kostengünstig wird.

Tabelle 4-3: Messwerte Hysterese-Regler

$U_{Ein}(V)$	$\bar{n}_{Schalt}$	$e^2_{RMS}$	$I^2_{RMS}$
12	0,228	0,085	0,191
18	0,430	0,014	0,367
24	0,694	<b>0,005</b>	0,440
30	0,906	0,007	0,437
36	1,068	0,008	0,437

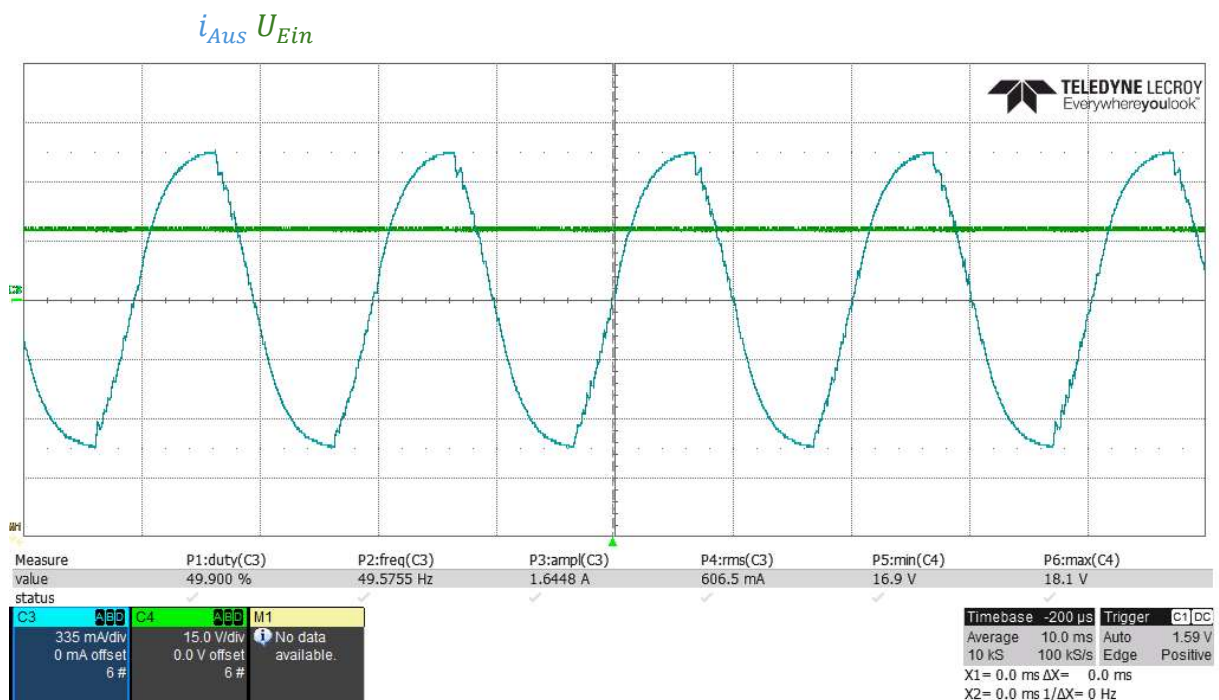


Abbildung 4-6: Hysterese-Regler mit 18V Eingangsspannung, die Sinusform wird nicht erreicht, weil die DC-Spannung zu gering ist



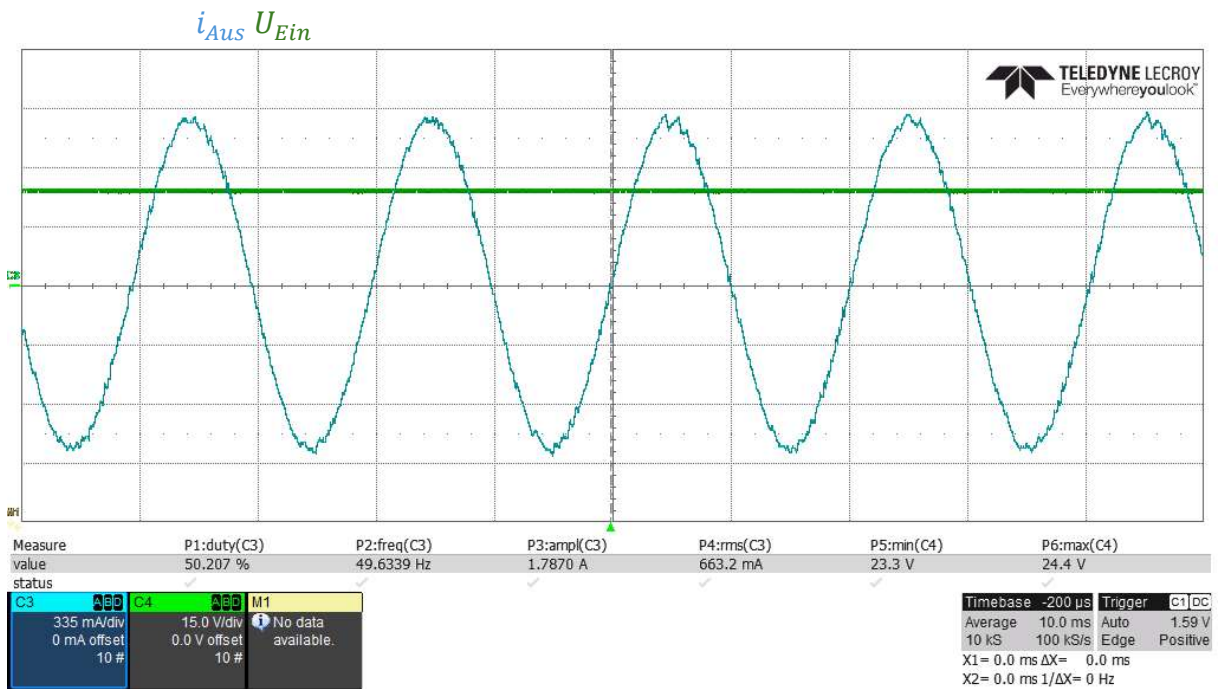


Abbildung 4-7: Hysterese-Regler mit 24V Eingangsspannung: Sollstrom wird erreicht

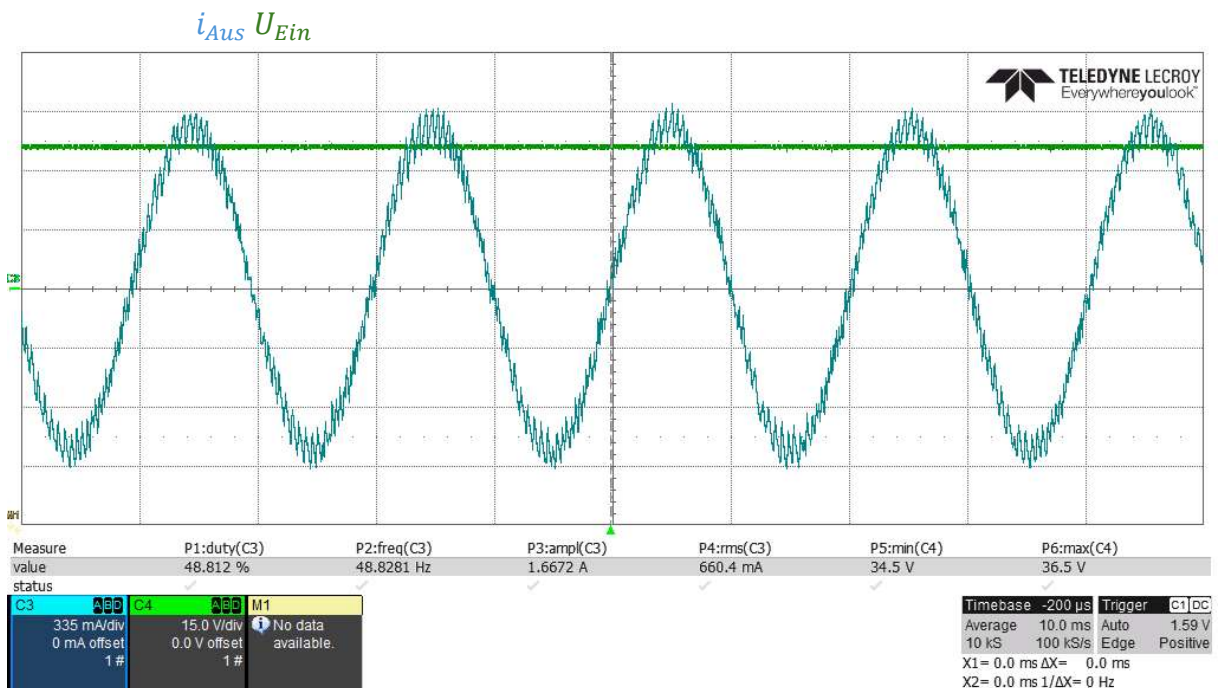


Abbildung 4-8: Hysterese-Regler mit 36V Eingangsspannung: hohe Verzerrung im Armstrom

## 4.5 PI-Regler

Für den PI-Regler wurde wieder  $K_p = 0,2$  und  $K_i = 0,0005$  ausgewählt. Der nun integrierte I-Anteil sorgt dafür, dass dauerhafte Regelabweichungen reduziert werden und optimiert damit die Stellgröße.

$$Dutyc = w_1[k] \sin[k T_s] + w_2[k] \cos[k T_s] + K_p \underbrace{(i^*[k] - i_{mess}[k])}_e$$

$$w_1[k + 1] = w_1[k] + K_i \sin[(k - 1) T_s] (i^*[k] - i_{mess}[k])$$

$$w_2[k + 1] = w_2[k] + K_i \cos[(k - 1) T_s] (i^*[k] - i_{mess}[k])$$

Tabelle 4-4: Messwerte PI-Regler

$U_{Ein}(V)$	$\overline{n_{Schalt}}$	$e^2_{RMS}$	$I^2_{RMS}$	$w_1$	$w_2$
12	0,055	0,078	0,205	4,500	2,573
18	0,066	0,020	0,471	4,499	2,388
24	0,390	0,001	0,500	0,895	0,473
30	0,556	0,001	0,501	0,721	0,381
36	0,637	0,002	0,501	0,605	0,319

Die Gewichte  $w_1$  geht in den Anti-Wind-Up, da der Stromsinus zunächst durch die geringe Eingangsspannung nicht erreicht wird. Das Gewicht  $w_2$  ist anscheinend immer kleiner als  $w_1$ .

