



Hochschule Konstanz für Technik, Wirtschaft und Gestaltung

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Netzgeführter Sinuswechselrichter

von Peter Schmidt

**Zur Erlangung des akademischen Grades Bachelor of Engineering
im Studiengang Elektrische Systeme**

Autor: Peter Schmidt
MatNr. 294799

Version vom: 5. Januar 2020
Zeitraum: 01. Oktober 2019 - 05. Januar 2020

Betreuer der HTWG: Prof. Dr. Heinz Rebholz

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere die von mir vorgelegte Arbeit selbstständig verfasst zu haben. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten oder nicht veröffentlichten Arbeiten anderer entnommen sind, habe ich als solche kenntlich gemacht. Sämtliche Quellen und Hilfsmittel, die ich für die Arbeit benutzt habe, sind angegeben. Die Arbeit hat mit gleichem Inhalt bzw. in wesentlichen Teilen noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegen.

Ort, Datum :

Unterschrift :

Kurzfassung

Der Wunsch der Endverbraucher selbst einen Anteil zur Energiewende beizutragen hat in den letzten Jahren stark zugenommen. Der Einsatz kleiner Solaranlagen ermöglicht auch den Bewohnern in der Stadt, denen bisher meist die entsprechende Fläche für den Aufbau einer Photovoltaik Anlage fehlte, ihren kleinen Beitrag zur Einsparung fossiler Energieträger zu leisten. Diese sogenannten steckerfertigen PV-Anlagen können zum Beispiel auf dem Balkon aufgebaut werden und erfreuen sich in vielen Ländern Europas bereits großer Beliebtheit.

Für den Einsatz dieser Module werden intelligente Wechselrichter benötigt, die den erzeugten Gleichstrom der Solarzellen in eine netzkonforme Wechselspannung umwandeln. Um die grundlegende Funktionsweise eines solchen Wechselrichters zu verstehen, wird ein Tischaufbau bestehend aus verschiedenen Einzelplatinen angefertigt. Jede Platine gibt dabei eine elementare Funktion des Wechselrichters wieder und wird in den folgenden Kapitel genauer beleuchtet.

Der fertige Wechselrichter kann in zwei verschiedenen Betriebsmodi betrieben werden.

Im Standalone Betrieb liefert der Wechselrichter eine gefilterte Sinusspannung mit einer Frequenz von 50 Hz, deren Amplitude frei wählbar ist.

Im Grid Betrieb wird die angelegte Wechselspannung am Eingang des Wechselrichters gemessen. Die AC-Eingangsspannung stellt die über einen Transformator transformierte öffentliche Netzspannung dar. Der Transformator transformiert die 230 V Netzspannung in 24 V AC. Die Ausgangsspannung des Wechselrichters wird der Eingangsspannung entsprechend angepasst. Die Frequenz der erzeugten Spannung entspricht der anliegenden Netzfrequenz.

Inhaltsverzeichnis

Eidesstattliche Erklärung	I
Kurzfassung	II
Abbildungsverzeichnis	VII
Tabellenverzeichnis	VII
Abkürzungsverzeichnis	VIII
1. Einleitung	1
2. Grundlagen	2
2.1. Netzspannung und Netzfrequenz in Deutschland	2
2.2. Steckerfertige PV-Anlagen	3
2.3. Vierquadrantensteller	4
2.4. Treiberschaltung - Bootstrapping	5
2.5. Transformator Grundlagen	7
3. Aufgabenstellung und Zielsetzung	9
4. Durchführung	10
4.1. Blockschaltbild des Komplettsystems	10
4.2. Steuerung und Signalverarbeitungsplatine	11
4.2.1. Auswahl des Mikrocontroller - ATmega328P	11
4.2.2. Generierung des PWM-Signals	13
4.2.3. Steuersignal für den Demultiplexer	16
4.2.4. Schaltplan / externe Beschaltung des Mikrocontrollers	16
4.2.5. Software	17
4.3. Spannungsversorgungsplatine	22
4.3.1. Generierung der 12 V Versorgungsspannung	22
4.3.2. Generierung der 5 V Versorgungsspannung	22
4.3.3. Schutzbeschaltung	23
4.3.4. DC/DC Wandler - EMV gerechtes Layout	23

4.3.5. Inbetriebnahme und Messergebnisse	25
4.4. Leistungselektronik/H-Brücke	26
4.4.1. Schutzbeschaltung, Zwischenkreiskondensatoren, Spannungsmessung .	27
4.4.2. Demultiplexer	28
4.4.3. H-Brücke und Treiberbaustein	30
4.4.4. Messung des Ausgangstroms	32
4.4.5. EMV gerechtes Layout	34
4.5. AC-Messplatine	35
4.5.1. Bestimmung der AC-Spannung	35
4.5.2. Nulldurchgangserkennung "Zero-Crossing"	37
4.6. LCL-Filter	40
4.6.1. Filter / Bauteilbestimmung	40
4.6.2. Filterverhalten	41
4.7. Inbetriebnahme des Komplettsystems und Messergebnisse	42
4.7.1. Standalone Betrieb - Variation der Ausgangsspannung	43
4.7.2. Belastung mit Ohmscher Last	43
4.7.3. Belastung mit Transformator (Leerlauf)	45
4.7.4. Sekundärseitige Belastung des Transfornators	46
4.7.5. Grid Betrieb Eingangsspannung zu Ausgangsspannung	47
4.7.6. Grid Betrieb Rückkopplung bei Netzeinspeisung	49
4.7.7. Standalone Betrieb Netzeinspeisung	50
5. Ergebnis und Diskussion	52
Literatur	IX
Anhang	XI
I). Gesamtsystem-Tischaufbau	XI
II). Schaltpläne	XII
II).1. Steuerung und Signalverarbeitungsplatine	XII
II).2. Spannungsversorgungsplatine	XIII
II).3. Leistungselektronik/H-Brücke	XIV
II).4. AC-Messplatine	XV

III). Versuchsaufbau-Netzeinspeisung	XVI
IV). Software-Code	XVII

Abbildungsverzeichnis

1.	Histogramm - Netzfrequenz ENTSO-E (09.12.2019 17:15 - 10.12.2019 17:15)	3
2.	Grundaufbau-Vierquadrantensteller	5
3.	Bedeutung der Vierquadranten	5
4.	IR2104 externe Beschaltung	6
5.	IR2104 interner Aufbau	6
6.	Einphasentransformator: Aufbau, Beschaltung und Zählpfeile	7
7.	Blockschaltbild - netzgeführter Wechselrichter	10
8.	Anforderungen - Mikrocontroller	11
9.	TCCR2A - Register	13
10.	TCCR2B - Register	14
11.	Generierung des PWM Signals	15
12.	TCCR1B - Register	15
13.	Beschaltung des Mikrocontrollers	17
14.	Flussdiagramm - Programmablauf	18
15.	Skizze zu Hot-Loop	25
16.	Layout L4971 mit Hot-Loop	25
17.	Spannungsripple $U_{Out(12V)}$	26
18.	Schaltfrequenz L-4971	26
19.	H-Brücke und Ansteuerung	27
20.	Funktionsweise des DEMUX	29
21.	Logik-Tabelle CD4555	29
22.	Signale am Decoder Ein-/ Ausgang	30
23.	Bestimmung des Strom durch die H-Brücke	34
24.	Messung der AC-Spannung	36
25.	(X/Y) Koordinaten zur Interpolation der Funktion	37
26.	Vergleich der interpolierten Funktion zu gemessenen Werten	37
27.	Schaltplan zur Nulldurchgangserkennung mit Optokoppler	38
28.	Erfassung des Nulldurchgangs mit Optokoppler	38
29.	Nulldurchgangserkennung mit OPV - steigende Flanke	39
30.	Nulldurchgangserkennung mit OPV - fallende Flanke	39

31.	Ausgangsspannung des Wechselrichters vor LCL-Filter	40
32.	LCL-Filter Simulation LTspice	40
33.	Simulation des Ausgangsfilter	41
34.	Spannung am Ausgang des LCL-Filter	42
35.	FFT Analyse am Ausgang des LCL-Filter	42
36.	Änderung der Ausgangsspannung durch Variation von "maxValue"	43
37.	Belastung mit Ohmscherlast	44
38.	Transformator Leerlaufbetrieb mit Trennstelltrafo $U_{out}, I_{out}, P_{out}$	45
39.	Transformator Leerlaufbetrieb mit Wechselrichter $U_{out}, I_{out}, P_{out}$	45
40.	Belastung mit Glühbirne, Primärseite $U_{out}, I_{out}, P_{out}$	46
41.	Belastung mit Glühbirne, Sekundärseite $U_{out}, I_{out}, P_{out}$	46
42.	Eingangsstrom und Spannung an Messplatine, $U_{In}(gelb), I_{In}(blau)$	48
43.	Ausgangsstrom und Spannung des Wechselrichters, $U_{out}(gelb), I_{out}(blau)$	48
44.	Erfasste Spannung zu Ausgangsspannung, $U_{In}(gelb), U_{out}(blau)$	48
45.	Vergleich von Eingangsstrom zu Ausgangsstrom, $I_{In}(gelb), I_{out}(blau)$	48
46.	Versuchsaufbau - Netzeinspeisung	49
47.	Signalverlauf bei Netzeinspeisung	49
48.	Manuelle Synchronisation von Netz- und Wechselrichterspannung	51
49.	Leistungsabgabe des Wechselrichters in den Trenntransformator	51

Tabellenverzeichnis

1.	Überprüfung der Ausgangsspannungen der Spannungsversorgungsplatine	25
----	--	----

Abkürzungsverzeichnis

A	Ampere
AC	Alternating current (Wechselstrom)
AD	Analog-to-digital (Analog zu digital)
BSP	Beispiel
DC	Direct current (Gleichstrom)

DEMUX Demultiplexer

DIN Deutsches Institut für Normung

EMV Elektromagnetische Verträglichkeit

EN Europäischen Normen

FFT Fast Fourier transform (Schnelle Fourier-Transformation)

Hz Herz-SI-Einheit für die Frequenz

I2C Inter-Integrated Circuit

OPV Operationsverstärker

Phi Magnetischer Fluss

PV Photovoltaik

PWM Pulsweitenmodulation

Rad Radian

VDE Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik

V Volt

W Watt

1. Einleitung

Die *Hochschule Konstanz Technik, Wirtschaft und Gestaltung* ist eine im Jahre 1906 gegründete Fachhochschule.

Im Jahr 2018 standen der Hochschule Finanzierungsmittel in Höhe von 40 Millionen Euro zur Verfügung. Diese werden zum Großteil aus Landesmitteln bezogen (57 Prozent). Ein weiterer großer Anteil wird durch befristete Projektmittel gestemmt (29 Prozent)¹. Die Hochschule wird heute in sechs verschiedene Fakultäten aufgeteilt:

- Fakultät Architektur und Gestaltung
- Fakultät Bauingenieurwesen
- Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
- Fakultät Informatik
- Fakultät Maschinenbau
- Fakultät Wirtschafts-, Kultur- und Rechtswissenschaften

Zum Stichtag des 24.04.2018 zählte die Hochschule Konstanz fakultätsübergreifend 4836 Studierende².

