

Bachelorarbeit

Jan Michael Mück

Entwicklung einer universellen Mess- und Steuerplatine
sowie eines dreiphasigen Wechselrichters mit
Kleinspannung

Jan Michael Mück

Entwicklung einer universellen Mess- und Steuerplatine sowie eines dreiphasigen Wechselrichters mit Kleinspannung

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang *Bachelor of Science Regenerative Energiesysteme und Energie-
management*
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr. Frerk Haase
Zweitgutachter: Ph.D. Kasper Mayntz Paasch

Eingereicht am: 12.07.2022

Jan Michael Mück

Thema der Arbeit

Entwicklung einer universellen Mess- und Steuerplatine sowie eines dreiphasigen Wechselrichters mit Kleinspannung

Stichworte

Mess- und Steuerplatine, Wechselrichter, Kleinspannung, Matlab, Simulink, C2000, Layout, Schaltplan, Operationsverstärker, Regelungstechnik

Kurzzusammenfassung

In dieser Arbeit wird zunächst eine Mess- und Steuerplatine auf Basis eines C2000 Mikrocontrollers entwickelt und in Betrieb genommen. Anschließend wird mit der Mess- und Steuerplatine ein Wechselrichter im Kleinspannungsbereich geregelt, welcher ebenfalls als Teil dieser Arbeit entwickelt wird. Die Programmierung erfolgt mittels Matlab/Simulink.

Jan Michael Mück

Title of Thesis

Development of a universal measuring and control board as well as a three-phase inverter with low voltage

Keywords

Measurement and control board, Inverter, low-voltage, Matlab, Simulink, C2000, Layout, Schematic, Operational Amplifier, control and feedback control systems

Abstract

In this work, a measurement and control board based on a C2000 controller is developed and put into operation. Subsequently, an inverter in the low-voltage range is controlled by the measurement and control board, which is also developed as part of this work. Programming is done using Matlab/Simulink.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	vii
Tabellenverzeichnis	x
Abkürzungen	xi
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Zielsetzung	1
1.2 Verwendete Messgeräte	2
2 Mess- und Steuerplatine	3
2.1 Kernanforderungen	3
2.2 Nebenanforderungen	4
2.3 Hardwareauswahl	5
2.3.1 Marktverfügbare Hardware	5
2.3.2 Auswahl der Entwicklungsplattform	6
2.4 Hardwareentwicklung der Mess- und Steuerplatine	8
2.4.1 Spannungsversorgung	8
2.4.2 Analoge Eingangsbeschaltung	15
2.4.3 Analoge Ausgänge	21
2.4.4 General Purpose Input/Output und deren alternative Funktionen	22
2.5 Überblick über Mess- und Steuerplatine	23
3 Wechselrichter	24
3.1 Hardwareanforderungen	24
3.2 Theorie zur Wechselrichterhardware	26
3.2.1 Wechselrichterschaltung	26
3.2.2 Regelung von dreiphasigen Wechselrichtern	27
3.2.3 Third-Harmonic-Injection	28

3.3	Hardwareentwicklung des Wechselrichters	29
3.3.1	Wirk-, Blind- und Scheinleistung	29
3.3.2	Auslegung des LCL-Filters	31
3.3.3	Mosfets	35
3.3.4	Mosfet-Treiber	35
3.3.5	Strommessung und Überstromerkennung	38
3.3.6	DC-DC Wandler	40
3.4	Überblick über die Wechselrichterplatine	41
4	Software	43
4.1	Definitionen	43
4.2	Transformationen	45
4.2.1	abc - $\alpha\beta$ -Transformation	46
4.2.2	$\alpha\beta$ - dq -Transformation	48
4.2.3	abc - dq -Transformation	50
4.2.4	Transformation eines unsymmetrischen Systems	51
4.3	Third Harmonic Injection	52
4.4	Ermittlung der Reglerparameter für die dq -Werte	55
4.5	Erzeugung der PWM-Signale	59
4.6	Sollwertvorgabe	61
4.7	Phase-locked Loop	63
4.7.1	Dreiphasiger PLL	63
4.7.2	abc - dq -Transformation mit Versatz von 30°	68
4.8	Überblick über die Software	70
4.8.1	Software zur Schaltungssimulation und Reglerauslegung	70
4.8.2	Software zur Programmierung des Mikrocontrollers	71
5	Inbetriebnahme	72
5.1	Hardwareaufbau	72
5.2	Überprüfung der Ausgangsspannungen und Ströme	73
5.3	Restwelligkeit der Ausgangsspannung	76
5.4	Wirkungsgrad	77
5.5	Reglerverhalten	78
5.5.1	Spannungsregelung	78
5.5.2	Frequenzregelung	79
5.6	Einstellung des Phasenwinkels	80

5.7	Annäherung an maximal mögliche Amplitude	81
6	Ausblick und Fazit	83
6.1	Ausblick	83
6.1.1	Regelung der Phasenströme	83
6.1.2	Berührungssicherheit	83
6.1.3	Leitungstreiber	84
6.1.4	Unsymmetrische Belastung	84
6.2	Fazit	85
	Literaturverzeichnis	86
	Selbstständigkeitserklärung	90

Abbildungsverzeichnis

2.1	Entwicklungsplatine mit TMS320F28379D von Texas Instruments	7
2.2	Aufbau des Schaltreglers MC34063A	9
2.3	Schaltung zur Erzeugung der 5 V	10
2.4	Schaltung zur Spannungsinvertierung	11
2.5	Rauschverhalten der einzelnen Versorgungsspannungen	12
2.6	Umschaltverhalten der Diodentypen	13
2.7	Wirkungsgrad 5 V Wandler gegenüber der Ausgangsleistung	14
2.8	Instrumentenverstärkerschaltung	17
2.9	Jumperfeld von Kanal 6, 7 und 8	18
2.10	Schaltung des Tiefpassfilters - 2. Ordnung	19
2.11	Amplituden- und Phasengang des Tiefpassfilters 2. Ordnung	20
2.12	DAC-Ausgang mit nicht inv. Verstärker	21
2.13	Fertig bestückte Mess- und Steuerplatine	23
3.1	Einphasiger zweistufen Wechselrichter	26
3.2	Dreiphasen System mit resultierendem Spannungsvektor	27
3.3	LCL-Filter mit Dämpfungswiderstand	31
3.4	Amplituden- und Phasengang des berechneten LCL-Filters	34
3.5	IR2184 - Schaltung für Halbbrückentreiber	36
3.6	Schaltung eines Stromsensors	39
3.7	Schaltung der Überstromerkennung	40
3.8	Fertig bestückte Wechselrichterplatine	42
4.1	ESB des Wechselrichter mit Last	44
4.2	Spannungsdreieck	44
4.3	Spannungsverläufe der Leiter- und Sternspannungen	44
4.4	Spannungsverläufe der Leiterspannungen	45
4.5	Vektoren zum Zeitpunkt $t = 4 \text{ ms}$ im abc - und $\alpha\beta$ -Referenzsystem	47
4.6	$\alpha\beta$ -Werte über die Zeit	47

4.7	Drehwinkel θ im zeitlichen Verlauf zu u_{ab}	48
4.8	Vektoren zum Zeitpunkt $t = 4 \text{ ms}$ im $\alpha\beta$ und dq -Referenzsystem	49
4.9	dq -Werte über die Zeit	49
4.10	Verhalten der $dq0$ -Werte bei unsymmetrischen Strömen ab $t = 30 \text{ ms}$	51
4.11	Spannungsverläufe der Sternspannungen	52
4.12	Verlauf von u_{max} , u_{min} und u_{thi}	53
4.13	Mit THI modulierte Sternspannungen	54
4.14	LCL-Filter mit Last	55
4.15	Bodeplot der berechneten Übertragungsfunktion des LCL-Filters	57
4.16	Übertragungsfunktion des Wechselrichters	57
4.17	dq -Regelverhalten	58
4.18	Referenz- und Dreiecksignal zur Erzeugung des PWM-Signals	59
4.19	PWM-Signal bei sinusförmigem Referenzsignal	59
4.20	Erzeugung der PWM-Signale mittels Timer auf dem Mikrocontroller	60
4.21	dq -Sollwert	61
4.22	Berechnung des Sollwerts für d und q in Simulink	62
4.23	PLL Blockdiagramm	63
4.24	PLL-Regelverhalten mit PI-Regler	65
4.25	PLL-Regelverhalten mit Tiefpassfilter	67
4.26	PLL-Regelstrecke umgesetzt auf dem Mikrocontroller	67
4.27	Drehwinkel θ im zeitlichen Verlauf zu u_{an}	69
4.28	Software in Simulink zur Schaltungssimulation und Parametrierung	71
4.29	Software in Simulink zur Programmierung des Mikrocontrollers	71
5.1	Hardwareaufbau bei Inbetriebnahme	72
5.2	Sternspannungen mit THI gegenüber Schaltungsmasse bei $P = 0 \text{ W}$	73
5.3	Sternspannungen mit THI gegenüber Schaltungsmasse bei $P \approx 150 \text{ W}$	74
5.4	Leiterspannungen in Simulink bei $P \approx 150 \text{ W}$	74
5.5	Phasenströme in Simulink bei $P \approx 150 \text{ W}$	75
5.6	Modulierter Neutralleiter und Sternspannungen bei $P \approx 150 \text{ W}$	75
5.7	Maximale Restwelligkeit der Ausgangsspannung	76
5.8	Wirkungsgrad des Wechselrichters	77
5.9	Regelverhalten bei Sprung von Leerlauf auf Nennleistung	78
5.10	Regelverhalten bei Frequenzsprung von 50 Hz auf 55 Hz	79
5.11	u_{ab} mit $\varphi = 20^\circ$ voreilend zum Referenznetz	80
5.12	Verzerrung der Sternspannungen	81

5.13 Anstieg des PWM-Signals	82
6.1 Lochrasterfläche auf Mess- und Steuerplatine	84

Tabellenverzeichnis

1.1	Verwendete Messgeräte	2
2.1	Mögliche Plattformen von Mikrocontrollern	6
2.2	Errechnete und gewählte Werte für 5 V und 3,3 V	10
2.3	Errechnete und gewählte Werte für -12 V	11
2.4	Messbereichsumschaltung über GPIOs	16
2.5	Offset für analoge Kanäle	18
2.6	Spannungsteiler für Kanäle	20
2.7	AC/DC Kopplung der DAC-Kanäle	21
2.8	Funktionen der GPIOs auf BNC-Buchsen	22
2.9	Funktionen der GPIO auf den Stiftleisten	22

Abkürzungen

ADC Analog-Digital-Wandler.

AN Application Note.

DAC Digital-Analog-Wandler.

DSP Digitaler Signalprozessor.

ESB Ersatzschaltbild.

FPGA Field Programmable Gate Array.

FPU Floating Point Unit.

GPIO General Purpose Input/Output.

IC Integrierter Schaltkreis.

I²C Inter-Integrated Circuit.

LED Light Emitting Diode.

MIPS Millionen Instruktionen pro Sekunde.

Mosfet Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor.

OCD Over Current Detection.

OPV Operationsverstärker.

PLL Phase-locked Loop.

PWM Pulsweitenmodulation.

THI Third-Harmonic-Injection.

TMU Trigonometric Math Unit.

UART Universal Asynchronous Receiver / Transmitter.

USB Universal Serial Bus.

USV Unterbrechungsfreie Stromversorgung.

VCO Voltage Controlled Oscillator.

1 Einleitung

1.1 Motivation und Zielsetzung

Ein immer wiederkehrendes Thema in der Elektrotechnik ist das dreiphasige Drehstromnetz, welches tagtäglich in Haushalten und der Industrie genutzt wird. Neben der konventionellen Erzeugung von Energie über Drehstromgeneratoren in Kraftwerken, werden seit einigen Jahren auch immer mehr Wechselrichter auf Halbleiterbasis in der Nieder- und Mittelspannungsebene installiert.

Wechselrichter werden beispielsweise genutzt, um die aus Photovoltaikanlagen gewonnene Energie in Wechselspannung umzuwandeln und in das Versorgungsnetz einzuspeisen [19, p. 320].

Das Einsatzgebiet von Wechselrichtern erstreckt sich darüber hinaus auch außerhalb der Energieerzeugung, Wechselrichterschaltungen werden zum Beispiel als Frequenzumrichter zur Steuer- und Regelung von Drehstrommotoren oder bei batteriegestützter Notstromerzeugung in USV-Anlagen genutzt.

Um Student:innen einen tieferen Einblick in den Aufbau eines solchen Wechselrichters zu ermöglichen soll mit dieser Bachelorarbeit ein Wechselrichter (Kap. 3) mit dem Ziel einer Netznachbildung im Maßstab 1:10 im Kleinspannungsbereich entwickelt werden. Die Leiterspannungen betragen $U_{pp} = 40\text{V}$ und Sternspannungen $U_{pn} = 23\text{V}$. Der Wechselrichter soll später im Laborbetrieb zu Mess- und Regelaufgaben oder zu Demonstrationszwecken genutzt werden.

Zur Steuerung des Wechselrichters soll zusätzlich eine Mess- und Steuerplatine (Kap. 2) entworfen werden. Diese Mess- und Steuerplatine soll auch unabhängig von der Wechselrichterschaltung im Labor für weitere Zwecke eingesetzt werden können.

Die Programmierung der Hardware soll dabei mittels Matlab/Simulink möglich sein.

Die Arbeit gliedert sich der Übersicht halber in mehrere Kapitel auf, in welchen genauere Zielsetzungen definiert sind.

1.2 Verwendete Messgeräte

Sofern nicht anders angegeben werden die in Tabelle 1.1 enthaltenen Mess- und Laborgeräte genutzt.

Tabelle 1.1: Verwendete Messgeräte

Messgerät	Bezeichnung	Besonderheiten
Oszilloskop	Siglent SDS1204X-E	200 MHz, 4-Kanal
Multimeter	Peaktech 2010DMM	2 Stück vorhanden
Labornetzteil	Siglent SPD3303C	2 · 32 V/3,2 A + 5 V/3,2 A
Funktionsgenerator	Voltcraft 7202	Bis 1 MHz

Die genauen Messaufbauten sind in den einzelnen Abschnitten beschrieben.

2 Mess- und Steuerplatine

Ziel dieses Kapitels ist die Definition von Anforderungen, Entwicklung und anschließende elektrische Überprüfung der Mess- und Steuerplatine.

Dazu werden zunächst die Anforderungen hinsichtlich des späteren Einsatzzwecks zur Steuerung des Wechselrichters als Kernanforderungen definiert. Weitere Punkte sind nachstehend dazu als sinnvolle Nebenanforderungen für den allgemeinen Laborbetrieb aufgelistet.

Anschließend werden auf dem Markt verfügbare Entwicklungsplattformen miteinander verglichen und hinsichtlich ihrer Funktionen, Softwareunterstützung und zu erwartenden Kosten bewertet und eine Auswahl getroffen.

Da die Entwicklungsplattformen in der Regel nicht direkt auf das Betreiben eines Wechselrichters ausgelegt sind, muss um die gewählte Entwicklungsplattform eine zusätzliche Außenbeschaltung entworfen werden, um die Hardware an die Gegebenheiten anzupassen.

2.1 Kernanforderungen

Zunächst wird der geplante Anwendungsfall betrachtet, dem Betrieb eines selbstgeführten Wechselrichters. Hierbei sind zwei Betriebsarten möglich, welche zum Einen der spannungsgeregelten (U-WR) und zum Anderen der stromgeregelte (I-WR) Betrieb [23, p. 241] sind. Um beide Betriebsarten abzudecken ist es erforderlich sowohl die Ausgangsspannungen zwischen den einzelnen Phasen¹ oder zwischen Phasen und Neutralleiter², sowie die Ausgangsströme der Phasen messen zu können.

¹Leiterspannungen

²Sternspannungen

Des Weiteren sollen vier Halbbrücken für die einzelnen Phasen und dem Neutralleiter mit PWM-Rechtecksignalen angesteuert werden. Die PWM-Signale werden durch Timer im Mikrocontroller erzeugt. Die genauen Zeitpunkte für diese Signale werden durch den Regelkreis errechnet, zu dem mehrere Transformationsmatrizen gehören. Diese Transformationen bestehen zu einem großen Teil aus trigonometrischen Funktionen und machen eine schnelle Recheneinheit erforderlich, damit der Programmcode in einer hohen Frequenz ausgeführt werden kann.

Später soll außerdem der Betrieb an einem noch nicht existierenden Versorgungsnetz möglich sein. Dazu muss der Wechselrichter zwingend auf das Netz synchronisiert werden, wodurch auch eine Messung der Netzspannung notwendig ist.

Zusammenfassend sind folgende Punkte essenziell für den geplanten Anwendungsfall:

- mindestens 6 differenzielle analoge Eingänge mit
 - einem Messbereich bis mindestens $\sqrt{2} \cdot U_{pp} = 56,57 \text{ V}$
 - Überspannungsschutz für einen sicheren Betrieb
- 4 PWM-Ausgänge
- GPIO-Ausgänge für Steuerungsaufgaben (z.B. Trennung des Wechselrichters vom Netz durch Relais)
- Performante Hardware für trigonometrische Berechnungen

2.2 Nebenanforderungen

Die Mess- und Steuerplatine soll später zusätzlich auch für andere Projekte einsetzbar sein. Von daher ist es wünschenswert, wenn auch nicht zwingend erforderlich, Schnittstellen wie z.B. I²C, analoge Ausgänge, weitere GPIO's und PWM-Ausgänge in die Hardware zu implementieren.

I²C ist dabei eine gängige Kommunikationsschnittstelle für kleine Datenmengen zwischen mehreren Baugruppen und IC's. Es ist sinnvoll zur zukünftigen Erweiterung der Schaltung diese Schnittstelle bereit zu stellen.

Analoge Spannungspegel werden häufig in der Industrie zur Messdatenübermittlung genutzt. Gängig sind Signalpegel von 0 V..10 V oder 2 V..10 V.

In Absprache mit einem Kommilitonen, welcher die Mess- und Steuerplatine in seiner Abschlussarbeit **Vektorregelung eines Brushless DC Motor und Errichtung eines Motorprüfstands zur Erprobung des Regelungssystems mit Kleinspannung** einsetzen soll, wurden die Anforderungen formuliert weitere GPIO's und PWM-Ausgänge hinzuzufügen.

2.3 Hardwareauswahl

2.3.1 Marktverfügbare Hardware

Aktuell auf dem Markt erhältliche Systeme für Mess- und Steuerungsaufgaben sind beispielsweise das NI USB-6008 von National Instruments, das RedLab 1208LS oder das USB-6343-BNC ebenfalls von National Instruments.

Dies ist nur eine kleine Übersicht der auf dem Markt befindlichen Systeme. Alle genannten Systeme verfügen über mehrere ADC, DAC und GPIO Anschlüsse und sind aus Matlab heraus direkt ansprechbar.

Allerdings lassen sich auf diesen Systemen häufig keine lokal ausgeführten Algorithmen zur Regelung implementieren, sie dienen lediglich zur Messdatenerfassung und Datenausgabe und ermöglichen einfache Steuerungsaufgaben. Eine Regelschleife würde auf dem angeschlossenen PC ausgeführt werden und wäre dadurch abhängig von der Datenübertragung zwischen dem PC und dem Mess- und Steuersystem.

Alternativ zu den genannten Messsystemen kann mit dem Embedded Coder Package von Matlab ein individueller Programmcode für diverse Mikrocontroller direkt aus Simulink erzeugt und programmiert werden. Unterstützt werden viele ARM³ basierte Plattformen verschiedener Hersteller, sowie einige FPGA Prozessoren. Eine vollständige Liste der unterstützten Systeme ist auf der Support-Webseite [8] der Firma Mathworks zu finden.

Interessant für den geplanten Anwendungsfall sind die digitalen Signalprozessoren (kurz DSP). Diese Mikrocontroller sind darauf ausgelegt Daten aus verschiedenen Quellen wie z.B. ADC, GPIO, Timern und anderen Schnittstellen in Echtzeit zu verarbeiten. Des Weiteren bieten diese Mikrocontroller eine Floating Point Unit zur schnellen Berechnung von Gleitkommazahlen und einige dieser Mikrocontroller verfügen zusätzlich über eine

³Gängige Architektur von Mikrocontrollern.

Erweiterung der FPU durch eine Trigonometric Math Unit für die effizientere Ausführung trigonometrischer und arithmetischer Berechnungen.

Am weitesten verbreitet sind dabei Mikrocontroller von den Herstellern Texas Instruments, ST-Microelectronics und Analog Devices, wobei letzterer kein aktuelles Software Support-Paket für Embedded Coder mehr anbietet.

Für den Anwendungsfall interessante Plattformen von Mikrocontrollern sind in der Tabelle 2.1 dargestellt.

Tabelle 2.1: Mögliche Plattformen von Mikrocontrollern

Hersteller	Plattform	Verfügbar	Kosten	Unterstützung in Matlab	Besonderheit
Texas Instruments	C2000	ja	60€	ja	galv. Trennung
	C6000	ja	60€	ja	Low Power
Analog Devices	ADSP-21xx	nein	-	Letztes Update 2015	
ST Microelectronics	STM32F4	ja	20€	ja	
	STM32F7	ja	>80€	ja	

Für die angegebenen Preise wurden durchschnittliche Werte für Entwicklungsboards von den in der Industrie gängigen Lieferanten Mouser, RS-Components und Farnell gewählt.

2.3.2 Auswahl der Entwicklungsplattform

Von den im Abschnitt 2.3.1 aufgezeigten Plattformen erfüllen sowohl die C2000, als auch die STM32F4 und STM32F7 Controller die genannten Anforderungen.

Wobei einige der Entwicklungsboards der C2000-Reihe von Texas Instruments darüber hinaus mit einer galvanischen Trennung der Programmier- und Kommunikationsschnittstellen ausgestattet sind. Dies ist sinnvoll um den verbundenen Computer vor einem Hardwaredefekt oder einem fehlerhaften Zustand während der Entwicklung zu schützen.

Ferner wird während des Studiums bereits mit der hauseigenen Entwicklungsumgebung Code-Composer-Studio und dazugehörigen Mikrocontrollern von Texas Instruments gelehrt und somit sind viele Student:innen mit den Mikrocontrollern des Herstellers vertraut. Daher wird durch diese Wahl dieser Mikrocontrollerreihe ein möglichst einheitlicher Laborstandard sichergestellt.

Wegen der oben genannten Punkte fiel die Wahl auf den Mikrocontroller TMS320F28379D, welcher in Abbildung 2.1 auf der vom Hersteller verfügbaren Entwicklungsplatine zu sehen ist.



Abbildung 2.1: Entwicklungsplatine mit TMS320F28379D von Texas Instruments

Der Mikrocontroller in Verbindung mit der Entwicklungsplatine weist folgende Kenndaten auf:

- 32-Bit Prozessor
- Zwei CPU-Kerne mit 200 MHz Taktfrequenz
- 800 MIPS
- FPU und TMU
- Vier unabhängige ADCs 12-Bit/16-Bit
- Multiplexer für ADCs für bis zu 16 analoge Eingänge
- Zwei 12-Bit DACs
- 50-GPIOs auf Stift- und Buchsenleiste

2.4 Hardwareentwicklung der Mess- und Steuerplatine

Für die gewählte Entwicklungsplatine soll in diesem Abschnitt eine Trägerplatine mit entsprechender Beschaltung entwickelt werden. Eine Hauptaufgabe dieser Platine ist es die Messung der Leiter- und Sternspannungen des Wechselrichters zu ermöglichen. Hierbei kommen hauptsächlich Operationsverstärker als Differenzverstärker zum Einsatz. Außerdem muss für die Entwicklungsplatine und den aktiven Bauelementen eine Spannungsversorgung vorgesehen werden.

2.4.1 Spannungsversorgung

Zur Spannungsversorgung der Platine wird ein handelsübliches 12 V Steckernetzteil genutzt. Allerdings sind weitere Spannungsebenen für die Entwicklungsplatine und für die Operationsverstärker erforderlich, welche aus den 12 V des Steckernetzteils erzeugt werden können. Es handelt sich dabei um 5 V und 3,3 V für die Entwicklungsplatine und zusätzlich -12 V für den Betrieb der Operationsverstärker.

Besonders die negative Versorgungsspannung für die Operationsverstärker kann nicht mit traditionellen linearen Spannungsreglern erzeugt werden. Daher fällt die Wahl zur Erzeugung der Spannungen auf Schaltregler, welche häufig sowohl als Step-Down ($12\text{ V} \rightarrow 5\text{ V}$ und $3,3\text{ V}$), als auch als Spannungsinverter ($12\text{ V} \rightarrow -12\text{ V}$) eingesetzt werden können.

Ausgewählt wurde der MC34063A, welcher ein weit verbreiteter und durch die recht niedrige Schaltfrequenz von bis zu 100 kHz einfach einzusetzender Schaltregler ist. Der Schaltregler unterstützt sowohl den Step-Down als auch den invertierenden Betrieb.

Die niedrige Schaltfrequenz kommt dabei der Auslegung der Leiterplatte zugute, da hier zwar auf möglichst kurze Leiterschleifen geachtet werden muss aber die Anforderungen nicht so hoch sind wie bei moderneren Schaltreglern, welche im Megahertzbereich arbeiten.

Außerdem ist der MC34063A in einfach zu handhabenden Bauformen erhältlich und dazu noch kostengünstig, sowie von verschiedenen Herstellern und Distributoren verfügbar.

In Abbildung 2.2 ist der Aufbau des Schaltreglers dargestellt. Zu erkennen ist, dass die Regelung der Ausgangsspannung hierbei über eine Spannungsreferenz und Komparator erfolgt und somit über die Feedback-Spannung eines Spannungsteilers frei wählbar ist.

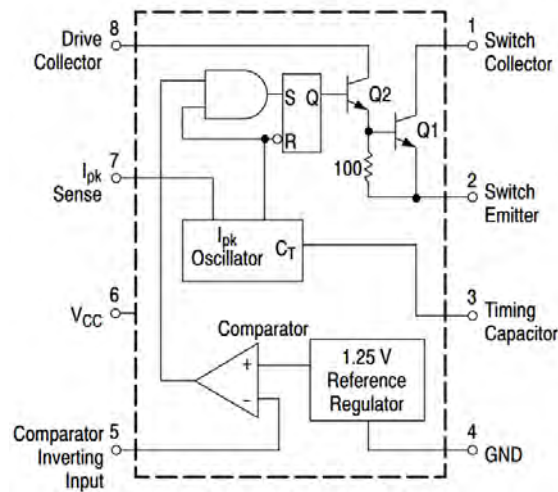


Abbildung 2.2: Aufbau des Schaltreglers MC34063A

Dazu kommt noch eine Messung des Schaltstroms um bei einer Überlastung die Ausgangsspannung herunterzuregeln.

Die Schaltfrequenz wird über einen externen Kondensator an Pin 3 eingestellt.

Auslegung der Step-Down Wandler

Die in diesem Abschnitt und dem nachfolgenden Abschnitt 2.4.1 genutzten Formeln zur Auslegung der Spannungswandler entstammen dem Datenblatt [20] des MC34063A. Ebenso wie die jeweiligen Grundschaltungen (siehe Abb. 2.3 und 2.4).

Für den Step-Down Betrieb wird die in Abbildung 2.3 gezeigte Schaltung eingesetzt. Diese erzeugt die 5 V und 3,3 V Spannung in dem über den integrierten Transistor und dem passenden Tastverhältnis zwischen leitenden und gesperrten Zustand die Spule bestromt wird. Die Spule dient dabei als Energiespeicher. Sobald der Transistor sperrt wird die gespeicherte Energie an die dahinter liegende Schaltung abgegeben und der Stromkreis über die Diode geschlossen bis der Transistor wieder leitend ist.