$$\frac{w_1}{w_2} = 1,896 \text{ ist konstant}$$

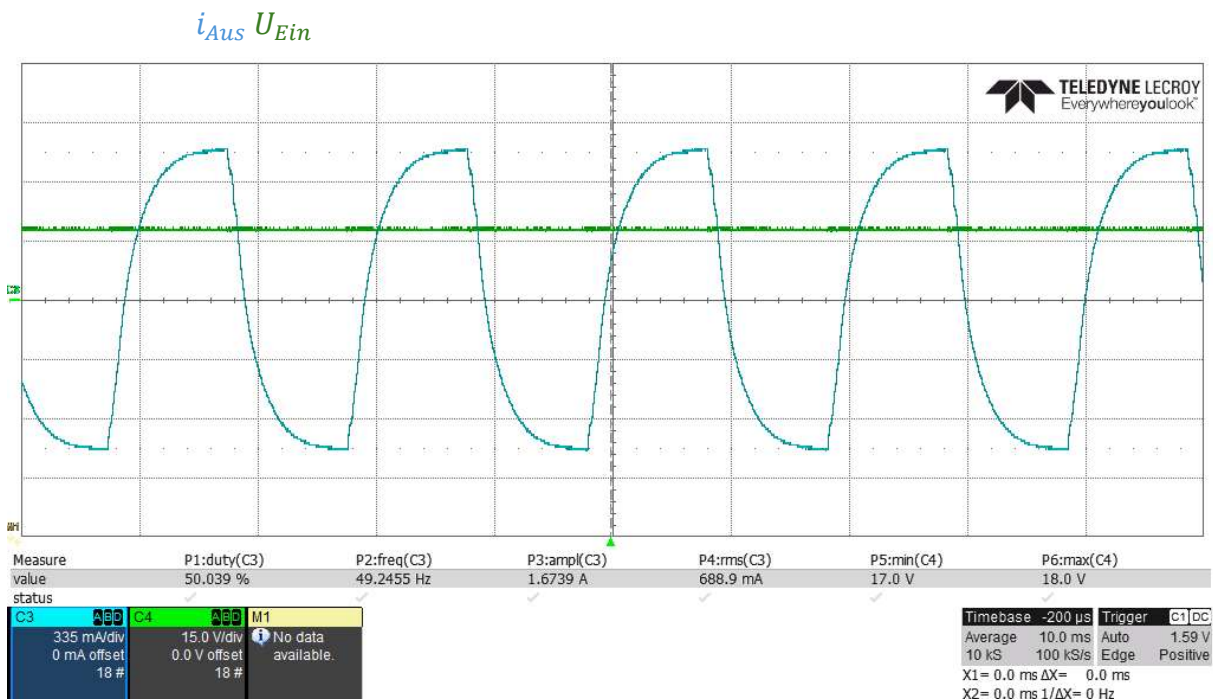


Abbildung 4-9: PI-Regler mit 18V Eingangsspannung

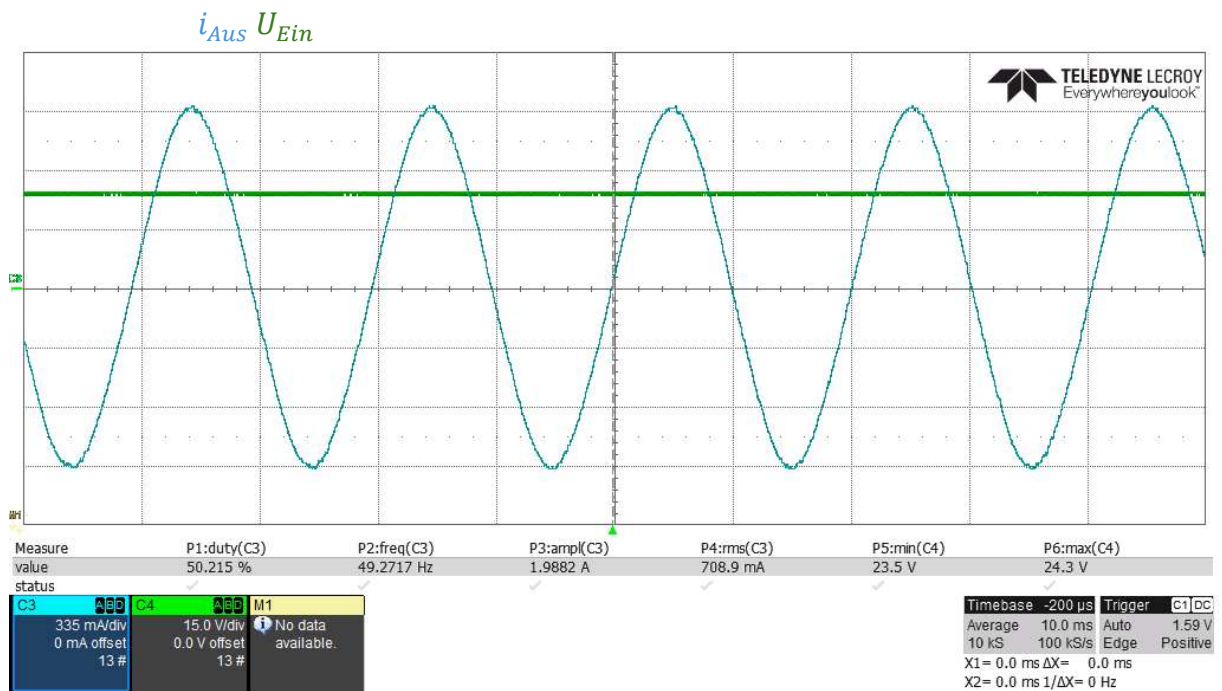


Abbildung 4-10: PI-Regler mit 24V Eingangsspannung

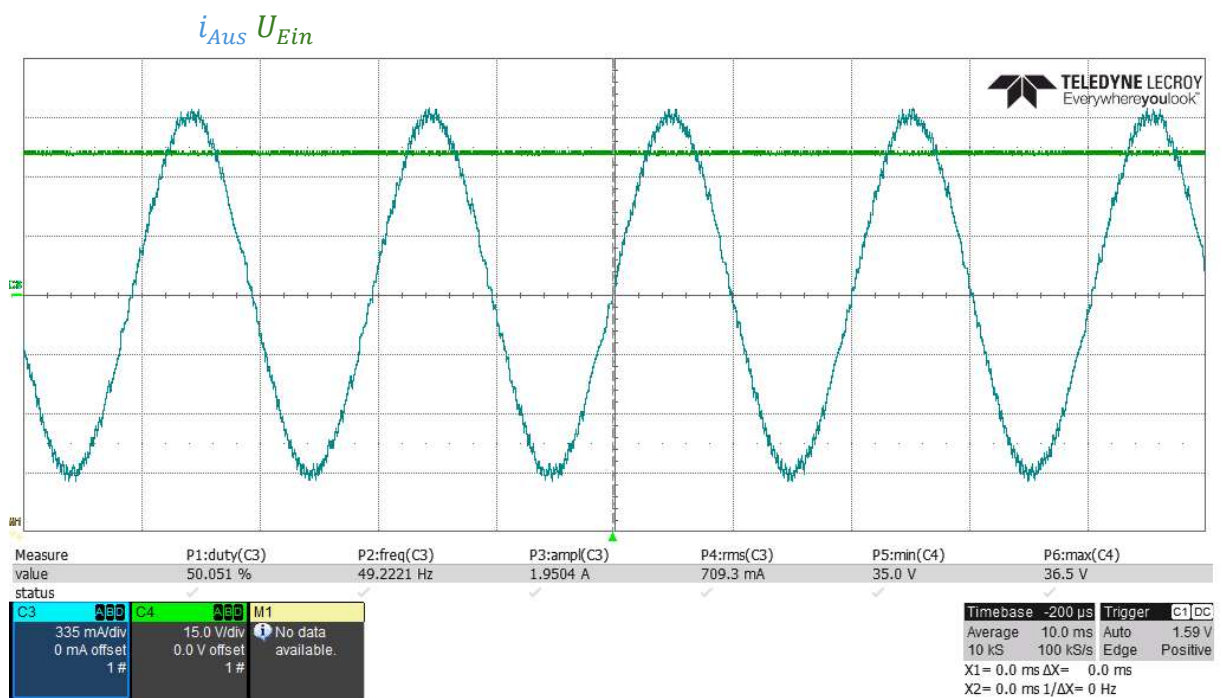


Abbildung 4-11: PI-Regler mit 36V Eingangsspannung

Man kann die Idealgewichte für 48V wie folgt berechnen:

$$u_{AC}(t) = 48V \cdot (w_1 \sin(\omega t) + w_2 \cos(\omega t))$$

$$u_{AC}(t) = R i_{ac}(t) + L \frac{di_{ac}(t)}{dt}$$

$$u_{AC}(t) = 20\Omega \sin(\omega t) + 28mH\omega \cos(\omega t)$$

$$w_1 = 20\Omega / 48V = 0,4167$$

$$w_2 = 8,8\Omega / 48V = 0,1833$$

Außerdem können die theoretischen Werte mit den Messwerten bei 24V abgeglichen werden:

$$w_1 = 0,4167 \frac{48V}{24} = 0,8334 \approx 0,895$$

$$w_2 = 0,1833 \frac{48V}{24V} = 0,3666 \approx 0,473$$

## 4.6 Vergleich der Regler

Bei der Betrachtung des P-Reglers fällt auf, dass dieser zwar geringe Schaltverluste hat und der hochfrequente Ripple des Stroms auch niedrig ist, der geplante  $\hat{I} = 1A$  aber auch bei höheren Eingangsspannungen nicht mal ansatzweise erreicht wird. Der einfache P-Regler ist dementsprechend für die weiteren Messungen nicht ausreichend. Durch den Hysterese-Regler konnte der Fehler  $e$  schon ab  $U_{Ein} = 18V$  deutlich verringert werden, auch wenn bei  $U_{Ein} = 18V$  der Sinus noch nicht ganz eingestellt war. Der PI-Regler hat jedoch ab  $U_{Ein} = 24V$  geringere Schaltverluste, einen etwas besseren Fehler und ein deutlich besseres Verhalten des hochfrequenten Anteils des Stroms. Wodurch es eindeutig ist, dass der gewichtete Regler im netzgekoppelten Betrieb verwendet werden kann.