Die vorliegende Bachelorarbeit wurde in der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik absolviert. In dieser Fakultät waren im Sommersemester 2018 15,4 % aller Studierenden tätig. Die Fakultät bietet drei verschiedene Bachelorstudiengänge sowie vier Masterstudienfächer an. In der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik sind 28 Professorinnen und Professoren tätig. Außerdem werden weitere 26 Mitarbeiterinnen und Mitarbeiter beschäftigt³.

Die vorliegende Bachelorarbeit siedelt sich im Bereich Leistungselektronik an. Für die Simulation der einzelnen Baugruppen sowie für den Aufbau und die Inbetriebnahme der Schaltung stand das Leistungselektroniklabor der Hochschule zur Verfügung.

¹Anja Wischer, Jahresbericht 2018, besucht am 12.11.2019, https://www.htwg-konstanz.de/fileadmin/pub/hochschule/presse/Publikationen/HTWG_Jahresbericht_2018.pdf

²Anja Wischer, Jahresbericht 2018

³Hochschule Konstanz, Die Fakultät EI in Fakten und Zahlen, besucht am 12.11.2019, <https://www.htwg-konstanz.de/hochschule/fakultaeten/elektro-und-informationstechnik/uebersicht>

2. Grundlagen

2.1. Netzspannung und Netzfrequenz in Deutschland

In Europa sind die geltenden Vorschriften für die Netzspannung und Netzfrequenz in der Norm EN 50160 festgelegt. Die Norm gibt vor, wie weit die Netzspannung und Netzfrequenz unter normalen Bedingungen von den festgelegten Werten abweichen dürfen.

Netzspannung:

Die Netzspannung ist in Europa mit $230V \pm 10\%$ gegeben⁴. Daraus resultiert, dass die Spannung im Normalbetrieb in einem Bereich von 207V und 253V liegen muss. Die Norm legt fest, dass diese Werte in einer Beobachtungsperiode von einer Woche zu mindestens 95% eingehalten werden müssen. In den restlichen 5% der Zeit darf die Spannung jedoch auf bis zu 15% von der Nominalspannung abweichen. Dabei ist allerdings nur eine Unterschreitung der Nominalspannung erlaubt⁵.

Netzfrequenz:

Die Netzfrequenz ist im Europäischen Verbundsystem mit 50 Hz gegeben. Die zulässige Frequenztoleranz ist ebenfalls in der Norm EN 50160 festgelegt. Die Norm bestimmt einen Frequenzbereich von 49,5 Hz bis 50,5 Hz innerhalb des regulären Betriebes. Dies entspricht einer Abweichung von $\pm 0,5$ Hz. Zur Regelung der Frequenz gilt: "Im stationären Betrieb eines Hochspannungsnetzes mit Nennfrequenz f_N und einem bestimmten Spannungsprofil U_N (Spannungen der einzelnen Netzknoten) herrscht ein Gleichgewicht zwischen erzeugter und aufgenommener Wirkleistung sowie erzeugter und aufgenommener Blindleistung. Störungen des jeweiligen Gleichgewichts führen zu unerwünschten Frequenzänderungen Δf bzw. Spannungsänderungen ΔU " [1, S.725]. Wird mehr Leistung aus dem Netz entnommen als die Kraftwerke produzieren, sinkt die Netzfrequenz. Kraftwerke können mit positiver beziehungsweise negativer Regelenergie die Netzfrequenz stabilisieren.

Je größer das Verbundsystem, desto stabiler ist die Frequenz. In einem großen Verbund sind

⁴VDE, Versorgungszuverlässigkeit und Spannungsqualität in Deutschland 2013, 11.03.2013, <https://www.vde.com/resource/blob/824912/2a9a511f3dd6da0e5c00dab2d4db4398/fnn-fakten-versorgungsqualitaet-2013-03-11--1--data.pdf>

⁵Oliver Lang, Spannungsqualität, ein Durchblick, 3.12.2009, https://www.sf-ag.com/sites/default/files/flyer/2_Lang_DEVICE_PQ_Messung.pdf

viele Kraftwerke am Netz angeschlossen, die ihre elektrische Energie mit Generatoren erzeugen (Kohlekraftwerke, Atomkraftwerke,...). Die in den Generatoren rotierenden Massen sorgen durch ihre Massenträgheit zu einer Stabilisierung des Netzes⁶. Deutschland ist Teil des "Verband Europäischer Übertragungsnetzbetreiber". Durch den großen Verbund ist die Netzfreqenz in Deutschland besonders stabil.

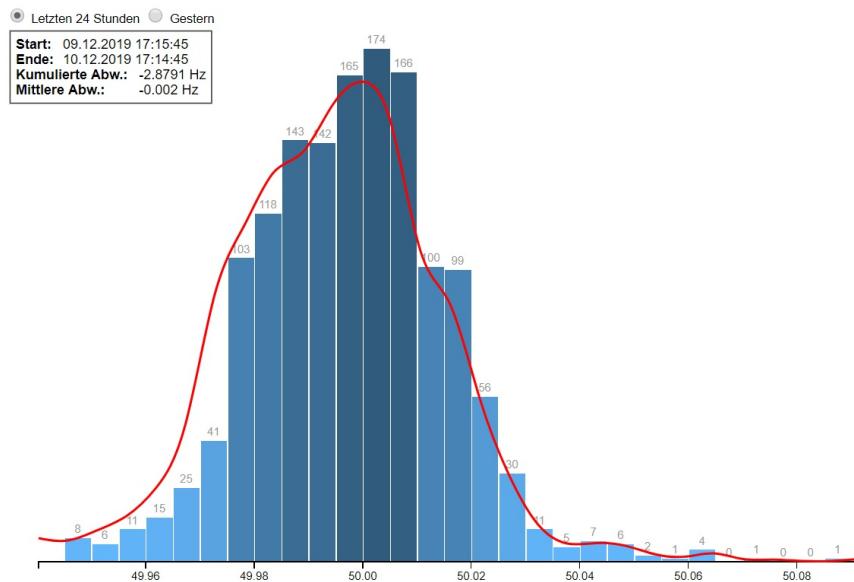


Abbildung 1: Histogramm - Netzfrequenz ENTSO-E (09.12.2019 17:15 - 10.12.2019 17:15)

7

Im Histogramm (vgl. Abbildung 1) ist zu erkennen, dass die Netzfrequenz innerhalb des ENTSO-E Netz über die gemessenen 24h (09.12.2019 17:15 - 10.12.2019 17:15) sich sehr nahe an der 50 Hz Frequenz bewegt. Die maximalen Abweichungen innerhalb des Messzeitraums betragen +0,08 Hz bzw. -0,06 Hz.

2.2. Steckerfertige PV-Anlagen

In der im Mai 2018 erschienenen DIN Norm "DIN VDE V 0100-551-1"⁸ werden die "Anforderungen bzgl. DIN VDE 0100-551 (VDE 0100-551):2017-02, 551.7.2, an die Art des An-

⁶Global Press Nachrichtenagentur, Strom: Rotierende Masse überbrückt Schrecksekunde, 1996/10/14, https://www.wiso-net.de/login?targetUrl=%2Fdocument%2FWEN_109614003

⁷CMBasic, Häufigkeitsverteilung der Netzfrequenz, besucht am 11.12.2019, unverändert aus, <https://gridradar.net/frequenzverteilung.html>

⁸VDE, DIN VDE V 0100-551-1, <https://www.dke.de/de/normen-standards/dokument?id=7105280&type=dke%7Cdokument>

schlusses von Stromerzeugungseinrichtungen, die parallel zu einer Stromquelle (z. B. der öffentlichen Stromversorgung) betrieben werden" festgelegt. Diese Norm erlaubt den Einsatz von "Steckerfertigen PV-Anlagen", welche die Anforderungen der Norm erfüllen. Bei diesen Anlagen handelt es sich "im übertragenen Sinne also [um] die kleine Version der großen Photovoltaikanlage"⁹. Diese Anlagen speisen den erzeugten Strom über kleine Wechselrichter in das Stromnetz ein. Die Idee ist es, auf diese Weise den Grundverbrauch im Haushalt senken. Bei den geringen Leistungen der Anlagen ist eine Rückspeisung in das öffentliche Netz daher eher die Ausnahme. Jedoch ist aktuell noch keine Leistungsobergrenze für Steckerfertige PV-Anlagen definiert. Es muss nur sichergestellt werden, dass die Strombelastbarkeit der Steckvorrichtung nicht überschritten wird. Dabei ist zu beachten, dass die PV-Anlage nicht in die Standard Schutzkontaktsteckdose eingesteckt werden darf. Für den Betrieb einer Steckerfertigen PV-Anlage muss eine separate "Energiesteckdose" eingebaut werden, welche die entsprechenden Normen erfüllt. Außerdem muss darauf geachtet werden, dass der Leitungsquerschnitt der Anschlusskabel dem fließenden Strom entspricht¹⁰.

Eine solche Anlage darf daher nur von einer Elektrofachkraft in Betrieb genommen werden. Außerdem muss eine solche Anlage bei der Bundesnetzagentur sowie beim Netzbetreiber gemeldet werden.

2.3. Vierquadrantensteller

Um aus einer Gleichspannung eine Wechselspannung zu erzeugen, muss sich die Polarität des Ausgangssignals mit einer gewissen Frequenz ändern. Bei der Netzfrequenz in Europa (50 Hz) ändert sich die Polarität alle 10ms. Für die Umwandlung von Gleichspannung in Wechselspannung können Vierquadrantensteller verwendet werden. In Abbildung 2 wird der grundlegende Aufbau des Vierquadrantenstellers gezeigt:

⁹DKE-Alexander Nollau, Mini-PV-Anlage: Strom auf dem eigenen Balkon erzeugen, 05.09.2019, <https://www.dke.de/de/themen/energy/mini-pv-anlage-solar-strom-balkon-nachhaltig-erzeugen>

¹⁰VDE-Florian Regnery, Steckerfertige PV-Anlagen, 30.04.2019, <https://www.vde.com/de/fnn/arbeitsgebiete/tar/tar-niederspannung/erzeugungsanlagen-steckdose>