Das passende Tastverhältnis wird mit dem Spannungsteiler am Ausgang der Schaltung entsprechend passend zur Referenzspannung $V_{ref} = 1,25 \text{ V}$ eingestellt.

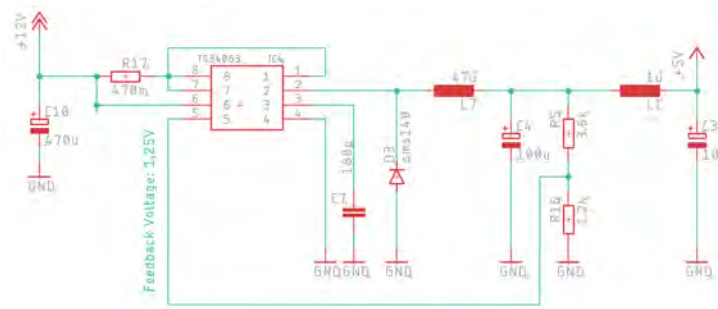


Abbildung 2.3: Schaltung zur Erzeugung der 5 V

Ziel bei der Auslegung ist es, eine möglichst rauscharme Versorgungsspannung zu erzeugen, da z.B. die 5,0 V Spannungsversorgung auch zur Erzeugung der Referenzspannung für die Analog-Digital-Wandler auf dem Entwicklungsboard genutzt wird. Daher ist auch der optionale LC-Filter aus dem Datenblatt dem eigentlichen Step-Down-Wandler nachgeschaltet.

Zur Dimensionierung der Bauteile sind dabei folgende Werte angenommen: $V_{in(min)} = 12\text{ V}$, $V_F = 0,5\text{ V}$, $V_{sat} = 0,55\text{ V}$, $f = 100\text{ kHz}$ und $V_{ripple(pp)} = 20\text{ mV}$ ⁴. Für $V_{out} = 5\text{ V}$ und $V_{out} = 3,3\text{ V}$ liegt der geschätzte maximale Ausgangsstrom bei $I_{out(max)} = 300\text{ mA}$.

Anhand der Formeln im Datenblatt zur Dimensionierung sind die in Tabelle 2.2 aufgeführten Werte für die Bauteile errechnet und entsprechend dazu passende Größen aus den Normreihen gewählt.

Tabelle 2.2: Errechnete und gewählte Werte für 5 V und 3,3 V

Bauteil	5 V		3,3 V	
	Berechnet	Gewählt	Berechnet	Gewählt
Glättungskondensator C_o	37,5 μF	100 μF	37,5 μF	100 μF
Timing-Kondensator C_t	184 pF	180 pF	127 pF	150 pF
Spule L	49,4 H	47,2 μH	43 μH	47 μH
Strommesswiderstand R_{SC}	0,5 Ω	0,47 Ω	0,5 Ω	0,47 Ω

Da in den Fußnoten des Datenblatts [20, p. 11] empfohlen wird den Glättungskondensator C_o aufgrund des frequenzabhängigen äquivalenten Serienwiderstands des Kondensators höher zu wählen als errechnet, kommt in der Schaltung ein höherer Wert zum Einsatz.

⁴Entsprechen bei 3 V ADC-Messbereich und einer Auflösung von 12 Bit einem Fehler von <1 %

Auslegung des Spannungsinverters

Zur Spannungsinvertierung wird die Diode und Spule vertauscht und bei den Kondensatoren auf die richtige Polung geachtet. Die dadurch entstandene Schaltung ist in Abbildung 2.4 zu sehen.

Im leitenden Zustand des integrierten Transistors fließt ein Strom durch die Spule, wodurch Energie in dieser gespeichert wird. Sobald der Transistor sperrt wird diese Energie wieder an die Schaltung abgegeben, wodurch eine gegenläufige Spannung induziert wird. Nun liegt eine negative Spannung an der Kathode der Diode an, die anschließend über den ausgangsseitigen Kondensator geglättet wird.

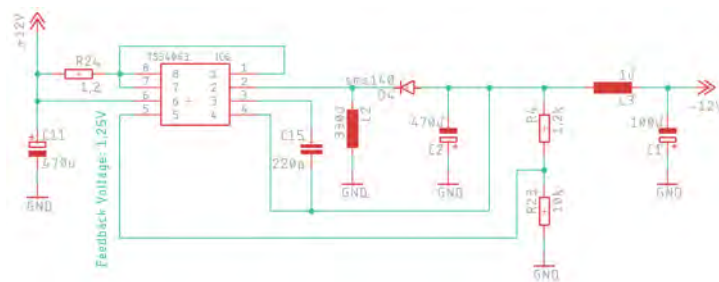


Abbildung 2.4: Schaltung zur Spannungsinvertierung

Zu beachten ist, dass Pin 4 des MC34063A in dieser Schaltung nicht mehr mit der Schaltungsmasse verbunden, sondern an der negativen Ausgangsspannung angeschlossen ist. Pin 4 des Schaltreglers dient als Bezugspunkt für die interne 1,25 V Referenzspannungsquelle und ermöglicht durch den Anschluss an die negative Spannung den Vergleich mit der ebenfalls negativen Feedback-Spannung des Spannungsteilers.

Zur Berechnung der Bauteile werden dabei folgende Werte als Parameter angenommen: $V_{in(min)} = 12 \text{ V}$, $V_F = 0,5 \text{ V}$, $V_{sat} = 0,55 \text{ V}$, $f = 100 \text{ kHz}$ und $V_{ripple(pp)} = 20 \text{ mV}$. Sowie für $V_{out} = -12 \text{ V}$ ein Ausgangsstrom von $I_{out(max)} = 50 \text{ mA}$.

Tabelle 2.3: Errechnete und gewählte Werte für -12 V

Bauteil	Berechnet	Gewählt
Glättungskondensator C_o	117 μF	470 μF ⁵
Timing-Kondensator C_t	208 pF	220 pF
Spule L	285 μH	330 μH
Strommesswiderstand R_{SC}	1,43 Ω	1,2 Ω

⁵Begründung für höheren Bauteilwert in Abschnitt 2.4.1 - Auslegung der Step-Down Wandler.

Rauschverhalten

Das Rauschverhalten der einzelnen Betriebsspannungen soll nun bei den angenommenen Ausgangsströmen überprüft werden. Dazu sind entsprechende Lastwiderstände angeschlossen und mittels Oszilloskop im AC-Modus der Spannungsripple gemessen worden.

Den in Abbildung 2.5 dargestellten Spannungs-Zeit-Verläufen sind wie folgt den Versorgungsspannungen zugeordnet: 3,3 V (Gelb), 5 V (Rot), 12 V (Blau) und -12 V (Grün).

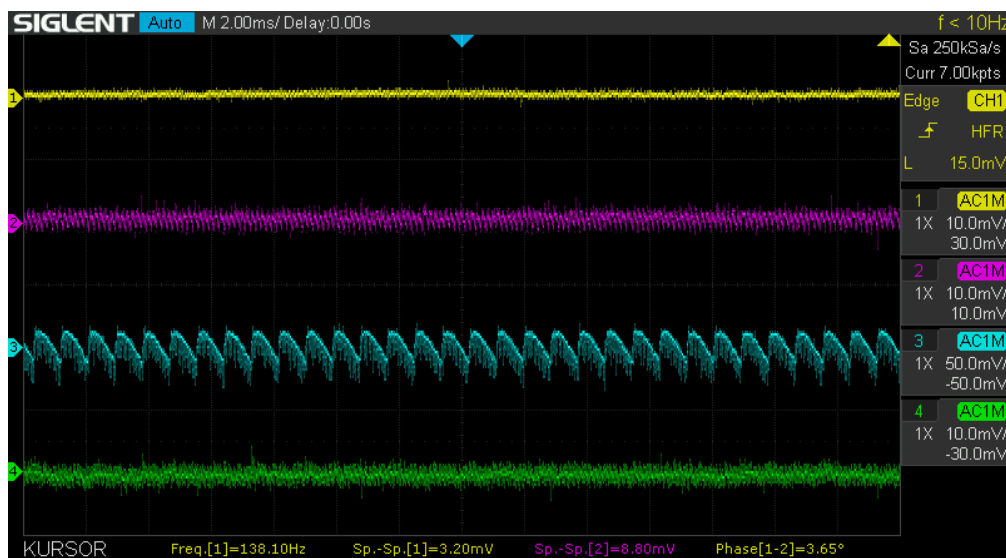


Abbildung 2.5: Rauschverhalten der einzelnen Versorgungsspannungen

Das Ziel den Spannungsripple unter < 20 mV zu halten ist bei allen Schaltreglern erreicht. Die 12 V aus dem Steckernetzteil zeigen im Vergleich dazu einen deutlichen Spannungsripple von ≈ 50 mV.

Effizienz der DC/DC Wandler

Bei der ersten Inbetriebnahme sind die Schaltregler wesentlich wärmer geworden als zunächst angenommen. Auch der Wirkungsgrad war bei näherer Betrachtung nicht ausreichend. Es stellte sich heraus, dass die Diode vom Typ 1N4007 für einen kurzen Moment in Sperrrichtung leitend bleibt und dadurch einen Kurzschluss verursacht wird. Dies macht sich besonders bei der hohen Schaltfrequenz im Wirkungsgrad bemerkbar.

Für einen besseren Vergleich ist in Abbildung 2.6 das Umschaltverhalten von drei verschiedenen Diodentypen dargestellt. Hierbei handelt es sich um eine Kleinsignaldiode mit der Bezeichnung 1N4148, der Schottky Diode SMS140 und der Gleichrichterdiode 1N4007.

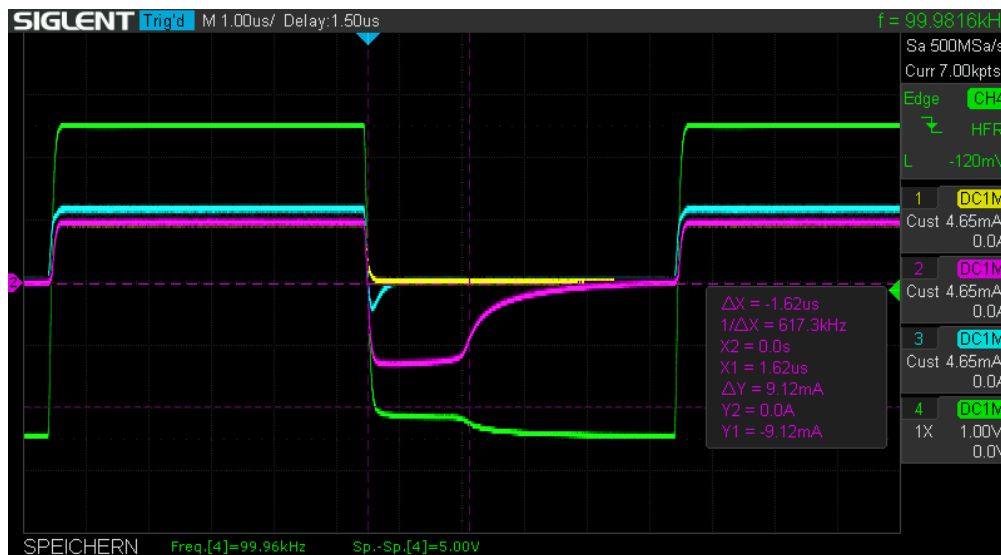


Abbildung 2.6: Umschaltverhalten der Diodentypen

In Grün ist ein $\pm 2,5\text{V}$ Signal bei einer Frequenz von 100kHz zu sehen, welches mittels Funktionsgenerator erzeugt wird. Daran angeschlossen sind die Dioden 1N4148 (Gelb), 1N4007 (Rot) und SMS140 (Blau) über jeweils 430Ω in Reihe gegen Masse geschaltet. Die Verläufe zeigen dabei die Spannung über die Widerstände.

Die Diode vom Typ 1N4007 (Datenbl. [1]) bleibt in Sperrrichtung noch für rund $1/3$ der Zeit leitend, wohingegen die Dioden 1N4148 (Datenbl. [2]) sofort und die SMS140 (Datenbl. [18]) sehr zügig sperren. Obwohl die 1N4148 von den drei verglichenen Dioden am besten abschneidet, ist die Strombelastbarkeit mit $<150\text{mA}$ nicht ausreichend für den Einsatz im Schaltregler. Daher kommt die Diode SMS140 als Alternative zur 1N4007 zum Einsatz.

Der Wirkungsgrad wurde durch den Tausch der Dioden um bis zu 28% gesteigert und entspricht im direkten Vergleich der beiden Diodentypen 1N4007 und SMS140 bei dem Step-Down Wandler von 12V auf 5V den in Abbildung 2.7 gezeigten Messungen gegenüber der Ausgangsleistung.

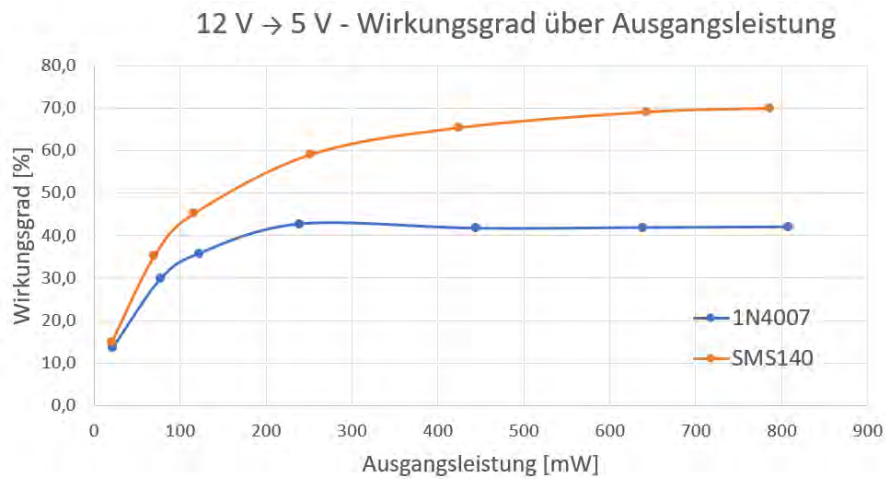


Abbildung 2.7: Wirkungsgrad 5 V Wandler gegenüber der Ausgangsleistung

Die Strommessung erfolgte mittels der Multimeter und die Spannungsmessung über das Oszilloskop. Die Messung wurde spannungsrichtig durchgeführt.

Die im Datenblatt des MC34063A angewendete Diode vom Typ 1N5819 ist nicht in der passenden SMD-Bauform erhältlich und entfällt somit bei dieser Untersuchung.

2.4.2 Analoge Eingangsbeschaltung

Der Mikrocontroller F28379D verfügt über eine Spannungsreferenz von 3,0 V, welche intern auf der Entwicklungsplatine aus der 5,0 V Versorgungsspannung erzeugt wird. Dadurch kann mit den verfügbaren ADC-Wandlern nur in einem Messbereich zwischen 0 V und 3,0 V gemessen und somit analoge Werte digitalisiert werden.

Für den geplanten Anwendungsfall ist eine Wechselspannung von $U_{pp} = 40$ V zwischen den Phasen angestrebt, dies resultiert in einer Amplitude von $\hat{U}_{pp} = 56,57$ V.

Dadurch ist eine Eingangsbeschaltung erforderlich, um die Spannung innerhalb des Messbereichs des Mikrocontrollers zu skalieren. Diese Schaltung soll im nachfolgenden Abschnitt dimensioniert werden.

Instrumentenverstärker

Im Hinblick auf eine flexible Einsatzmöglichkeit der Mess- und Steuerplatine soll es möglich sein sowohl einfache Spannungen gegenüber der Bezugsmasse (z.B. der Gleichspannungsseite des Wechselrichters oder dem Messsignal eines Stromsensors), als auch differenzielle Größen (z.B. Spannung zwischen den Phasen) messen zu können.

Um eine möglichst gute Auflösung des zu messenden Signals zu erzielen ist ein Umschalten zwischen zwei Messbereichen sinnvoll, da es sich bei dem Ausgangssignal der Stromsensoren um ein verhältnismäßig kleinen Spannungspegel gegenüber der Leiter- und Sternspannungen handelt.

Der Messbereichswechsel wird über zwei Spannungsteiler realisiert, zwischen welchen mittels Relais vom Typ FRT5 umgeschaltet werden kann.

Die Spannungsteiler haben ein Teilungsverhältnis von 1:2 und 1:100. Da die Spannungsteiler sowohl den positiven als auch negativen Eingang herunterteilen und dabei gegen die Schaltungsmasse angeschlossen sind ist auch eine nicht differenzielle Messung möglich, da am nicht genutzten Eingang in diesem Fall das Massepotenzial anliegt.

Die Spannungsteiler sind durch mehrere, in Reihe geschaltete Widerstände realisiert. Dadurch kann das Teilungsverhältnis bei Bedarf durch den Tausch von Widerständen frei eingestellt werden.

Die Relais können mit den in Tabelle 2.4 gezeigten GPIOs geschaltet werden. Eine LED zeigt dabei den aktuellen Zustand (1:1 → LED an und 1:50 → LED aus) direkt auf der Platine an.

Tabelle 2.4: Messbereichsumschaltung über GPIOs

Kanal	GPIO	High	Low
1	IO15	1:1	1:50
2	IO14	1:1	1:50
3	IO11	1:1	1:50
4	IO130	1:1	1:50
5	IO9	1:1	1:50
6	IO131	1:1	1:50
7	IO7	1:1	1:50
8	IO66	1:1	1:50

Um die Spannungsteiler nicht zu belasten und dadurch das Messergebnis zu verfälschen, kommen Operationsverstärker in einer Instrumentenverstärkerschaltung zum Einsatz. Diese Verschaltung [10, p. 19] der Operationsverstärker zeichnet sich durch ihren hohen Eingangswiderstand aus. Es kommt der Operationsverstärkertyp LM324 [24] zum Einsatz, da dieser kostengünstig und eine gute Verfügbarkeit aufweist.

Die Verstärkung der Schaltung lässt sich über die Gleichung 2.1 einstellen und ist hier für den Kanal 5 in Abbildung 2.8 angewandt.

$$v_{out} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_{276}}{R_{21} + R_{278}}\right) \cdot \frac{R_{279}}{R_{280}} \cdot (v_{in_1} - v_{in_2}) \quad (2.1)$$

Da die Schaltung symmetrisch aufgebaut ist, entsprechen $R_{276} = R_{277}$, $R_{280} = R_{281}$ und $R_{279} = R_{282}$.

Die gewählte Verstärkung beträgt $A = 2$, somit betragen die Teilungsverhältnisse der gesamten Schaltung für die Messbereiche 1:1 und 1:50.

Die Schaltung verfügt eingangsseitig über Schutzdioden (Typ: 1N4148), welche den maximalen Spannungspegel auf ± 12 V begrenzen. Ausgangsseitig sind ebenfalls Dioden vorgesehen um das Signal zwischen 0 V und 3,3 V zu halten und den Mikrocontroller vor Beschädigung zu schützen. Diese Dioden sind durch ihr sofortiges Sperrverhalten (siehe 2.6) geeignet, da hierdurch das zu messende Signal nicht verfälscht wird.

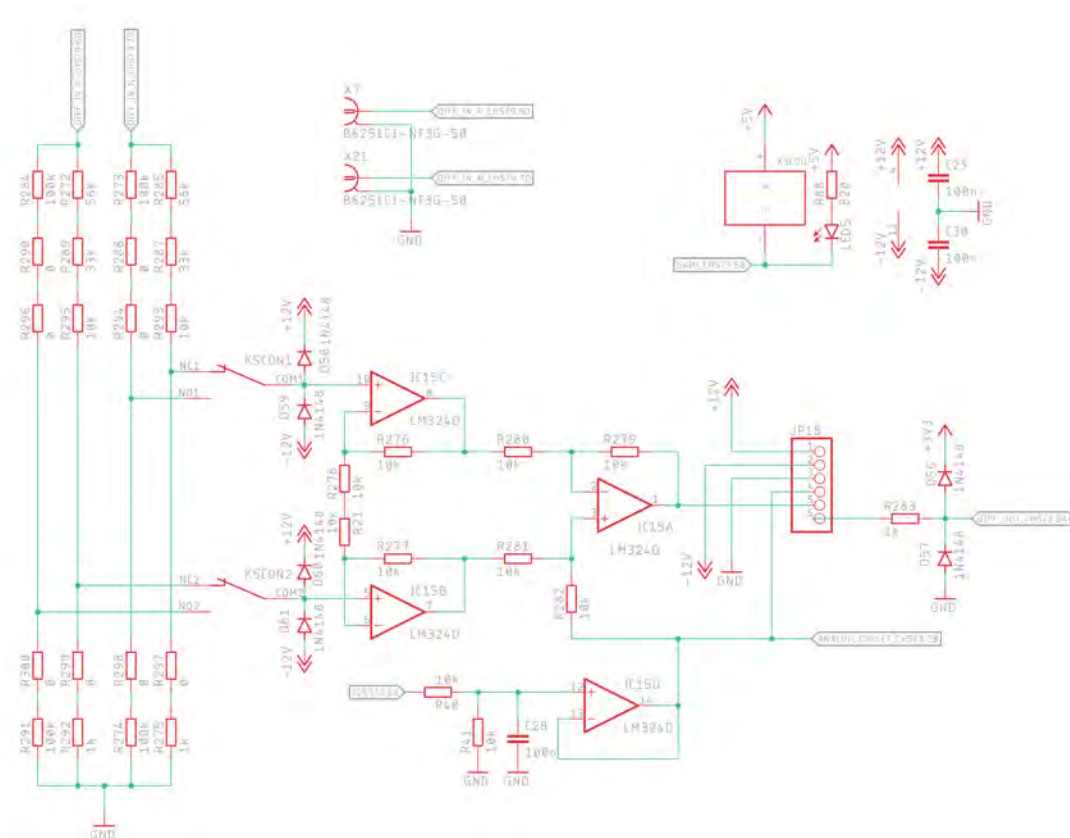


Abbildung 2.8: Instrumentenverstärkerschaltung

Offset

Zur Messung von negativen Spannungen ist eine Möglichkeit zur Einstellung eines Offsets erforderlich. Dazu wird über einen GPIO-Pin ein digitales Signal von 3,3 V über ein Spannungsteiler halbiert und mittels dem Impedanzwandler IC15D im Schaltbild 2.8 als Bezugsspannung für den Instrumentenverstärker genutzt. Somit kann die Messung des analogen Signals entweder gegen Schaltungsmasse (GPIO = 0 V) oder einem Offset von $U_{offset} = 1,65 \text{ V}$ erfolgen.

Die Offsetspannung kann über einen separaten ADC-Eingang gemessen und dann in der Software vom Messsignal subtrahiert werden.

Die in Tabelle 2.5 aufgelisteten GPIOs sind für die Offsetfunktion vorgesehen. Ein High-Signal an dem Ausgang hebt die Ausgangsspannung des Instrumentenverstärkers um 1,65 V an.

Tabelle 2.5: Offset für analoge Kanäle

Kanal	GPIO
1	IO61
2	IO123
3	IO122
4	IO58
5	IO59
6-8	IO124

Als Besonderheit sind die Kanäle 6-8 hervorzuheben, hier wird ein gemeinsamer Offset genutzt, da diese Kanäle primär für die Messung der Leiter- und Sternspannungen vorgesehen sind.

Besonderheit Kanal 6-8

Bei den Kanälen 6-8 gibt es zusätzlich noch die Möglichkeit das positive Signal des nebenliegenden Kanals auf den negativen Eingang mittels Jumper zu schalten oder die negativen Eingänge miteinander zu verbinden. Auf der Platine ist das durch den Bestückungsdruck (Abb. 2.9) kenntlich gemacht.

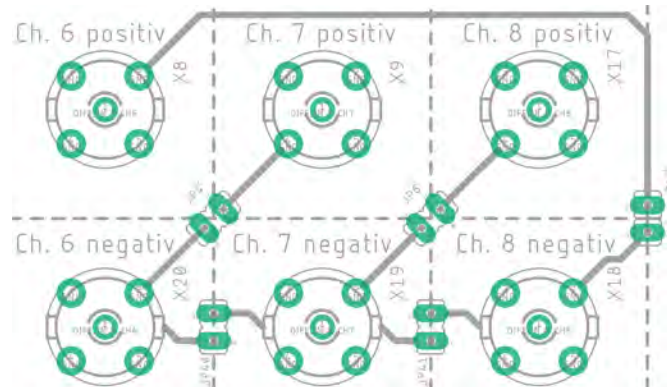


Abbildung 2.9: Jumperfeld von Kanal 6, 7 und 8

Dies reduziert später den Verkabelungsaufwand erheblich, da die Phasen nicht zweifach am Wechselrichter abgegriffen werden müssen. Auch ist eine Messung zwischen den Phasen und Neutralleiter durch das Verbinden der negativen Eingänge möglich.

Vorsicht ist jedoch beim Stecken der Jumper geboten, es besteht Kurzschlussgefahr bei fehlerhafter Handhabung.

Filtermöglichkeit

Im Schaltplan des Instrumentenverstärkers (Abb. 2.8) ist eine Stiftleiste vorgesehen, welche die Möglichkeit gibt einen zusätzlichen aktiven Filter zu stecken um ggf. das analoge Signal zu entrauschen oder einen bestimmten Frequenzbereich zu extrahieren (z.B. durch Bandpassfilter).

Generell sollte ein analoges Signal, welches mit einer festen Frequenz abgetastet wird, durch einen Tiefpass gefiltert werden um Aliasing und Rauschen in der Messung zu vermeiden. Als Richtwert für die Grenzfrequenz des Filters ist das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem [17, p. 25] anzuwenden, dass die maximale Frequenz des abgetasteten Signals auf die Hälfte der Abtastfrequenz festsetzt.

Der eingesetzte Tiefpassfilter ist ein aktiver Filter 2. Ordnung. Die Schaltung dazu entspricht der Abbildung 2.10. Ein Offset wird durch die Schaltung nicht beeinflusst, da die Verstärkung $A = 1$ beträgt.

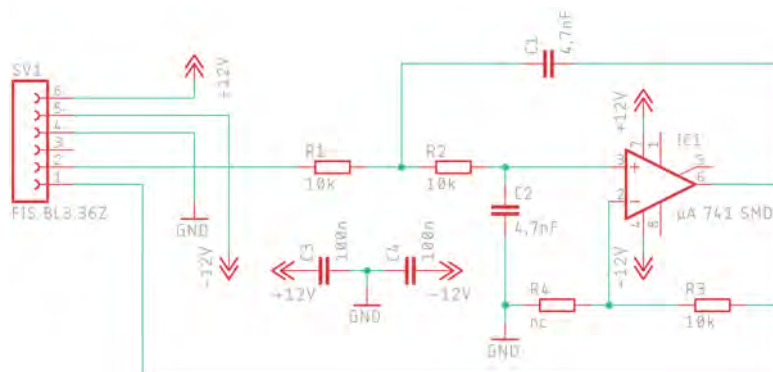


Abbildung 2.10: Schaltung des Tiefpassfilters - 2. Ordnung

Für die Messung der 50 Hz Wechselspannungen mit einer Abtastrate von 5 kHz ist eine Grenzfrequenz des Tiefpassfilters auf $f_g = 2,5$ kHz vorzusehen.

Mittels LTspice wurde der Filter mit Bauteilen der E-Reihe auf eine Grenzfrequenz von $f_g \approx 2,18$ kHz dimensioniert. Der Frequenz und Phasengang (gepunktet) ist in Abbildung 2.11 dargestellt.