## 5 Stromregelung im Netzgekoppelten Betrieb

Nun wird ein Modul am einphasigen Stromnetz als AC-DC-wandler angeschlossen. Am Eingang wird eine Drossel  $L_s = 28mH$  angebracht und die Spannung  $u_{AC}$  und der Strom  $i_{AC}$  werden gemessen. Am Ausgang wird eine Last  $R=220\Omega$  angebracht und es wird die Spannung  $u_{DC}$  gemessen. In der Regelung wird nun auch die Netzspannung berücksichtigt, um diese sinnvoll verarbeiten zu können, wird eine Filterung der Messdaten  $\tilde{u}_{netz}$  implementiert.

$$i^*[k] = \underbrace{F_p \tilde{u}_{netz}[k]}_{\text{Wirkleistung}} + \underbrace{F_Q \tilde{u}_{netz}[k-33]}_{\text{Blindleistung}}$$

$$Duty_c = w_1[k]x_1 + w_2[k]x_2 + K_p(i^*[k] - i_{mess}[k])$$

$$x_1[k] = \frac{\tilde{u}_{netz}[k]}{\hat{U}}$$

$$x_2[k] = \frac{\tilde{u}_{netz}[k-33]}{\hat{U}}$$

$$w_1[k+1] = w_1[k] + K_i x_1(i^*[k] - i_{mess}[k])$$

$$w_2[k+1] = w_2[k] + K_i x_2(i^*[k] - i_{mess}[k])$$

Es kann nun eine Wirk-, Blindleistung vorgegeben werden. Durch einige Messaufnahmen zur Optimierung wurde  $K_p = 0,8$  und  $K_i = 0,005$  gewählt. Die Peak-Spannung  $\hat{U} = 42V$  wird vom Regler selbst aufgenommen und aktualisiert. Die Inputwerte  $x_1$  und  $x_2$  sind zueinander  $90^\circ$  phasenverschoben, damit können Sinus und Cosinus abgebildet werden. Mit einer Abtastrate von 6600Hz entspricht der Abtastwert 33 5ms.

### 5.1 Spannungsmessung

Die Spannungsmessplatine stand dieser Ausarbeitung zur Verfügung und konvertiert die 3 einzelnen Armspannungen in 6 Spannungssignale zur Messung. Jede Armspannung generiert ein Signal für ihre positive Spannung und ein weiteres Signal für die negative Spannung. Im Code des Reglers werden die beiden Signale wieder zusammen verarbeitet, wodurch man die doppelte Auflösung für die Messung hat.



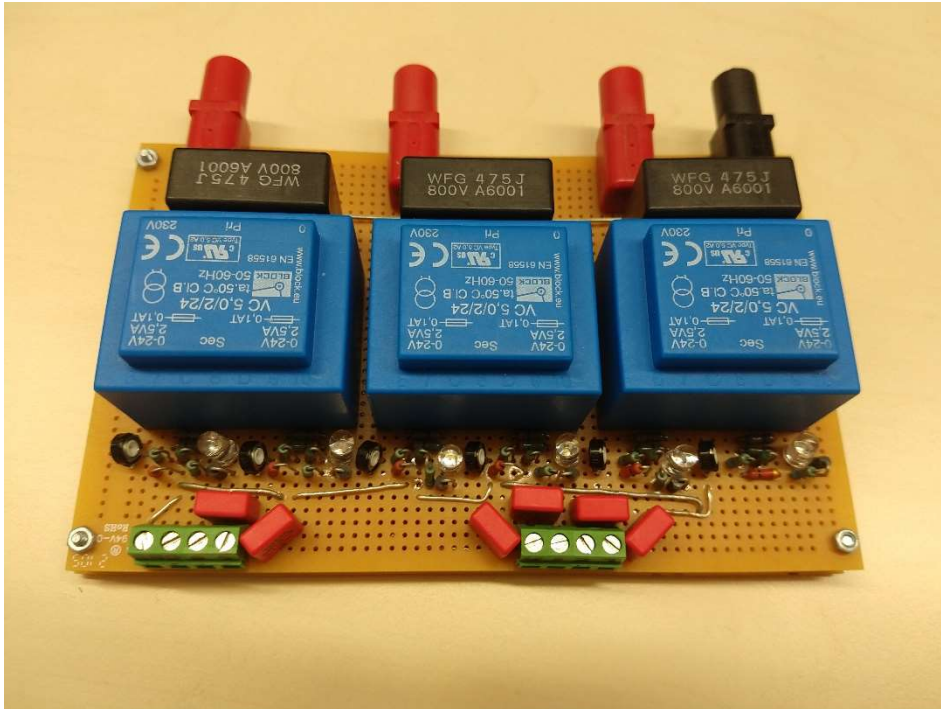


Abbildung 5-1: Spannungsmessplatine zur Messung von 3 Phasenspannungen

## 5.2 Filterung

Für die Verarbeitung der Messspannungen wurde zunächst eine Tiefpassfilterung eingeführt. Dadurch können die hochfrequenten Anteile eines Signals gedämpft werden, was Messwerte noch effizienter macht. Es wird jedoch dadurch eine Verschiebung des Phasenwinkels erzeugt. Diese Problematik wurde durch die Ausnutzung der geometrischen Eigenschaften des Zeigermodells ausgenutzt. Ein Tiefpassfilter erster Ordnung erzeugt eine Phasenverschiebung mit dem Phasenwinkel  $\varphi$ . Der Tiefpass vierter Ordnung erzeugt den Winkel  $4\varphi$ . Mit  $\tilde{u}_{netz}[k] = 2u_{T2}[k] - u_{T4}[k]$  wäre die Phasenverschiebung neutralisiert, was auch im Messaufbau bestätigt wurde. Dies hat aber Einfluss auf die Amplitude. Experimentell wurde  $\tilde{u}_{netz}[k] = 1,8u_{T1}[k] - 0,8u_{T4}[k]$  als beste Filterung festgelegt und dauerhaft verwendet.

$$u_{T1}[k] = 0,85u_{T1}[k - 1] + 0,15u_{Netz}[k]$$

## 5.3 Dioden-Gleichrichter

Durch den Aufbau der Module in Form einer H-Brücke mit Dioden, kann die AC-DC-Wandlung auch ohne jegliche Regelung durchgeführt werden. Die Gleichrichtung wird durch die verbauten Dioden realisiert.



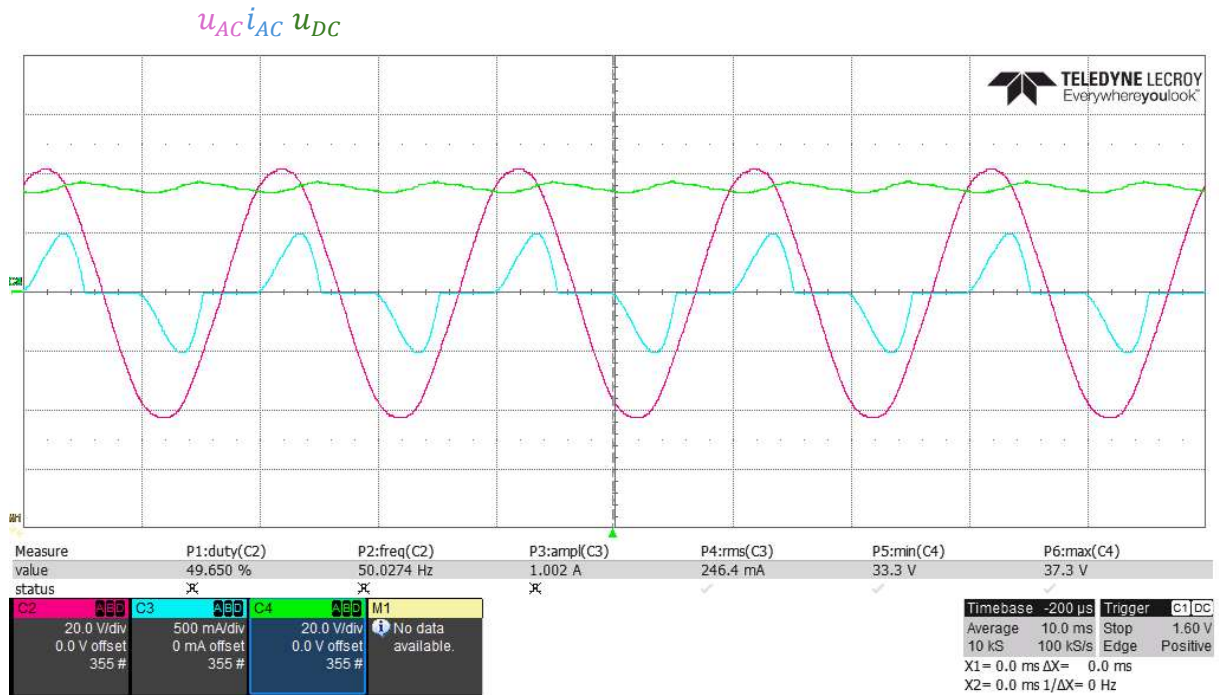


Abbildung 5-2: Messung mit Dioden-Glr.  $C_{DC,Link}=250\mu F$

Der Verlauf des Stroms ist nicht sinusförmig und der Spannungsripple ist stark von der Kapazität  $C_{DC,Link}$  abhängig. Dies entspricht nicht den Voraussetzungen dieser Arbeit und dementsprechend muss eine Regelung verwendet werden.