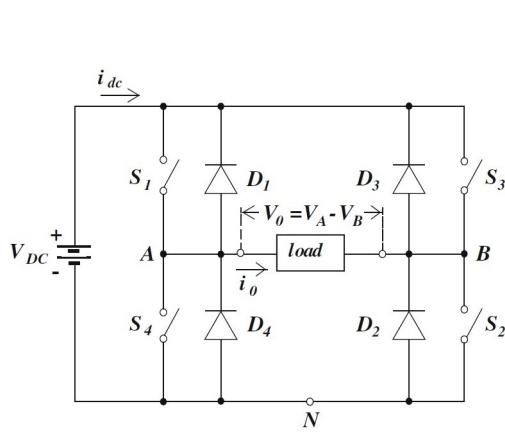


Abbildung 2: Grundaufbau-
Vierquadrantensteller

11

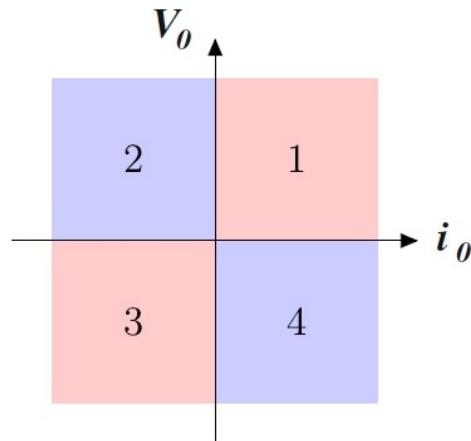


Abbildung 3: Bedeutung der Vierquadran-
ten

12

Ein Vierquadrantensteller besteht aus vier Ventilen. Diese sind in Abbildung 2 als Schalter (S_1 , S_2 , S_3 , S_4) dargestellt und entsprechen in der Realität Halbleiterschaltern wie z. B. MOSFET's oder Transistoren. Die antiparallel verbauten Freilaufdioden (D_1 , D_2 , D_3 , D_4) schützen die Schaltung vor auftretender Überspannung beim Schalten von induktiven Lasten. Der Vierquadrantensteller erlaubt es, Strom und Spannung in allen vier Quadranten zu erzeugen (vgl. Abbildung 3). Dadurch kann eine "Phasenverschiebung beliebig eingestellt werden, wodurch auch eine Umkehr der Energierichtung möglich ist" [4, S.217]. Die Ventile S_1 und S_4 sowie S_3 und S_2 dürfen niemals gleichzeitig geschlossen werden, da ansonsten die Versorgungsspannung V_{DC} über die beiden geschlossenen Ventile kurzgeschlossen wird. Zur Ansteuerung werden meist spezielle Treiberschaltungen verwendet (vgl. Unterabschnitt 2.4).

2.4. Treiberschaltung - Bootstrapping

In einem Vierquadrantensteller können verschiedene Halbleiterelemente als Schalter eingesetzt werden. Bei dem in Abbildung 4 gezeigten Datenblattausschnitt handelt es sich um eine Halbbrücke bestehend aus zwei N-Kanal MOSFET's. In Abbildung 2 wird eine Vollbrücke (Vierquadrantensteller) dargestellt. Diese besteht aus zwei einzelnen Halbbrücken. Der in Abbildung 4 gezeigte Treiber schaltet einen high-side und einen low-side MOSFET. "Während die low-side Gate-Ansteuerung immer auf ein festes Potenzial bezogen arbeitet, muss

¹¹Quelle: [2, S.374]

¹²Quelle: [3, S.34]

sich das Potenzial der high-side Gate-Spannungsversorgung frei bewegen (floaten) können” [4, S.70]. Der Source Anschluss des low-Side MOSFET ist direkt mit Masse verbunden um den MOSFET. Um den low-Side N-Kanal-MOSFET leitend zu schalten muss die angelegte Spannung am Gate entsprechend der im Datenblatt gegebenen Spannung U_{GS} größer als die Spannung am Source Pin sein. Zur Ansteuerung des high-Side MOSFET wird ein Potential benötigt, welches hinsichtlich der benötigten Schaltspannung U_{GS} des MOSFET’s höher ist als die floatende Spannung am Source Anschluss. Hierfür gibt es die sogenannte Bootstrap-Stromversorgung:

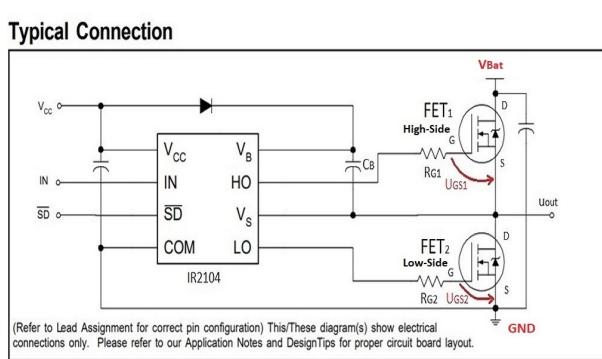


Abbildung 4: IR2104 externe Beschaltung
13

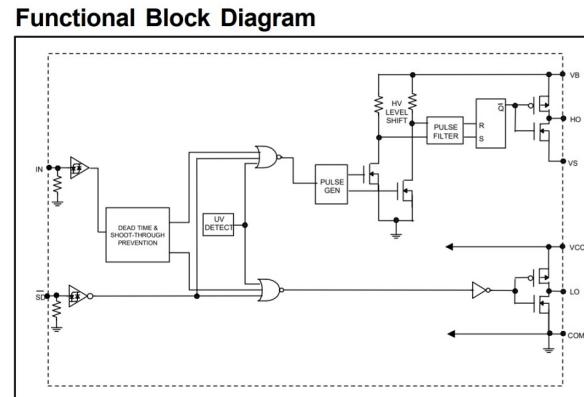


Abbildung 5: IR2104 interner Aufbau
14

Die Spannung an U_{out} (vgl. Abbildung 4) beträgt entweder V_{bat} (FET_1 geschaltet) oder GND (FET_2 geschaltet). Der Spannungsabfall über die Halbleiter wird hierbei ignoriert. Die Treiber sind intern meist so beschaltet, dass der low-side und high-side MOSFET niemals zur selben Zeit leitend geschaltet werden können. Der Treiber Baustein IR2104 verwendet intern eine ”Dead-Time”. Diese Zeit definiert die Wartezeit, die zwischen ”low-side ausschalten zu high-side einschalten bzw. high-side einschalten zu low-side ausschalten” [5, S.3] vergeht. Die Spannung U_{GS} , die benötigt wird um einen N-Kanal MOSFET niederohmig zu schalten, ist vom verwendeten MOSFET abhängig. Meist wird der Widerstand $R_{DS(on)}$ im Datenblatt bei einer Gate-Source Spannung von $U_{GS} = 10V$ angegeben. Dieser Wert gibt den Widerstandswert zwischen Drain und Source des MOSFET wieder ($R_{DS(on)} = \frac{U_{DS}}{I_{DS}}$) [6, S.189]. Wie in Abbildung 5 zu erkennen, wird der low-side FET direkt mit der angeschlossenen Betrieb-

¹³Quelle: abgeändert aus: [5, S.1]

¹⁴Quelle: [5, S.4]

spannung des Treiber geschaltet. Daher muss die Versorgungsspannung des Treibers $>= 10$ V sein. Um eine Spannung $U_{GS} = 10V$ am high-side FET zu erzeugen, wird der "Bootstrap-Effekt" ausgenutzt. Der "Bootstrap-Effekt" beruht also darauf, dass zunächst eine Kapazität aufgeladen wird, wobei eine Platte des Kondensators an 0V gelegt wird. Im nächsten Schritt wird die zweite Platte isoliert und die andere Platte auf ein höheres Potential, zum Beispiel UDD gebracht. Damit steht nun für eine Taktphase am isolierten Knoten eine Spannung von etwa $2 \cdot \text{UDD}$ zur Verfügung." [7, S.324] Das bedeutet, dass die Spannung am Kondensator C_B (vgl. Abbildung 4) auf eine Spannung von $V_{Bat} + V_{cc}$ bezogen auf Masse floatet. Die Potentialdifferenz zwischen Gate und Source genügt somit um den MOSFET leitend zu schalten. Der Kondensator C_B wird nur bei einem Stromfluss über den low-side Mosfet geladen (in dieser Zeit sperrt der high-side Mosfet). Daher ist die "Einschaltzeit des high-side-Transistors begrenzt" [7, S.84]. Aus diesem Grund darf das Tastverhältnis ($\frac{t_{ein}}{t_{aus} + t_{ein}}$) des PWM Signals nicht 1 sein. Bei einem Tastverhältnis von 1 kann der high-side FET nicht geschaltet werden, da der Kondensator C_B nicht geladen werden kann.

2.5. Transformatoren Grundlagen

Das folgende Schaubild zeigt den Aufbau eines Einphasentransformators mit Eisenkern:

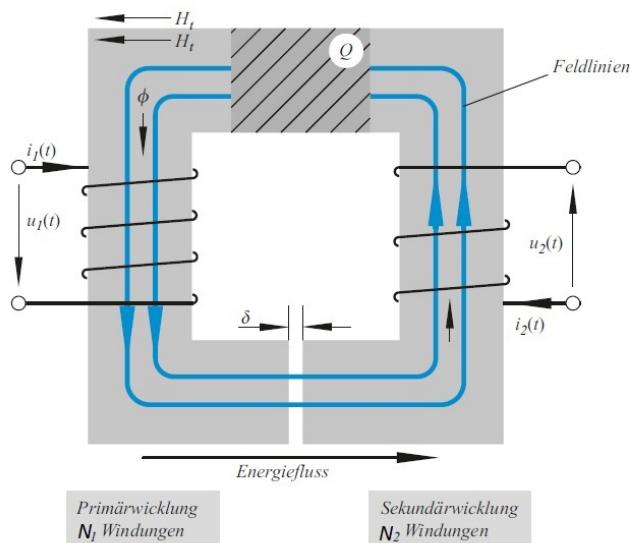


Abbildung 6: Einphasentransformator: Aufbau, Beschaltung und Zählpfeile

¹⁵Quellen: [S.31] [8]

”Der Transformator (kurz Trafo) hat als Umspanner in der elektrischen Energietechnik die Aufgabe, elektrische Energie mit gegebener Spannung U_1 und Frequenz f unter Beibehaltung der Frequenz in elektrische Energie mit einem größeren oder kleineren Spannungswert U_2 zu übertragen“ [8, S.315]. Transformatoren bestehen aus zwei elektrischen Kreisen, die magnetisch miteinander gekoppelt werden. Durch die Entkoppelung der beiden Kreise können Transformatoren auch zur galvanischen Trennung von Wechselsignalen eingesetzt werden. Das Verhältnis von Eingangsspannung und Ausgangsspannung wird über das Wicklungsverhältnis von Primär- und Sekundärseite festgelegt. Es gilt:

$$u_1(t) = N_1 * \frac{d}{dt} \Phi$$

$$u_2(t) = N_2 * \frac{d}{dt} \Phi$$

daraus resultiert: $\frac{u_2(t)}{u_1(t)} = \frac{N_2}{N_1}$ (vgl. [9, S.32]). Für diese Annahme gilt, dass alle magnetischen Feldlinien, welche in der Primärwicklung erzeugt werden auch durch die Sekundärwicklung dringen. Dafür ist ein hochpermeabler Magnetkreis notwendig. ”Eine 100%-ige Kopplung ist nur theoretisch möglich und nur annähernd (z. B. 98%) mit einem geschlossenen Kern aus ferromagnetischem Material (Eisenkern) realisierbar“ [8, S.316]. Befindet sich der Transformator ($i_2(t)=0$) im Leerlauf, so entspricht die Primärwicklung einer Spule. Der fließende Strom hat nur eine geringe Wirkleistung. Diese Verlustleistung entsteht durch Stromwärme und Eisenverluste.