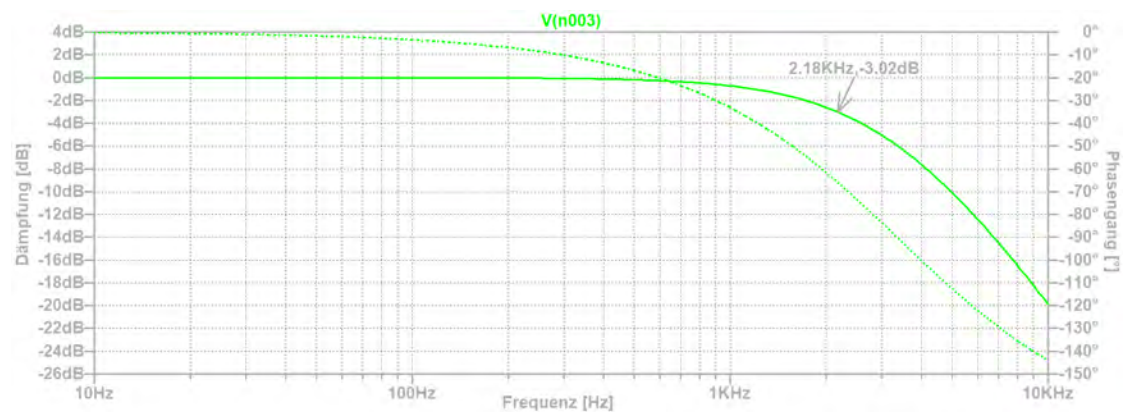


Abbildung 2.11: Amplituden- und Phasengang des Tiefpassfilters 2. Ordnung

Genutzte ADC Eingänge und Messbereiche

In Tabelle 2.6 sind die zugehörigen ADC-Eingänge des Mikrocontrollers zu den acht analogen Kanälen aufgelistet. Für Kanal 1 bis 5 können die jeweiligen Wert- und Offset-ADCs auch differentiell (16-Bit Modus) in der Software betrieben werden. Bei Kanal 6 bis 8 muss der Offset vom Wert-ADC einzeln gelesen und subtrahiert werden.

Tabelle 2.6: Spannungsteiler für Kanäle

Kanal	Wert-ADC	Offset-ADC
1	ADCINC2	ADCIN3
2	ADCINB2	ADCINB3
3	ADCINA2	ADCINA3
4	ADCINC4	ADCINC5
5	ADCIN14	ADCIN15
6	ADCINB5	ADCINA5
7	ADCINB4	ADCINA5
8	ADCINA4	ADCINA5

Gemessen werden kann maximal ein Signal von $\pm 1,5V$ im kleinen Messbereich (1:1) und $\pm 75V$ im großen Messbereich (1:50).

2.4.3 Analoge Ausgänge

Das Entwicklungsboard des Mikrocontrollers verfügt über zwei analoge Ausgänge mit einem Spannungsbereich von 0 V bis 3,0 V und einer Auflösung von 12-Bit. Diese sind nützlich um Systemparameter wie z.B. dem Verhalten eines Reglers auszugeben und auf einem Oszilloskop darstellen zu können oder um Zustände (z.B. momentane Last) an andere Systeme zu melden. Hierzu sind in der Industrie analoge Signale von 0 V bis 10 V und 2 V bis 10 V üblich.

Um diese Spannungspegel zu erreichen, werden die analogen Ausgangssignale über zwei nicht invertierende Operationsverstärker um den Faktor $A = \frac{2,7\text{ k}\Omega}{1,2\text{ k}\Omega} + 1 = 3,25$ verstärkt. Zum Einsatz kommt der Operationsverstärker TL072 [25].

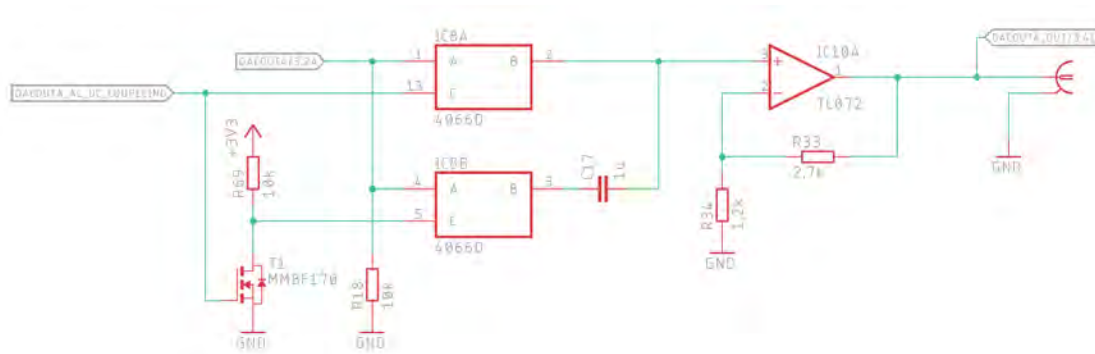


Abbildung 2.12: DAC-Ausgang mit nicht inv. Verstärker

In der Schaltung 2.12 ist zudem ein mehrkanaliger Analogschalter vom Typ HEF4066B (NXP) vorgesehen. Hiermit kann der DC-Anteil des DAC-Kanals mittels Kondensator entkoppelt und dadurch auch ein Wechselspannungssignal mit negativer Spannung ausgegeben werden. Das Umschalten der Betriebsarten erfolgt über die in Tabelle 2.7 genannten GPIOs. Der links in der Schaltung 2.12 enthaltene Mosfet invertiert das Signal des jeweiligen GPIOs vom Mikrocontroller und wechselt über die analogen Schalter zwischen DC- und AC-Kopplung. Standardmäßig ist der DC-Anteil nicht entkoppelt (Der zugehörige GPIO-Pin gibt 3,3 V aus).

Tabelle 2.7: AC/DC Kopplung der DAC-Kanäle

DAC	GPIO	AC/DC-Coupling
Kanal 1	DACOUTA	IO52
Kanal 2	DACOUTB	IO65

2.4.4 General Purpose Input/Output und deren alternative Funktionen

Als GPIOs werden allgemein alle Anschlüsse des Mikrocontrollers bezeichnet über die ein digitales Signal ausgegeben oder eingelesen werden kann. Einige dieser Anschlüsse halten darüber hinaus zusätzliche Funktionen vor. Dies kann z.B. das Ausgangssignal eines Timerbausteins zur PWM-Erzeugung oder eine Kommunikationsschnittstelle wie z.B. I²C oder UART sein.

Folgende GPIO-Pins des Mikrocontrollers sind direkt mit BNC-Buchsen auf der Platine verbunden (Tab. 2.8).

Tabelle 2.8: Funktionen der GPIOs auf BNC-Buchsen

GPIO	Alternative Funktion	BNC-Anschluss
0	PWM1A	X13
2	PWM2A	X14
4	PWM3A	X11
6	PWM4A	X15
24	-	X23
8	PWM5A	X24
10	PWM6A	X25
41	I2C(b) (SCL)	X26
40	I2C(b) (SDA)	X27

Weitere GPIOs sind auf einer Stiftleiste an der Platine herausgeführt und stehen für eine spätere Funktionserweiterung zur Verfügung. Deren Funktionen sind in Tabelle 2.9 zugeordnet.

Tabelle 2.9: Funktionen der GPIO auf den Stiftleisten

GPIO	Alternative Funktion
1	PWM1B
3	PWM2B
5	PWM3B
16	-
64	-
26	-
27	-
25	-

2.5 Überblick über Mess- und Steuerplatine

Die fertig bestückte Platine ist in Abbildung 2.13 dargestellt. Zu sehen sind unten links die acht differenziellen analogen Eingänge. Oben links die Spannungsversorgung und daneben das C2000 Entwicklungsboard. Mittig befinden sich die Differenzverstärker und die DAC-Ausgangsbeschaltung. Rechts auf der Platine angeordnet befinden sich die Anschlüsse für die GPIOs.

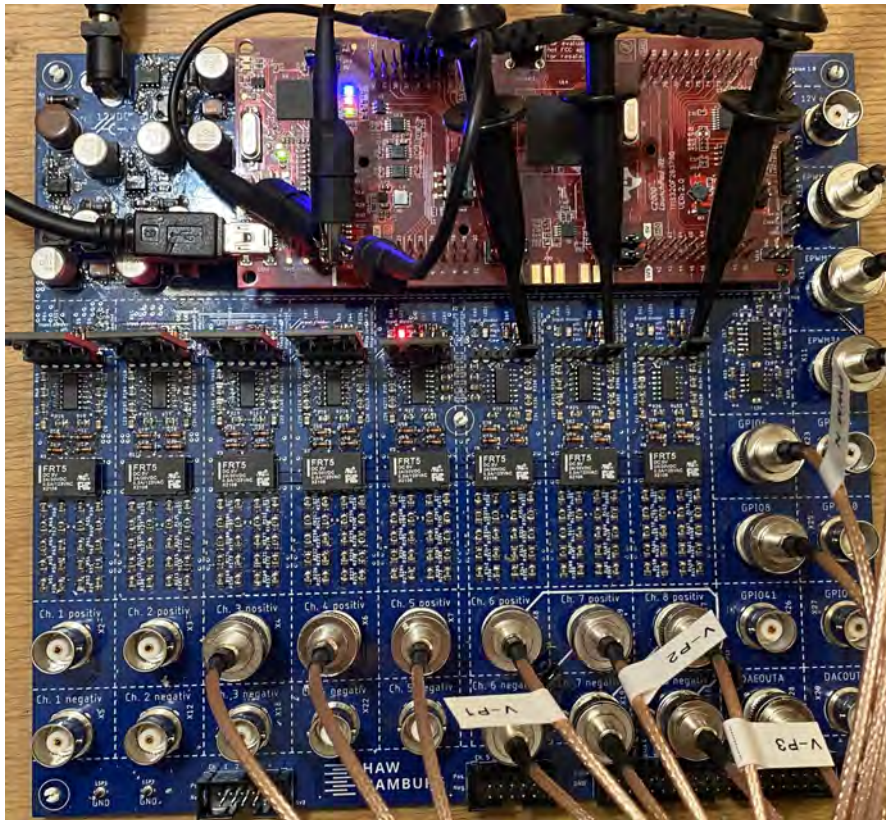


Abbildung 2.13: Fertig bestückte Mess- und Steuerplatine

Zusätzlich zu den BNC-Buchsen sind die verwendeten GPIOs und Signaleingänge auf Stiftleisten am unteren Rand der Platine zu finden. Dies bietet den Vorteil einer sehr übersichtlichen Verkabelung beim Einbau der Platine in ein Gehäuse.

Alle Anschlussmöglichkeiten sind durch den Bestückungsdruck auf der Platine eindeutig gekennzeichnet.

3 Wechselrichter

Ziel dieses Kapitels ist es einen dreiphasigen Wechselrichter auszulegen. Wie eingehend in Kapitel 1 beschrieben ist die Idee hinter diesem Wechselrichter, dass Student:innen das Messen und Untersuchen einer Wechselrichterschaltung zu ermöglichen, sowie die Schaltung für Demonstrationszwecke einzusetzen.

Des Weiteren bietet sich die Möglichkeit ein komplexeres Niederspannungsversorgungsnetz im Maßstab 1:10 mit unterschiedlichen ein- oder dreiphasigen Erzeugern und Lasten zu entwickeln. Der hier konzipierte Wechselrichter soll dabei als Grundstein für den weiteren Ausbau dienen.

Da das beschriebene Versorgungsnetz noch nicht existiert, wird dieser Wechselrichter zunächst für den netzunabhängigen Betrieb als spannungsgeregelter Wechselrichter aufgebaut und programmiert. D.h. die Leiterspannungen von $U_{pp} = 40\text{ V}$ (bzw. Leiter-Neutral-Spannung $U_{pn} = 23\text{ V}$) wird mittels Regelschleife unabhängig der Last am Wechselrichter konstant gehalten. Dennoch sollen Aspekte für den späteren Einsatz an einem Versorgungsnetz in der Entwicklung berücksichtigt werden.

3.1 Hardwareanforderungen

In diesem Abschnitt sollen zunächst die allgemeinen Anforderungen an die Hardware definiert und festgelegt, sowie weitere technische Eigenschaften für netzgekoppelte Wechselrichter aus den aktuellen Normen herangezogen werden.

Für die Auslegung des Wechselrichters wurden folgende Betriebsparameter in Absprache mit Prof. Dr. Frerk Haase festgelegt:

- Effektivspannung zwischen den Phasen: $U_{pp} = 40\text{ V}$
- Effektivspannung Phasen- zu Neutraleiter: $U_{pn} = 23\text{ V}$

- Gesamte Ausgangswirkleistung: $P = 150 \text{ W}$
- Netzfrequenz: $f_{grid} = 50 \text{ Hz}$

Damit der Wechselrichter geregelt und vermessen werden kann, müssen folgende Parameter als Signale auf der Platine einfach abzugreifen sein:

- Spannungen der Phasen und Neutralleiter
- Phasen- und Neutralleiterströme
- Spannung und Strom der Gleichspannungsseite
- Steuersignale für die Halbbrücken

Des Weiteren ist im Sinne der Sicherheit eine elektronische Überlastsicherung erforderlich, um die Schaltung vor Beschädigungen zu schützen. Die Überlastsicherung soll dabei kombiniert werden mit der Möglichkeit den Wechselrichter von einem Versorgungsnetz zu trennen. Die Trennung ist erforderlich, um die Phasen hinsichtlich der Frequenz und Lage auf ein Versorgungsnetz mittels Phasenregelschleife zu synchronisieren.

Da es sich im genannten Maßstab von 1:10 um eine Energieerzeugungsanlage vom Typ 2 im Niederspannungsnetz handelt (siehe VDE-AR-N 4105 [6, Kap. 3.1.9.1]), sollen zudem die in der Norm enthaltenen Anforderungen bezüglich der Blindleistungsbereitstellung und Frequenzhaltung erfüllt werden.

Für Niederspannungsanlagen sind diese Parameter in der Norm VDE-AR-N 4105 [6] definiert. Diese besagt für Typ 2 Anlagen, dass Einspeisung und Aufnahme von Blindstrom bis zu einem Phasenwinkel von $\cos(\varphi) = 0,95$ [6, Kap. 5.7.2.5] dauerhaft von der Schaltung gewährleistet werden müssen.

Zur Frequenzhaltung ist es zudem erforderlich, schnelle Frequenzänderungen innerhalb von $< 200 \text{ ms}$ auszugleichen [6, Kap. 5.7.1].

Zwecks der Sicherheit der Anwender:innen darf die Schaltung maximal mit Kleinspannung ausgelegt werden. Kleinspannung ist in der Norm DIN EN 61140 [5, Kap. 4.2] definiert mit einer Wechselspannungen $V_{AC} \leq 50 \text{ V}$ und Gleichspannung $V_{DC} \leq 120 \text{ V}$. Da die Schaltung allerdings Spannungen von $V_{AC} \geq 25 \text{ V}$ und $V_{DC} \geq 60 \text{ V}$ führt, ist nach der Norm ein Berührungsschutz in Form eines Gehäuses erforderlich.

3.2 Theorie zur Wechselrichterhardware

Zum besseren Verständnis der Wechselrichterschaltung und Auslegung folgen in diesem Abschnitt einige Grundlagen zu Wechselrichtern im Allgemeinen.

3.2.1 Wechselrichterschaltung

Die einfachste Wechselrichterschaltung ist ein zweistufiger Wechselrichter. Die Schaltung [19, p. 275] besteht im Wesentlichen aus zwei Halbleiterelementen und einem Filterelement.

In Abbildung 3.1 ist beispielhaft ein zweistufiger, einphasiger Wechselrichter dargestellt. Das Filterelement besteht in diesem Fall aus einer einfachen Spule L . Ein Neutralleiter wird hier mittels kapazitivem Spannungsteiler gebildet.

Die beiden Halbleiterelemente werden asynchron voneinander angesteuert und über das Tastverhältnis der Ansteuerung wird eine Ausgangsspannung eingestellt. Wenn dieses Tastverhältnis nun sinusförmig moduliert ist, so erhält man durch das Filterelement eine sinusförmige Ausgangsspannung über den Widerstand R .

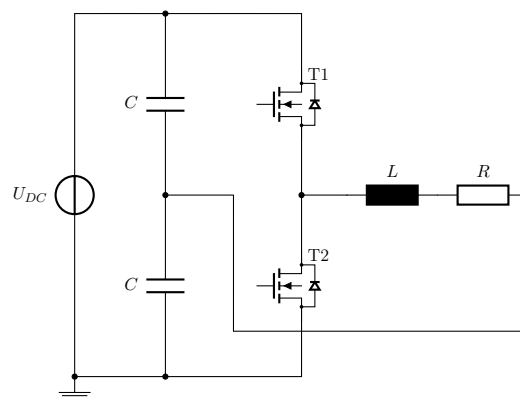


Abbildung 3.1: Einphasiger zweistufiger Wechselrichter

Als Filterelemente können darüber hinaus auch LC- und LCL-Filter eingesetzt werden, um eine höhere Dämpfung der geschalteten DC-Spannung zu erreichen.

Über den zweistufigen Wechselrichter hinaus werden häufig mehrstufige Wechselrichterschaltungen in der Industrie eingesetzt. Diese haben den Vorteil [19, p. 350] dass der Gesamteffektivwert der Oberschwingungen bezogen auf den Effektivwert der Grundschwin-

gung wesentlich geringer ausfällt (Zum Beispiel wird bei einem Dreipunkt-Wechselrichter gegenüber dem Zweipunkt-Wechselrichter dieser Wert mehr als halbiert).

Als weiterer Vorteil der mehrstufigen Wechselrichterschaltungen gilt die geringere Spannungsbeanspruchung der schaltenden Elemente, da bei diesen Wechselrichterschaltungen die Halbleiterelemente nur mit einem Bruchteil der DC-Spannung beaufschlagt werden. Es können somit Halbleiterelemente eingesetzt werden, welche eine geringere Sperrspannung aushalten können. Diese weisen in der Regel bessere Schalteigenschaften auf und verringern somit die Umschaltverluste im Wechselrichter.

Ein Nachteil ist allerdings der höhere Schaltungsaufwand, da schon bei einem dreistufigen Wechselrichter mindestens vier Halbleiterelemente pro Phase angesteuert werden müssen. Daher wird in dieser Arbeit ein zweistufiger Wechselrichter entwickelt.

3.2.2 Regelung von dreiphasigen Wechselrichtern

Die Regelung von dreiphasigen Wechselrichtern erfolgt durch den resultierenden Spannungsvektor der drei Phasen. Dieser wird mittels einer dq -Transformation gebildet. (Detailliert in Abschnitt 4.2 beschrieben)

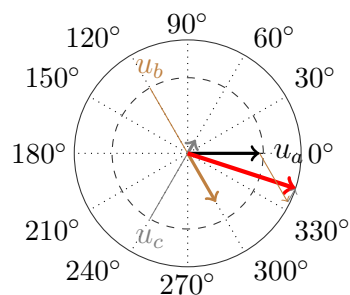


Abbildung 3.2: Dreiphasen System mit resultierendem Spannungsvektor

Hierzu werden zunächst die Spannungswerte der drei 120° versetzten Phasen u_a , u_b und u_c in zwei orthogonal zueinander stehenden Vektoren $\alpha\beta$ transformiert, sodass der resultierende Vektor (roter Pfeil in Abb. 3.2) identisch ist ($\vec{\alpha} + \vec{\beta} = \vec{u}_a + \vec{u}_b + \vec{u}_c$).

Die dadurch erhaltenen Größen für α und β verlaufen nach wie vor sinusförmig. Diese können allerdings durch eine Rotation um den Winkel θ stationär gehalten werden.

3.2.3 Third-Harmonic-Injection

Da das verfügbare Labornetzteil eine maximale Versorgungsspannung von $U_{DC} = 64 \text{ V}$ zur Verfügung stellen kann, ist eine rein sinusförmige Ansteuerung der Halbbrücken nicht mehr ausreichend um auf die gewünschte Sternspannung von $U_{pn} = 23 \text{ V}$ zu gelangen. Hierfür wäre bei rein sinusförmiger Ansteuerung der Halbbrücken eine DC-Spannung von mindestens $2\sqrt{2} \cdot 23 \text{ V} = 65,05 \text{ V}$ erforderlich.

Durch die Modulation der Ausgangsspannungen mit der dritten harmonischen Vielfachen ($f_{THI} = 150 \text{ Hz}$), kann die verfügbare DC-Spannung besser genutzt werden. Es ist ein Anheben der Ausgangsspannung um den Faktor $\frac{2}{\sqrt{3}}$ möglich.

Somit liegt die mit der verfügbaren DC-Spannung maximal erreichbare Ausgangsspannung bei $U_{pn_{max}} = 26,128 \text{ V}$ (Gl. 3.1).

$$\begin{aligned} U_{pn_{max}} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_{DC}}{2 \cdot \sqrt{2}} \\ U_{pn_{max}} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{64 \text{ V}}{2 \cdot \sqrt{2}} \\ U_{pn_{max}} &= 26,128 \text{ V} \end{aligned} \tag{3.1}$$

Aufgrund dessen, dass die Ausgangsspannung gegenüber der in Abbildung 3.1 gezeigten Realisierung des Neutralleiters mittels eines kapazitiven Spannungsteilers nun allerdings nicht mehr sinusförmig ist, ist es erforderlich die Spannung des Neutralleiters ebenfalls zu modulieren. Daher wird in diesem Wechselrichter eine vierte Halbbrücke zur Modulation des Neutralleiters vorgesehen.

Eine detaillierte Beschreibung der THI folgt in Abschnitt 4.3 des Softwarekapitels.

3.3 Hardwareentwicklung des Wechselrichters

3.3.1 Wirk-, Blind- und Scheinleistung

Zunächst soll die Blind- und Scheinleistung für die gestellten Anforderungen errechnet werden. Diese Werte sind für die Auslegung der verwendeten Bauelemente und der Leiterplatte nötig.

Der Zusammenhang zwischen Wirk-, Blind- und Scheinleistung wird durch den Leistungsfaktor $\cos(\varphi) = 0,95$ gebildet und verhält sich wie in Gleichung 3.2 dargestellt.

$$\cos(\varphi) = \frac{P}{S} \quad (3.2)$$

Die Scheinleistung ergibt sich somit zu $S = 157,895 \text{ VA}$.

$$\begin{aligned} S &= \frac{P}{\cos(\varphi)} \\ S &= \frac{150 \text{ W}}{0,95} \\ S &= 157,895 \text{ VA} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Geometrisch lässt sich somit eine maximal aufzunehmende oder abzugebende Blindleistung von $Q = 49,303 \text{ VAR}$ errechnen.

$$\begin{aligned} Q &= \sqrt{S^2 - P^2} \\ Q &= \sqrt{157,9^2 - 150^2} \\ Q &= 49,303 \text{ VAR} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Der Phasenwinkel beträgt bis zu $\varphi = \pm 18,195^\circ$ und soll später in der Software innerhalb dieser Grenzen einstellbar sein.

$$\begin{aligned} \varphi &= \arccos(0,95) \\ \varphi &= \pm 18,195^\circ \end{aligned} \quad (3.5)$$

Bei der Auslegung von der Leiterplatte und den Bauteilen muss ein maximaler Phasenstrom von $I_{p_{max}(S)} = 2,279 \text{ A}$ bei einem $\cos(\varphi) = 0,95$ berücksichtigt werden.

$$\begin{aligned} I_{p_{max}(S)} &= \frac{S}{\sqrt{3} \cdot U_{pp}} \\ I_{p_{max}(S)} &= \frac{157,895 \text{ VA}}{\sqrt{3} \cdot 40 \text{ V}} \\ I_{p_{max}(S)} &= 2,279 \text{ A} \end{aligned} \tag{3.6}$$

Bei $\cos(\varphi) = 1$ beträgt der maximale Phasenstrom $I_{p_{max}(P)} = 2,165 \text{ A}$.

$$\begin{aligned} I_{p_{max}(P)} &= \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U_{pp}} \\ I_{p_{max}(P)} &= \frac{150 \text{ W}}{\sqrt{3} \cdot 40 \text{ V}} \\ I_{p_{max}(P)} &= 2,165 \text{ A} \end{aligned} \tag{3.7}$$

Da sich der Wechselrichter zunächst nur im Inselbetrieb¹ befinden wird, soll dieser mit einer ohmschen Last betrieben werden. Diese Last beträgt für die maximale Ausgangsleistung von $P = 150 \text{ W}$ einem Widerstandswert von $R_L = 32 \Omega$. Aus der E-Reihe sind Widerstände von 33Ω gewählt, welche im Dreieck zwischen den Phasen angeschlossen sind.

$$\begin{aligned} R_L &= \frac{(\sqrt{3} \cdot U_{pp})^2}{P} \\ R_L &= \frac{(\sqrt{3} \cdot 40 \text{ V})^2}{150 \text{ W}} \\ R_L &= 32 \Omega \end{aligned} \tag{3.8}$$

¹Getrennt von einem Versorgungsnetz.

3.3.2 Auslegung des LCL-Filters

Die Auslegung des LCL-Filters erfolgt anhand gängiger Vorgehensweisen und Formeln [11][21, p. 4 f.].

Hierfür wird die Schaltfrequenz der Halbbrücken mit $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ festgelegt. Die Frequenz wird so hoch gewählt, da dadurch kleinere Bauteilgrößen bei den Spulen und Kondensatoren möglich sind.

Die Restwelligkeit des Ausgangsstroms $\Delta \hat{I}_{max}$ wird mit 10 % des Nennstroms gewählt. Dies entspricht der Größenordnung in den genutzten Quellen.

Der in Abbildung 3.3 dargestellte LCL-Filter besteht aus zwei in Reihe geschalteten Spulen zwischen denen ein Kondensator mit einem Dämpfungswiderstand gegen Masse geschaltet ist.