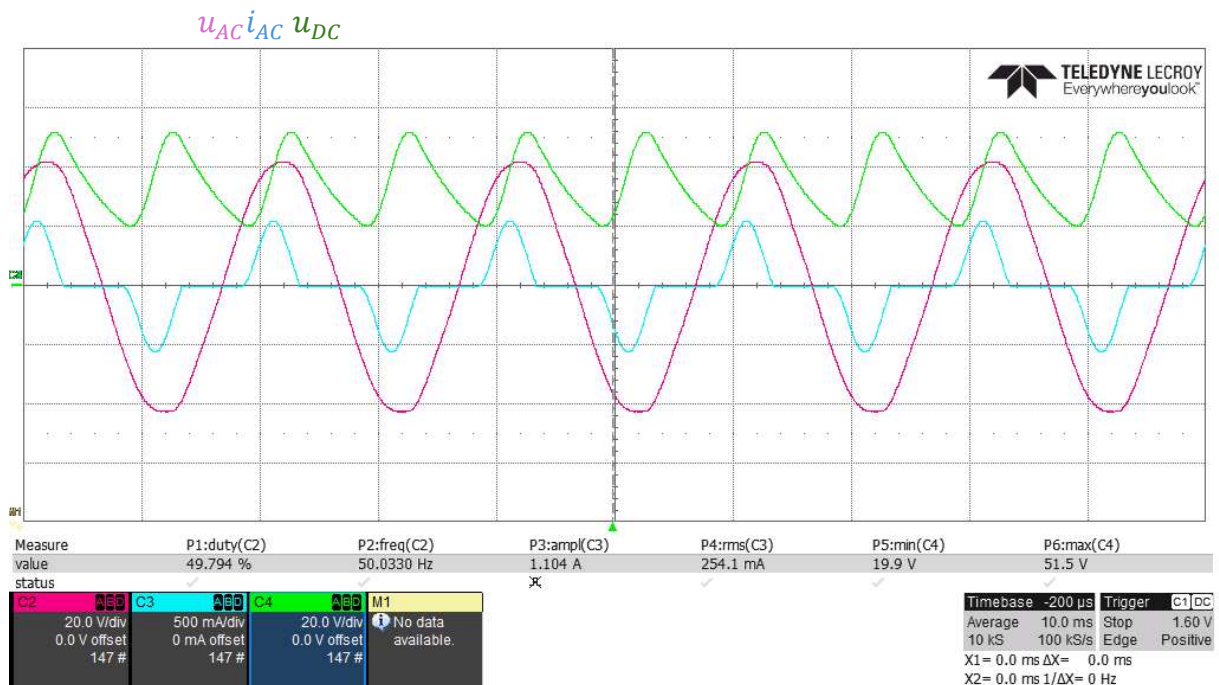


Abbildung 5-3: Messung mit Dioden-Glr.  $C_{DC,Link}=30\mu F$

## 5.4 Hysterese-Regler

Auch im netzgekoppelten Betrieb kann der Hysterese-Regler verwendet werden. Das  $K_p$  kann wieder als unendlich angenommen werden. Mit  $K_i = 0$  fällt die Regelung durch die Gewichte weg.

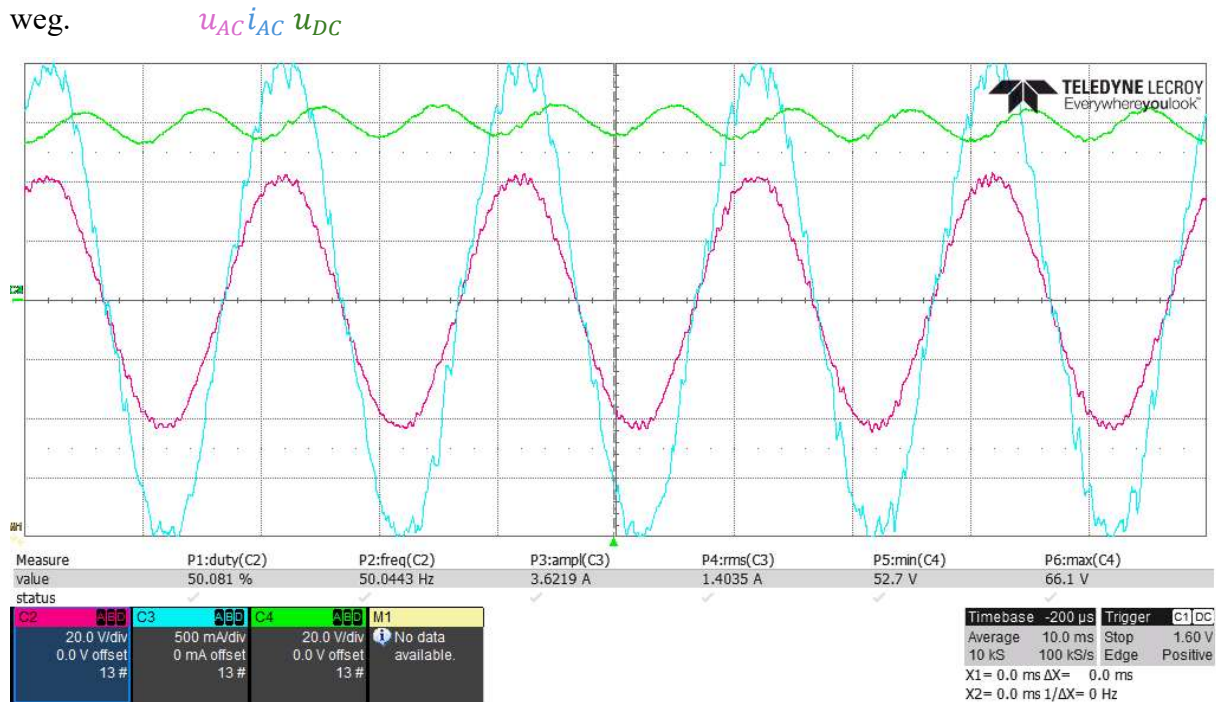


Abbildung 5-4: Hysterese-Regler im Normalbetrieb  $F_p = 0,04$   $F_Q = 0$

Es wurde auch die Einspeisung der Blindleistung getestet. Dabei wurde  $F_Q = 0,02$  und  $F_p = 0,04$  gewählt.

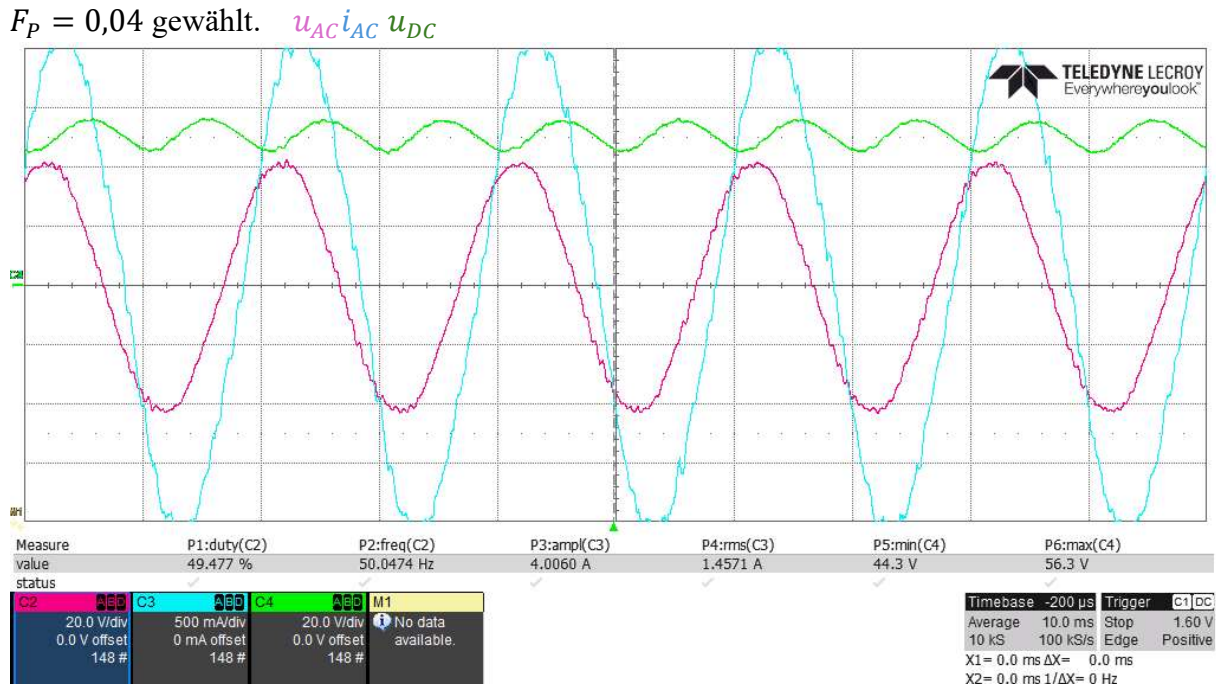


Abbildung 5-5: Hysterese-Regler mit Blindleistung  $F_p = 0,04$   $F_Q = 0,02$

Durch die Blindleistung entsteht eine Phasenverschiebung die wie folgt berechnet werden kann:

$$\arctan\left(\frac{F_P}{F_Q}\right) = 26,57^\circ$$

$$\text{mit } T_s = 20\text{ms}; \quad \Delta\varphi = \frac{26,57^\circ}{360^\circ} \cdot T_s = 1,472\text{ms}$$

Wenn man das Ergebnis von  $\Delta\varphi$  mit der Abbildung 5-5: Hysterese-Regler mit Blindleistung vergleicht, passt dies auch überein.

Um das Verhalten einer Sternpunktverschiebung des dreiphasigen Betriebs im einphasigen Betrieb nachzubilden, kann man  $i^*$  limitieren. Dadurch ist der Verlauf nicht sinusförmig, sollte aber den Spannungsripple reduzieren [14].