3. Aufgabenstellung und Zielsetzung

Die Aufgabenstellung der vorliegenden Bachelorarbeit ist aufgeteilt in drei Teilbereiche. Zunächst sollen aus der vorliegenden Arbeit Erkenntnisse über den Aufwand und Machbarkeit des Aufbau eines Wechselrichters gesammelt werden. In der Vorlesung "Leistungselektronik" welche von Herr Prof. Dr. Rebholz im 6. Semester des Studiengang Elektro und Informationstechnik angeboten wird können die Studierenden zwischen verschiedenen leistungselektronischen Projekten wählen. Es soll überprüft werden ob der Aufbau eines Wechselrichters in dieses Portfolio übernommen werden kann.

Der Aufbau soll in einzelne Teilbereiche eingeteilt werden um den Aufbau später einfach erweitern und verbessern zu können. Das Primärziel ist der Aufbau eines Wechselrichters welcher autark also ohne Kopplung zu einem externen Netz betrieben werden kann. In diesem sogenannten "Standalone Betrieb" soll aus einer gegebenen DC-Eingangsspannung eine 230 V AC Ausgangsspannung generiert werden. Die Ausgangsspannung soll vom Benutzer variabel einstellbar sein. Dies soll mithilfe eines einstellbaren PWM-Verhältnis welches den Vierquadrantensteller steuert realisiert werden. Die Erzeugung der Ausgangsspannung soll dabei über einen 24 V/230 V Transformator erfolgen. Die Wirkleistung am Ausgang des Wechselrichter wird auf 500 W festgelegt. Aktuelle Parameter über die Eingangsspannung, Ausgangsspannung sowie Ausgangstrom sollen visuell auf einem Display ausgegeben werden. Zur Generierung des PWM-Signals sowie zur Erfassung der Messdaten soll ein Mikrocontroller verwendet werden.

Das zweite Ziel der Arbeit ist der über einen Schalter wählbare "Grid Betrieb". Dabei soll die Möglichkeit einer Energieeinspeisung in das öffentliche Versorgungsnetz untersucht werden. Für die Netzeinspeisung sollen wichtige Kenngrößen der von außen angelegten Spannung erfasst werden. Dazu zählt die Erfassung des Phasennulldurchgangs, die Spannungsamplitude sowie die aktuelle Netzfrequenz. Der Wechselrichter soll im "Grid Betrieb" eine Ausgangsspannung erzeugen, die zur Netzspannung bzw. angelegten Spannung synchron ist.

Der fertige Aufbau soll zu Demonstrationszwecken auf einem Tischaufbau aufgebaut werden. Die einzelnen Platinen sollen über Steckverbinder miteinander verbunden werden.

4. Durchführung

Im folgenden Kapitel wird auf die Durchführung des Projekts eingegangen. Die einzelnen Teilsysteme, welche im Verbund den Wechselrichter ergeben, werden separat erläutert.

4.1. Blockschaltbild des Komplettsystems

Der Wechselrichter, ist wie im Blockschaltbild zu erkennen, (vgl. Abbildung 7) in fünf separate Einzelplatinen aufgeteilt. Jede Platine übernimmt elementare Funktionen des Wechselrichters. Der modulare Aufbau des Wechselrichters auf verschiedenen Platten soll eine eventuelle Nachbearbeitung oder Erweiterung vereinfachen. Auch die Inbetriebnahme mit der Überprüfung der einzelnen Funktionen gestaltet sich durch den modularen Aufbau einfacher. Die einzelnen Platten werden über Steckverbindungen miteinander verbunden.

Das Komplettsystem wird mit folgenden Modulen gebildet: Die DC/DC Spannungswandler Platine, die Steuerung- und Signalverarbeitungsplatine, die AC-Messplatine, die H-Brücke / Leistungselektronik Platine sowie der LCL Ausgangsfilter.

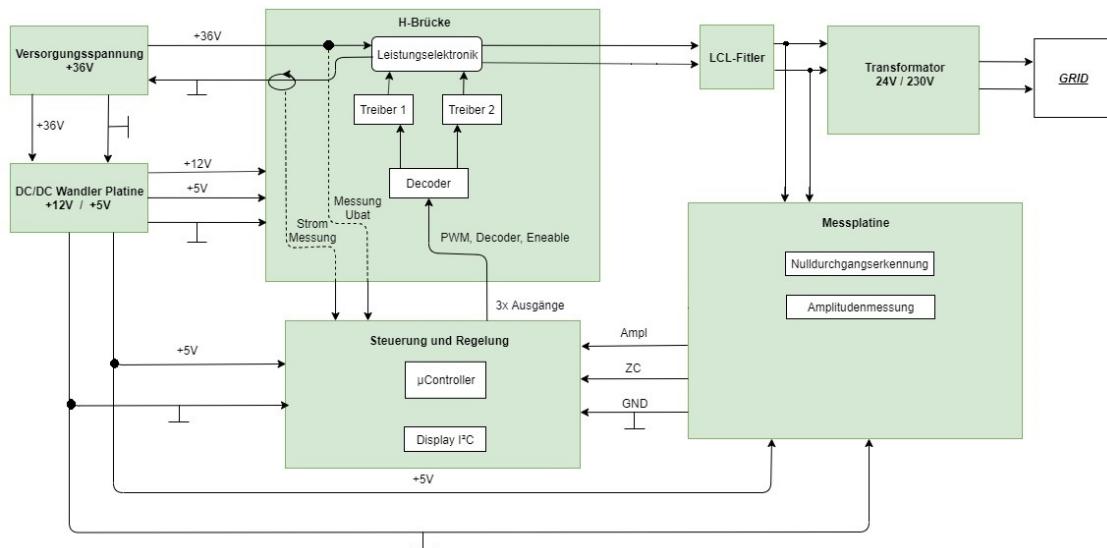


Abbildung 7: Blockschaltbild - netzgeführter Wechselrichter

¹⁶Quelle: Eigene Darstellung

4.2. Steuerung und Signalverarbeitungsplatine

Die Steuerungs- und Signalverarbeitungsplatine stellt das Herz des Wechselrichters dar. Auf ihr wird der aktuelle Zustand des Wechselrichters ausgewertet und angezeigt. Die am System anliegenden Parameter werden Mithilfe eines Mikrocontrollers eingelesen und ausgewertet. Über die Bedienelemente wird der Betriebsmodus des Wechselrichters ausgewählt. Beruhend auf dem gewählten Betriebsmodus generiert der Mikrocontroller entsprechende Ausgangssignale, welche die Leistungselektronik steuern. Der gewählte Betriebsmodus wird visuell auf einem LCD-Display angezeigt.

4.2.1. Auswahl des Mikrocontroller - ATmega328P

Mit dem Blockschaltbild des Wechselrichters können die Anforderungen an den Mikrocontroller bestimmt werden:

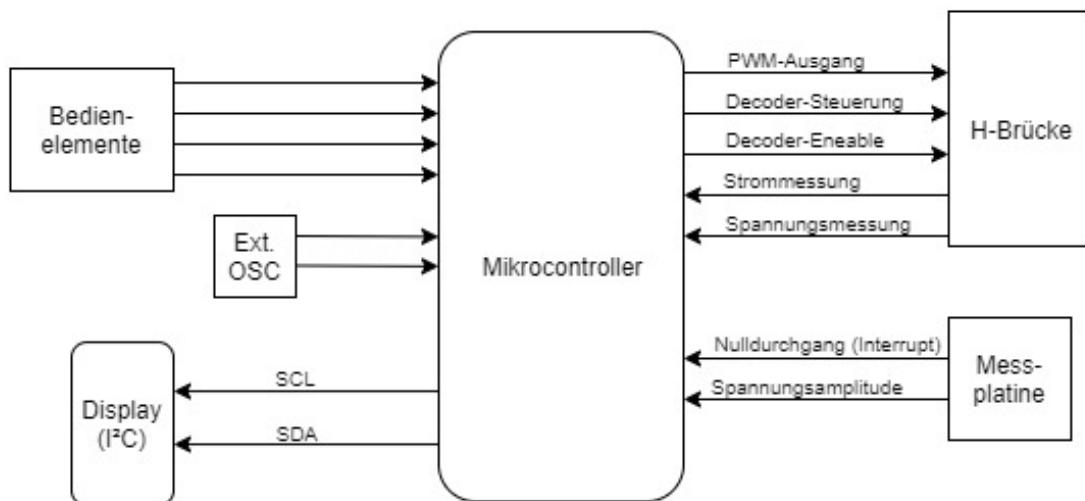


Abbildung 8: Anforderungen - Mikrocontroller

Bedienelemente:

Der Mikrocontroller benötigt vier digitale Eingänge, die zur Bedienung des Wechselrichters benötigt werden. Mithilfe eines Wählschalters soll zwischen den beiden Betriebsmodi (Standalone Betrieb und Grid Betrieb) gewechselt werden können. Die restlichen Bedienelemente werden als Taster ausgeführt. Diese dienen zur Anzeige der aktuellen Messdaten und zur Variation der Spannungsamplitude am Ausgang des Wechselrichters innerhalb des Standalone

¹⁷Quelle: Eigene Darstellung

Betriebes.

Externer Oszillator:

Der Takt des Mikrocontrollers wird mithilfe eines externen 16 MHz Quarzoszillator generiert. Dieser arbeitet im Gegensatz zu einem internen RC-Oszillator mit einer wesentlich geringeren Abweichung von der geforderten Taktfrequenz [10, S.14]. Besonders bei der Frequenzmessung und bei der Synchronisation des Wechselrichters mit dem Stromnetz wird eine exakte Taktung des Mikrocontrollers benötigt. Ein exakter Takt ist notwendig um Rückschlüsse über die verstrichene Zeit zwischen Ereignissen ziehen zu können (z.B. Berechnung der Netzfrequenz).

Display:

Zur visuellen Darstellung des aktuellen Betriebsmodus und der Messdaten wird ein LCD-Display verwendet. Dieses wird über I²C angesteuert. Der große Vorteil der Ansteuerung mit I²C besteht im geringen Schaltungsaufwand. Zur Ansteuerung des LCD-Displays werden lediglich zwei Signalleitungen benötigt.

Auswertung der AC-Messplatine

Die AC-Messplatine liefert Informationen über den Phasennulldurchgang und die Spannungsamplitude der AC-Spannung (im Grid Betrieb). Die Nulldurchgangserkennung soll bei jedem Polaritätswechsel der Netzspannung einen Interrupt auslösen (vgl. 4.2.5). Deshalb muss dieser Eingang des Mikrocontrollers interruptfähig sein. Die Spannungsamplitude wird über einen analogen Eingangspin eingelesen.

Ansteuerung des Vierquadrantensteller

Zur Ansteuerung des Vierquadrantenstellers werden drei digitale Ausgänge benötigt. Für die Generierung des PWM-Signals wird ein Ausgang benötigt, welcher mit einem internen Timer des Mikrocontroller verknüpft ist. Die anderen beiden Ausgänge dienen zur Steuerung des Decoders (Siehe Unterunterabschnitt 4.4.2). Außerdem werden zwei analoge Eingänge benötigt. An diesen wird die aktuelle Batteriespannung sowie der durch die H-Brücke fließende Strom gemessen.