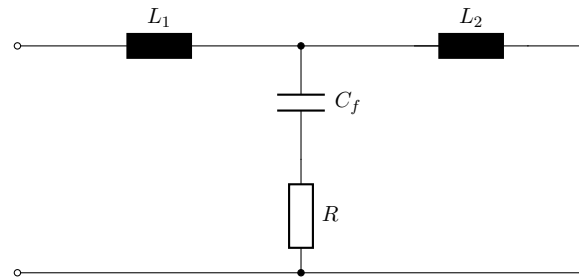


Abbildung 3.3: LCL-Filter mit Dämpfungswiderstand

Zunächst wird die Impedanz Z_b bestimmt. Sie entspricht dem Widerstandswert einer Last zwischen den Phasen und Neutraleiter bei der die maximale Leistung abgegeben wird.

$$\begin{aligned}
 Z_b &= \frac{U_{pp}^2}{P} \\
 Z_b &= \frac{40 \text{ V}^2}{150 \text{ W}} \\
 Z_b &= 10,667 \frac{\text{V}}{\text{A}}
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

Als Kapazität entspricht dies einem Wert von $C_b = 298,60 \mu\text{F}$ bei einer Kreisfrequenz von $\omega_{grid} = 2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz}$.

$$\begin{aligned}C_b &= \frac{1}{\omega_{grid} \cdot Z_b} \\C_b &= \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz}) \cdot 10,667 \frac{\text{V}}{\text{A}}} \\C_b &= 298,41 \mu\text{F}\end{aligned}\tag{3.10}$$

Die Amplitude des Phasenstroms, bei der die maximale Ausgangsleistung abgegeben wird, bestimmt sich zu $\hat{I}_{max} = 3,074 \text{ A}$. Die Restwelligkeit des Ausgangsstroms soll 10% betragen.

$$\begin{aligned}\hat{I}_{max} &= \frac{P \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot U_{pp}} \\ \hat{I}_{max} &= \frac{150 \text{ W} \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot 40 \text{ V}} \\ \hat{I}_{max} &= 3,062 \text{ A}\end{aligned}\tag{3.11}$$

$$\begin{aligned}\Delta \hat{I}_{max} &= 0,1 \cdot \hat{I}_{max} \\ \Delta \hat{I}_{max} &= 0,1 \cdot 3,062 \text{ A} \\ \Delta \hat{I}_{max} &= 0,3062 \text{ A}\end{aligned}\tag{3.12}$$

Mit dem errechneten Parameter $\Delta \hat{I}_{max}$ lässt sich die Induktivität der Spule L_1 durch Gleichung 3.13 bestimmen.

$$\begin{aligned}L_1 &= \frac{U_{DC}}{6 \cdot f_{sw} \cdot \Delta \hat{I}_{max}} \\ L_1 &= \frac{64 \text{ V}}{6 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 0,3062 \text{ A}} \\ L_1 &= 348,36 \mu\text{H}\end{aligned}\tag{3.13}$$

Der Glättungskondensator C_f wird mit 5% von C_b gewählt (siehe Quelle [11, p. 2]).

$$\begin{aligned}C_f &= 0,05 \cdot C_b \\ C_f &= 0,05 \cdot 298,41 \mu\text{F} \\ C_f &= 14,92 \mu\text{F}\end{aligned}\tag{3.14}$$

Die zweite Spule L_2 wird mittels Faktor k_a bestimmt. Dieser Faktor ist so zu wählen, dass die resultierende Frequenz f_{res} des Filters innerhalb der Auslegungskriterien $10f_{grid} \leq f_{res} \leq \frac{1}{2}f_{sw}$ liegt, um Probleme mit Resonanzen zu vermeiden.

$$\begin{aligned}
 L_2 &= \frac{\sqrt{\frac{1}{(k_a)^2} + 1}}{C_f \cdot \omega_{sw}^2} \\
 L_2 &= \frac{\sqrt{\frac{1}{0,0015^2} + 1}}{14,92 \mu\text{F} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 100 \text{ kHz})^2} \\
 L_2 &= 113,353 \mu\text{H}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Die resultierende Frequenz beträgt $f_{res} = 4455,4 \text{ Hz}$ und liegt somit innerhalb der Auslegungskriterien.

$$\begin{aligned}
 f_{res} &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \\
 f_{res} &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{348,36 \mu\text{H} + 113,353 \mu\text{H}}{348,36 \mu\text{H} \cdot 113,353 \mu\text{H} \cdot 14,92 \mu\text{F}}} \\
 f_{res} &= 4455,4 \text{ Hz}
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Der Filter muss zusätzlich gedämpft werden, da es sonst zu einem Überschwingen kommen kann. Dazu wird der Serienwiderstand R mit $0,798 \Omega$ eingesetzt, welcher mit Gleichung 3.17 bestimmt wird.

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{1}{3 \cdot C_f \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{res}} \\
 R &= \frac{1}{3 \cdot 14,92 \mu\text{F} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 4455,4 \text{ Hz}} \\
 R &= 0,798 \Omega
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Die nächstgelegenen Werte der E-Reihe entsprechen $L_1 = 330 \mu\text{H}$, $L_2 = 100 \mu\text{H}$, $C_f = 15 \mu\text{F}$ und $R = 1 \Omega$ anhand derer, der in Abbildung 3.4 gezeigte Amplitudengang mit der Last $Z_b = 10,66 \Omega$ in LTspice simuliert wird. Die Schaltfrequenz f_{sw} wird durch den LCL-Filter um $-61,83 \text{ dB}$ gedämpft.

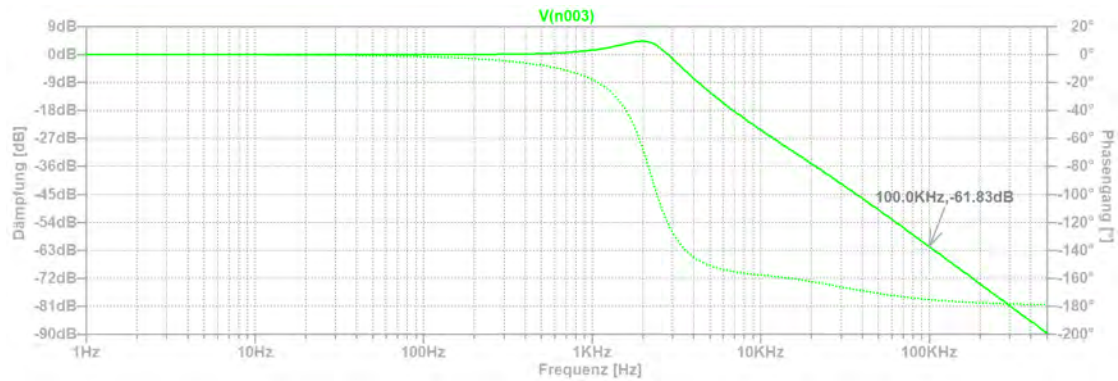


Abbildung 3.4: Amplituden- und Phasengang des berechneten LCL-Filters

Die erwartete Restwelligkeit \hat{U}_{Ripple} der Spannung am Ausgang des Wechselrichters beträgt $51,84 \text{ mV}$.

$$\begin{aligned}
 -61,83 \text{ dB} &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\hat{U}_{Ripple}}{U_{DC}} \right) \\
 \hat{U}_{Ripple} &= 10^{-\frac{61,83}{20}} \cdot 64 \text{ V} \\
 \hat{U}_{Ripple} &= 51,84 \text{ mV}
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

3.3.3 Mosfets

Bei der Auswahl der Mosfets für die Halbbrückenschaltung muss auf die maximale Sperrspannung geachtet werden. Da ein zweistufiger Wechselrichter entwickelt wird, beträgt die zu sperrende Spannung $U_{DC} = 64\text{ V}$, da zu jedem Zeitpunkt immer ein Halbleiter leitend und der Andere gesperrt ist.

Außerdem muss der zu leitende Strom berücksichtigt werden. Dieser ist bereits bei der Dimensionierung des LCL-Filters 3.3.2 ermittelt worden und beträgt bis zu $\hat{I}_{max} = 3,074\text{ A}$.

Aufgrund der weiten Verfügbarkeit kommen für die Halbbrücken Mosfets vom Typ IRF530 zum Einsatz. Diese erfüllen die eingehend genannten Anforderungen ($V_{DS} = 100\text{ V} > U_{DC}$ und $I_D = 14\text{ A} > \hat{I}_{max}$).

Erwartet wird ein Leistungsverlust P_{loss} über die Drain-Source-Strecke der Mosfets aufgrund des Drain-Source-Widerstands $R_{DS} = 0,16\ \Omega$ [26, p. 2] und des Leiterstroms $I_{p_{max}(P)} = 2,279\text{ A}$ von $P_{loss} = 0,831\text{ W}$.

$$\begin{aligned} P_{loss} &= I_{p_{max}(P)}^2 \cdot R_{DS} \\ P_{loss} &= 2,279\text{ A}^2 \cdot 0,16\ \Omega \\ P_{loss} &= 0,831\text{ W} \end{aligned} \tag{3.19}$$

Das Datenblatt gibt eine Erwärmung des IRF530 ohne Kühlkörper mit maximal $62\ \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ [26, p. 2] an. Somit würde sich das Gehäuse des Mosfets um $\approx 51\ ^\circ\text{C}$ gegenüber der Umgebungstemperatur erwärmen. Daher werden auf der Platine Kühlkörper für die einzelnen Mosfets der Halbbrücken vorgesehen.

3.3.4 Mosfet-Treiber

Da die Mosfet-Halbleiter der Halbbrücken nicht direkt mit dem Mikrocontroller angesteuert werden können, ist ein spezieller Treiberbaustein erforderlich. Diese Treiberbausteine können einen wesentlich höheren Strom als die GPIOs des Mikrocontrollers zum Laden der Gate-Kapazität der Mosfets treiben und ermöglichen es außerdem oberseitig² an

²Nachfolgend auch *High-Side* genannt, gemeint ist ein Mosfet welcher mit dem Drain-Anschluss an U_{DC} angeschlossen ist.

der Spannung U_{DC} angeschlossene N-Kanal-Mosfets zu schalten. Hierfür ist ein höheres Potenzial als die Spannung U_{DC} erforderlich um im leitenden Zustand des Mosfets die Gate-Source-Spannung U_{GS} anzulegen.

In dieser Wechselrichterschaltung kommt der Treiberbaustein IR2184s zum Einsatz. Verwendet wird die Referenzschaltung in Abbildung 3.5 aus dem Datenblatt [14, p. 1]. Der Treiber nutzt das Bootstrapping-Verfahren bei dem eine Kapazität über eine Diode und dem Low-Side-Mosfet³ mit der 12 V Versorgungsspannung aufgeladen und anschließend der Bezugspunkt auf das Potenzial der Spannung U_{DC} durch den High-Side-Mosfet angehoben wird. Somit ist es möglich eine Spannung zu erzeugen, welche vom Potenzial her höher als U_{DC} liegt und mit der nun die Gate-Source-Spannung am High-Side-Mosfet getrieben werden kann.

Die beiden Widerstände dienen zur Begrenzung des Einschaltstroms und sind mit $R = 10 \Omega$ gewählt. Dies ist erforderlich, da die Gate-Kapazität im Einschaltmoment wie ein Kurzschluss wirkt.

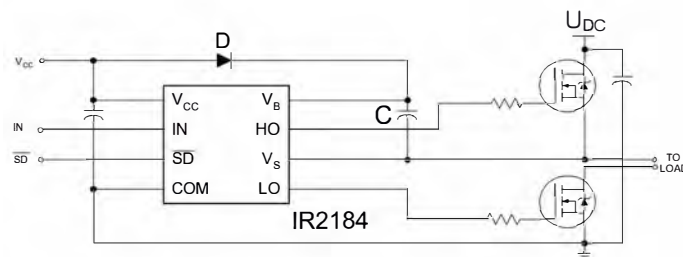


Abbildung 3.5: IR2184 - Schaltung für Halbbrückentreiber

Mittels der Application Note [13, p. 6] kann die minimal erforderliche Kapazität zur Versorgung des High-Side-Treibers berechnet werden. Dazu müssen einige Werte ermittelt und Annahmen getroffen werden.

- Gate-Ladung des High-Side Mosfets: $Q_g = 26 \text{ nC} = 26 \text{ nAs}$ [26, p. 2]
- Schaltfrequenz: $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$
- Leckstrom des Kondensators über Isolationswiderstand (angenommen⁴): $I_{Cbs(leak)} = 1,0 \text{ nA}$

³Mosfet bei dem der Source-Anschluss an der Schaltungsmasse angeschlossen ist.

⁴Allgemeine Recherchen zu Keramik Kondensatoren ergaben einen Isolationswiderstand von $R_{iso} \geq 10 \text{ G}\Omega$ [16]. Allerdings fehlt diese Angabe häufig in den Datenblättern der verfügbaren Kondensatoren. Spannung über den Kondensator ist $V_{min} = 10 \text{ V}$.

- Maximaler Versorgungsstrom für den Anschluss V_B : $I_{qbs(max)} = 150 \mu\text{A}$ [14, p. 3]
- Versorgungsspannung IR2184: $V_{cc} = 12 \text{ V}$
- Spannungsabfall über Diode in Flussrichtung: $V_f = 1,0 \text{ V}$ [2, p. 2]
- Maximaler Spannungsabfall über Drain-Source-Strecke des Low-Side-Mosfets:
 - Drain-Source-Widerstand: $R_{DS} = 0,16 \Omega$ [26, p. 1]
 - Spannungsabfall Drain-Source-Strecke: $V_{LS} = \sqrt{2} \cdot I_{p_{max(s)}} \cdot R_{DS} = \sqrt{2} \cdot 2,279 \text{ A} \cdot 0,16 \Omega = 515,68 \text{ mV}$
- Minimal Spannung zwischen V_B und V_S : $V_{min} = 10 \text{ V}$ [14, p. 2]
- Ladungsverschiebung pro Schaltzyklus (angenommen⁵): $Q_{ls} = 5 \text{ nC}$

Die Berechnung der Untergrenze für die Kapazität erfolgt über die Gleichung 3.20.

$$\begin{aligned}
 C_{min} &= \frac{2(2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f})}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \\
 C_{min} &= \frac{2(2 \cdot 26 \text{ nC} + \frac{150 \mu\text{A}}{100 \text{ kHz}} + 5 \text{ nC} + \frac{1,0 \text{ nA}}{100 \text{ kHz}})}{12 \text{ V} - 1 \text{ V} - 0,516 \text{ V} - 10 \text{ V}} \\
 C_{min} &= 241,74 \text{ nF}
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Da es laut Application Note keine maximale Beschränkung für die Kapazität gibt und die Auslegung der minimalen Kapazität zum Teil durch Annahmen erfolgt, wird der Kondensator stark überdimensioniert. Es wird eine Kapazität von $C = 1 \mu\text{F}$ genutzt um nicht unterhalb der tatsächlich benötigten minimalen Kapazität zu liegen.

Zur Auswahl der Diode D in der Schaltung 3.5 sind die Erkenntnisse zum Umschaltverhalten unterschiedlicher Diodentypen aus dem Abschnitt 2.4.1 nützlich. Hier hat sich gezeigt, dass der Diodentyp 1N4148 im Vergleich zu den anderen Typen einen Stromfluss in Sperrrichtung sofort verhindert. Dies ist hier besonders kritisch zu sehen, da sonst zwischen der 12 V Versorgungsspannung für die Steuerelektronik und der Versorgungsspannung für den High-Side-Treiber ($> 64 \text{ V}$) kurzzeitig ein Kurzschluss vorhanden wäre sobald der High-Side-Mosfet leitend ist.

⁵Aus der Application Note gehen Beispiele für unterschiedliche Halbleitertypen [13, p. 6] hervor

3.3.5 Strommessung und Überstromerkennung

Zur Messung der einzelnen Phasen- und Neutralleiter Ströme kommen sogenannte Hall-Effekt-Wandler zum Einsatz. Diese haben den Vorteil, dass der Strom potenzialfrei über die durch den stromdurchflossenen Leiter erzeugte Hall-Spannung im Halbleitermaterial des Sensors gemessen wird. Alternativ wäre die Messung über niederohmige Widerstände im Pfad der Ausgangsphasen möglich, diese verursachen allerdings selbst eine Verlustleistung und verringern somit den Wirkungsgrad der Schaltung.

Einer der bekanntesten Hersteller solcher Sensoren ist die Firma LEM Internation SA, aber auch Honeywell und Phoenix Contact liefern entsprechende Modelle. Bei der genaueren Betrachtung von den verfügbaren Produkten und dem hinzuziehen der gestellten Hardwareanforderungen fiel die Wahl auf den LPSR 6-NP der Firma LEM. Das dazugehörige Datenblatt [4] liefert nun weitere Parameter zur Auslegung der Schaltung.

Der Wandler verfügt über eine kleine Bauform und deckt mit einem Messbereich von bis zu 6 A den maximal erwarteten Strom des Wechselrichters komplett ab. Da die Phasenströme mit $I_{p_{max}} = 2,279$ A unterhalb von 3 A liegen, kann der Messbereich Wandlers mittels zusätzlicher Windungen durch den Sensor auf $I_{mess} = 3$ A eingestellt werden. Das Messsignal selbst wird am Ausgang V_{out} analog mit einem Offset von $U_{offset} = 2,5$ V ausgegeben.

Damit das Messsignal ohne Offset an der BNC-Buchse anliegt, wird mittels Differenzverstärkerschaltung mit einer Verstärkung von $A = 1$ das Messsignal vom Offset subtrahiert. Dies hat zur Folge, dass eine Invertierung des Signals erfolgt. Die Invertierung ist notwendig, da Aufgrund des hohen Eigenrauschens am Ausgang V_{out} des Sensors ein nachgeschalteter Tiefpassfilter erforderlich ist.

Das Eigenrauschen wurde bei der Inbetriebnahme des Versuchsaufbaus gemessen und beträgt $V_{noise} > 10$ mV, der gemessene Wert deckt sich an der Stelle mit den Angaben im Datenblatt.

Um diesem entgegen zu wirken wird ein Tiefpassfilter mit einer Verstärkung von ebenfalls $A = 1$ eingesetzt, welcher im Schaltplan 3.6 durch den rechten Operationsverstärker realisiert ist. Dieser liegt mit der Grenzfrequenz von $f_g = 1591$ Hz weit unterhalb derer des im Versuchsaufbau beobachteten Rauschens. Durch den Tiefpassfilter wird das Signal erneut invertiert, welches somit wiederum phasenrichtig ist.

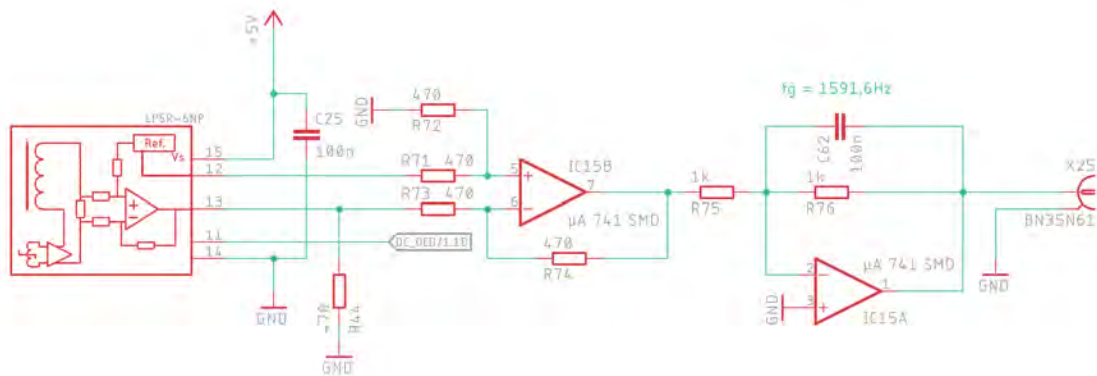


Abbildung 3.6: Schaltung eines Stromsensors

Laut Datenblatt ist eine minimale Last am Ausgang V_{out} von 1 kOhm erforderlich. Diese wird in Abbildung 3.6 durch den Widerstand R44 erreicht.

Die Skalierung des Messsignals am Ausgang der Schaltung entspricht $V_{i_{mess}} = \frac{0,625 \text{ V}}{3 \text{ A}} = 208,3 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$.

Überstromerkennung

Die eingesetzten Stromsensoren verfügen über eine Überstromerkennung, welche hier zum Schutz der Schaltung vor Überlast eingesetzt werden soll. Die Überstromerkennung (engl. Over Current Detection) löst ein High-Signal am OCD-Ausgang aus, sobald der Strom durch den Sensor den Messbereich um $4,1 \cdot I_{mess}$ überschreitet. Dies kann z.B. bei einem niederohmigen Kurzschluss am Ausgang des Wechselrichters der Fall sein.

Für den gewählten Messbereich entspricht der Auslösestrom der Überstromerkennung 12,3 A und liegt unterhalb der maximalen dauerhaften Strombelastungsgrenze der gewählten Mosfets (Typ: IRF530) von 14 A.

$$\begin{aligned}
 i_{ocd} &= 4,1 \cdot I_{mess} \\
 i_{ocd} &= 4,1 \cdot 3 \text{ A} \\
 i_{ocd} &= 12,3 \text{ A}
 \end{aligned}
 \tag{3.21}$$

In der Schaltung selbst kommen mehrere Stromsensoren zum Einsatz, welche wiederum alle ein Überstromereignis feststellen können. Um in jedem Fall die Last vom Wech-

selrichter zu trennen, werden die einzelnen OCD-Ausgänge über eine logische ODER-Verknüpfung miteinander auf ein Flip-Flop verbunden. Das Flip-Flop speichert das Eintreten eines Ereignisses und trennt über die ausgangsseitigen Relais vom Wechselrichter die Last ab. Ein Rücksetzen der Schaltung (Abb. 3.7) ist nach beseitigen des Fehlerfalles mittels Taster auf der Platine möglich und die Schaltung gibt den Status der Überstromerkennung über einen Spannungsteiler als digitales Signal mit 0 V (Normalbetrieb) oder 3,3 V (Fehlerfall) aus.

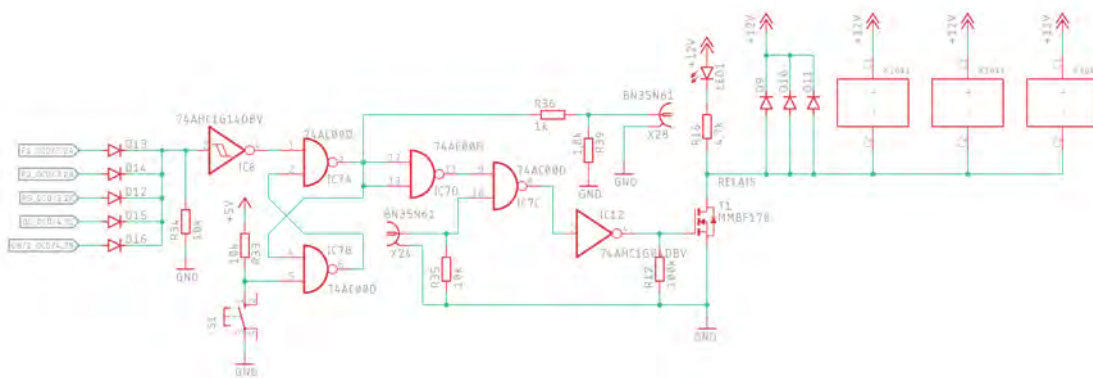


Abbildung 3.7: Schaltung der Überstromerkennung

Die ausgangsseitigen Relais können zudem im ordnungsgemäßen Betrieb des Wechselrichters über die BNC-Buchse (X24) geöffnet (0 V) und geschlossen (3,3 V) werden. Dies ist wichtig, da zuerst ein sicherer Betriebszustand hinsichtlich Frequenz, Phasenlage und Amplitude eingestellt werden muss, bevor der Wechselrichter auf ein Versorgungsnetz zugeschaltet werden kann.

Eine Leuchtdiode (LED1 im Schaltplan) leuchtet, sobald die Kontakte der Relais geschlossen sind.

3.3.6 DC-DC Wandler

Auf der Platine werden 5 V für die Logik-ICs und ± 12 V zur Versorgung der Operationsverstärker und Mosfet-Treiber benötigt. Entsprechend kommen auch hier die in Abschnitt 2.4.1 aus dem Kapitel der Mess- und Steuerplatine dimensionierten DC-DC-Wandler zum Einsatz.

3.4 Überblick über die Wechselrichterplatine

Die Schaltungsteile aus den voranstehenden Abschnitten wurden zunächst, soweit möglich mit LTspice⁶ und PLECS⁷ simuliert und anschließend auf einem Steckbrett aufgebaut, um die korrekte Funktionsweise zu gewährleisten. Nach erfolgreicher Validierung wurde mit dem Entwurf der Leiterplatte anhand des entstandenen Schaltplans begonnen.

Der zuvor berechnete maximale Strom wurde dabei in der Leiterbahnbreite berücksichtigt. Der Leiterbahnquerschnitt benötigt nach dem Standard IPC-2221 für eine maximale Erwärmung der außenliegenden Leiterbahnen um 10 °C gegenüber der Umgebungstemperatur eine Fläche von $A = 70\text{mils}^2$ [3, p. 41]⁸. Bei der durch den Platinenhersteller vorgegebenen Stärke der Kupferschicht auf dem Trägermaterial von 35 µm entspricht dies einer Leiterbahnbreite von mindestens 1,29 mm.

Gewählt wurde im Layout eine Breite von 2 mm für die leistungsführenden Leiterbahnen, was in einer Querschnittsfläche von $A = 108,5\text{mils}^2$ resultiert. Dadurch können bis zu 4 A Nennstrom bei 10 °C Erwärmung transportiert werden.

⁶Software zur einfachen Schaltungssimulation.

⁷Erweiterung für Matlab/Simulink zur Simulation, Analyse und Parametrierung von Schaltungen und der dazugehörigen Steuerung.

⁸1 mils entspricht dabei einem tausendstel Zoll und der Umrechnungsfaktor ist $1\text{ mils} = 0,0254\text{ mm}$.

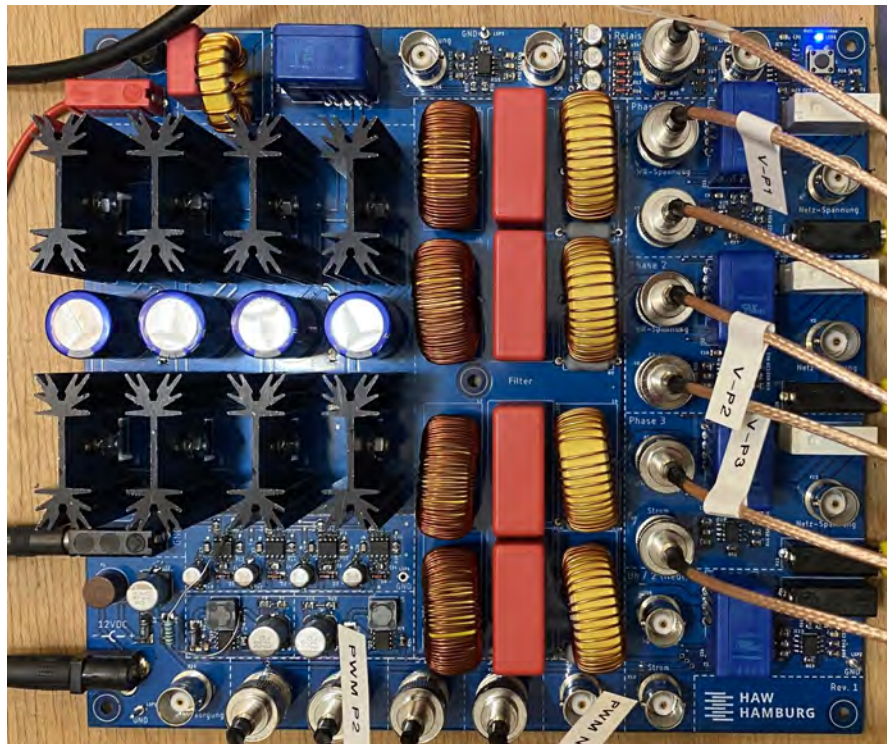


Abbildung 3.8: Fertig bestückte Wechselrichterplatine

Die Platine (Abb. 3.8) ist außerdem in klare Sektionen aufgeteilt und alle Anschlüsse und Abschnitte sind mittels des Bestücksdrucks eindeutig beschriftet.

Links im Bild sind die vier Halbbrücken zu sehen. Hier befinden sich zudem vier Stützkondensatoren für die DC-Spannung. Darunter liegen die IR2184 Halbbrückentreiber und die Spannungsversorgung für 5 V und -12 V.

Mittig im Bild sind die vier LCL-Filter zu sehen. Rechts daneben die Stromsensoren für die einzelnen Phasenströme und die Relais zur mechanische Trennung des Wechselrichters, während des Synchronisationsvorgangs auf ein Versorgungsnetz oder im Fehlerfall von einer angeschlossenen Last.

Rechts oben befindet sich die Logik-Schaltung der Überstromerkennung zusammen mit dem Taster zum Freischalten nach einem Fehlerfall und die Status-LED.

4 Software

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Entwicklung der Software zur Simulation und Steuerung des dreiphasigen Wechselrichters für den spannungsgeregelten und netzunabhängigen Betrieb. Es werden zunächst die mathematischen Grundlagen erläutert und anschließend das Softwaremodell vorgestellt.

Für einen späteren netzgebundenen Betrieb soll zudem eine Möglichkeit der Phasensynchronisation in Abschnitt 4.23 gezeigt werden.

Bei der Inbetriebnahme (Kapitel 5) wird das Gesamtsystem auf das ausgelegte Verhalten hin überprüft und dokumentiert.

4.1 Definitionen

Für die nachfolgenden Abschnitte soll zunächst beschrieben werden, welche Spannungen und Ströme in dem Wechselrichter vorliegen.