$$i^*[k] = 0,06\tilde{u}_{\text{netz}}[k]$$

$$\hat{I} = 1,6\text{V}$$

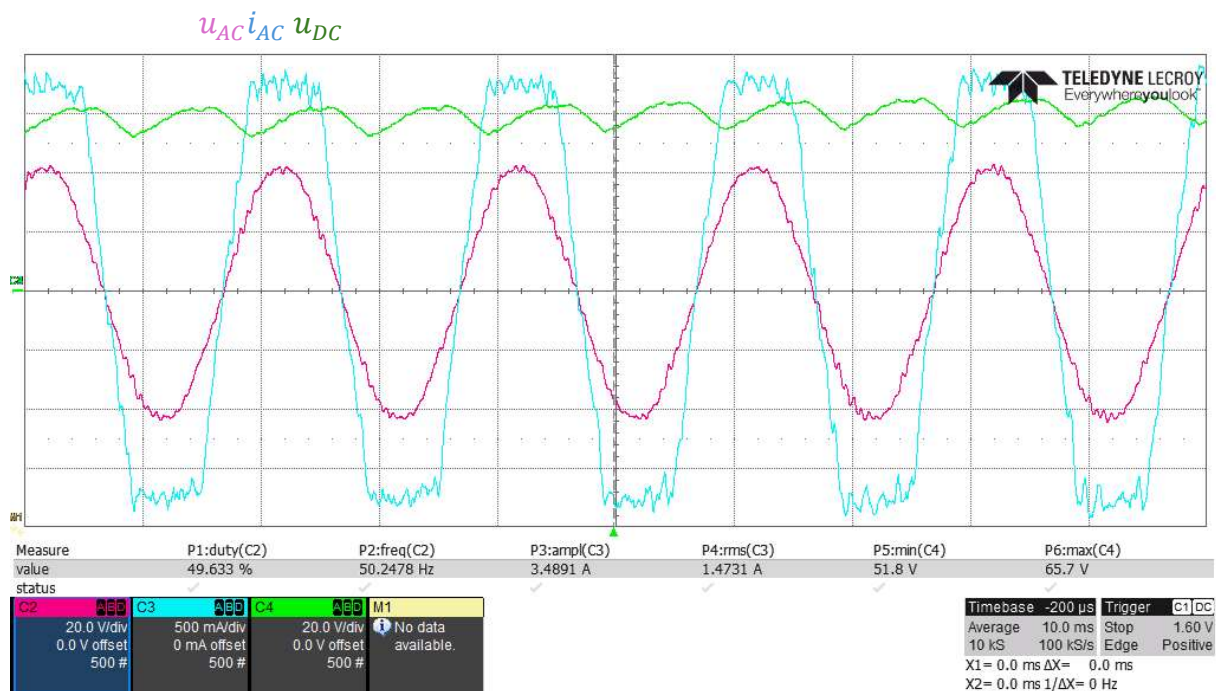


Abbildung 5-6: Hysterese-Regler mit limitiertem  $i^* F_P = 0,06 F_Q = 0$

## 5.5 Normaler Betrieb

Wie am Anfang des Kapitel 5 beschrieben wird nun die gewichtete Regelung in Betrieb genommen.

$$Duty_c = w_1[k]x_1 + w_2[k]x_2 + K_p(i^*[k] - i_{mess}[k])$$

$$w_1[k + 1] = w_1[k] + K_i x_1(i^*[k] - i_{mess}[k])$$

$$w_2[k + 1] = w_2[k] + K_i x_2(i^*[k] - i_{mess}[k])$$

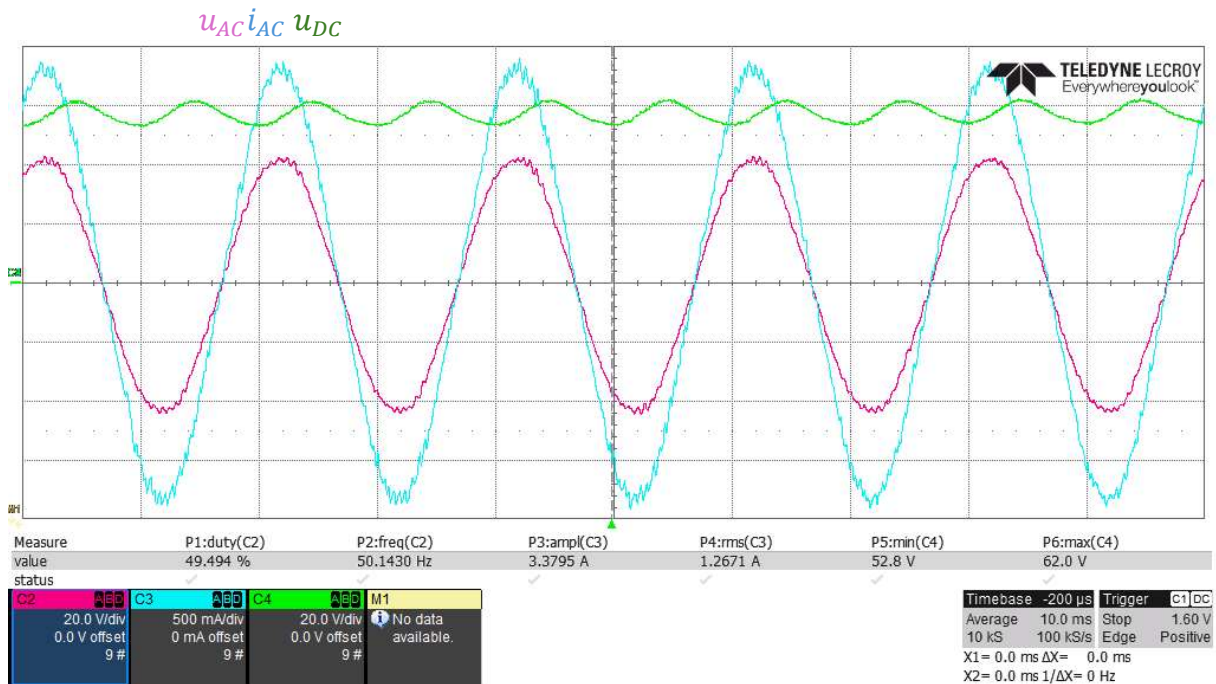


Abbildung 5-7: gewichtete Regelung im normalen Betrieb

Aus den Graphen der Abbildung 5-7: gewichtete Regelung im normalen Betrieb kann die Spannung an der Induktivität berechnet werden.

$$u_{netz}(t) = 42V \sin(\omega t)$$

$$i(t) = 1,8A \sin(\omega t)$$

$$\frac{di}{dt} = 1,8\omega A \cos(\omega t) \text{ mit } \omega = 2\pi 50Hz$$

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di}{dt} = 28mH \cdot 1,8\omega A \cos(\omega t)$$

$$u_L(t) = 15,85V \cos(\omega t)$$

Außerdem waren  $w_1 = 0,726$  und  $w_2 = -0,016$  aus den Messungen einsehbar. Es wurde deutlich, dass die DC-Spannung nicht konstant ist. Die Spulen und Transistoren arbeiten nicht linear und der resultierende Duty-Cycle ist nicht ideal sinusförmig.



## 5.6 Adaptiver Regler

Um den Ansatz in Kapitel 5.5 auszubauen, wird die Anzahl der Gewichte  $w_i$  von 2 auf 10 erweitert. Dabei werden die Inputwerte  $x_i$  nun aus vorherigen  $x_1$  und  $x_2$  gebildet, indem der Sinusverlauf nur noch in Abschnitten implementiert wird. Eine Repräsentation für  $x_1 - x_5$  ist in Abbildung 5-8: Abstufung der Inputs  $x_1 - x_5$  zu sehen,  $x_6 - x_{10}$  sind nach demselben Prinzip für  $\tilde{u}_{netz}[k - 33]$  definiert und um 5ms gegenüber  $x_1 - x_5$  verschoben.

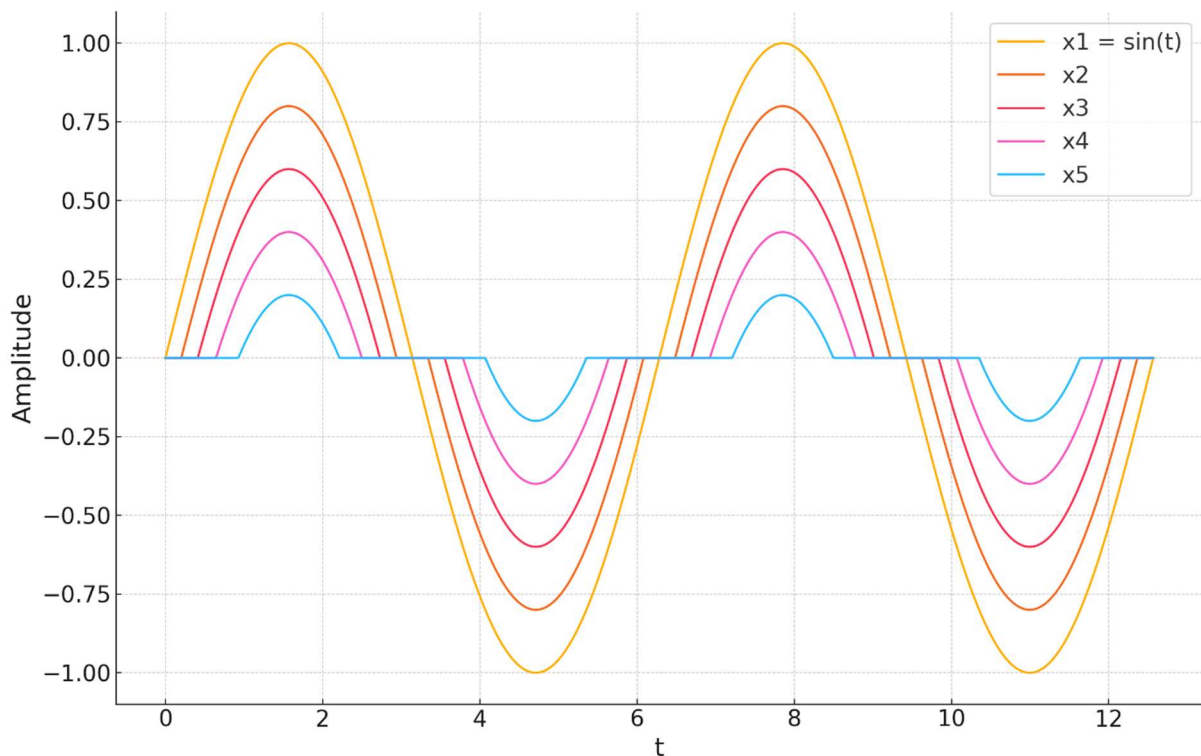


Abbildung 5-8: Abstufung der Inputs  $x_1 - x_5$

Die Regelung beinhaltet nun die 10 Gewichte:

$$\begin{aligned} Dutyc = & w_1[k]x_1[k] + w_2[k]x_2[k] + w_3[k]x_3[k] + w_4[k]x_4[k] + w_5[k]x_5[k] \\ & + w_6[k]x_6[k] + w_7[k]x_7[k] + w_8[k]x_8[k] + w_9[k]x_9[k] + w_{10}[k]x_{10}[k] \\ & + K_p(i^*[k] - i_{mess}[k]) \end{aligned}$$

Wichtig anzumerken ist, dass die Gewichte  $w_1$  und  $w_6$  sich deutlich schneller einstellen als die restlichen, da diese auch den größten Einfluss auf den Verlauf des Stroms haben. Die Gewichte  $w_5$  und  $w_{10}$  regeln primär die hochfrequenten Anteile. Die nachfolgend Messaufnahmen wurden mit den jeweiligen Gewichten aufgenommen.