Die geforderten Aufgaben können von einer Vielzahl von Mikrocontrollern bewältigt werden.

In der vorliegenden Arbeit wird der ATmega328P als Mikrocontroller verwendet. Dieser erfüllt die gestellten Anforderungen ausnahmslos. Außerdem kann der Mikrocontroller mithilfe von Proteus simuliert werden.

4.2.2. Generierung des PWM-Signals

Der ATmega328P besitzt drei verschiedene interne Timer. Timer0 und Timer2 sind als 8 Bit Timer ausgeführt. Der maximal mögliche Zählerwert wird durch die Größe des Zählregisters begrenzt. Mit einem 8 Bit Timer kann daher von 0 bis $2^8 - 1 = 255$ gezählt werden. Bei Timer1 handelt es sich um einen 16 Bit Timer. Dieser kann daher bis zu einem maximalen Zählerstand von $2^{16} - 1 = 65535$ zählen.

Timer0 ist innerhalb der Arduino Programmierumgebung bereits für verschiedene Funktionen wie etwa die "delay" Funktion reserviert. Da einige dieser Funktionen im späteren Programm benötigt werden, dürfen in den Registern von Timer0 keine Änderungen vorgenommen werden [11, S.18].

Die PWM Frequenz wird mit Hilfe von Timer2 erzeugt. Das Verhalten von Timer2 wird über die beiden Register: "TCCR2A" und "TCCR2B" eingestellt.

Im Register "TCCR2A" wird das allgemeine Verhalten des Timers festgelegt:

17.11.1 TCCR2A – Timer/Counter Control Register A

Bit (0xB0)	7	6	5	4	3	2	1	0
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R	R	R/W	R/W
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0
Programmed Value	1	0	0	0	0	0	1	1

Abbildung 9: TCCR2A - Register

18

Mit den Bits "COM2A1" und "COM2A2" wird der Compare Output Modus gewählt. Durch das Setzen von "COM2A1" und dem Löschen von "COM2A2" wird: "Clear OC2A on compare match, set OC2A at BOTTOM, (non-inverting mode)" [12, S. 128] ausgewählt. Mit den beiden Bits "WGM21" und "WGM20" wird der "FAST PWM" Modus aktiviert. In diesem Modus zählt der Timer immer bis zum maximal möglichen Zählerstand. Da es sich

¹⁸Quelle: angepasst aus: [12, S. 127]

um einen 8 Bit Timer handelt, zählt dieser von 0 bis 255. Nach der Aktivierung beginnt der Timer mit der Inkrementierung seines Zählstandes. Dabei wird der Ausgangspin 0C2A gesetzt. Beim Erreichen eines einstellbaren Zählerstandes (über das Register OCR2A) wird, der Ausgangspin 0C2A gelöscht. Durch die Variation von OCR2A kann so ein wählbares Puls- Pausenverhältnis festgelegt werden.

Im Register "TCCR2B" wird der Vorteiler des Timers festgelegt:

17.11.2 TCCR2B – Timer/Counter Control Register B

Bit (0xB1)	7	6	5	4	3	2	1	0
Read/Write	FOC2A	FOC2B	-	-	WGM22	CS22	CS21	CS20
Initial Value	W	W	R	R	R	R	R/W	R/W
Programmed Value	0	0	0	0	0	0	0	1

Abbildung 10: TCCR2B - Register

19

Mit dem Vorteiler kann die Zählgeschwindigkeit des Timers eingestellt werden. Durch Setzen des Bit "CS20" wird der Vorteiler ausgeschaltet. Bei Erreichen des maximalen Zählerwerts wird das TOV-Flag ("Timer Overflow Flag") gesetzt, welches einen Interrupt auslöst. Die PWM-Frequenz bzw. die Frequenz in der Timer2 überläuft lässt sich wie folgt berechnen:

$$f_{Overflow} = \frac{f_{Osc}}{\text{Zählschritte} * \text{Vorteiler}} = \frac{16\text{MHz}}{256 * 1} = 62500\text{Hz}$$

Tastverhältnis

Das Tastverhältnis wird aus dem maximal möglichen Wert des 8 Bit Timers und dem festgelegten Wert im Register OCR2A bestimmt. Es gilt:

$$\text{Tastverhältnis} = \frac{t_{ein}}{t_{aus} + t_{ein}} = \frac{\frac{OCR2A}{255} * \frac{1}{f_{Overflow}}}{\frac{1}{f_{Overflow}}} = \frac{OCR2A}{255 * 16\mu s} = \frac{OCR2A}{255}$$

Konfiguration Timer1 - Anpassung des Tastverhältnisses

Timer1 wird zur Veränderung des Tastverhältnisses am PWM-Ausgang verwendet. Der Timer wird so konfiguriert, dass er innerhalb der nachzubildenden Netzfrequenz (50 Hz) in jeder Halbwelle, welche 10 ms dauert, 20-mal überläuft. Dies ergibt eine Frequenz von

¹⁹Quelle: angepasst aus: [12, S. 130]

$f_{FOVF} = \frac{20}{10ms} = 2000Hz$. Beim Überlauf wird ein neuer Wert in das Zählregister von Timer2 geladen, welches das Tastverhältnis am PWM Ausgang des Mikrocontrollers anpasst. Der Ablauf wird in folgender Skizze angezeigt:

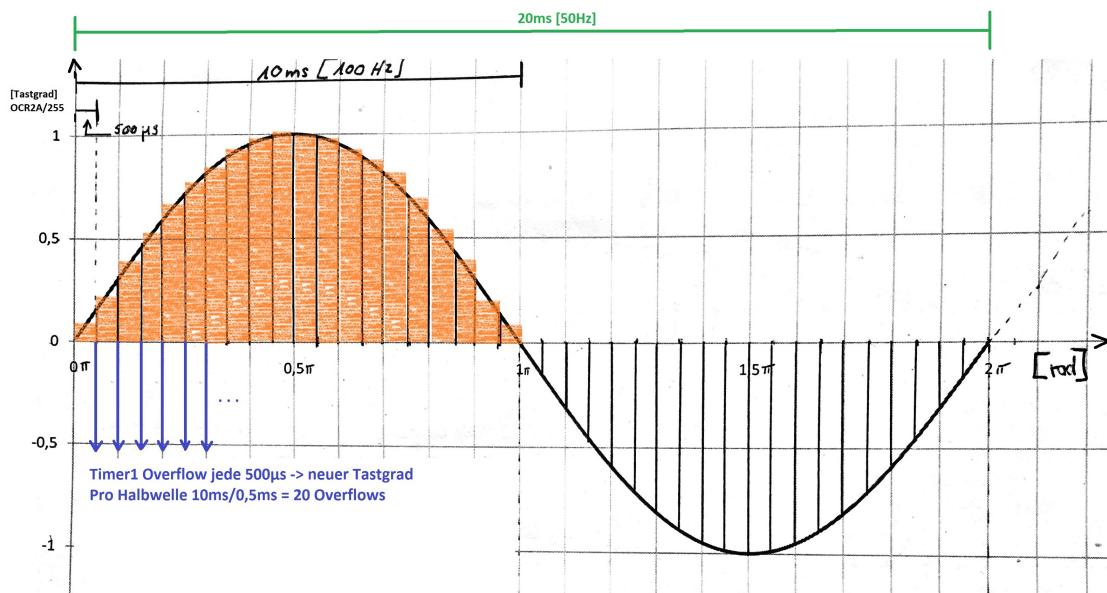


Abbildung 11: Generierung des PWM Signals

20

Für die Generierung des Overflow Interrupts von Timer1 im 2000 Hz Takt muss das Register wie folgt konfiguriert werden:

TCCR1B – Timer/Counter1 Control Register B									TCCR1B
Bit (0x81)	7	6	5	4	3	2	1	0	
Read/Write	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	
Programmed Value	0	0	0	0	1	0	0	1	

Abbildung 12: TCCR1B - Register

21

Durch Setzen von "WGM12" im Register TCCR1B wird der "CTC Modus" (Clear Timer on Compare Match) gewählt. In diesem Modus zählt der Timer bis zu einem im Register OCR1A definierten Maximalwert. Mit dem Setzen von "CS10" wird ein Verteiler von 1 verwendet. Der maximale Zählerwert von OCR1A für die Generierung der gewünschten Frequenz

²⁰Quelle: Eigene Darstellung

²¹Quelle: angepasst aus: [12, S. 110]

lässt sich wie folgt berechnen:

$$OCR1A = \frac{f_{CPU}}{(Vorteiler * f_{Interrupt})} - 1 = \frac{16 * 10^6 Hz}{(1 * 2000 Hz)} - 1 = 7999$$

Bei erreichen dieses Wertes wird der Compare Interrupt ausgelöst und der Zählstand des Timers wird wieder auf 0 gesetzt.

4.2.3. Steuersignal für den Demultiplexer

Das Steuersignal des Demultiplexers entscheidet darüber, welche Treiber des Vierquadrantenstellers angesteuert werden. Über das Steuersignal kann zwischen der Erzeugung einer positiven und einer negativen Halbwelle am Ausgang des Vierquadrantenstellers gewählt werden. Die genaue Beschreibung der Funktion findet sich im Unterunterabschnitt 4.4.2. Um die 50 Hz Netzspannung nachzubilden, muss innerhalb von 20ms eine positive und eine negative Sinushalbwelle erzeugt werden. Daraus folgt, dass das Steuersignal mit 100 Hz takten muss. Im Standalone Betrieb wird hierfür das Steuersignal getoggelt, sobald die Overflow Interrupt Routine von Timer1 20mal aufgerufen wurde (vgl. Abbildung 11). Im Grid Betrieb wird das Steuersignal mit Hilfe der Nulldurchgangserkennung geschaltet. Bei jedem Nulldurchgang der externen Spannung wird mit Hilfe eines Operationsverstärkers eine fallende/steigende Flanke generiert. Bei einer fallenden Flanke muss das Steuersignal so geschaltet werden, dass am Ausgang des Wechselrichters eine negative Halbwelle generiert wird (vgl. Abbildung 28).