Dazu sind die drei Außenleiter (Phasen) a , b und c des Wechselrichters als Spannungsquelle links in Abbildung 4.1 gezeigt. Daran sind die Lastwiderstände R_1 , R_2 und R_3 sternförmig angeschlossen, welche für die maximale Ausgangsleistung einen Widerstandswert von $10,66\ \Omega$ haben.

Die Sternspannungen u_{an} , u_{bn} und u_{cn} liegen zwischen dem jeweiligen Außenleiter und dem Neutralleiter am Ausgang des Wechselrichters an und sind bei einer rein ohmschen Last in Phase mit den jeweiligen Leiterströmen i_a , i_b und i_c .

Die Leiterspannungen u_{ab} , u_{bc} und u_{ca} liegen zwischen den drei Außenleitern an und sind 30° voreilend zu den Sternspannungen.

Abbildung 4.2 zeigt die Verhältnisse der Spannungen zueinander. Hier ist zu sehen, dass sowohl die einzelnen Leiterspannungen, als auch die Sternspannungen um 120° phasenverschoben sind.

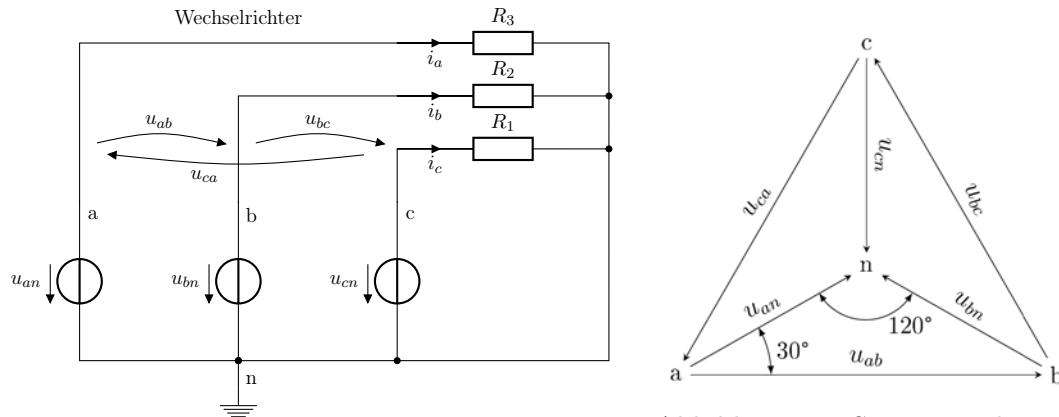


Abbildung 4.1: ESB des Wechselrichter mit Last

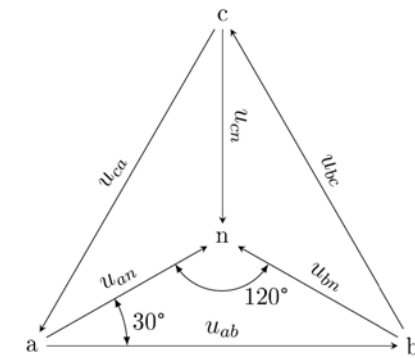


Abbildung 4.2: Spannungsdreieck

Abbildung 4.3 zeigt die Spannungen der Stern- und Leiterspannungen im zeitlichen Verlauf zueinander.

u_{an} , u_{bn} und u_{cn} haben, wie in den Anforderungen des Wechselrichters (Kap. 3) definiert, einen Effektivwert von 23 V und somit eine Amplitude von $\hat{U}_{pn} = \sqrt{2} \cdot 23 \text{ V} = 32,53 \text{ V}$.

u_{ab} , u_{bc} und u_{ca} sollen mit der Software auf einen Effektivwert von 40 V und eine Amplitude von $\hat{U}_{pp} = \sqrt{2} \cdot 40 \text{ V} = 56,57 \text{ V}$ geregelt werden.

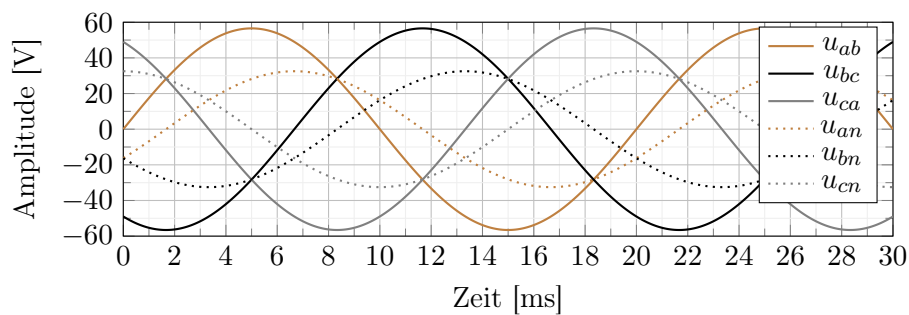


Abbildung 4.3: Spannungsverläufe der Leiter- und Sternspannungen

4.2 Transformationen

In diesem Abschnitt werden zunächst die verschiedenen Transformationsarten¹ erläutert. Dabei wird von einem symmetrischen Dreiphasendrehstromsystem mit den in Gleichung 4.1 gezeigten Winkelverhältnissen von 120° der einzelnen Leiterspannungen zueinander ausgegangen.

$$\begin{aligned} u_{ab}(t) &= \hat{U}_{pp} \cdot \sin(\omega t) \\ u_{bc}(t) &= \hat{U}_{pp} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{ca}(t) &= \hat{U}_{pp} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Für die spätere Regelung des Systems sind diese Transformationen relevant, da mit ihnen die drei sinusförmigen Wechselgrößen der Phasen in Gleichgrößen abgebildet werden können. Diese Gleichgrößen lassen sich dann mit PI-Reglern regeln und wieder mittels der inversen Transformationsmatrix in Wechselgrößen zurückführen.

Die Transformationen erfolgen zwischen den drei Referenzsystemen abc , $\alpha\beta$ und dq . Diese werden in den Abschnitten 4.2.2 bis 4.2.3 noch im Detail erläutert.

Zu einer besseren Visualisierung werden in den folgenden Abschnitten anhand des Zeitpunkts $t = 4\text{ms}$ (markiert in Abb. 4.4) die Vektoren innerhalb der jeweiligen Referenzsystemen dargestellt.

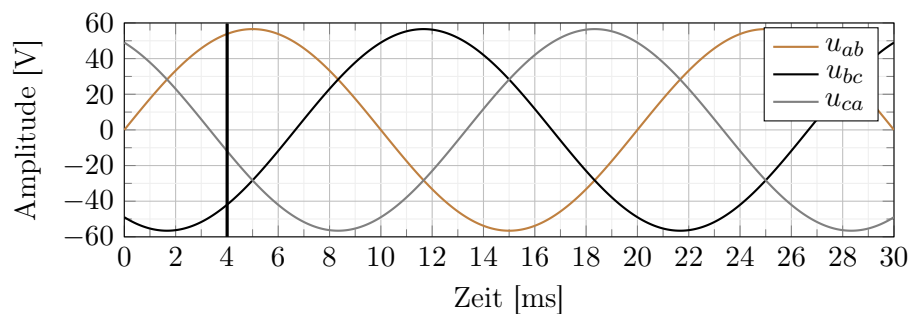


Abbildung 4.4: Spannungsverläufe der Leiterspannungen

¹Clark- und Park-Transformation

4.2.1 abc - $\alpha\beta$ -Transformation

Die abc - $\alpha\beta$ -Transformation, auch als Clarke-Transformation bekannt, kann als Zwischenschritt zur späteren abc - dq -Transformation² gesehen werden. Durch die Transformation werden die drei 120° zueinander liegenden Vektoren der Spannungen \vec{u}_a , \vec{u}_b und \vec{u}_c von dem abc -Referenzsystem in das $\alpha\beta$ -Referenzsystem überführt. Der Gedanke dabei ist, dass sich jeder Punkt im abc -Referenzsystem ebenfalls im $\alpha\beta$ -Referenzsystem erreichen lässt.

Die Transformation aus dem abc - hin zu dem $\alpha\beta$ -Referenzsystem ist mathematisch in Gleichung 4.2 [9, p. 997] beschrieben. Der Faktor $\frac{2}{3}$ dient zur Normierung der errechneten Vektoren $\vec{\alpha}$ und $\vec{\beta}$, so dass der Betrag der Summe dieser Vektoren der Amplitude der Spannungen im abc -Referenzsystem entspricht.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

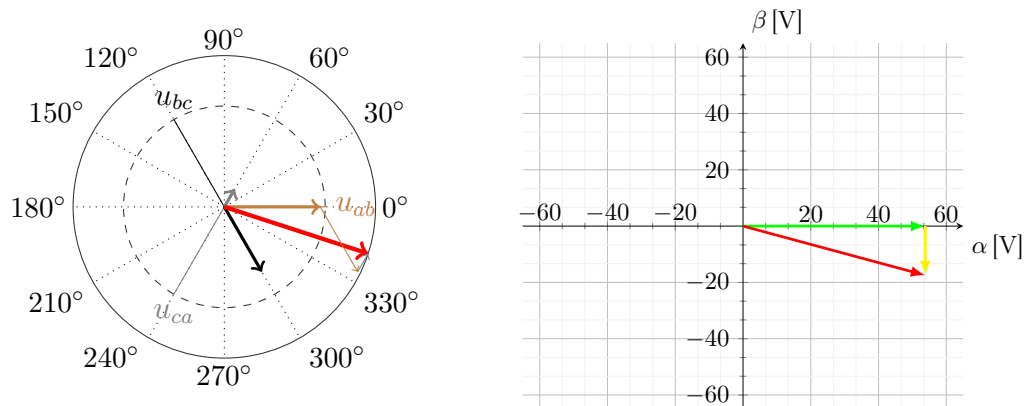
Zur Vollständigkeit ist in Gleichung 4.3 die abc - $\alpha\beta 0$ -Transformation [9, p. 1005] zur Überführung eines unsymmetrischen Dreiphasensystems aufgezeigt. Ein unsymmetrisches System liegt dann vor, wenn die Summe der Spannungen u_a , u_b und u_c nicht 0 ergeben. In dem Fall ist $u_0 \neq 0$.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{A_0} \cdot \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

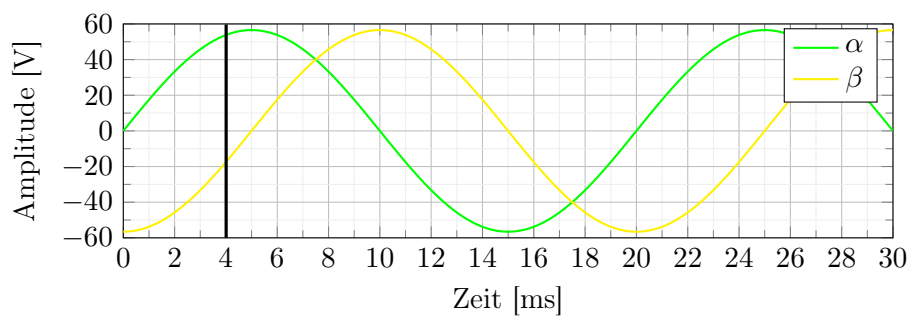
Für den beispielhaft betrachteten Zeitpunkt $t = 4 \text{ ms}$ bilden sich die Vektoren im abc -Referenzsystem wie im linken Teil der Abbildung 4.5 aus. Die drei Spannungsvektoren \vec{u}_a , \vec{u}_b und \vec{u}_c ergeben summiert den Raumzeiger (Rot). Nach der Transformation und Normierung³ ergeben sich in $\alpha\beta$ -Koordinaten die im rechten Teil der Abbildung gezeigten Vektoren $\vec{\alpha}$ (Grün) und $\vec{\beta}$ (Gelb) für den gewählten Zeitpunkt.

²Park-Transformation

³Durch den Faktor $\frac{2}{3}$ sodass der Betrag des Raumzeigers \hat{U}_{pp} entspricht.

Abbildung 4.5: Vektoren zum Zeitpunkt $t = 4$ ms im abc - und $\alpha\beta$ -Referenzsystem

Zeitlich betrachtet sieht der Verlauf von α und β wie in Abbildung 4.6 aus. Zu sehen sind hier zwei sinusförmige Verläufe, die einen Phasenversatz von 90° zueinander aufweisen.

Abbildung 4.6: $\alpha\beta$ -Werte über die Zeit

Die Rücktransformation aus dem $\alpha\beta$ - in das abc -Referenzsystem ergibt sich über die inverse Transformationsmatrix A^{-1} [9, p. 996] (Gl. 4.4).

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}}_{A^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Für ein unsymmetrisches System erfolgt die Rücktransformation über die Inverse der Matrix A_0^{-1} [9, p. 1005], welche in Gleichung 4.5 zu sehen ist.

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}}_{A_0^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

4.2.2 $\alpha\beta$ -dq-Transformation

Um aus den sinusförmigen Größen der $\alpha\beta$ -Transformation Gleichgrößen zu erhalten, wird der resultierende Vektor⁴ aus $\vec{\alpha} + \vec{\beta}$ um den Winkel θ gedreht.

Dazu wird auf das Ergebnis der Clarke-Transformation die Drehmatrix B [19, p. 333] (Gleichung 4.6) angewendet.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Der Winkel θ liegt im Intervall $[0, 2\pi]$ und ist 0 wenn die Spannung u_{ab} ihr Maximum erreicht⁵. Zu sehen ist der Winkel θ im zeitlichen Verlauf zu u_{ab} in Abbildung 4.7.

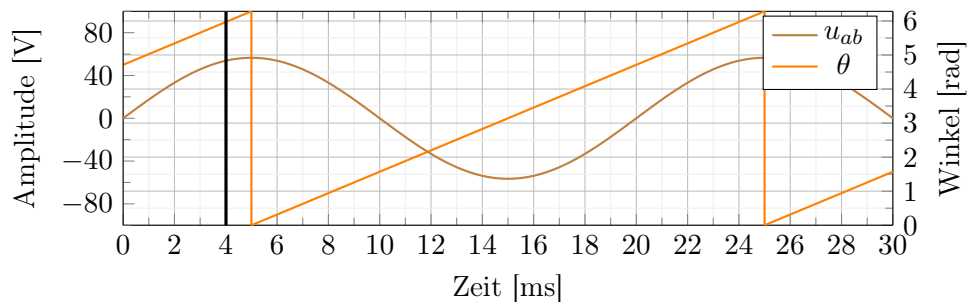


Abbildung 4.7: Drehwinkel θ im zeitlichen Verlauf zu u_{ab}

In Abbildung 4.8 ist links das Ergebnis der abc - $\alpha\beta$ -Transformation dargestellt. Rechts dazu ist das Ergebnis der $\alpha\beta$ -dq-Transformation nach der Multiplikation der $\alpha\beta$ -Größen mit der Drehmatrix gegenübergestellt. Der Raumzeiger liegt nach der Drehung horizontal zur d -Achse und entspricht dem Wert von d (Magenta).

⁴Raumzeiger (Rot)

⁵Synchronisation der PLL auf Basis der Leiterspannungen, die PLL liefert den Winkel θ .

Das gezeigte Beispiel ist für ein $\cos(\varphi) = 1$ gültig. Wenn $\cos(\varphi) \neq 1$ ist, so werden die Spannungen des Wechselrichters phasenverschoben zu einem Referenzsystem⁶ geregelt. Hier würde q dann einen Wert von $\neq 0$ annehmen.

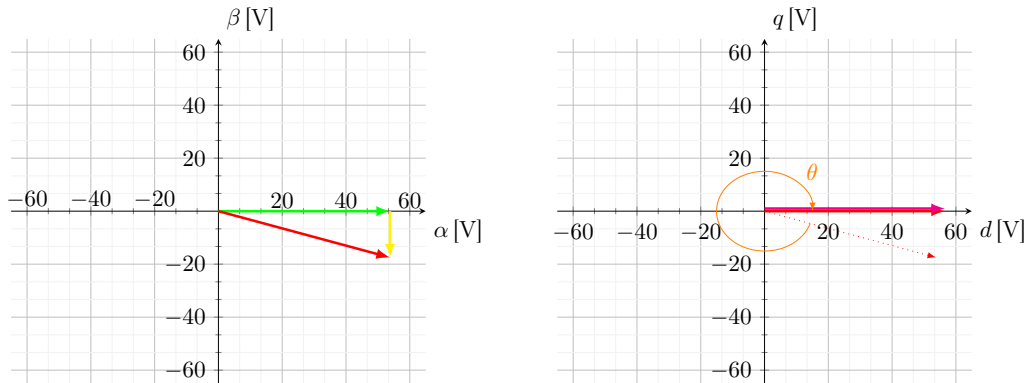


Abbildung 4.8: Vektoren zum Zeitpunkt $t = 4 \text{ ms}$ im $\alpha\beta$ und dq -Referenzsystem

Abbildung 4.9 zeigt den zeitlichen Verlauf der dq -Werte. Diese liegen als Gleichgrößen vor und entsprechen in diesem konkreten Fall⁷ $d = 56,57 \text{ V}$ und $q = 0 \text{ V}$.

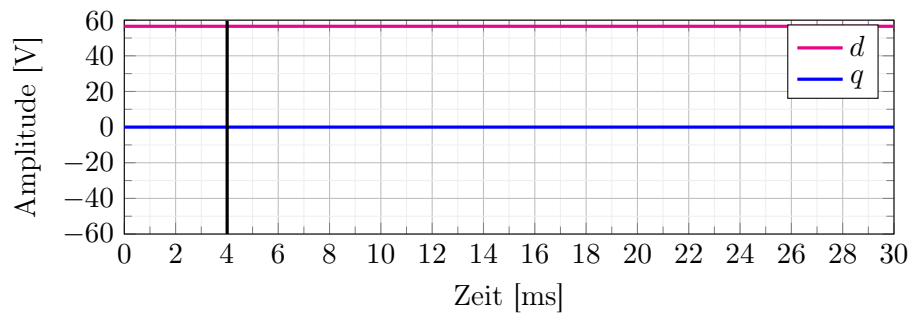


Abbildung 4.9: dq -Werte über die Zeit

Für ein unsymmetrisches System kann die Drehmatrix erweitert werden (Gleichung 4.7). Als Ergebnis erhält man zusätzlich zu u_d und u_q den Wert u_0 .

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_0} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

⁶Durch PLL erzeugt.

⁷ $\cos(\varphi) = 1$, $t = 4 \text{ ms}$, $\theta = \frac{2\pi}{20 \text{ ms}} \cdot 19 \text{ ms} = 5,97$

Die Rücktransformation von dq - hin zu $\alpha\beta$ -Größen erfolgt durch eine entgegengesetzte Drehung mittels der inversen Drehmatrix B^{-1} (Gleichung 4.8) [19, p. 333] für ein symmetrisches Dreiphasensystem.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}_{B^{-1}} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Die inverse Drehmatrix B_0^{-1} (Gleichung 4.9) ermöglicht die Rücktransformation für ein unsymmetrisches Dreiphasensystem.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_0^{-1}} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

4.2.3 abc - dq -Transformation

Die direkte Transformation aus dem abc -Referenzsystem in dq -Größen kann mathematisch mit der Gleichung 4.10 [9, p. 1017] beschrieben werden. Diese Transformation wird auch als *Park-Transformation* bezeichnet.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Die Rücktransformation erfolgt durch Gleichung 4.11 [9, p. 1017].

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Ein unsymmetrisches System lässt sich mit Gleichung 4.12 aus dem abc -Referenzsystem in dq -Größen transformieren und mit der Gleichung 4.13 zurücktransformieren.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

4.2.4 Transformation eines unsymmetrischen Systems

Ausgehend von dem Ersatzschaltbild (Abb. 4.1) am Anfang des Kapitels soll nun das Verhalten der $dq0$ -Werte in einem unsymmetrischen System gezeigt werden. Dazu wird in der Simulation der Widerstandswert von R_3 von $10,66\ \Omega$ auf $21,33\ \Omega$ verdoppelt. Da der Sternpunkt der drei Widerstände an den Neutralleiter angeschlossen ist, ergibt die Summe der Ströme i_a , i_b und i_c nicht mehr $0\ \text{A}$, dadurch fließt ein Strom über den Neutralleiter.

Die Verdopplung des Widerstandswertes geschieht zu dem Zeitpunkt $t = 30\ \text{ms}$ und ist in Abbildung 4.10 zu sehen⁸. Die $dq0$ -Werte haben weiterhin einen Gleichanteil, bilden allerdings zusätzlich eine sinusförmige Größe aus, welche sich auf Grund der stetigen Änderungen schwieriger regeln lassen.

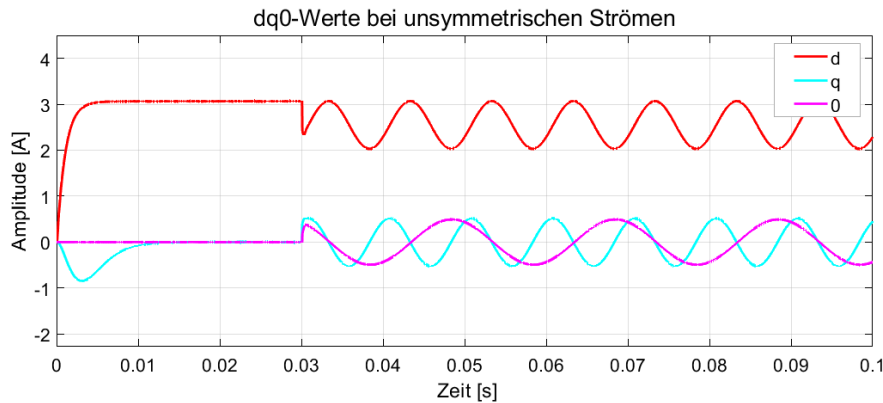


Abbildung 4.10: Verhalten der $dq0$ -Werte bei unsymmetrischen Strömen ab $t = 30\ \text{ms}$

⁸Bis $t = 12\ \text{ms}$ sind Einschwingvorgänge zu beobachten.

4.3 Third Harmonic Injection

Unter Third-Harmonic-Injection versteht sich ein Verfahren zur Modulation der Sternspannungen, um die verfügbare DC-Spannung⁹ maximal zu Nutzen. Bei herkömmlichen sinusförmigen Sternspannungen entstehen Leiterspannungen¹⁰ mit einer Amplitude¹¹ kleiner der verfügbaren DC-Spannung.

In Abbildung 4.11 sind die drei maximal möglichen sinusförmigen Sternspannungen (Gleichung 4.14) dargestellt. Die Amplitude der Sternspannung beträgt $\hat{U}_{pn(max)} = \frac{U_{DC}}{2} = 32 \text{ V}$ und der Effektivwert somit $22,627 \text{ V}$.

Die Leiterspannungen haben aufgrund dessen eine Amplitude von $\hat{U}_{pp(max)} = \sqrt{3} \cdot 32 \text{ V} = 55,426 \text{ V}$ und einen Effektivwert von $39,192 \text{ V}$.

$$\begin{aligned} u_{an}(t) &= \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ u_{bn}(t) &= \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ u_{cn}(t) &= \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

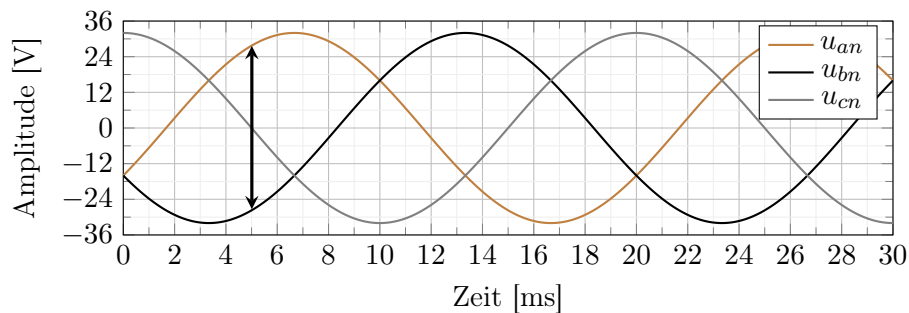


Abbildung 4.11: Spannungsverläufe der Sternspannungen

Da als Sternspannungen $\hat{U}_{pn} = 23 \text{ V}$ und als Leiterspannungen $\hat{U}_{pp} = 40 \text{ V}$ gefordert sind, ist der Einsatz der Modulation mittels THI erforderlich, um die gesetzten Anforderungen zu erreichen.

⁹ $U_{DC} = 64 \text{ V}$.

¹⁰Spannungen zwischen den Sternspannungen.

¹¹Markiert in Abbildung 4.11, schwarzer vertikaler Strich bei $t = 5 \text{ ms}$. Zeitpunkt aufgrund der 30° Phasenlage von Leiter- zu Sternspannung ermittelt.

Das Verfahren zur Modulation der Sternspannungen kann auf verschiedene Weise umgesetzt werden und soll nun sowohl für die Stern- als auch bei den Leiterspannungen die Amplitude anheben. Es wird die Min-Max-Methode [12, p. 2] genutzt, da diese sehr geringe Rechenleistung zur Realisierung erfordert.

Dazu wird zunächst das Maximum und Minimum der drei Sternspannungen gebildet (Gl. 4.15 und 4.16) und eine Differenz (Gl. 4.17) berechnet.

$$u_{max}(t) = \max \begin{bmatrix} \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$u_{min}(t) = \min \begin{bmatrix} \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ \hat{U}_{pn(max)} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$u_{thi}(t) = -0,5 \cdot (u_{max} + u_{min}) \quad (4.17)$$

Diese beiden Schritte ergeben die Verläufe von u_{max} (Rot), u_{min} (Blau) und u_{thi} (Gelb) in Abbildung 4.12. Die drei Sternspannungen sind zur besseren Einordnung ebenfalls gestrichelt dargestellt.

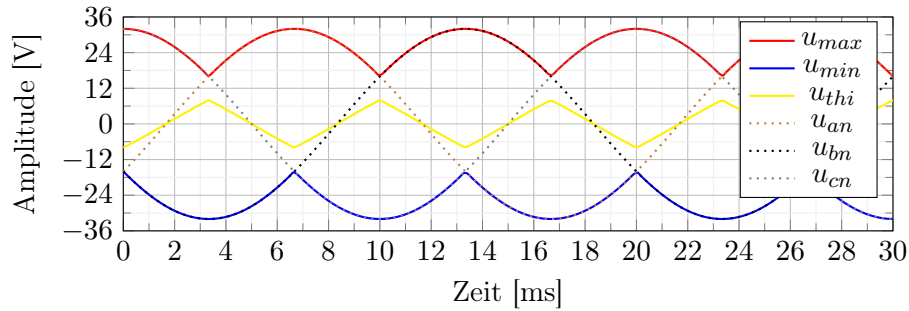


Abbildung 4.12: Verlauf von u_{max} , u_{min} und u_{thi}

Da die DC-Spannung maximal genutzt werden soll, müssen die Sternspannungen um den Faktor $f = \frac{2}{\sqrt{3}}$ angehoben werden. Dieser Faktor ergibt sich dadurch, dass die maximal mögliche Amplitude der Leiterspannung in dem Wechselrichter nun bis zu 64 V betragen

soll, ohne Modulation bisher allerdings nur 55,426 V möglich waren (siehe Gl. 4.18).

$$f = \frac{64,0 \text{ V}}{55,426 \text{ V}} \quad (4.18)$$

$$f = 1,1547 = \frac{2}{\sqrt{3}}$$

Die modulierten Sternspannungen $u_{an_{thi}}$, $u_{bn_{thi}}$ und $u_{cn_{thi}}$ ergeben sich dann durch die Erhöhung um den Faktor f und der Addition der Spannung u_{thi} , um eine Übermodulation¹² zu vermeiden (siehe Gl. 4.19).

$$u_{an_{thi}}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}}(u_{an} + u_{thi})$$

$$u_{bn_{thi}}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}}(u_{bn} + u_{thi}) \quad (4.19)$$

$$u_{cn_{thi}}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}}(u_{cn} + u_{thi})$$

Im zeitlichen Verlauf sind die drei mit THI modulierten Sternspannungen in Abbildung 4.13 dargestellt. Die Differenzen zwischen Sternspannungen ergeben nach wie vor sinusförmige Leiterspannungen, nun allerdings mit einer Amplitude von bis zu 64 V (Effektivwert bis 45,25 V).