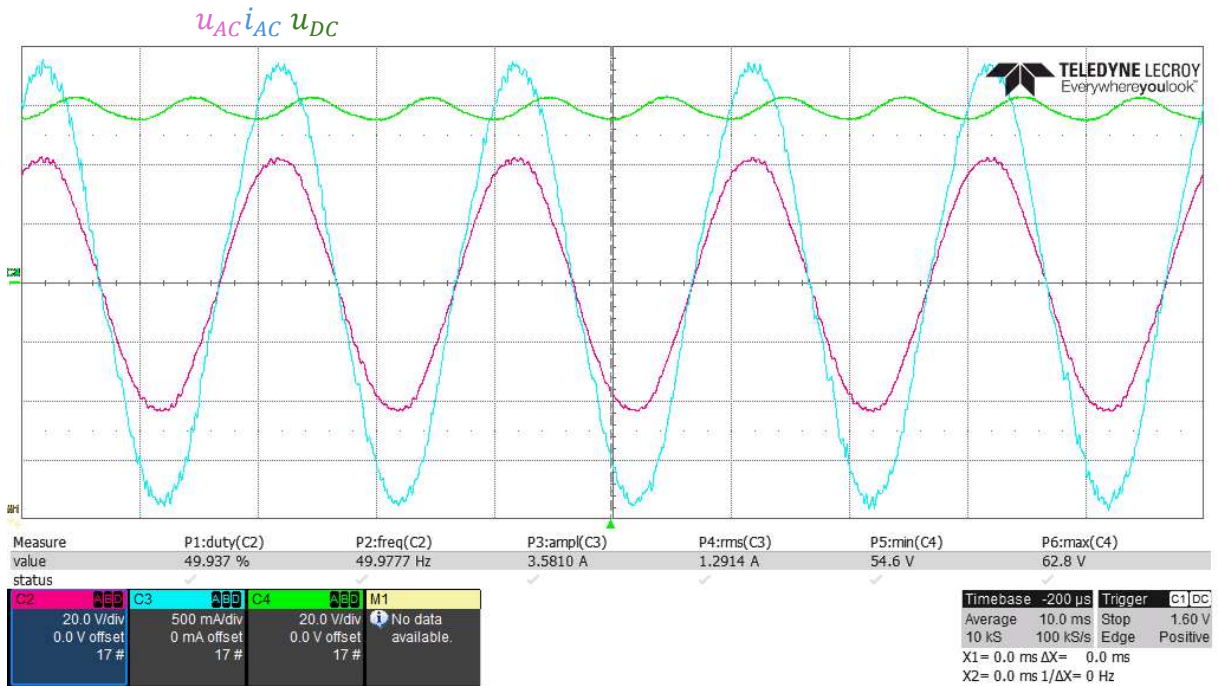


Abbildung 5-9: adaptiver Regler mit 10 Gewichten

Tabelle 5-1: Gewichte der adaptiven Regelung im stationären Zustand

$W_1$	$W_2$	$W_3$	$W_4$	$W_5$	$W_6$	$W_7$	$W_8$	$W_9$	$W_{10}$
0,783	0,050	-0,113	-0,165	-0,137	-0,125	0,057	0,220	-0,078	-0,295

Als nächstes wurde eine Blindleistung injiziert.  $F_Q = -0,02$

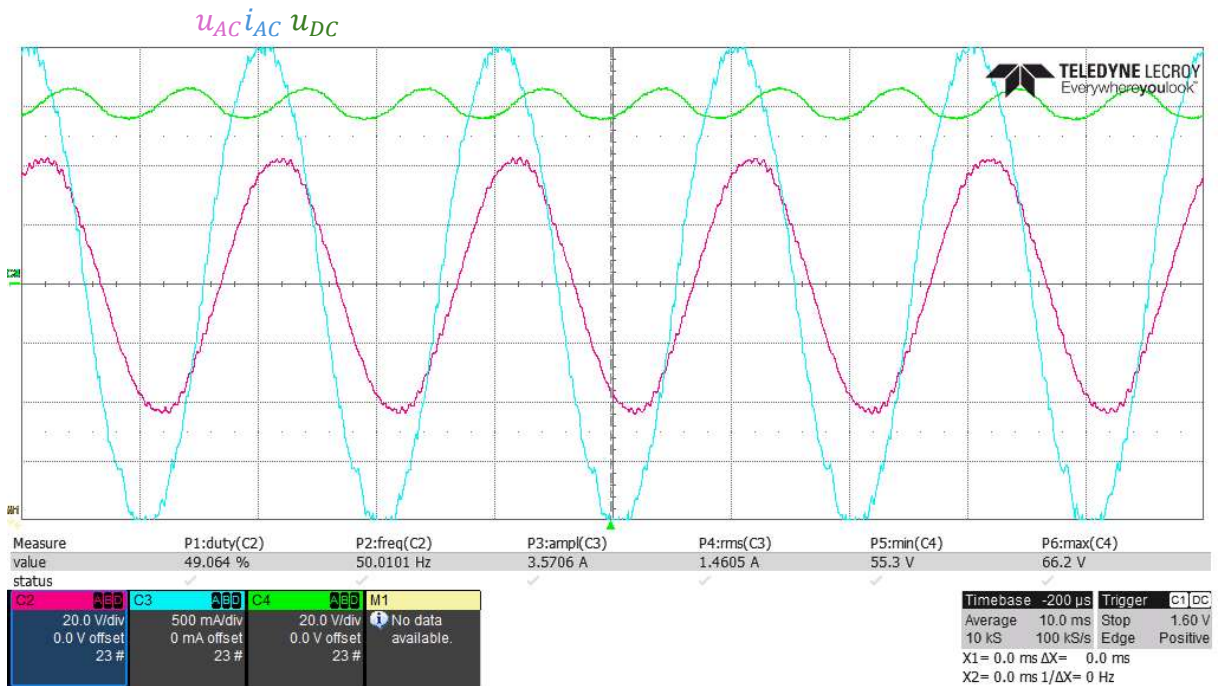


Abbildung 5-10: adaptiver Regler mit Blindleistung  $F_P = 0,04$   $F_Q = -0,02$



Tabelle 5-2: Gewichte der adaptiven Regelung mit Blindleistung im stationären Zustand

$w_1$	$w_2$	$w_3$	$w_4$	$w_5$	$w_6$	$w_7$	$w_8$	$w_9$	$w_{10}$
0,725	0,556	-0,447	-0,151	-0,422	-0,066	0,044	0,135	-0,088	-0,562

Wie auch in Kapitel 5.4 kann eine Sternpunktverschiebung des dreiphasigen Betriebs im einphasigen Betrieb nachgebildet werden, indem  $i^*$  limitiert wird [14]. Dadurch ist der Verlauf nicht sinusförmig, aber der Spannungsripple wird reduzieren.

$$i^*[k] = 0,06\tilde{u}_{netz}[k]$$

$$\hat{I} = 1,6V$$

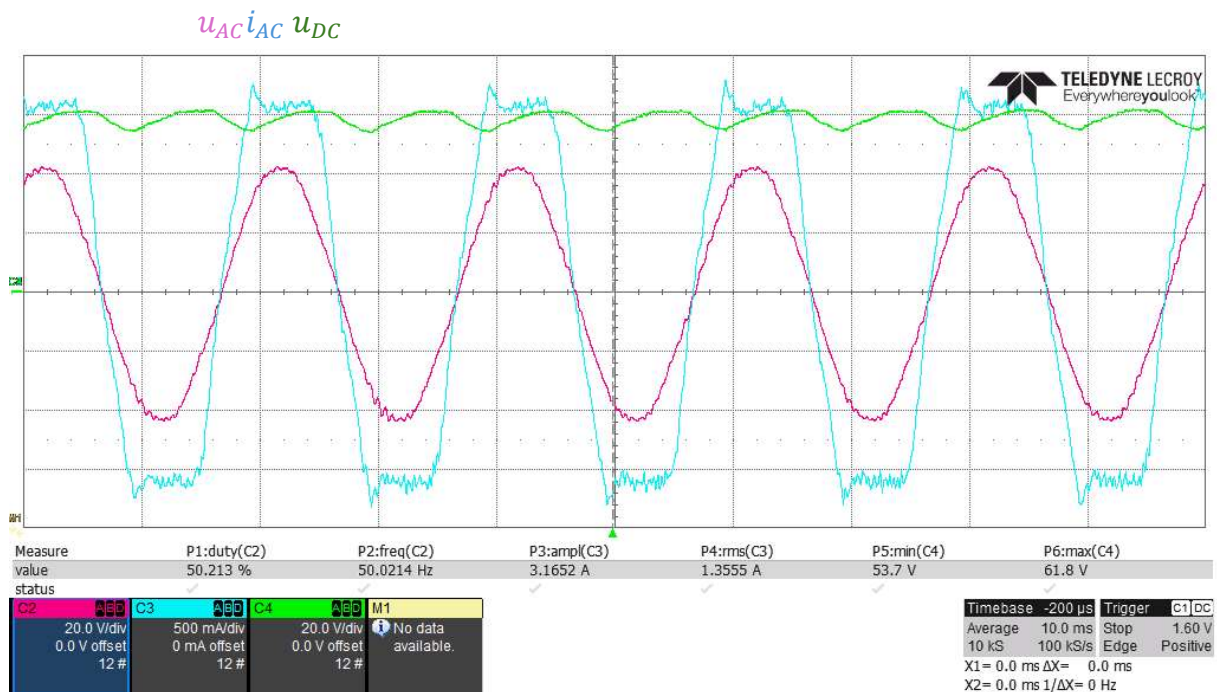


Abbildung 5-11: adaptiver Regler mit limitiertem  $i^*$

Tabelle 5-3: Gewichte der adaptiven Regelung mit limitiertem  $i^*$  im stationären Zustand

$w_1$	$w_2$	$w_3$	$w_4$	$w_5$	$w_6$	$w_7$	$w_8$	$w_9$	$w_{10}$
1,036	0,623	-0,849	-1,089	-0,462	-0,470	0,335	0,528	-0,234	0,079

Bei allen Gewichten stellen sich sehr hohe Werte ein, was bedeutet, dass der Duty-Cycle stark vom Sinus abweicht.

Um die Stabilität der Regelung auf Bauteilungleichheiten und Ausfälle zu testen, wurden einige charakteristische Größen drastisch verändert. Dies ist ein wichtiger Aspekt der Regelung, da im industriellen Betrieb die Kosten der Elektrolyseure und alle dazugehörigen zusätzlichen Komponenten sehr hoch sind. Ein z.B. defekter Kondensator sollte dementsprechend nicht die ganze Regelung ins Ungleichgewicht bringen können.