4.2.4. Schaltplan / externe Beschaltung des Mikrocontrollers

Die externe Beschaltung des Mikrocontrollers ATmega328 ist in folgender Abbildung aufgezeigt:

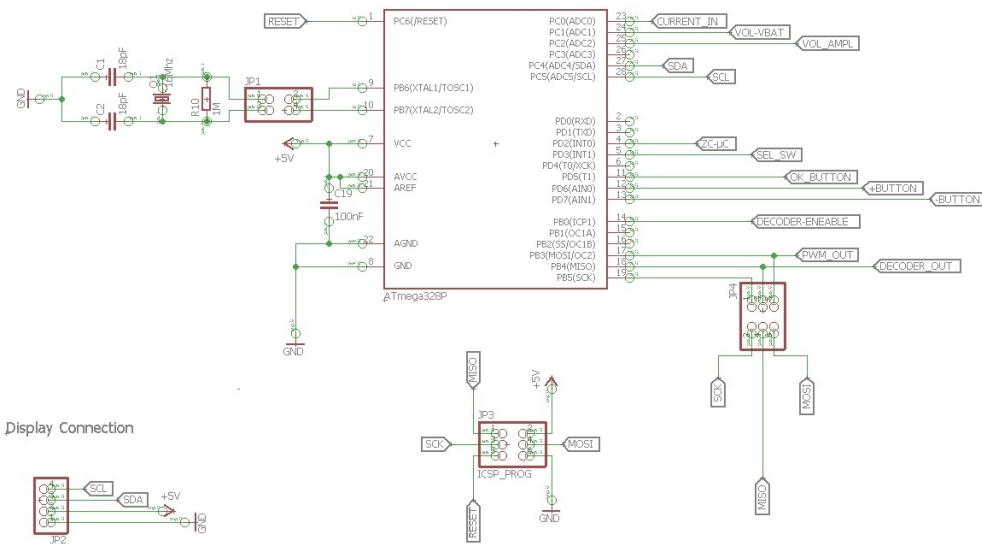
μ Controller

Abbildung 13: Beschaltung des Mikrocontrollers

22

Für die Generierung des Taktsignals wird ein 16 MHz Quarz verwendet. Der Quarz wird mit einer Lastkapazität von 18pF abgeschlossen [12, S. 128]. Die In-System-Programmierung des Mikrocontrollers kann über den Wannenstecker JP3 vorgenommen werden. Die Programmierschnittstelle kann über die Stiftleiste "JP4" vom Mikrocontroller getrennt werden, um die Ausgänge im Betrieb nicht zu beeinflussen (vgl. Abbildung 13). Die Spannungsreferenz der Analogeingänge kann am Pin A_{REF} extern angelegt werden. Über die Referenzspannung kann die Spannung festgelegt werden, bei welcher der AD-Wandler den höchstmöglichen Digitalwert (10bit AD-Wandler - 1023 Schritte) approximiert. Zur Erhöhung der Auflösung des AD-Wandlers können auch Spannungen $< +5V$ an A_{REF} angelegt werden, jedoch sinkt dadurch die maximal erfassbare Spannung. Durch Anlegen der +5V Versorgungsspannung an A_{REF} und GND an A_{GND} können an den analogen Eingängen Spannungen von 0V (binär 0) bis +5V (binär 1023) vom AD-Wandler des Mikrocontrollers approximiert werden [12, S. 205].

4.2.5. Software

Der Programmcode zur Programmierung des Mikrocontrollers wird innerhalb der Arduino Programmierumgebung geschrieben. Der Code wird in der Programmiersprache "C" geschrie-

²²Quelle: EAGLE 7.6.0, Schaltplan Mikrocontroller Platine, eigene Darstellung

ben. Im Flussdiagramm wird die Software in vereinfachter Form dargestellt:

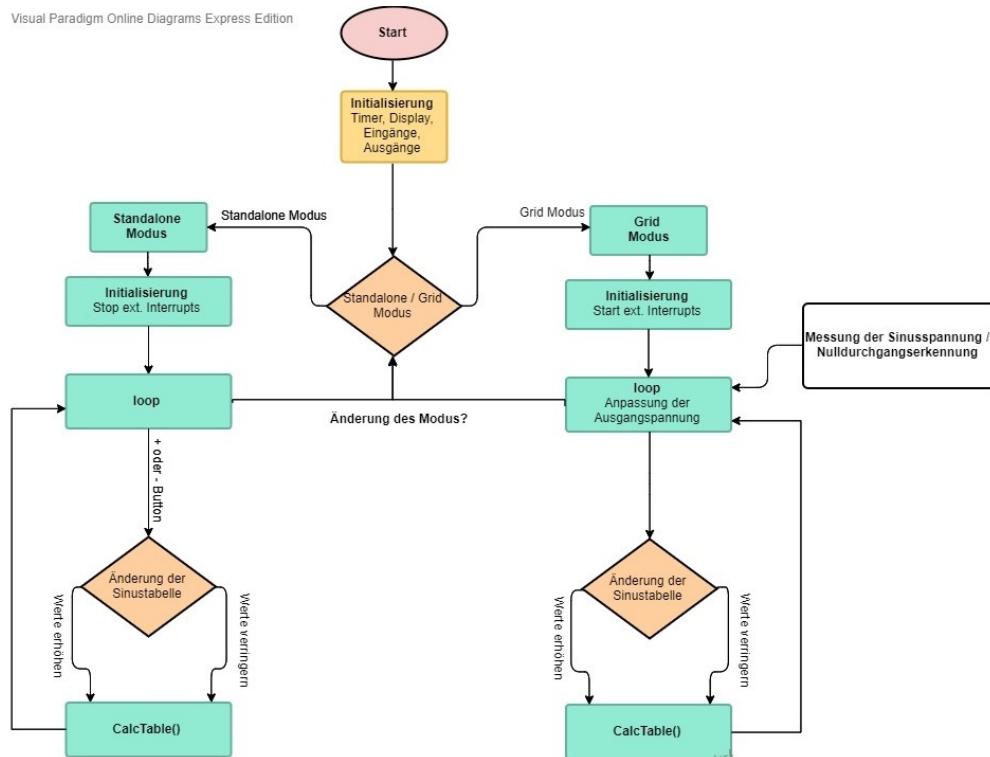


Abbildung 14: Flussdiagramm - Programmablauf
23

Generierung der Sinus-PWM Tabelle:

Die Stützwerte zur Nachbildung der Sinusfunktion werden innerhalb der Software errechnet (Anpassung des Tastverhältnis). Beim Start des Wechselrichters wird das Array zunächst mit vordefinierten Werten belegt. Innerhalb des Programms kann dass Array im Standalone Betrieb sowie im Grid Betrieb geändert werden.

Im Standalone Betrieb kann das Array über die beiden Taster "+" und "-" geändert werden. Die beiden Taster befinden sich auf der Mikrocontroller Platine. Bei Betätigung einer der beiden Taster wird die Globale variable "maxValue" geändert. Diese kann in einem Wertebereich von 0-250 variiert werden. Der aktuelle Wert der Variable wird im Standalone Betrieb auf dem Display angezeigt.

Im Grid Betrieb versucht der Mikrocontroller die Ausgangsspannung entsprechend der anlie-

²³Visual Paradigm Online Diagrams, <https://online.visual-paradigm.com/de/diagrams/>, eigene Darstellung

genden Netzspannung, welche an der AC-Messplatine erfasst wird, auszugeben. Hierfür wird die Fläche der anliegenden Spannung bestimmt (vgl. Berechnung der Spannungsflächen).

Zur Berechnung der Sinustabelle wird die Unterfunktion "CalcTable()" aufgerufen:

```

1 //Berechnung der Stuetzwerte des Sinussignals
2 void CalcTable()
3 {
4     for (int w=0;w<=21;w++)
5     {
6         //Berechnung der Stuetzwerte des Sinussignals (in Rad)
7         //von 0 bis PI
8         float val=sin ((PI/21)*w)*maxValue;
9
10
11     //Schreibe Werte werden in das Array
12     x[w]=(byte)val;
13 }
14 }
```

Innerhalb der "for Schleife" werden 21 Stützwerte errechnet. Die Variable "maxValue" gibt hierbei in etwa die größte Zahl des errechneten Arrays wieder, da gilt: $\sin(0.5) * maxValue = 1 * maxvalue = maxvalue$. Je größer "maxValue" desto höher ist Tastverhältnis des PWM Signals und dementsprechend höher ist der Effektivwert der Sinusspannung am Ausgang des Wechselrichters. Um einen symmetrischen Verlauf des Sinussignals zu erhalten, werden 21 Stützwerte berechnet. Der erste generierte Wert x[0] wird daher im Programm nicht verwendet. Bei einem "maxValue" Wert von 250 ergibt sich folgendes Array:

$x[] = 0, 37, 74, 108, 141, 170, 195, 217, 233, 244, 249, 249, 244, 233, 217, 195, 170, 141, 108, 74, 37$

Berechnung der Spannungsflächen - Grid Betrieb:

Im Grid Betrieb wird die Ausgangsspannung an die anliegende Netzspannung angepasst. Für die Anpassung wird die Fläche einer Sinushalbwelle ($Sinusflaeche_{HW}$) der anliegenden Netzspannung berechnet. Die Fläche einer Halbwelle ergibt sich durch die Integration der sinusförmigen Eingangsspannung über die Dauer von 0 bis π (in rad). Es gilt daher:

$$\begin{aligned} \text{Sinusflaeche}_{HW} &= \int_0^{\pi} U_{Ampl} * \sin(x) dx = \left[-U_{Ampl} * \cos(x) + C \right]_0^{\pi} = \\ &= -U_{Ampl} * \cos(\pi) - (-U_{Ampl} * \cos(0)) = 2 * U_{Ampl} \end{aligned}$$

Die Amplitude der Netzspannung kann mit dem von der AC-Messplatine gemessenen Effektivwert berechnet werden. $U_{Ampl} = \sqrt{2} * U_{Effektivwert}$. Daraus ergibt sich die Fläche einer Halbwelle mit: $\text{Sinusflaeche}_{HW} = \sqrt{2} * 2 * U_{Effektivwert}$.

Um die Ausgangsspannung der Eingangsspannung anzupassen, muss die Fläche der Ausgangsspannung ebenfalls berechnet werden. Hierfür wird das Tastverhältnis aus der Sinustabelle sowie die aktuelle Batteriespannung benötigt. Die Tastverhältnisse, die sich aus der Sinustabelle ergeben, werden mit der Batteriespannung multipliziert. Durch Addition der einzelnen Werte ergibt sich die Fläche der Ausgangsspannung für eine Halbwelle (von 0 bis π):

```

1   float Ausgangsspannung()
2   {
3     float FL=0;
4     float t=0;
5     for (int c=0;c<=21;c++)
6     {
7       t=((float)x[c]/255.0)*(PI/21)*(Batteriespannung);
8
9       FL=FL+t;
10    }
11
12   return FL;
13 }
```

Durch den Vergleich der Spannungsflächen von Ein-/ Ausgangsspannung kann die Ausgangsspannung entsprechend angepasst werden. Hierfür werden die Werte in der Sinustabelle durch entsprechende Änderungen der Variable 'maxValue' angepasst (vgl. Berechnung der Sinustabelle).

Interrupt Service Routine Timer1

Die Interrupt Service Routine wird im $500\mu\text{s}$ Rhythmus aufgerufen. Innerhalb der Interrupt Routine wird die Globale Variable "count", welche den aktuellen Stand im Array der Sinus-Stützwerte wiedergibt, um einen Wert erhöht. Nach 20 Durchläufen sprich nach

$500\mu s * 20 = 10ms$, was genau einer Sinushalbwelle entspricht, wird der Ausgangspin 18 getoggelt und der Wert "count" wieder auf 1 gesetzt. Der Ausgangsspin 18 stellt das Steuersignal des DEMUX dar. Dieses entscheidet, ob eine positive oder negative Halbwelle generiert wird (vgl. Abbildung 22).