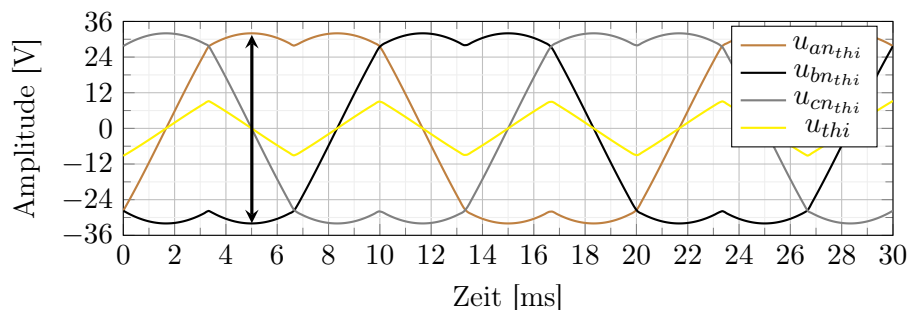


Abbildung 4.13: Mit THI modulierte Sternspannungen

Wenn zusätzlich zu den Sternspannungen die Spannung der vierten Halbbrücke¹³ mit dem Signal $\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot u_{thi}$ moduliert wird, so ist auch die Spannung zwischen den Außenleitern und dem Neutralleiter wieder sinusförmig. Die Sternspannung kann dann in der Amplitude bis zu $\hat{U}_{pn} = 36,95 \text{ V}$ (Effektiv bis 26,128 V) betragen.

¹²Ansteuerung der Halbbrücken über die systembedingten Grenzen hinaus (>100 %).

¹³Vierte Halbbrücke erzeugt bisher eine Spannung von $\frac{U_{DC}}{2}$ als Neutralleiter.

4.4 Ermittlung der Reglerparameter für die dq -Werte

Matlab/Simulink bietet die Möglichkeit Regelstrecken hinsichtlich ihres Verhaltens einzustellen. Zur Auslegung der Reglerparameter ist es erforderlich das System zunächst mathematisch zu beschreiben. Dazu wird das in Abbildung 4.14 gezeigte einphasige Ersatzschaltbild genutzt, um die Übertragungsfunktion des belasteten LCL-Filters herzuleiten.

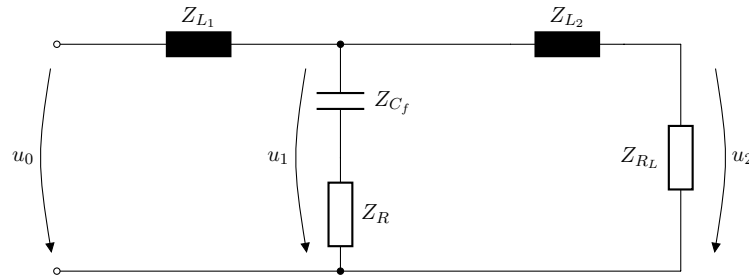


Abbildung 4.14: LCL-Filter mit Last

Für die Übertragungsfunktion werden die Kupferwiderstände der Spulen Z_{RL_1} und Z_{RL_2} vernachlässigt, da diese für gewöhnlich $Z_{RL_n} \leq 100m\Omega$ betragen und nur einen geringen Dämpfungseinfluss auf das System haben.

Dazu wird zunächst die Gleichung 4.20 für u_1 aufgestellt und vereinfacht (Gl. 4.21).

$$u_1 = \frac{u_0}{Z_{L1} + \frac{(Z_{Cf} + Z_R) \cdot (Z_{L2} + Z_{RL})}{(Z_{Cf} + Z_R) + (Z_{L2} + Z_{RL})}} \cdot \frac{(Z_{Cf} + Z_R) \cdot (Z_{L2} + Z_{RL})}{(Z_{Cf} + Z_R) + (Z_{L2} + Z_{RL})} \quad (4.20)$$

$$u_1 = \frac{u_0 (Z_{Cf} + Z_R) \cdot (Z_{L2} + Z_{RL})}{Z_{L1} \cdot (Z_{Cf} + Z_R + Z_{L2} + Z_{RL}) + (Z_{Cf} + Z_R) \cdot (Z_{L2} + Z_{RL})} \quad (4.21)$$

Für die Spannung u_2 kann Gleichung 4.22 aufgestellt werden.

$$u_2 = \frac{u_1}{Z_{L2} + Z_{RL}} \cdot Z_{RL} \quad (4.22)$$

Für u_1 wird nun die Gleichung 4.21 eingesetzt und nach $\frac{u_2}{u_0}$ umgestellt (Gl. 4.23 und 4.24).

$$u_2 = \frac{u_0 \cdot \left(\frac{(Z_{C_f} + Z_R) \cdot (Z_{L_2} + Z_{R_L})}{Z_{L_1} \cdot (Z_{C_f} + Z_R + Z_{L_2} + Z_{R_L}) + (Z_{C_f} + Z_R) \cdot (Z_{L_2} + Z_{R_L})} \right) \cdot Z_{R_L}}{Z_{L_2} + Z_{R_L}} \quad (4.23)$$

$$\frac{u_2}{u_0} = \frac{(Z_{C_f} + Z_R) \cdot Z_{R_L}}{Z_{L_1} \cdot (Z_{C_f} + Z_R + Z_{L_2} + Z_{R_L}) + (Z_{C_f} + Z_R) \cdot (Z_{L_2} + Z_{R_L})} \quad (4.24)$$

Eingesetzt für die jeweiligen Impedanzen werden nun folgende Zuordnungen gemacht um die Gleichung in den Bildbereich zu überführen:

$$Z_{C_n}(s) = \frac{1}{C_n s} \quad (4.25) \quad Z_{L_n}(s) = L_n s \quad (4.26) \quad Z_{R_n}(s) = R_n \quad (4.27)$$

Es ergibt sich dadurch die Übertragungsfunktion 4.28 für den LCL-Filter, welche noch weiter vereinfacht werden kann (Gl. 4.29).

$$H(s) = \frac{u_2}{u_0} = \frac{\frac{R_L}{C_f s} + R R_L}{\frac{L_1 s}{C_f s} + L_1 R s + L_1 L_2 s^2 + L_1 R_L s + \frac{L_2 s}{C_f s} + \frac{R_L}{C_f s} + R L_2 s + R R_L} \quad (4.28)$$

$$H(s) = \frac{R R_L C_f s + R_L}{L_1 L_2 C_f s^3 + (R L_1 C_f + R_L L_1 C_f + R L_2 C_f) s^2 + (L_1 + L_2 + R R_L C_f) s + R_L} \quad (4.29)$$

Zur Überprüfung der Übertragungsfunktion werden die in Kapitel 3 ermittelten Werte $L_1 = 330 \mu\text{H}$, $L_2 = 100 \mu\text{H}$, $C_f = 15 \mu\text{F}$, $R_L = 10,66 \Omega$ und $R = 1 \Omega$ für den LCL-Filter genutzt und ein Bodeplot der Übertragungsfunktion erstellt.

Das frequenzabhängige Verhalten der errechneten Übertragungsfunktion (siehe Abb. 4.15) ist identisch mit dem Verhalten aus der LTspice Simulation (Abb. 3.4). Die errechnete Übertragungsfunktion kann somit genutzt werden um die Reglerparameter in Simulink einzustellen.

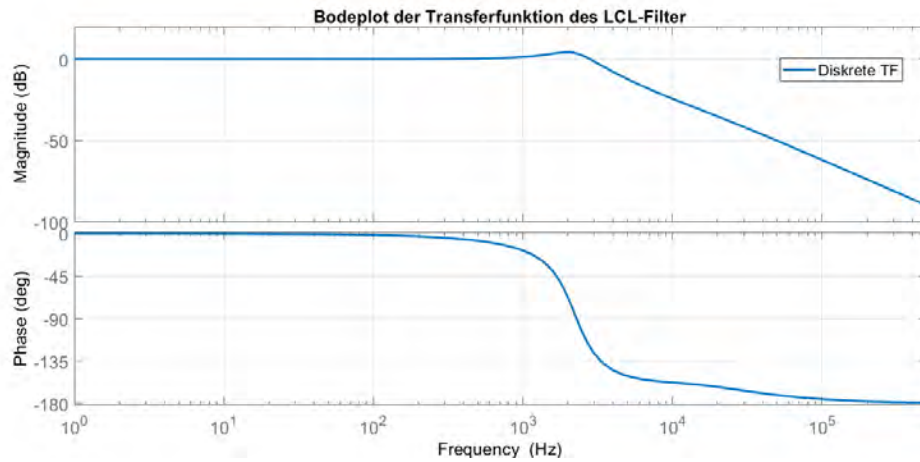


Abbildung 4.15: Bodeplot der berechneten Übertragungsfunktion des LCL-Filters

Die PI-Regler sollen Stellgrößen im Bereich von -1 bis $+1$ ausgeben, wodurch der Spitze-Spitze-Wert der dq -Rücktransformation bis zu einem Wert von 2 V angesteuert wird. Die Mosfets verstärken¹⁴ diesen Wert um den Faktor 32. Dieser wird in Gleichung 4.30 entsprechend berücksichtigt.

$$H(s) = 32 \cdot \frac{RR_L C_f s + R_L}{L_1 L_2 C_f s^3 + (R L_1 C_f + R_L L_1 C_f + R L_2 C_f) s^2 + (L_1 + L_2 + R R_L C_f) s + R_L} \quad (4.30)$$

Das in Abbildung 4.16 gezeigte System in Simulink entspricht der Übertragungsfunktion des Wechselrichters bei dem die Leiterspannungen geregelt werden.

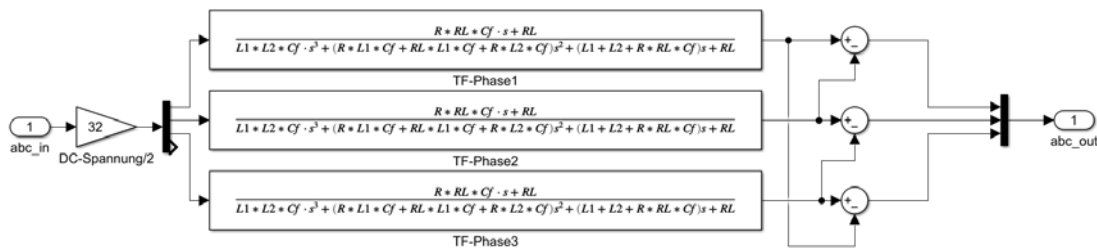


Abbildung 4.16: Übertragungsfunktion des Wechselrichters

Das Regelverhalten wurde mit Hilfe der PID-Tune¹⁵ Funktion von Simulink nun so eingestellt, dass ein möglichst geringes Überschwingen vorhanden ist und ein stabiler Zustand

¹⁴ $\frac{U_{DC}}{2V} = \frac{64V}{2V} = 32$

¹⁵ Verwendet wird ein PI-Regler.

innerhalb einer viertel Periode erreicht wird. Anhand dieser Kriterien ist das in Abbildung 4.17 gezeigte Verhalten eingestellt worden. Ein stabiler Zustand ist nach 3,5 ms erreicht.

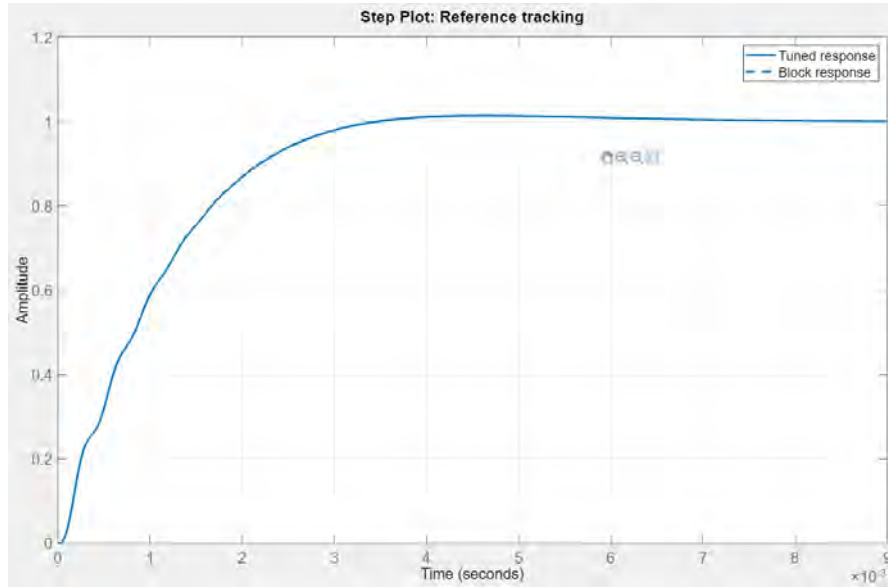


Abbildung 4.17: dq -Regelverhalten

4.5 Erzeugung der PWM-Signale

Zur Ansteuerung der Halbbrücken kommen digitale PWM-Signale zum Einsatz. Die PWM-Signale sind auf eine feste Frequenz eingestellt und variieren in dem Tastverhältnis zwischen logischer 1 (t_{on}) und 0 (t_{off}).

Die Signale können über einen Vergleich zwischen einem Referenzsignal¹⁶ und einem Dreiecksignal mit der Frequenz des PWM-Signals erzeugt werden. In Abbildung 4.18 sind beide Signale zu sehen.

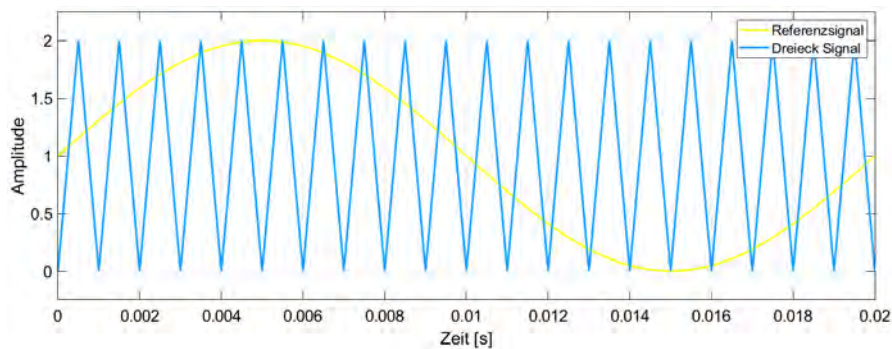


Abbildung 4.18: Referenz- und Dreiecksignal zur Erzeugung des PWM-Signals

Mit einem logischen Vergleich ob das Referenzsignal größer als das Dreiecksignal ist, entsteht das in Abbildung 4.19 gezeigte sinusförmig modulierte PWM-Signal. Das Tastverhältnis variiert mit der Amplitude des Referenzsignals, wobei t_{on} größer wird je höher die Amplitude des Referenzsignals ist.

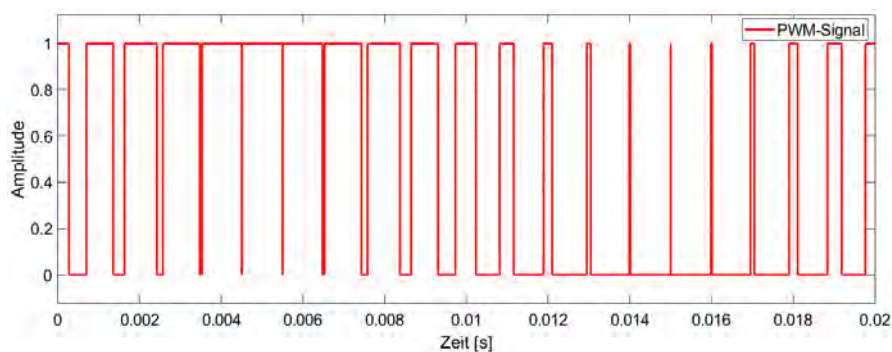


Abbildung 4.19: PWM-Signal bei sinusförmigem Referenzsignal

¹⁶Beliebiger Frequenz $\ll f_{sw}$ und Signalform (im Bsp. hier ein Sinus). Amplitude darf maximal der des Dreiecksignals entsprechend.

In dem Mikrocontroller werden mittels Timer für die vier Halbbrücken die Dreieckssignale erzeugt. Die Timer zählen in einem fest programmierten Intervall schrittweise einen Wert hoch, bzw. runter. Das Referenzsignal wird bei jedem Zählschritt mit dem aktuellen Wert des Timers verglichen und ein GPIO-Pin entsprechend des Vergleichsergebnis High (logisch 1) oder Low (logisch 0) geschaltet.

Ein High-Signal am GPIO-Pin schaltet dann den High-Side-Mosfet¹⁷ leitend und sperrt den Low-Side-Mosfet¹⁸. Ein Low-Signal invertiert die Zustände.

Auf dem Mikrocontroller ist jeder Zählschritt der Timer mit 100 MHz getaktet. Da auf- und abgezählt wird entspricht dies bei einer PWM-Frequenz von $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ einer Auflösung der Timer von insgesamt $\frac{100 \text{ MHz}}{2 \cdot 100 \text{ kHz}} = 500$ Zählschritten. In der Software wird daher das Referenzsignal aus der dq -Rücktransformation¹⁹ mit einem Offset versehen und auf die verfügbaren Zählschritte skaliert (siehe Abb. 4.20).

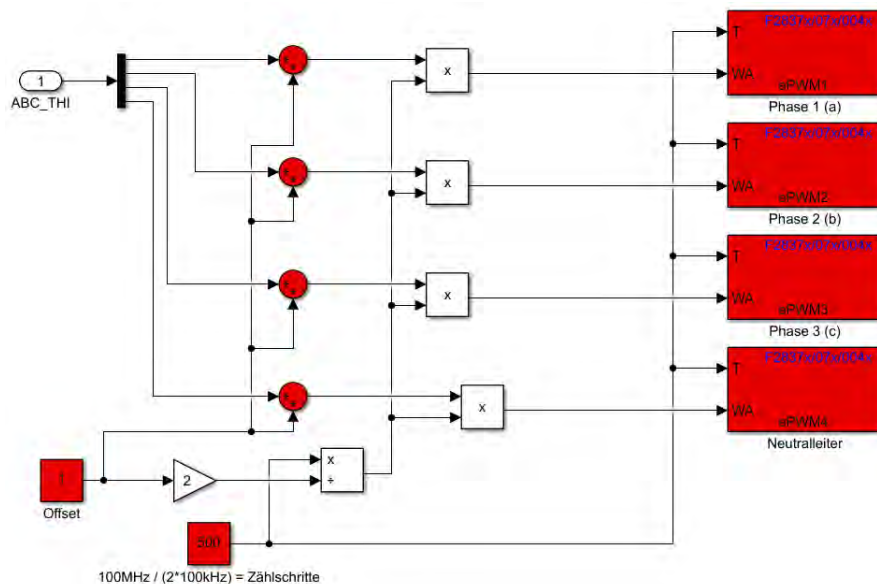


Abbildung 4.20: Erzeugung der PWM-Signale mittels Timer auf dem Mikrocontroller

¹⁷Drain-Anschluss an U_{DC} .

¹⁸Source-Anschluss an Schaltungsmasse.

¹⁹Amplitude maximal 1 V.

4.6 Sollwertvorgabe

Die Phasenlage des Wechselrichters soll mit einem Winkel von bis zu $\varphi = \pm 18,195^\circ$ gegenüber einem Referenznetz geregelt werden können. Dieser Winkel basiert aufgrund der Auslegung der Hardware anhand der Norm VDE-AR-N 4105 (Siehe Abschnitt 3.1).

Für den spannungsgeregelten Betrieb ohne Netzanschluss ist die Einstellung des Phasenwinkels nicht erforderlich, da sich hier die Phasenlage des Stroms gegenüber der Sternspannung aufgrund der Last am Wechselrichter einstellt. Bei dem stromgeregelten Betrieb mit Netzanschluss kann über den Phasenwinkel die Aufnahme oder Abgabe von Blindleistung eingestellt werden.

Gibt man die Amplitude des Stroms für die einzustellende Wirkleistung als d_{soll} vor, so errechnet sich q_{soll} über den in Gleichung 4.31 gezeigten Zusammenhang.

$$q_{soll} = \tan(\varphi) \cdot d_{soll} \quad (4.31)$$

Konkret heißt dies für eine Wirkleistungsabgabe von $P = 150 \text{ W}$ mit $\varphi = 18,195^\circ$, dass $d_{soll} = 2,165 \text{ A}$ und $q_{soll} = 0,712 \text{ A}$ betragen.

Die Amplitude \hat{i} des phasenverschobenen Stroms ergibt sich über den geometrischen Zusammenhang in Gleichung 4.32 zu $\hat{i} = 2,279 \text{ A}$.

$$\hat{i} = \sqrt{d_{soll}^2 + q_{soll}^2} \quad (4.32)$$

Die Werte für d_{soll} (Magenta), q_{soll} (Blau) und \hat{i} (Rot) sind in Abb. 4.21 dargestellt.

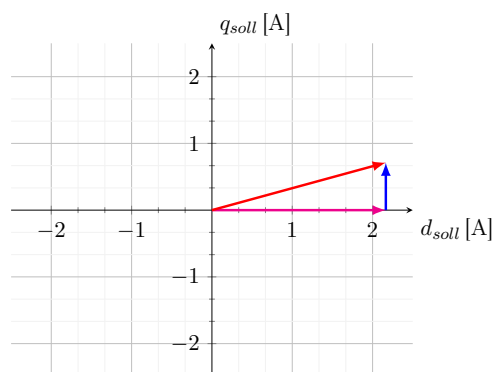


Abbildung 4.21: dq -Sollwert

Die Berechnung in der Software für den Mikrocontroller erfolgt über den Quotienten aus Sinus und Cosinus, da die optimierten Bibliotheken keine direkte Berechnungsfunktion für den Tangens zur Verfügung stellen. Über den Faktor $\sqrt{2}$, mit welchem d_{soll} und q_{soll} multipliziert werden, ist es zudem nicht mehr erforderlich den Amplitudenwert, sondern den Effektivwert als Sollwert vorzugeben.

In der Software kommt sowohl bei der Simulation der Schaltung, als auch bei der Programmierung des Mikrocontrollers der in Abbildung 4.22 gezeigte Funktionsaufbau zum Einsatz.

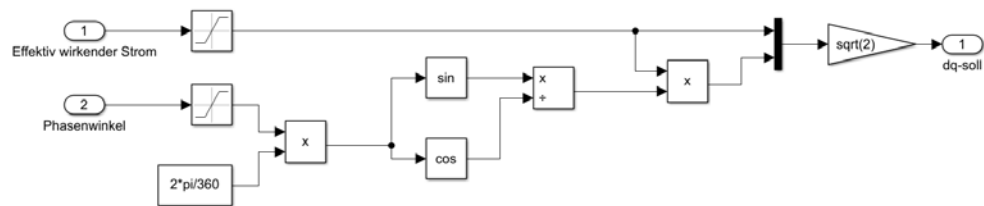


Abbildung 4.22: Berechnung des Sollwerts für d und q in Simulink

4.7 Phase-locked Loop

Als PLL versteht sich ein Regelkreis, welcher zur Synchronisation von Frequenz und Phasenlagen zwischen zwei Systemen eingesetzt wird. Ein PLL ist für diese Arbeit notwendig, um den Wechselrichter später auf ein Versorgungsnetz zu synchronisieren.

Dieser Regelkreis besteht hauptsächlich aus den drei Komponenten: *abc-dq*-Transformation, Regler und einem Voltage Controlled Oscillator. Das Zusammenwirken der Komponenten ist für einen gesuchten Winkel θ in Abbildung 4.23 dargestellt. Der Aufbau und die Auslegung erfolgt anhand der Quelle [15].

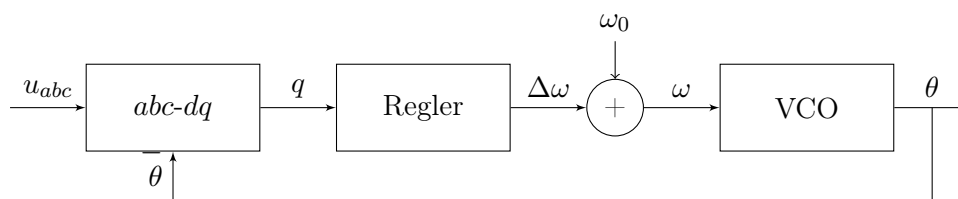


Abbildung 4.23: PLL Blockdiagramm

u_{abc} sind die drei Phasen auf die synchronisiert werden soll. Für diese Arbeit werden drei, vom Wechselrichter unabhängige, sinusförmige Spannungen auf dem Mikrocontroller erzeugt, auf die sich der Wechselrichter synchronisieren kann.

$\Delta\omega$ entspricht der Abweichung von der Kreisfrequenz ω_0 . Die Kreisfrequenz ω_0 entspricht mit $2\pi f_{grid}$ und $f_{grid} = 50$ Hz der normalen Netzfrequenz. ω entspricht der tatsächlichen Kreisfrequenz des Netzes auf das synchronisiert wird.

Die *abc-dq*-Transformation kann zur Synchronisation auf ein dreiphasiges Versorgungsnetz genutzt werden, indem der *q*-Anteil mittels des Reglers zu 0 geregelt wird. Sobald dies erreicht ist, ist der durch den VCO erzeugte Winkel θ synchron in Frequenz und Phasen mit dem Versorgungsnetz.

4.7.1 Dreiphasiger PLL

Das gewünschte Regelverhalten soll möglichst schnell und ohne Überschwingen sein. Um die Synchronisation auf ein dreiphasiges Versorgungsnetz zu realisieren kann eine *dq*-Transformation genutzt werden. Die Transformation ist dabei abhängig von dem Winkel θ des VCO.

Wie in Abschnitt 4.2.3 erläutert, können durch die Transformation entsprechende DC-Größen für ein dreiphasiges Netz berechnet werden. Wenn der Winkel θ dabei so verläuft, dass dieser 0 erreicht, wenn u_a sein Maximum aufweist entspricht der d -Wert der Amplitude des Netzes und der q -Wert ist 0.

Als Regler soll zunächst ein PI-Regler zum Einsatz kommen. Der VCO kann durch ein Integrator realisiert werden, welcher durch $\theta = \omega \bmod (2 \cdot \pi)$ in seinem Ausgangssignal begrenzt wird und den Winkel θ ausgibt.