Zunächst wurde die Kapazität  $C_{DC,Link} = 74\mu F$  drastisch reduziert.

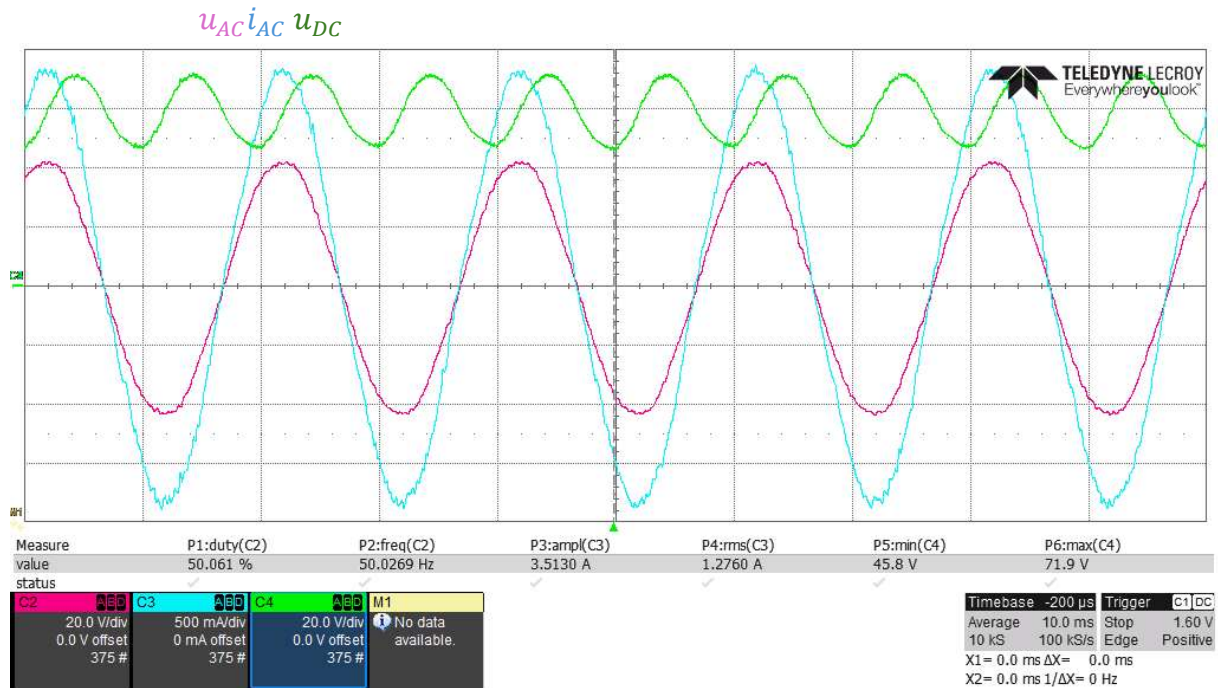


Abbildung 5-12: adaptiver Regler mit reduzierter Kapazität  $C_{DC,Link} = 74\mu F$

Tabelle 5-4: Gewichte der adaptiven Regelung mit reduzierter Kapazität

$w_1$	$w_2$	$w_3$	$w_4$	$w_5$	$w_6$	$w_7$	$w_8$	$w_9$	$w_{10}$
0,991	-0,100	-0,228	-0,272	-0,291	-0,184	0,012	0,207	0,098	-0,157

Offensichtlicherweise erhöht sich der Ripple der DC-Spannung und der Peak-Strom erreicht auch nicht mehr die gewünschten 2A, aber die Verläufe sind immer noch stabil und der Elektrolyseur könnte immer noch versorgt werden.

Als nächste wurde die Filterdrossel  $L_s = 14mH$  halbiert. Eine realistische Bauteilabweichung befindet sich normalerweise nicht im Bereich 50%. Diese Messung ist ein deutlich überdimensionierter Fall zur Darstellung der Stabilität des Reglers. Natürlich hat der Stromverlauf einen erhöhten Hochfrequenzripple, aber das System bleibt stabil.

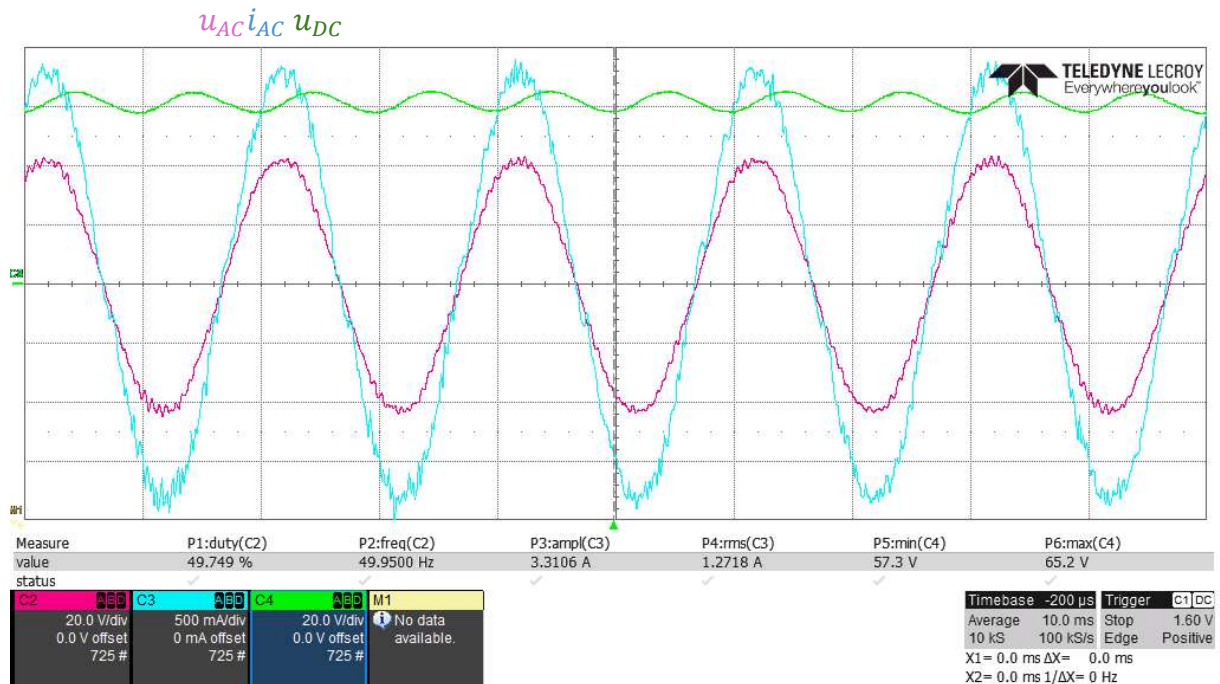


Abbildung 5-13: adaptiver Regler mit verringerter Induktivität  $L_s = 14mH$

Tabelle 5-5: Gewichte der adaptiven Regelung mit verringerter Induktivität

$W_1$	$W_2$	$W_3$	$W_4$	$W_5$	$W_6$	$W_7$	$W_8$	$W_9$	$W_{10}$
0,503	0,432	-0,254	-0,281	0,114	-0,273	0,078	0,199	-0,072	-0,241

Zum Abschluss wurde der Lastwiderstand  $R_{DC} = 110\Omega$  verringert, was die Situation abbildet, wenn die erneuerbaren Energien wie z.B. Solar am Abend nicht mehr ganz so viel Energie produzieren und dementsprechend die Produktion von Wasserstoff verringert werden muss. Der Kapazitätsripple verringert sich enorm und auch der Peak-Strom wird reduziert.

Die adaptive Regelung im einphasigen Betrieb wurde ausführlich aufgenommen. Sie hat alle Stabilitätstest ohne Einbrüche der Regelung ausführen können und ist nun für den dreiphasigen Betrieb einsatzbereit.



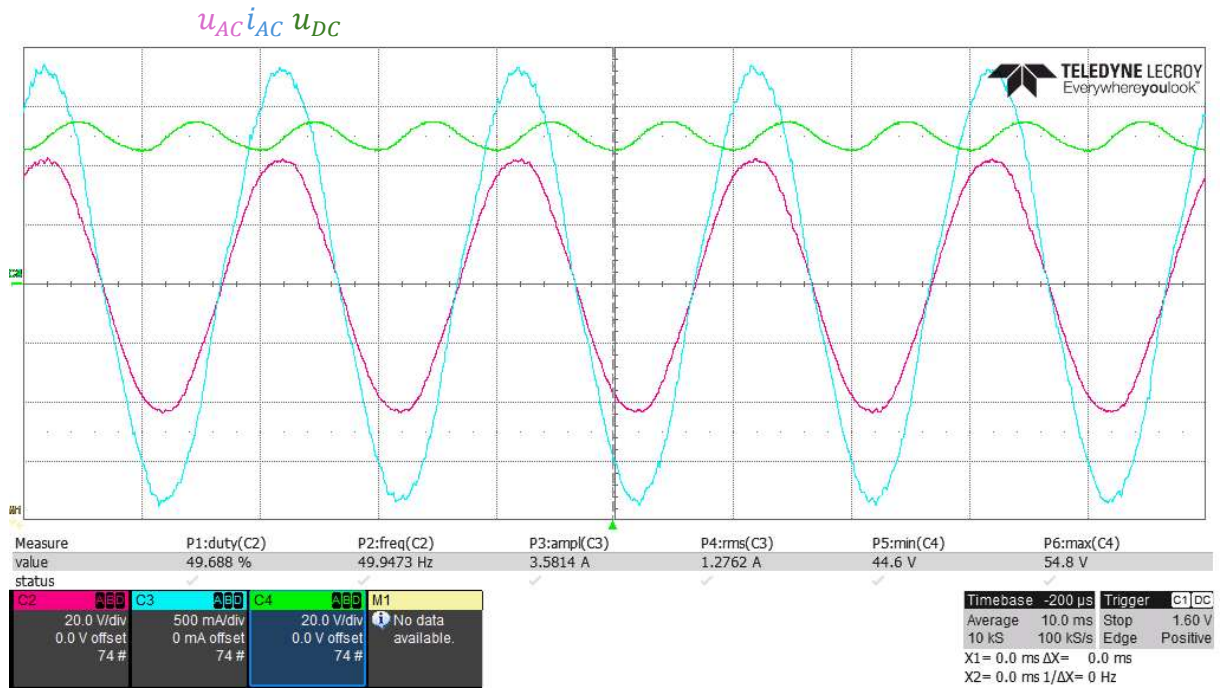


Abbildung 5-14: adaptiver Regler mit verringertem Widerstand  $R_{DC} = 110\Omega$