Interrupt Service Routine Timer2

Die Service Routine von Timer2 dient zur Anpassung des Tastverhältnisses. Hier wird der durch Timer1 festgelegte Wert aus dem Array der Sinusstützwerte in das Register OCR2A geladen. Die Interrupt Service Routine Timer2 wird alle $16\mu s$ aufgerufen.

Externer Interrupt im Grid Modus

Ist der Wähltschalter auf der Mikrocontroller Platine in der "Grid Betrieb" Stellung, so wird der externe Interrupt an Pin2 aktiviert. Der Interrupt ist so konfiguriert, dass er auslöst, sobald an Pin2 eine steigende oder fallende Flanke erkannt wird. Pin2 ist mit der Nulldurchgangserkennung mit Operationsverstärker (vgl. Abbildung 30) verbunden. Bei jedem Nulldurchgang der externen Sinusspannung entsteht am Ausgang der Nulldurchgangserkennung eine steigende-/fallende Flanke (vgl. Unterunterabschnitt 4.5.2). Die Flanken lösen den Interrupt aus, der in der Software das Unterprogramm "ZeroCrossing()" aufruft. Innerhalb dieses Unterprogramms wird zunächst die Zeitdifferenz zwischen den beiden letzten Flanken ausgewertet. Daraus lässt sich die anliegende Frequenz der Netzspannung bestimmen. Die Zeit zwischen zwei Interrupts entspricht dabei genau der Zeit einer Sinushalbwelle. Bei jedem Aufruf der Unterfunktion "Zerocrossing()" wird die Globale Variable "count" wieder auf 1 gesetzt. Somit wird das Array mit den Sinusstützwerten wieder von vorne abgearbeitet. Liegt an Pin2 eine positive Spannung an (positive Halbwelle), so wird an Pin12 ein HIGH ausgegeben (Steuersignal des Demultiplexers). Dies sorgt dafür, dass am Ausgang der H-Brücke eine positive Halbwelle generiert wird. Liegt an Pin2 ein LOW Pegel an, so wird an Pin12 ein LOW ausgegeben. Der Demultiplexer steuert nun die Treiber so an, dass am Ausgang eine negative Halbwelle ausgegeben wird (MOSFET Q3 und Q2 dauerhaft leitend vgl. Abbildung 19). Somit wird sichergestellt, dass die Ein- / und Ausgangsspannung in Phase liegen und nicht um 180 Grad zueinander verschoben sind.

4.3. Spannungsversorgungsplatine

Der komplette Aufbau des Wechselrichters benötigt drei verschiedene Versorgungsspannungspegel. Der Mikrocontroller, die Operationsverstärker die zur Messung verschiedener Größen verwendet werden sowie der Demultiplexer benötigen eine Versorgungsspannung von +5 V. Die Treiberbausteine zur Steuerung der H-Brücke benötigen jedoch eine höhere Spannung, um die angeschlossenen N-Kanal MOSFET's niederohmig zu schalten. Hierfür wird eine Spannung von etwa 12 V benötigt. Die dritte Versorgungsspannung wird von der externen Quelle geliefert und beträgt 36 V. Die für den Betrieb des Wechselrichters benötigten Spannungen werden über Spannungswandler aus der angelegten Batteriespannung (+36 V) gewonnen (vgl. Abbildung 7).

4.3.1. Generierung der 12 V Versorgungsspannung

Für die Generierung der 12 V Versorgungsspannung wird ein Schaltregler verwendet. Die externe Beschaltung ist dabei umfangreicher als bei einem einfachen Längsregler. Die typischen Längsregler (bsp. 7812 $V_{in(max)}=35$ V [13, S.7]) können aufgrund der hohen Eingangsspannung von 36 V nicht verwendet werden. Außerdem würde der hohe Spannungsabfall über dem Längsregler zu einer hohen und unnötigen Verlustleistung führen.

Aus diesem Grund wird der Schaltregler L-4971 der Firma STMicroelectronics verwendet. Dessen Eingangsspannungsbereich ist im Datenblatt von 8 V bis 55 V DC gegeben [14, S.3]. Die Ausgangsspannung des Reglers wird über die an Pin8 anliegende Spannung definiert. Der Regler erhöht die Spannung am Ausgang so lange bis die über einen Spannungsteiler rückgekoppelte Spannung (Pin8) einen Wert von 3,3 V erreicht. Somit lässt sich die Spannung am Ausgang mithilfe eines Spannungsteiler variabel einstellen. Für die benötigte 12V Ausgangsspannung wird ein Spannungsteiler bestehend aus 12 kOhm in Reihe zu 4,7 kOhm am Ausgang angebracht. Damit ergibt sich eine Ausgangsspannung von 11,73 V.

$$U_{Out} = \frac{(R1 + R2)}{R2} * U_{FB} = \frac{(12\text{kOhm} + 4,7\text{kOhm})}{4,7\text{kOhm}} * 3,3V = 11,73V$$

4.3.2. Generierung der 5 V Versorgungsspannung

Der Längsreglers LM-7805A wird für die Generierung der 5 V Versorgungsspannung verwendet. Dieser bezieht seine Versorgungsspannung aus dem Ausgang des Schaltreglers. Diese

beträgt laut Berechnung (vgl. 4.3.1) 11,73 V. Für den Mikrocontroller ist eine exakte und stabile 5 V Versorgung besonders wichtig, da diese als Referenzspannung für die analogen Eingänge des Mikrocontrollers verwendet wird. Im Datenblatt des LM7805A ist eine Genauigkeit von $5 \text{ V} \pm 0,1 \text{ V}$ gegeben [13, S.10].

4.3.3. Schutzbeschaltung

Um die Schaltung von unsachgemäßen Bedienfehlern oder vor Überlast zu schützen, werden zwei verschiedene Schutzmaßnahmen getroffen. Zum einen wird ein Verpolschutz der Spannungsversorgung verbaut. Der Verpolschutz wird mithilfe einer Schottky-Diode (SR1010) realisiert. Diese begrenzt die Spannung bei Verpolung der Eingangsspannung auf die Durchlassspannung der Diode. Im Datenblatt ist die Durchlassspannung bei einem Vorwärtstrom von einem Ampere mit 0,45 V gegeben [15, S.2]. Der resultierende Stromfluss durch die Diode löst die Sicherung aus, welche mit 100 mA bemessen ist.

Hauptaufgabe der Sicherung ist es jedoch, den DC/DC Wandler und die daran angeschlossenen Bauteile vor einem zu hohen Strom durch einen Kurzschluss oder ähnlichem zu schützen.

4.3.4. DC/DC Wandler - EMV gerechtes Layout

Die 12 V Versorgung wird (wie in Punkt 4.3.1 beschrieben) mit einem "Step down switching regulator" oder auch Tiefsetzsteller genannt (L-4971) erzeugt. Der L-4971 schaltet zur Spannungswandlung einen internen N-Kanal MOSFET mit einer Frequenz von 100 kHz [14, S.6]. Über das Tastverhältnis mit dem der FET angesteuert wird kann die Ausgangsspannung variiert werden. Es gilt:

$$\text{Tastverhältnis} = \frac{t_{ein}}{T_{ges}} = \frac{U_{Ausgang}}{U_{Eingang}} \quad [16, \text{S.8,32}]$$

Im eingeschwungenen Zustand fließt ein sägezahnförmiger Strom durch die Speicherspule am Ausgang des Schaltreglers. Der Mittelwert des Stroms ist von der angeschlossenen Last am Ausgang abhängig.

Ohne Ausgangskapazität würde die Ripple Spannung am Ausgang des Reglers bei Belastung mit einer ohmschen Last direkt den Strom durch die Spule abbilden, da $U_{Last} = R_{Last} * I_{Induktor}$ [16, S.42]. Die Ausgangskapazität dient daher zum einen der Energieversorgung der Speicherspule, während der im Spannungswandler verbaute MOSFET sperrt und zum anderen der Filterung der Ausgangsspannung. Mit der Formel: $f_{Resonanz} = \frac{1}{2 * PI * \sqrt{L * C}}$ lässt

sich die Resonanzfrequenz von Speicherspule und Ausgangskapazität bestimmen. Diese wird bei einem zwei-hundertstel der Schaltfrequenz festgelegt, um einen möglichst hohen Abstand zur Resonanzfrequenz zu wahren.

$f_{Resonanz} = \frac{1}{200} * f_{Schalt} = 0,005 * 100kHz = 500Hz$. Die Speicherspule ist im Datenblatt unter "Test and valuation board circuit" mit $126\mu H$ gegeben [14, S.5]. Mit dem Wert der Speicherspule lässt sich die Ausgangskapazität bestimmen:

$$C_{Ausgang} = \frac{\left(\frac{1}{(f_{Res}*2*PI)}\right)}{L} = \frac{\left(\frac{1}{(500Hz*2*PI)}\right)}{126\mu H} = 804\mu F.$$

Die auf der Schaltung verbauten Kondensatoren werden über über die Massefläche niederohmig und niederkapazitiv an Masse angebunden. So wird versucht die Serieninduktivitäten so gering wie möglich zu halten²⁴.

Zur Reduzierung der Störungen am Ausgang des DC/DC Wandlers müssen die parasitären Leitungsinduktivitäten möglichst gering gehalten werden. Dies bedeutet, dass die "Leitungslängen derjenigen Pfade, welche einen schnell veränderlichen Stromfluss führen, so kurz wie möglich gemacht werden"²⁵. Die parasitären Leitungsinduktivitäten müssen gering sein, da sonst: $U_{Stör} = L_{Parasitär} * \frac{dI}{dt}$ eine Störspannung induziert wird. Der Pfad, in dem sich der Strom sehr schnell ändert, wird auch "Hot-Loop" genannt (vgl. Abbildung 15). Beim verwendeten Tiefsetzsteller (L-4971) fließt der sich schnell ändernde Strom vom Eingangskondensator über den internen MOSFET über die Masseverbindung zurück zum Kondensator. Wie im Layoutausschnitt (vgl. Abbildung 16) zu erkennen ist, wird dies im Layout berücksichtigt. Die Eingangskondensatoren liegen sehr nahe am Spannungswandler und sind über das Masse Polygon niederohmig mit dem Spannungswandler verbunden.