Der offene Regelkreis ergibt sich dadurch zu Gleichung 4.33.

$$H_{\text{offen}}(s) = \hat{U}_{pp} \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \frac{1}{s} \quad (4.33)$$

Für den geschlossenen Regelkreis gilt die Gleichung 4.34.

$$\begin{aligned} H_{\text{geschlossen}}(s) &= \frac{H_{\text{offen}}}{H_{\text{offen}} + 1} \\ H_{\text{geschlossen}}(s) &= \frac{\hat{U}_{pp} \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \frac{1}{s}}{\hat{U}_{pp} \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \frac{1}{s} + 1} \\ H_{\text{geschlossen}}(s) &= \frac{\hat{U}_{pp} K_P s + \hat{U}_{pp} K_I}{s^2 + \hat{U}_{pp} K_P s + \hat{U}_{pp} K_I} \end{aligned} \quad (4.34)$$

Zu erkennen ist eine PT2 ähnliche Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises mit einer zusätzlichen Nullstelle. Daher der Ansatz der Auslegung mittels den Gleichungen 4.35 und 4.36.

$$\omega^2 = \hat{U}_{pp} \cdot K_I \quad (4.35)$$

$$2 \cdot \zeta \cdot \omega = \hat{U}_{pp} \cdot K_P \quad (4.36)$$

Für die weiteren Berechnungen wird für das Dämpfungsmaß $\zeta = 1$ und die Eigenfrequenz des Reglers $\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot 100$ Hz gewählt. Die Amplitude bei dem dreiphasigen System be-

trägt im konkreten Fall $\hat{U}_{pp} = \sqrt{2} \cdot 40 \text{ V} = 56,57 \text{ V}$.

$$K_i = \frac{\omega^2}{\hat{U}_{pp}} \quad (4.37)$$

$$K_p = \frac{2 \cdot \sqrt{\hat{U}_{pp} \cdot K_i \cdot \zeta}}{\hat{U}_{pp}} \quad (4.38)$$

Daraus ergeben sich, unter Berücksichtigung der gewählten Parameter, die Werte $K_p = 22,2$ und $K_i = 6978$.

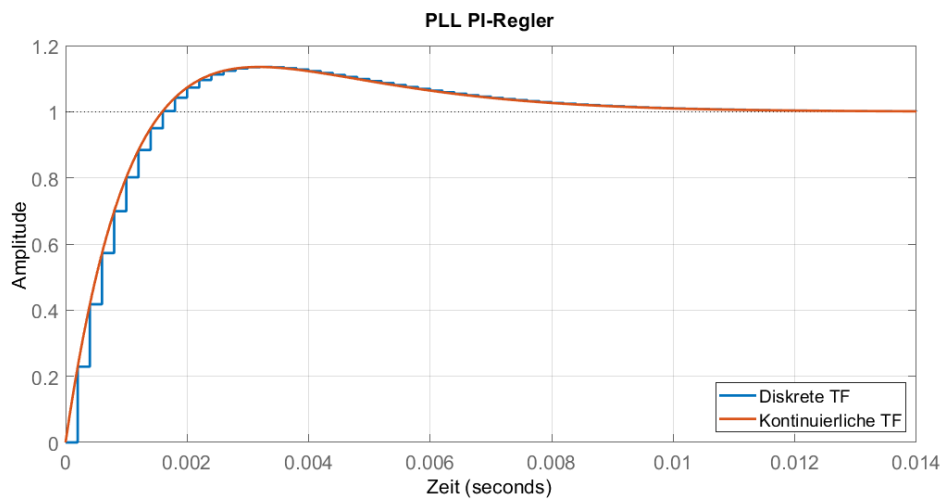


Abbildung 4.24: PLL-Regelverhalten mit PI-Regler

Die Simulation des geschlossenen Regelkreises zeigt, dass es trotz eines Dämpfungsverhältnisses von $\zeta = 1$ zu einem geringen Überschwingen am Ausgang des geschlossenen Regelkreises kommt (Abb. 4.24). Dies lässt sich mit dem gewählten Ansatz zur Bestimmung von K_p und K_i begründen, welcher für ein PT2-Glied ohne Nullstellen optimale Ergebnisse liefert, allerdings in diesem Fall durch eine Nullstelle gestört wird.

Um die Nullstelle im Regelkreis zu entfernen, kann anstelle des PI-Reglers ein einfacher Tiefpassfilter eingesetzt und die offenen Regelstrecke nun mit der Gleichung 4.39 beschrieben werden.

$$H_{offen}(s) = \hat{U}_{pp} \cdot \frac{k}{s + \omega_p} \cdot \frac{1}{s} \quad (4.39)$$

Der geschlossene Regelkreis entspricht der Gleichung 4.40.

$$\begin{aligned} H_{geschlossen}(s) &= \frac{H_{offen}}{H_{offen} + 1} \\ H_{geschlossen}(s) &= \frac{\hat{U}_{pp} \cdot \frac{k}{s + \omega_p} \cdot \frac{1}{s}}{\hat{U}_{pp} \cdot \frac{k}{s + \omega_p} \cdot \frac{1}{s} + 1} \\ H_{geschlossen}(s) &= \frac{\hat{U}_{pp} \cdot k}{s^2 + \omega_p s + \hat{U}_{pp} \cdot k} \end{aligned} \quad (4.40)$$

Hier zeigt sich ein PT2-Verhalten ohne Nullstelle und somit können die Polstellen aus den nachstehenden Gleichungen 4.41 und 4.42 bestimmt werden.

$$\omega^2 = \hat{U}_{pp} \cdot k \quad (4.41)$$

$$2 \cdot \zeta \cdot \omega = \omega_p \quad (4.42)$$

Für die weiteren Berechnungen wird für das Dämpfungsmaß wieder $\zeta = 1$ und die Eigenfrequenz des Reglers $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 100$ Hz gewählt. Die Amplitude bei dem dreiphasigen System beträgt nach wie vor $\hat{U}_{pp} = \sqrt{2} \cdot 40 \text{ V} = 56,57 \text{ V}$.

$$k = \frac{\omega^2}{\hat{U}_{pp}} \quad (4.43)$$

$$\omega_p = 2 \cdot \sqrt{\hat{U}_{pp} \cdot k} \cdot \zeta \quad (4.44)$$

Dadurch ergibt sich für $k = 6979$ und $\omega_p = 1257$.

Zur Implementation auf der zeitdiskreten Hardware muss die Übertragungsfunktion des Tiefpasses mittels z-Transformation umgeformt werden. Dies erfolgte durch die in Matlab

enthaltenen Funktion **c2d**, welche für die gewählte Sample-Time von 200 μ S die zeitdiskrete Übertragungsfunktion 4.45 errechnet.

$$\frac{k}{s + \omega_p} \circ \bullet \frac{1.234}{z - 0,7779} \quad (4.45)$$

Das Verhalten im kontinuierlichen und zeitdiskreten Bereich der geschlossenen Regelschleife ist in Abbildung 4.25 aufgezeigt und wie erwartet ohne Überschwingen.

Nach 12 ms hat der Regelkreis einen stabilen Zustand angenommen.

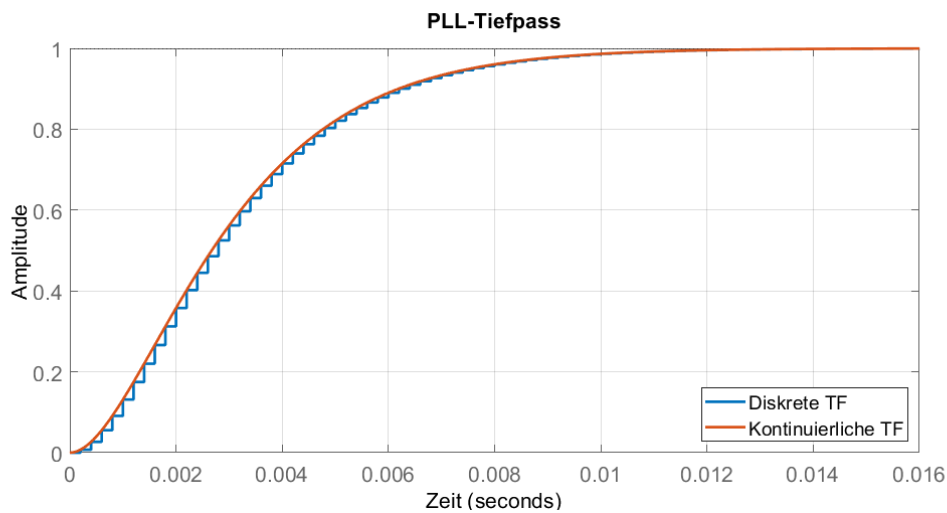


Abbildung 4.25: PLL-Regelverhalten mit Tiefpassfilter

Auf dem Mikrocontroller wird der Phase-locked Loop mit den errechneten Werten wie in Abbildung 4.26 gezeigt umgesetzt.

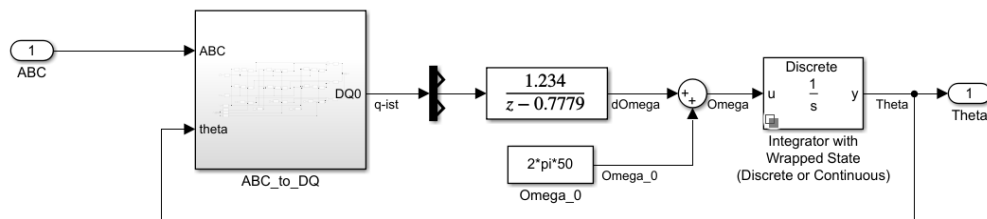


Abbildung 4.26: PLL-Regelstrecke umgesetzt auf dem Mikrocontroller

4.7.2 abc - dq -Transformation mit Versatz von 30°

Wenn später der Wechselrichter mit einem Versorgungsnetz in Betrieb genommen und die Leiterströme²⁰ geregelt werden sollen, muss entweder der PLL auf die Sternspannungen synchronisiert, oder der Winkel θ für den Wechselrichter um 30° nacheilend zu den Leiterspannungen sein.

Für letzteren Fall kann eine spezielle $\alpha\beta$ -Transformation 4.46 [23, p. 296] genutzt werden, die mittels der Drehmatrix (Gl. 4.47) die abc - dq -Transformation (Gl. 4.49) ergibt, welche die Leiterspannungen um 30° nacheilend darstellt.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}}_C \cdot \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_0} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot [B] \cdot [C] \cdot \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) - \frac{1}{2} \sin(\theta) & \sin(\theta) & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) - \frac{1}{2} \sin(\theta) \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta) - \frac{1}{2} \cos(\theta) & \cos(\theta) & \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta) - \frac{1}{2} \cos(\theta) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}}_{[B] \cdot [C]} \cdot \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

²⁰Leiterströme sind bei $\cos(\varphi) = 1$ in Phase mit Sternspannung und somit 30° nacheilend zu den Leiterspannungen.

Wird nun anstelle der abc - dq -Transformation aus Abschnitt 4.2.2 die hier gezeigte abc - dq -Transformation im PLL verwendet, so ist $\theta = 0$ wenn die Sternspannung u_{an} ihr Maximum aufweist (Abb. 4.27).

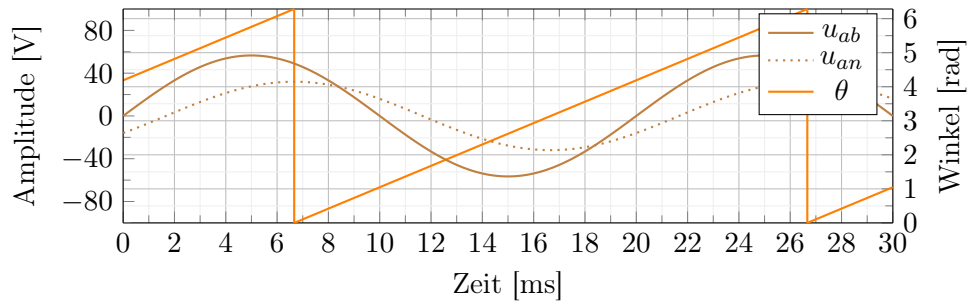


Abbildung 4.27: Drehwinkel θ im zeitlichen Verlauf zu u_{an}

4.8 Überblick über die Software

Die fertige Software ist in zwei Teile aufgeteilt. Zum Einen die Schaltungssimulation mit Simulink/PLECS und zum Anderen die Programmierung des Mikrocontrollers mittels Simulink/C2000-Softwarepaket.

4.8.1 Software zur Schaltungssimulation und Reglerauslegung

In der Schaltungssimulation können neben der Hardwarenachbildung in PLECS auch durch die Übertragungsfunktion, welche den Wechselrichter mathematisch beschreibt, die PI-Regler eingestellt und das Reglerverhalten überprüft werden.

Dazu muss mittels Schalter (links in der Abb. 4.28) zwischen der simulierten Wechselrichterschaltung und der in Abschnitt 4.4 beschreibenden Übertragungsfunktion gewechselt werden. Zusätzlich muss bei der Verwendung der Funktion **PID-Tune** die Schaltung in PLECS auskommentiert sein.

Im übrigen folgt der Aufbau einem klaren Schema: Zuerst werden die drei Wechselgrößen durch die *abc-dq*-Transformation (links) in Gleichgrößen umgerechnet und an die PI-Regler als Ist-Wert übergeben. Aufgrund der Differenz von Soll- und Ist-Wert und der eingestellten Reglerparameter geben diese entsprechende Stellgrößen für die *abc-dq*-Rücktransformation (mittig) aus.

Die *abc-dq*-Rücktransformation liefert drei Wechselgrößen, die mit Third-Harmonic-Injection moduliert werden.

Anschließend werden die PWM-Signale erzeugt und die in PLECS simulierte Wechselrichterschaltung (rechts) angesteuert.

Unten links ist das Referenznetz zu sehen, auf welches sich der Wechselrichter mit Hilfe des Phase-locked Loop synchronisiert. Direkt darüber befindet sich die Berechnung der *dq*-Sollwerte.

Ganz rechts in der Abbildung sind die Leiterspannungen, Sternspannungen, Leiterströme und DC-Werte über Scopes einsehbar.

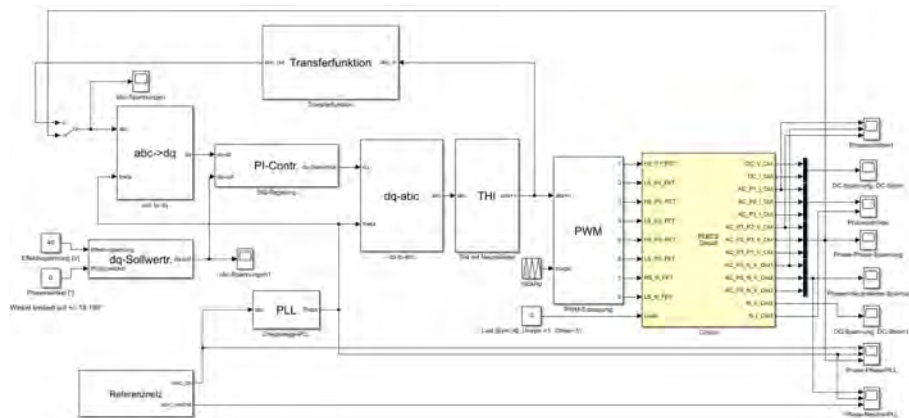


Abbildung 4.28: Software in Simulink zur Schaltungssimulation und Parametrierung

4.8.2 Software zur Programmierung des Mikrocontrollers

Die Programmierung des Mikrocontrollers mittels Simulink folgt dem gleichen Aufbau wie der Software zur Simulation. Unterschiedlich ist hier, dass die *abc*-Werte durch die ADC-Kanäle links in Abbildung 4.29 gemessen und die PWM-Signale über GPIOs (rechts in der Abb.) ausgegeben werden.

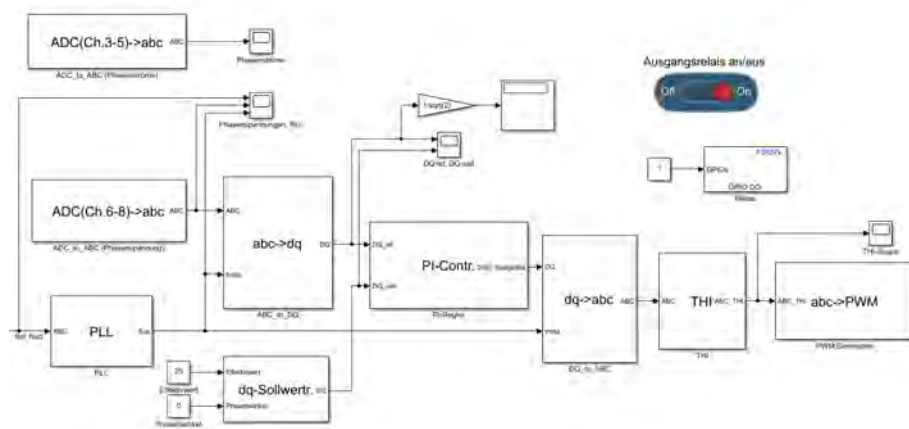


Abbildung 4.29: Software in Simulink zur Programmierung des Mikrocontrollers

Die Software nutzt speziell für den Mikrocontroller optimierte Funktionsblöcke, für die trigonometrischen Berechnungen innerhalb der Transformationen. Diese werden durch den Hersteller Texas Instruments in der IQMath-Library bereit gestellt.

Aus Simulink heraus kann die Software für den Mikrocontroller direkt kompiliert und über die USB-Schnittstelle programmiert werden.

5 Inbetriebnahme

5.1 Hardwareaufbau

Auf Foto 5.1 ist der gesamte Hardwareaufbau zu sehen. Dieser besteht aus der Mess- und Steuerungsplatine (unten-rechts), dem Wechselrichter (unten-mittig) und den Lastwiderständen (unten-links). Die Verbindung für die Steuer- und Messsignale zwischen den Platinen erfolgt mit RG-316 Leitungen. Die Spannungsversorgung durch das Labornetzteil und der Anschluss für die Lastwiderstände sind durch 4 mm Laborsteckverbinder realisiert.

Auf dem Oszilloskop sind die Spannungen zwischen den Phasen dargestellt.



Abbildung 5.1: Hardwareaufbau bei Inbetriebnahme

Aufgrund der in Abschnitt 5.7 dargestellten Problematik beim Erreichen der maximalen Ausgangsspannung beträgt die DC-Spannung für die nachfolgenden Messungen $U_{DC} = 69V$.

5.2 Überprüfung der Ausgangsspannungen und Ströme

Abbildung 5.2 zeigt die drei Sternspannungen (Gelb, Rot und Blau), gemessen gegenüber der Schaltungsmasse bei einer Ausgangsleistung von $P = 0\text{ W}$. Gut zu erkennen sind die mit Third-Harmonic-Injection modulierte Spannungsverläufe der Phasen. Die Differenz zwischen Phase 1 (Gelb) und Phase 2 (Rot) ergibt den in Weiß dargestellten Spannungszeitverlauf. Die Skalierung für diesen Verlauf entspricht $\frac{20\text{ V}}{\text{Division}}$. Der Effektivwert der Spannung zwischen Phase 1 und 2 beträgt $41,21\text{ V}^1$ und nutzt damit die verfügbare DC-Spannung nahezu vollständig aus (Amplitude: $\sqrt{2} \cdot 40\text{ V} = 58,27\text{ V}$).

Kanal 4 (Grün) zeigt den aktuellen Winkel θ des Raumzeigers. Wie erwartet ist $\theta = 0$ zum Zeitpunkt der maximalen Amplitude der Spannung zwischen Phase 1 und Phase 2.

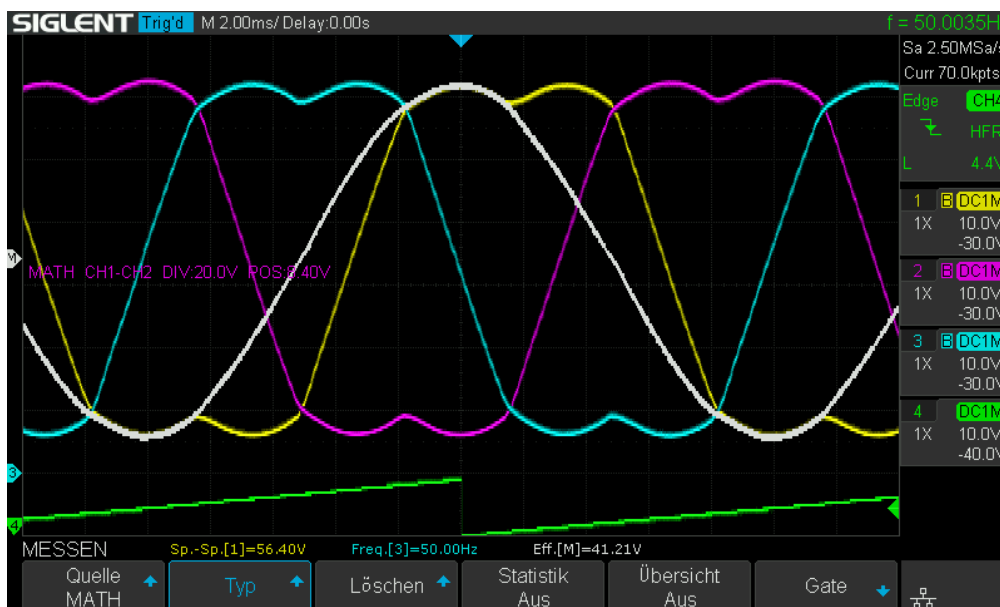


Abbildung 5.2: Sternspannungen mit THI gegenüber Schaltungsmasse bei $P = 0\text{ W}$

Die Ausgangsspannungen des Wechselrichters bei einer Last von $P_{out} \approx 150\text{ W}$ sind in Abbildung 5.3 dargestellt. Dazu sind drei $33\ \Omega$ Widerstände in einer Dreieckanordnung zwischen den Phasen verschaltet. Die farblichen Markierungen entsprechen denen der Leerlaufmessung.

¹Hier sind Messungenauigkeiten durch das Oszilloskop nicht auszuschließen, da laut Multimeter die Leiterspannung $40,3\text{ V}$ beträgt.

Durch die Belastung kommt es zu geringen Verzerrungen der Spannungen. Diese Verzerrungen gehen zeitlich mit den Minima und Maxima der THI modulierten Ausgangsspannungen einher. Es besteht der Verdacht, dass diese Verzerrungen aufgrund der Third-Harmonic-Injection verursacht wird.



Abbildung 5.3: Sternspannungen mit THI gegenüber Schaltungsmasse bei $P \approx 150 \text{ W}$

Abschließend sind in Abbildung 5.4 die Leiterspannungen dargestellt, welche durch die Mess- und Steuerplatine gemessen sind. Da die Differenz zwischen den Sternspannungen gemessen wird sind hier rein sinusförmige Verläufe zu sehen.

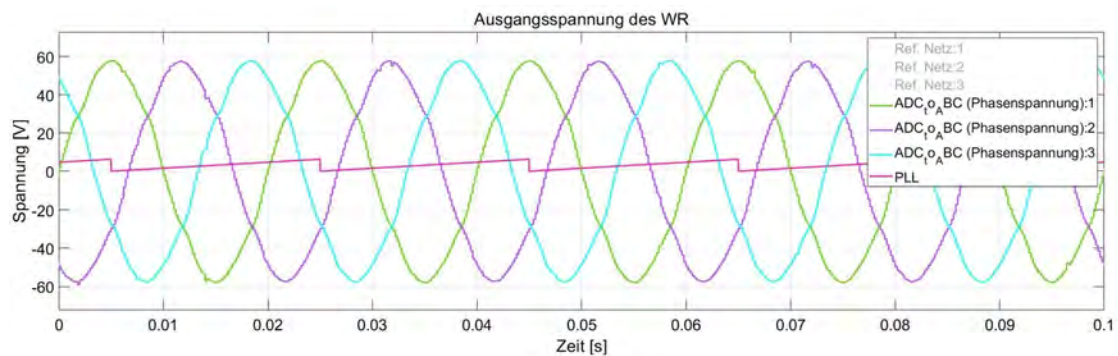


Abbildung 5.4: Leiterspannungen in Simulink bei $P \approx 150 \text{ W}$

Die Phasenströme sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Diese sind erwartungsgemäß 30° nacheilend zu den Leiterspannungen, da diese an einer rein ohmschen Last in Phase mit den jeweiligen Sternspannungen sind.

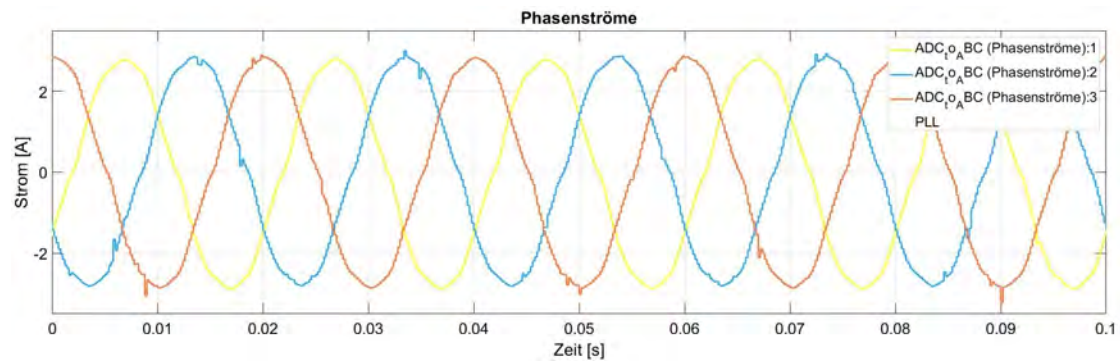


Abbildung 5.5: Phasenströme in Simulink bei $P \approx 150 \text{ W}$

Abbildung 5.6 zeigt die mit u_{thi} modulierte Spannung (Grün) der vierten Halbbrücke (Neutralleiter) und der drei Sternspannungen. Diese verlaufen wie in Abbildung 4.13 aus Abschnitt 4.3 erwartet.

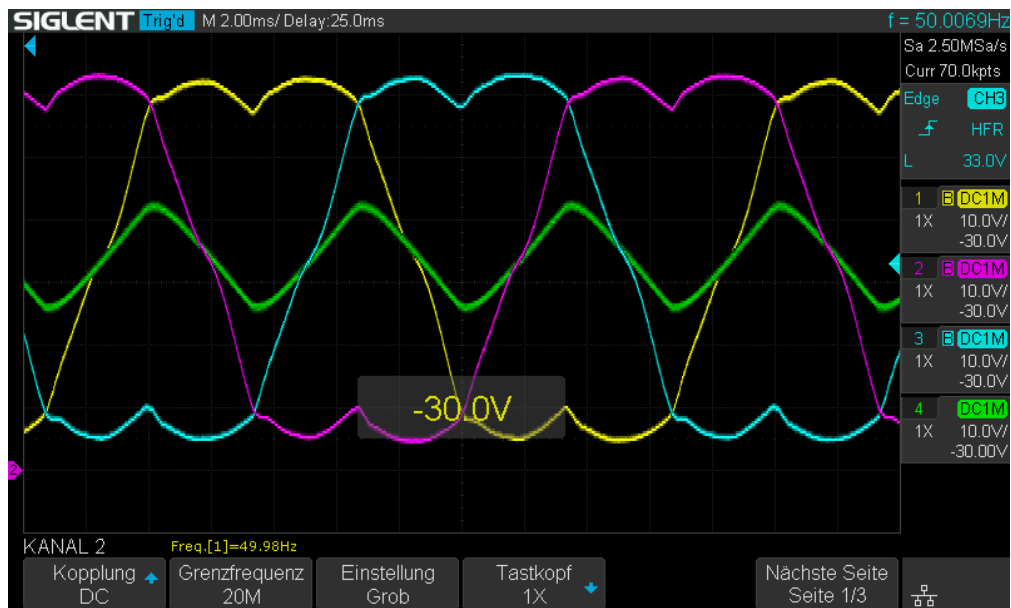


Abbildung 5.6: Modulierter Neutralleiter und Sternspannungen bei $P \approx 150 \text{ W}$

5.3 Restwelligkeit der Ausgangsspannung

Anhand der Simulation des LCL-Filters ist in Abschnitt 3.3.2 eine Dämpfung von $-61,83$ dB ermittelt worden. Die Restwelligkeit nach Erhöhung der DC-Spannung auf 69 V soll rechnerisch $55,89$ mV betragen².

Gemessen wird eine Restwelligkeit der Ausgangsspannung von 114 mV bei einem Tastgrad der PWM von $0,5$ (siehe Abb. 5.7).