Tabelle 5-6: Gewichte der adaptiven Regelung mit verringertem Widerstand

$W_1$	$W_2$	$W_3$	$W_4$	$W_5$	$W_6$	$W_7$	$W_8$	$W_9$	$W_{10}$
0,880	0,239	-0,159	-0,448	-0,012	-0,200	0,066	0,256	0,118	-0,487

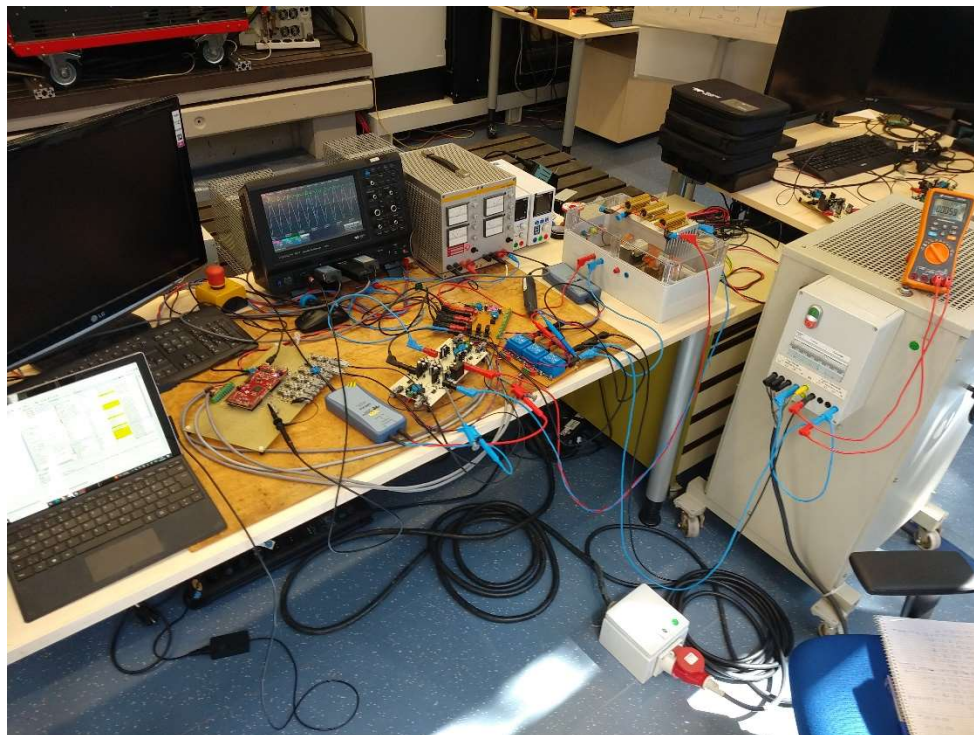


Abbildung 5-15: Messaufbau bei einphasiger Regelung

# 6 Auswertung

## 6.1 Zusammenfassung

Diese Arbeit beschäftigte sich mit dem Aufbau und der Regelung eines Kaskadierten AC-DC Umrichters zur Anwendung in der Elektrolyse. Es wurde die Signifikanz von Wasserstoff als Energieprodukt für Deutschland erläutert und eine mögliche elektrische Umsetzung zur Versorgung von Elektrolyseuren dargestellt. Die dafür notwendigen Komponenten wurden konzipiert, aufgebaut, charakterisiert und in Betrieb genommen. Die Regelung unter Verwendung eines Mikrokontrollers wurde in C-Code programmiert. Es wurden einige unterschiedliche Regler betrachtet und verglichen. Außerdem wurde eine neue Auslegung des PI-Reglers integriert und fokussiert betrachtet. Anschließend wurde alles im Einphasen-Betrieb detailreich untersucht.

Es konnte bewiesen werden, dass die gewichtete Regelung nicht nur in der Theorie, sondern auch in der Praxis umsetzbar ist. Durch die geringe Rechenkapazität kann sie als ein kostengünstiger und effizienter Ansatz für eine Regelung im einphasigen Betrieb verwendet werden. Auch wenn im Aufbau der dreiphasige Arbeitspunkt nicht mehr aufgenommen werden konnte, kann man aus den Messungen den Einsatz im Drehstromnetz nicht ausschließen.

Der große Arbeitsaufwand zur Produktion der Module war von Anfang an eingeplant, jedoch hat sich die Programmierung der grundlegenden Funktionen eines Reglers als deutlich umfangreicher herausgestellt. Auch der Aufbau der Messdurchführungen hat erheblich mehr Zeit in Anspruch genommen, da sehr viele Messdaten aufgenommen wurden. Dadurch musste leider der dreiphasige Betrieb und eine ausführliche mathematische Ausarbeitung reduziert werden. Die Bedeutung und Effektivität der wissenschaftlichen Arbeit im Bereich Energieversorgung konnte trotzdem gut dargestellt werden.

## 6.2 Ausblick

Ein weiteres Ziel wird es sein, eine Sternpunktverschiebung im dreiphasen-Betrieb zu injizieren, was den Spannungsripple noch weiter reduzieren kann. Dafür gibt es auch einige unterschiedliche Regelungsstrategien, was zur Weiterentwicklung der Regelungstechnik beisteuern kann.

## 7 Literaturverzeichnis

- [1] S.-F. C. F. B. u. P. D. M. Chen, *Overview of Power Electronic Converter Topologies Enabling Large-Scale Hydrogen Production via Water Electrolysis*, Bd. 12, 2022.
- [2] Deutsche Energie-Agentur: Aufbau und Finanzierung von Wasserstoffspeichern in Deutschland, „[www.dena.de](http://www.dena.de),“ Juli 2024. [Online]. Available: [https://www.dena.de/fileadmin/dena/Publikationen/PDFs/2024/STUDIE\\_Aufbau\\_und\\_Finanzierung\\_von\\_Wasserstoffspeichern\\_in\\_Deutschland.pdf](https://www.dena.de/fileadmin/dena/Publikationen/PDFs/2024/STUDIE_Aufbau_und_Finanzierung_von_Wasserstoffspeichern_in_Deutschland.pdf). [Zugriff am Mai 2025].
- [3] D. G. M. P. W. K. M. H. u. G. V. B. Yodwong, *AC-DC Converters for Electrolyzer Applications: State of the Art and Future Challenges*, Bd. 9, 2020.
- [4] F. S. u. J. B. R. Unruh, *Zero-Sequence Voltage Reduces DC-Link Capacitor Demand in Cascaded H-Bridge Converters for Large-Scale Electrolyzers by 40%*, 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), 2022.
- [5] J. B. u. F. S. R. Unruh, *Experimentally Verified 22 kW, 40 kHz LLC Resonant Converter Design with new Control for a 1 MW Cascaded H-Bridge Converter*, Darmstadt, Deutschland: 2024 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe), 2024.
- [6] G. W. S. B. u. A. Q. H. T. Zhao, *Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer*, Bd. 28, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013.
- [7] S. P. X. P. W. G. K. D. u. W. L. X. Dang, *A Modular Three-Phase Photovoltaic Inverter with Elimination of Phase Unbalance and Reduction of Second Harmonic Voltage Ripple*, IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2020.
- [8] H. Uematsu, „Motorregelvorrichtung zum Regeln einer Stromphase in dq/Dreiphasen-Koordinaten“. Deutschland Patent DE102015013769A1, 2015.
- [9] G. F. Beck, „<http://www.neuronalesnetz.de/>,“ [Online]. Available: <http://www.neuronalesnetz.de/delta.html>. [Zugriff am 2025].
- [10] FUSS-EMV, Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG, „Zwischenkreisdrosseln ZKD400/800-3,2,“ [Online]. Available: <https://www.fuss-emv.de/fileadmin/documents/produktdatenblaetter/emi-filter/dc-zwischenkreisdrosseln/ZKD.pdf>. [Zugriff am 2024].
- [11] Elektronik-Kompendium.de, „Elektronik-Kompendium.de,“ [Online]. Available: <https://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0203112.htm>. [Zugriff am Mai 2025].



- [12] Texas Instruments, „F28379D LaunchPad™ development kit for C2000™ Delfino™ MCU,“ [Online]. Available: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>.
- [13] R. U. L. H. F. S. u. J. B. P. Rehlaender, *Frequency-Doubler Modulation for Reduced Junction Temperatures for LLC Resonant Converters Operated in Half-Bridge Configuration*, Ghent, Belgium: 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe), 2021.
- [14] J. B. u. F. S. R. Unruh, *An Optimized Third-Harmonic Injection Reduces DC-Link Voltage Ripple in Cascaded H-Bridge Converters up to 50% for all Power Factors*, Aalborg, Dänemark: 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), 2023, pp. 1-10.
- [15] Agora Energiewende, „[www.agora-energiewende.de](https://www.agora-energiewende.de),“ [Online]. Available: [https://www.agora-energiewende.de/daten-tools/agorameter/live/chart/power\\_generation/05.05.2025/11.05.2025/hourly](https://www.agora-energiewende.de/daten-tools/agorameter/live/chart/power_generation/05.05.2025/11.05.2025/hourly).
- [16] J. Solanki, *High Power Factor High-Current Variable-Voltage Rectifiers*, Universität Paderborn, 2015.
- [17] D. Z. Y. W. B. W. u. H. S. A. L. Wang, *Power and Voltage Balance Control of a Novel Three-Phase Solid-State Transformer Using Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters for Microgrid Applications*, Bd. 31, IEEE Transactions on Power Electronics, 2016.
- [18] B. W. S. K. H. W. u. D. Z. S. Rivera, *Cascaded H-bridge multilevel converter topology and three-phase balance control for large scale photovoltaic systems*, 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012.
- [19] X. Z. W. M. T. Z. F. W. u. Z. D. Y. Hu, *An Optimized Third Harmonic Injection Method for Reducing DC-Link Voltage Fluctuation and Alleviating Power Imbalance of Three-Phase Cascaded H-Bridge Photovoltaic Inverter*, Bd. 67, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 2020.