Da es sich bei der Simulation um ideale Werte handelt, ist eine Abweichung davon aufgrund von Bauteiltoleranzen nicht unwahrscheinlich. Leider gibt das Datenblatt der verwendeten Spulen für den LCL-Filter keine Auskunft über eben diese.



Abbildung 5.7: Maximale Restwelligkeit der Ausgangsspannung

²Rechenweg identisch zu 3.18.

5.4 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad an einer rein ohmschen Last bei der Ausgangsleistung von $P = 150 \text{ W}$ beträgt $\eta = 88 \%$. Dieser liegt damit unterhalb des Wirkungsgrads moderner Wechselrichter, welche aufgrund des Einsatzes von Multi-Level-Technik, höherwertigen Komponenten und geringeren Schaltfrequenzen³ Wirkungsgrade von $\approx 98 \%$ ⁴ erreichen können.

Der in Abbildung 5.8 dargestellte Verlauf über die Ausgangsleistung ist anhand fester Widerstandswerte von 33Ω zwischen den Phasen ermittelt. Die Ausgangsleistung wird durch Variation der Ausgangsspannung eingestellt.

Die Messung der Spannungen⁵ erfolgt durch das Oszilloskop. Die Ströme⁶ sind mittels Multimeter gemessen. Die Messung erfolgt spannungsrichtig.

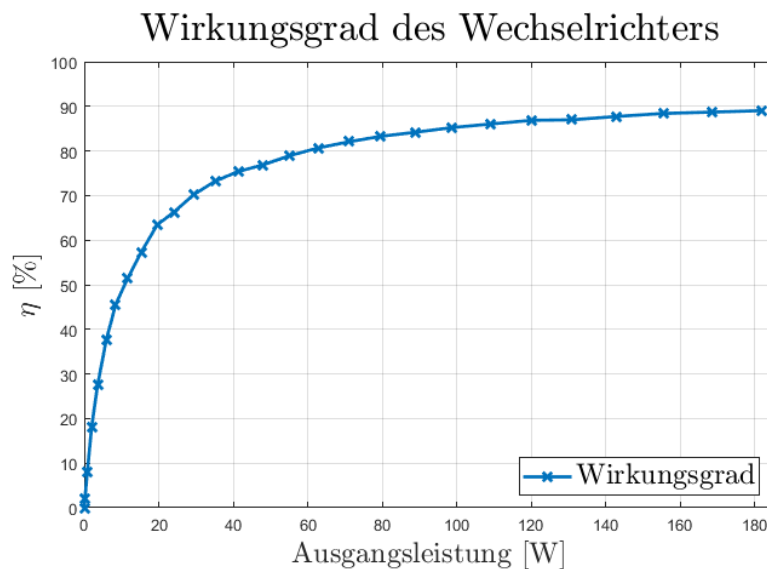


Abbildung 5.8: Wirkungsgrad des Wechselrichters

³Dadurch bedingt geringere Umschaltverluste in den Halbleitern.

⁴Beispielhaft an der Modellreihe Sunny Tripower der Firma SMA [22, p. 3]

⁵DC-Spannung und eine AC-Phase.

⁶DC-Strom und ein Phasenstrom.

5.5 Reglerverhalten

5.5.1 Spannungsregelung

In Kapitel 4.4 ist der Regler für die dq -Werte ausgelegt worden, das simulierte Verhalten soll nun verifiziert werden.

Dafür wurde die Ausgangsgröße des PI-Reglers auf einen der DAC-Ausgänge ausgegeben und kann so durch das Oszilloskop dargestellt werden. Dies ist in Abbildung 5.9 in Grün zu sehen. Zusätzlich sind auf den anderen Kanälen des Oszilloskops die Sternspannungen gegenüber der Schaltungsmasse angezeigt.

Der Sollwert für die Ausgangsspannung wird für die Messung von $U_{pp} = 0\text{ V}$ auf $U_{pp} = 40\text{ V}$ angehoben.

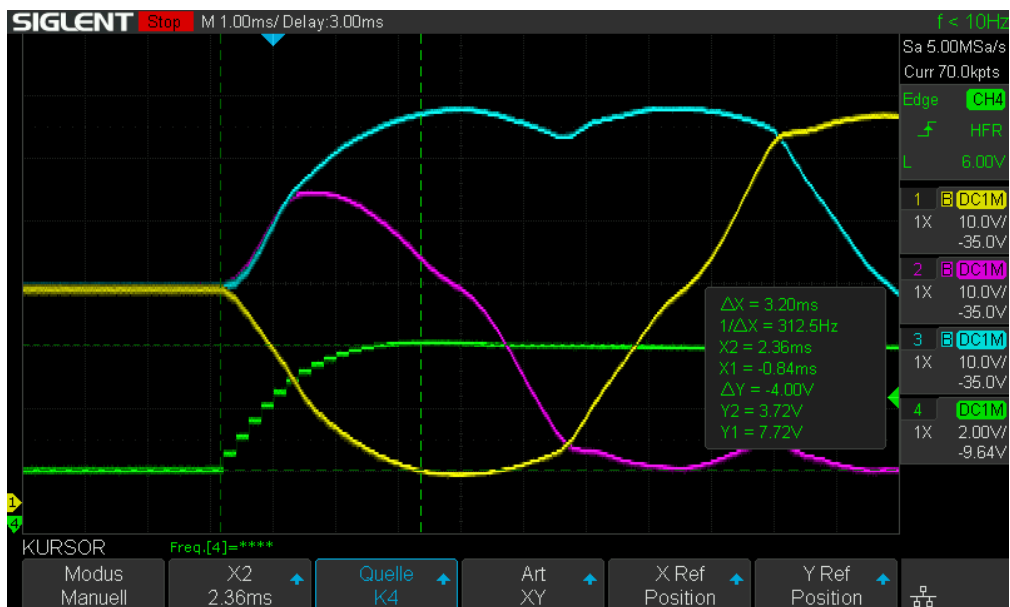


Abbildung 5.9: Reglerverhalten bei Sprung von Leerlauf auf Nennleistung

Das Reglerverhalten ist wie erwartet zügig und ohne Überschwingen. Die Anstiegszeit beträgt 3,2 ms und entspricht in etwa dem aus Kapitel 4.4 erwarteten Wert von 3,5 ms.

5.5.2 Frequenzregelung

Die Sprungantwort des Tiefpassfilters im PLL kann ebenfalls auf dem DAC-Ausgang ausgegeben werden.

Zur Überprüfung des PLL wird hierzu ein Sprung von 50 Hz auf 55 Hz im Referenznetz⁷ erzeugt. Die Regelstrecke sorgt daraufhin dafür, dass die Ausgangsfrequenz und Phasenlage auf das simulierte Netz angepasst wird.

In Abbildung 5.10 ist in Gelb die Leiterspannung u_{ab} des Referenznetzes zu sehen, welche auf dem zweiten DAC-Kanal ausgegeben wird. In Blau ist die Leiterspannung u_{ab} des Wechselrichters dargestellt. Grün zeigt die Sprungantwort des Tiefpassfilters im PLL, welche einem Sprung von $\Delta\omega = 0$ Hz auf $\Delta\omega = 2\pi \cdot 5$ Hz entspricht.

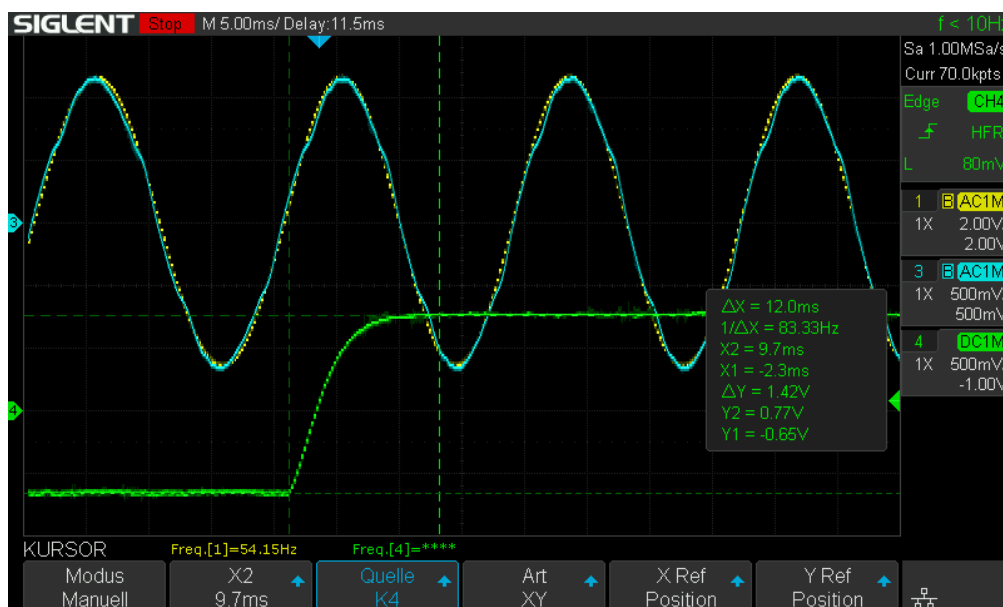


Abbildung 5.10: Regelverhalten bei Frequenzsprung von 50 Hz auf 55 Hz

Das gemessene Verhalten des Reglers ist im Vergleich zu dem errechneten Verhalten in Abschnitt 4.7.1 nahezu identisch. Ein stabiler Zustand wird nach ≈ 12 ms erreicht.

⁷Simuliertes Netz im Mikrocontroller.

5.6 Einstellung des Phasenwinkels

Die Einstellung des Phasenwinkels auf $\varphi = 20^\circ$ lässt die Leiterspannung u_{ab} (Blau) des Wechselrichters, der Spannung des Referenznetzes (Gelb) entsprechend voreilen (Abb. 5.11). Auch zu sehen ist die leichte Spannungserhöhung (Beschrieben in Abschnitt 4.6) gegenüber dem Referenznetz.

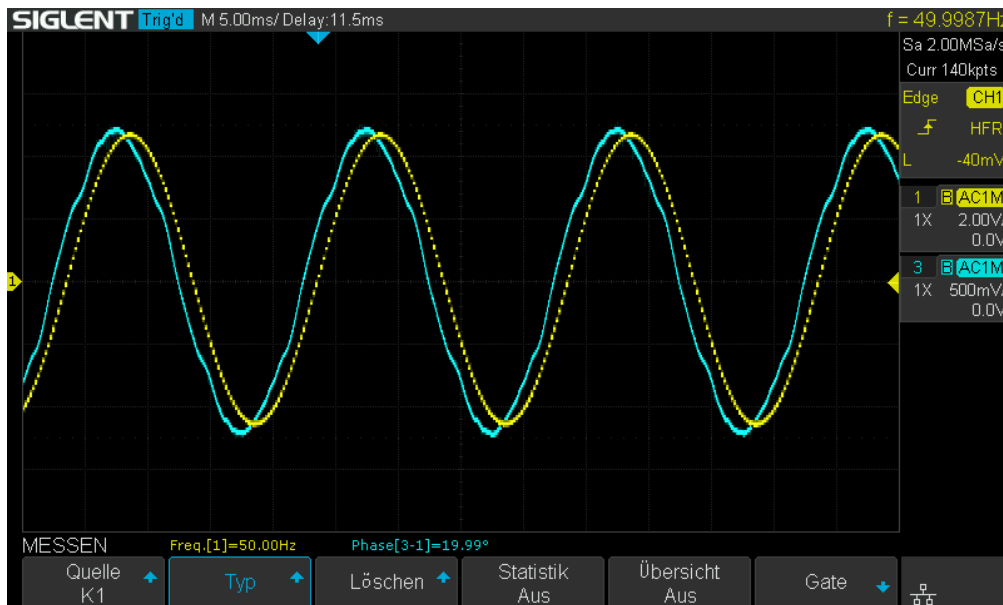


Abbildung 5.11: u_{ab} mit $\varphi = 20^\circ$ voreilend zum Referenznetz

5.7 Annäherung an maximal mögliche Amplitude

Der Wechselrichter wurde zunächst mit $U_{DC} = 64\text{ V}$ in Betrieb genommen. Hier zeigte sich, dass es zu Verzerrungen (siehe Abb. 5.12) der Ausgangsspannung kommt, sobald sich der Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung der DC-Spannung annähert.

In der Abbildung 5.12 sind die drei Phasen gegenüber der Schaltungsmasse dargestellt. Deutlich zu sehen sind die Verzerrungen an den Scheitelpunkten.



Abbildung 5.12: Verzerrung der Sternspannungen

Dies lässt sich darauf zurückführen, dass das PWM-Signal ab einer Impulsdauer von $\approx 400\text{ ns}$ die Schaltschwelle von $2,7\text{ V}$ [14, p. 3] für ein sicheres High-Signal am IR2184 nicht mehr erreicht.

Abbildung 5.13 zeigt das PWM-Signal auf der Mess- und Steuerplatine (Grün) und das PWM-Signal (Gelb) am Eingang des IR2184 auf der Wechselrichterplatine. Dazwischen liegt die BNC-Leitung, welche die beiden Platinen miteinander verbindet.

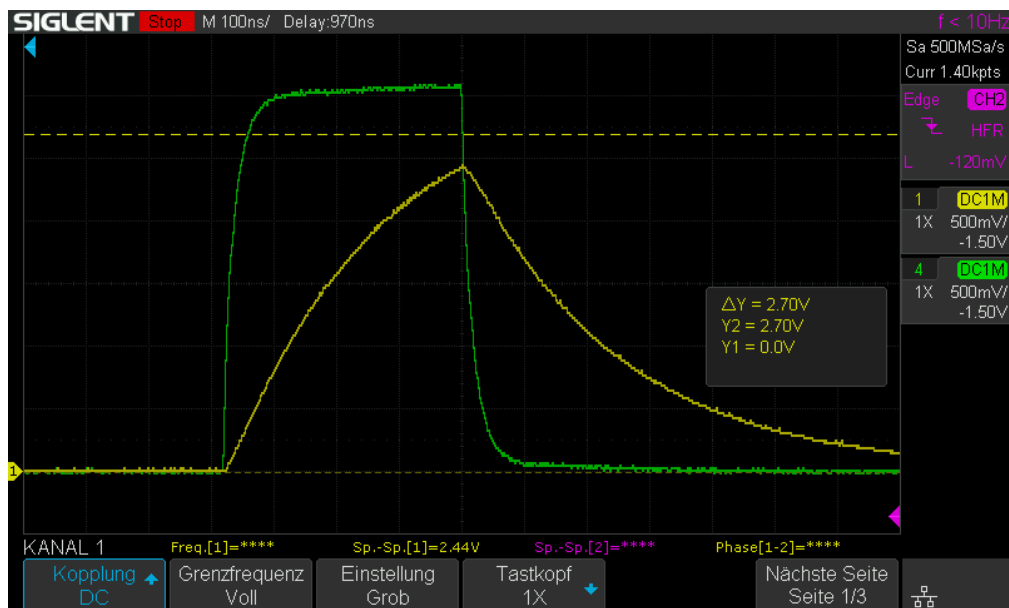


Abbildung 5.13: Anstieg des PWM-Signals

Um diesem Verhalten entgegenzuwirken war es erforderlich die DC Spannung von $U_{DC} = 64V$ mit dem 5V Kanal des Netzteils auf $U_{DC} = 69V$ anzuheben.

Eine langfristige Lösung der Problematik ist der Einbau eines Leitungstreibers für die PWM-Kanäle, da der Verdacht besteht, dass der Mikrocontroller nicht genug Strom über die GPIOs zur Verfügung stellen kann um die Kapazität der BNC-Leitung zu treiben.

6 Ausblick und Fazit

6.1 Ausblick

6.1.1 Regelung der Phasenströme

Wenn der Wechselrichter an einem Netz angeschlossen ist, wird die Spannung vom Netz vorgegeben. Der Wechselrichter sollte nun so programmiert sein, dass die Phasenströme geregelt werden. Dazu muss die Übertragungsfunktion des Wechselrichters für den Ausgangsstrom aufgestellt und die Regler entsprechend parametrisiert werden. Das Vorgehen hierfür ist ähnlich dem in Abschnitt 4.4.

Die Synchronisation auf das Netz kann über die spezielle dq -Transformation aus Abschnitt 4.7.2 auf die Leiterspannungen erfolgen.

Um Blindleistung aus dem Netz aufzunehmen oder an das Netz abzugeben, kann durch Vorgabe des Effektiv wirkenden Stroms als d_{soll} und dem Phasenwinkel φ der Wert für q_{soll} errechnet werden (siehe Abschnitt 4.6).

6.1.2 Berührungssicherheit

Aufgrund dessen, dass Spannungen von $V_{AC} \geq 25\text{ V}$ und $V_{DC} \geq 60\text{ V}$ auf der Platine vorhanden sind ist nach DIN EN 61140 [5, Kap. 4.2] ein Berührungsschutz erforderlich. Dieser Berührungsschutz sollte in Form eines Gehäuses erfolgen, das aus zeitlichen Gründen nicht fertiggestellt werden konnte.

Dennoch sind auf der Wechselrichterplatine, sowie der Mess- und Steuerplatine bereits Befestigungslöcher vorgesehen, um den Einbau in ein Gehäuse zu ermöglichen.

6.1.3 Leitungstreiber

Wie in Abschnitt 5.7 beschrieben kommt das PWM-Signal nicht sauber auf der Wechselrichterplatine an. Für eine langfristige Lösung des Problems sollten zusätzliche Leitungstreiber verbaut werden.

Dafür muss nicht zwingend eine neue Mess- und Steuerplatine entworfen werden, da ein Lochrasterfeld auf der Platine zur Erweiterung der Schaltung bereits vorgesehen wurde (siehe rechts in Abb. 6.1). Das Lochrasterfeld befindet sich unterhalb der Mikrocontrollerplatine.

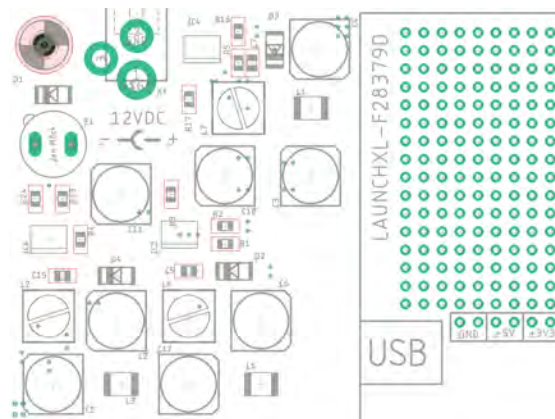


Abbildung 6.1: Lochrasterfläche auf Mess- und Steuerplatine

6.1.4 Unsymmetrische Belastung

Eine unsymmetrische Belastung¹ des Wechselrichters führt dazu, dass die $dq0$ -Transformation keine Gleichgrößen mehr liefert. Dies ist in Abschnitt 4.2.4 dargestellt worden. Für den Betrieb des Wechselrichters ohne Netzanschluss (Inselbetrieb) ist allerdings eine unsymmetrische Belastung wünschenswert, daher sollte der Regelkreis diesbezüglich erweitert werden.

Im realen Versorgungsnetz² gilt zur Reduzierung einer solchen Schiefast die Norm VDE-AR-N 4100 [7, Kap. 5.5], hier sind maximal zulässige einphasige Belastungen an einem Drehstromnetz festgelegt. Darüber hinaus muss ein elektrischer Verbraucher dreiphasig angeschlossen werden.

¹Auch Schiefast genannt.

²400 V/230 V

6.2 Fazit

In dieser Arbeit zeigte sich sehr gut, dass eine genaue Beschreibung eines realen Systems sehr komplex werden kann. So hätten Probleme wie z.B. der schlechte Wirkungsgrad der DC/DC-Wandler auf der Mess- und Steuerplatine oder die Verzerrungen der Ausgangsspannung des Wechselrichters vorhergesehen werden können, wenn weitaus detailliertere Überlegungen vor der Inbetriebnahme durchgeführt worden wären.

Allerdings unterstreicht dies auch die Wichtigkeit von Versuchsaufbauten und Prototypen deutlich, da nicht immer jedes Detail einer Schaltung überblickt werden kann.

Zusammengefasst lässt sich sagen, dass die gemachten theoretischen Überlegungen und Berechnungen hinsichtlich Reglerauslegung, THI, Spannungsversorgung, LCL-Filter, Clark- und Park-Transformationen, etc. sich in der realen Umsetzung wie geplant wieder fanden und zu einem funktionierenden System führten.

Das Ziel einen Wechselrichter für Labor- und Demonstrationszwecke zu entwickeln wurde erreicht. Auch die universell einsetzbare Mess- und Steuerplatine konnte erfolgreich in Betrieb genommen werden.

Literaturverzeichnis

- [1] Datenblatt zur Diode 1n4001. . – URL <https://www.vishay.com/docs/88503/1n4001.pdf>. – Zugriffsdatum: 24.06.2022
- [2] Datenblatt zur Diode 1n4148. . – URL <https://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf>. – Zugriffsdatum: 24.06.2022
- [3] : *IPC-2221, Generic Standard on Printed Board Design.* 01.05.2013.
– URL [http://www-eng.lbl.gov/~shuman/NEXT/CURRENT_DESIGN/TP/MATERIALS/IPC-2221A\(L\).pdf](http://www-eng.lbl.gov/~shuman/NEXT/CURRENT_DESIGN/TP/MATERIALS/IPC-2221A(L).pdf). – Zugriffsdatum: 07.05.2022
- [4] : *LPSR 6-NP Datenblatt.* 01.07.2018. – URL https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lpsr_series.pdf. – Zugriffsdatum: 07.05.2022
- [5] : *DIN EN 61140 (VDE 0140-1).* 01.11.2016. – URL https://www.normenbibliothek.de/vde-xaveropp/normenbibliothek/start.xav#__normenbibliothek__%2F%2F*%5B%40attr_id%3D%270100350_section_4.2%27%5D__1651922499070. – Zugriffsdatum: 07.05.2022
- [6] : *VDE-AR-N 4105.* 01.11.2018. – URL https://www.normenbibliothek.de/vde-xaveropp/normenbibliothek/start.xav#__normenbibliothek__%2F%2F*%5B%40attr_id%3D%270100492%27%5D__1653981914524. – Zugriffsdatum: 07.05.2022
- [7] : *VDE-AR-N 4100.* 06.07.2022. – URL https://www.normenbibliothek.de/vde-xaveropp/normenbibliothek/start.xav#__normenbibliothek__%2F%2F*%5B%40attr_id%3D%270100514_o1623340443297-sub-5.3%27%5D__1657112478753. – Zugriffsdatum: 06.07.2022
- [8] : *Embedded Coder Supported Hardware - MATLAB & Simulink - MathWorks Deutschland.* 18.06.2022. – URL <https://de.mathworks.com/help/ecoder/supported-hardware.html>. – Zugriffsdatum: 18.06.2022

- [9] BINDER, Andreas: *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*. Berlin and Heidelberg : Springer, 2012. – URL <https://link.springer.com/content/pdf/10.1007%2F978-3-540-71850-5.pdf>. – Zugriffsdatum: 09.10.2021. – ISBN 3540718494
- [10] DEVICES, Analog: A Designer’s Guide to Instrumentation Amplifiers, 3rd Edition. . – URL <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/designers-guide-instrument-amps-complete.pdf>. – Zugriffsdatum: 24.06.2022
- [11] DURSUN, Mustafa ; DÖŞOĞLU, M. K.: LCL Filter Design for Grid Connected Three-Phase Inverter. In: *2018 2nd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*, URL <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8567054>, 2018, S. 1–4
- [12] HEADQUARTERS, Microsemi C.: Space Vector Modulation v4.1, Min-Max Method. In: *Space Vector Modulation v4.1*, URL https://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/133496-ug0468-space-vector-modulation-v4-1-user-guide, 2016
- [13] INFINEON: Application Note for HV Floating MOS-gate Driver ICs. . – URL https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a. – Zugriffsdatum: 23.05.2022
- [14] INFINEON: IR2184(4)(S)-600 V, 1.8 A, half bridge gate driver with shutdown. . – URL [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2184\(4\)\(S\)-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c955e616d4](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2184(4)(S)-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c955e616d4). – Zugriffsdatum: 09.10.2021
- [15] INSTRUMENTS, Texas ; INCORPORATED: Software Phase Locked Loop Design Using C2000 Microcontrollers for Three Phase Grid Connected Applications (Rev. A). . – URL https://www.ti.com/lit/an/sprabt4a/sprabt4a.pdf?ts=1654762501845&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. – Zugriffsdatum: 09.06.2022
- [16] ITWISSEN.INFO: *Keramikkondensator*. 28.06.2022. – URL <https://www.itwissen.info/Keramikkondensator-ceramic-capacitor.html>. – Zugriffsdatum: 28.06.2022

- [17] LANGE, Jörg ; LANGE, Tatjana: *Mathematische Grundlagen der Digitalisierung: Kompakt, visuell, intuitiv verständlich*. Wiesbaden and Heidelberg : Springer Vieweg, 2019 (essentials). – URL <https://link.springer.com/content/pdf/10.1007/978-3-658-26686-8.pdf>. – Zugriffsdatum: 24.06.2022. – ISBN 9783658266851
- [18] PM, Diotec: Datenblatt zur Diode SMS140. . – URL <https://diotec.com/request/datasheet/sms120.pdf>. – Zugriffsdatum: 24.06.2022
- [19] PROBST, Uwe: *Leistungselektronik für Bachelors: Grundlagen und praktische Anwendungen*. 5., aktualisierte und erweiterte Auflage. München : Hanser, 2022 (Hanser eLibrary). – URL <https://www.hanser-elibrary.com/doi/book/10.3139/9783446473676>. – ISBN 9783446473676
- [20] SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES, LLC: MC3x063A 1.5-A Peak Boost/Buck/Inverting Switching Regulators datasheet (Rev. 25). . – URL <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mc34063a-d.pdf>. – Zugriffsdatum: 31.05.2022
- [21] SEO, SeungGyu ; CHO, Yongsoo ; LEE, Kyo-Beum: LCL-filter design for grid-connected three-phase inverter using space vector PWM. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, URL <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7512318>, 2016
- [22] SMA SOLAR TECHNOLOGY AG: SUNNY TRIPOWER 5.0 / 6.0 / 8.0 / 10.0 SMART ENERGY - Das starke Herz für jedes Zuhause. . – URL <https://files.sma.de/downloads/STPxx-3SE-40-DS-de-11.pdf>. – Zugriffsdatum: 30.06.2022
- [23] SPECOVIUS, Joachim: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. 9., überarbeitete und aktualisierte Auflage. Wiesbaden and Heidelberg : Springer Vieweg, 2018 (Lehrbuch). – URL <https://link.springer.com/content/pdf/10.1007/978-3-658-21169-1.pdf>. – Zugriffsdatum: 18.06.2022. – ISBN 9783658211684
- [24] TEXAS INSTRUMENTS ; INCORPORATED [SLOS066 ; X]: LMx24, LMx24x, LMx24xx, LM2902, LM2902x, LM2902xx, LM2902xxx Quadruple Operational Amplifiers datasheet (Rev. X). . – URL <https://www.ti.com/lit/ds/>

- [symlink/lm324.pdf?ts=1655987617277&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLM324](https://www.ti.com/product/FLM324). – Zugriffsdatum: 24.06.2022
- [25] TEXAS INSTRUMENTS ; INCORPORATED [SLOS080 ; T]: TL07xx Low-Noise FET-Input Operational Amplifiers datasheet (Rev. T). . – URL https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl072.pdf?ts=1656003096086&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTL072%253FkeyMatch%253DTL072%2526tisearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN. – Zugriffsdatum: 24.06.2022
- [26] VISHAY: Datenblatt zum Mosfet IRF530. . – URL <https://www.vishay.com/docs/91019/irf530.pdf>. – Zugriffsdatum: 28.06.2022

Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Ort

Datum

Unterschrift im Original