²⁴Würth-Elektronik, besucht am 20.11.2019, <https://docs-emea.rs-online.com/webdocs/012f/0900766b8012f78d.pdf>

²⁵Frederik Dostal, Kristin Rinortner, Boardlayout Schaltregler, Elektronik Praxis, 25.08.15, <https://www.elektronikpraxis.vogel.de/wie-das-boardlayout-eines-schaltreglers-gelingt-a-502028/>

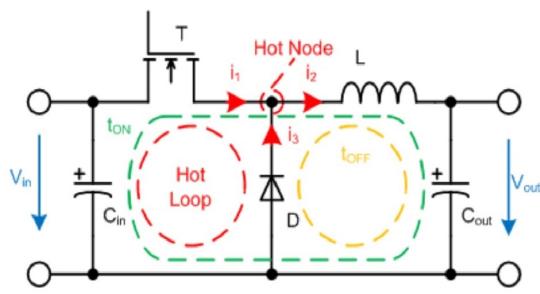


Abbildung 15: Skizze zu Hot-Loop

26

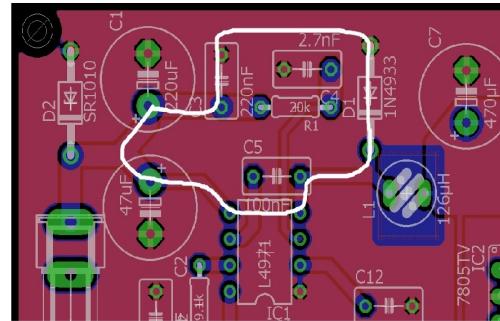


Abbildung 16: Layout L4971 mit Hot-Loop

27

4.3.5. Inbetriebnahme und Messergebnisse

Die Spannungswandler Platine soll eine zuverlässige und exakte Spannungsversorgung der verschiedenen Baugruppen des Wechselrichters sicherstellen. Zur Funktionsprüfung werden die verschiedenen Ausgangsspannungen bei verschiedenen Eingangsspannungen gemessen. Außerdem wird dabei der Leerlaufstrom der Platine erfasst. Die Messergebnisse sind in folgender Tabelle zusammengefasst:

$U_{Eingang}$	I_{Ruhe}	$U_{Out(12V)}$	$U_{Out(5V)}$
5V	1,37mA	155mV	6mV
15V	12,2mA	11,88V	4,954V
20V	10,8mA	11,88V	4,954V
36V	9,9mA	11,88V	4,954V
45V	8,5mA	11,88V	4,954V

Tabelle 1: Überprüfung der Ausgangsspannungen der Spannungsversorgungsplatine

28

Zur Bestimmung des Spannungsripples am Ausgang des Tiefsetzstellers wird dessen Ausgangsspannung mit dem Oszilloskop untersucht. Dabei ergab sich folgendes Bild:

²⁶Quelle:Stafan Klein, Würth Elektronik, Ruhiger Schaltregler für Audioverstärker, https://www.channel-e.de/fileadmin/designcorner/wuerth_audio_DC_DC/Bild2.png

²⁷Quelle: EAGLE 7.6.0, Schaltplan DC-DC Wandler Platine, eigene Darstellung

²⁸Quelle: Eigene Darstellung, Messgerät: Gossen, METRAHIT 2+

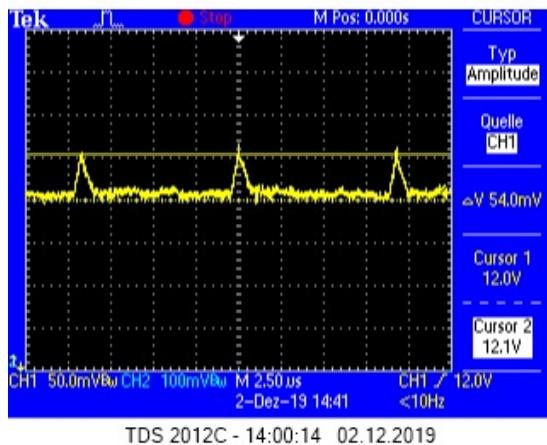


Abbildung 17: Spannungsripple $U_{Out}(12V)$
29

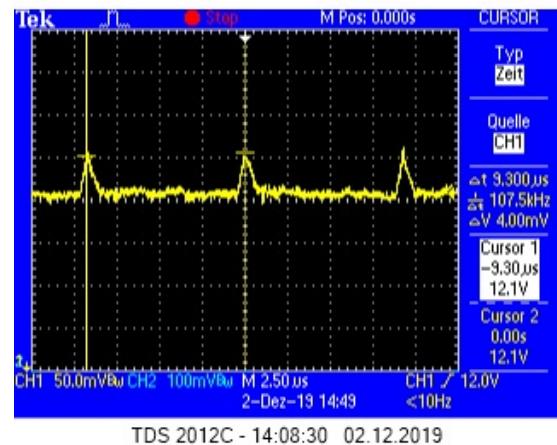


Abbildung 18: Schaltfrequenz L-4971
30

Der Spannungsripple am Ausgang beträgt in etwa 54mV. In der Aufnahme (vgl. Abbildung 18) kann man sehr gut die Schaltfrequenz des Wandlers erkennen. Bei der Messung konnte eine Schaltfrequenz von 107,5 kHz gemessen werden. Im Datenblatt wird eine Schaltfrequenz von 90 kHz bis 110 kHz angegeben [14, S.3]. Somit liegt die gemessene Frequenz innerhalb des Toleranzbereichs.

4.4. Leistungselektronik/H-Brücke

Auf der Leistungselektronik Platine befindet sich der Vierquadrantensteller (H-Brücke) sowie deren Ansteuerung. In folgendem Schaltplanausschnitt wird die H-Brücke sowie die beiden Treiberbausteine zur Ansteuerung der MOSFET's gezeigt:

²⁹Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c
³⁰Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

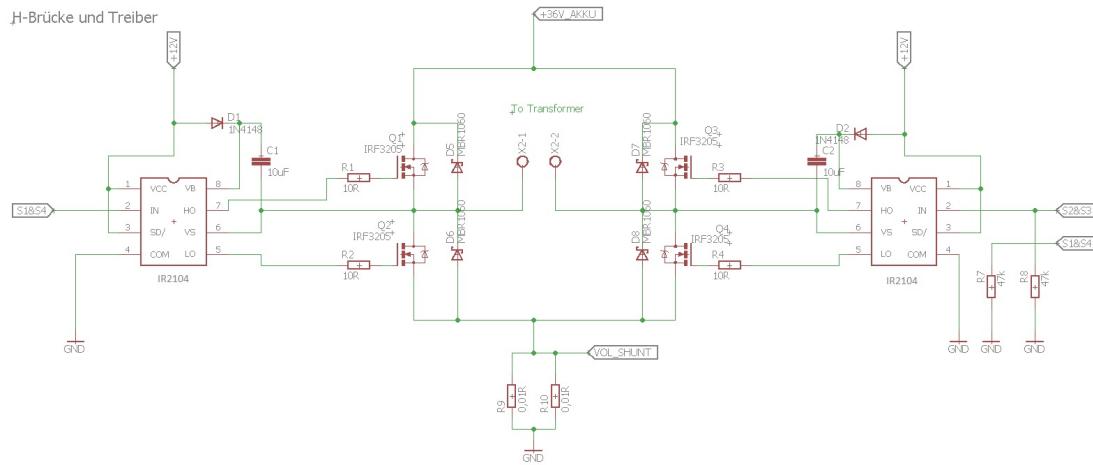


Abbildung 19: H-Brücke und Ansteuerung

31

4.4.1. Schutzbeschaltung, Zwischenkreiskondensatoren, Spannungsmessung

Schutzbeschaltung

Ein Teil der Leistungselektronik Platine wird direkt mit der 36 V Spannung der Batterie versorgt. Hier können im Fehlerfall oder bei Kurzschluss der Ausgänge des Wechselrichters besonders hohe Ströme auftreten, da eine Batterie einen sehr geringen Innenwiderstand hat. Deshalb ist eine Überstromschutzeinrichtung hier besonders wichtig. Daher wird eine Sicherung bemessen auf 20 A, in Reihe zur Batterieversorgung verbaut. Diese stellt sicher, dass der Strom, welcher von der Batterie in die H-Brücke fließt, sich innerhalb der Spezifikationen bewegt. Über eine Diode (BY-500), die antiparallel zur Eingangsspannung verbaut ist, wird die nachfolgende Schaltung vor Beschädigungen, die durch Verpolung der Eingangsspannung auftreten können geschützt. Wird die Eingangsspannung verpolt, fließt über die Diode ein sehr hoher Strom. Im Datenblatt der Diode ist ein "maximaler Stoßstrom für eine 50/60 Hz Sinus-Halbwelle" von 200/220 A gegeben [17, S.1]. Somit löst die Sicherung aus, bevor die Diode zerstört wird. Die durchgebrannte Sicherung unterbricht den Stromfluss in die H-Brücke.

Zwischenkreiskondensatoren

Die Spannungsversorgung der Leistungselektronikplatine (Batterie, Netzteil,...) sollte mit möglichst kurzen Leitungen angebunden werden. Da jede Leitung eine Induktivität darstellt,

³¹Quelle: EAGLE 7.6.0, Schaltplan Leistungselektronikplatine, eigene Darstellung

fällt über der Zuleitung eine Spannung von: $U_{Verlust} = L_{Leitung} * \frac{dI}{dt}$ ab. Die über PWM an gesteuerte H-Brücke erzeugt durch die steilen Schaltflanken der MOSFETS ein großes $\frac{dI}{dt}$. Damit bei kurzen Stromimpulsen die Spannung über die Zuleitung nicht einbricht, werden Zwischenkreiskondensatoren verbaut, welche als Energiequelle dienen. Die Zwischenkreiskondensatoren müssen dabei sehr nahe an der H-Brücke platziert werden, um die Leitungsinduktivität gering zu halten. Die Summe der drei verbauten Zwischenkreiskondensatoren auf der Leistungselektronik Platine ergibt: $C_{ZK} = C3 + C4 + C5 = 3000\mu F + 1000\mu F + 470\mu F = 4770\mu F$. Somit können die Kondensatoren bei einer Eingangsspannung von 36V eine Energie von $E_{Zwischenkreis} = \frac{1}{2} * C_{ZK} * U_C^2 = \frac{1}{2} * 4770\mu F * 36V^2 = 3,09Ws$ speichern. Pro Halbwelle beträgt die maximale Energieabgabe des Wechselrichters:

$E_{Halbwelle} = P_{max} * t_{Halbwelle} = 500W * 10ms = 5Ws$. Somit kann mit der gespeicherten Energie der Zwischenkreiskondensatoren $\frac{3,09Ws}{5Ws} \approx 62\%$ der benötigten Energie gestellt werden.

Spannungsmessung

Zur Berechnung der Ausgangsspannung des Wechselrichters wird der Wert der anliegenden Batteriespannung benötigt. Die anliegende Spannung beträgt im Normalbetrieb 36 V. Im Datenblatt des Mikrocontroller ATmega328P ist eine maximale analoge Eingangsspannung von 0 V bis V_{cc} gegeben [12, S. 205]. Um die maximal zulässige Spannung nicht zu überschreiten, wird ein Spannungsteilverhältniss gewählt, bei dem im Normalbetrieb ($U_{ein} = 36V$) eine Spannung <5V ausgegeben wird. Die Ausgangsspannung des Spannungsteilers lässt sich wie folgt berechnen:

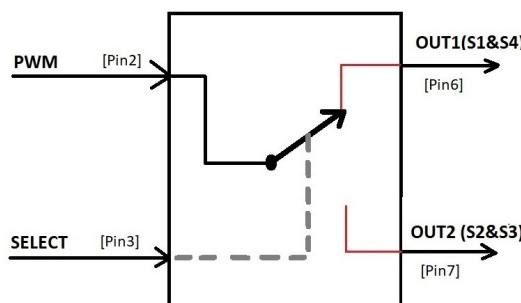
$$U_{Spannungsteiler} = U_{Eingang} * \frac{R17}{R16 + R17} = 36V * \frac{4k7Ohm}{36kOhm + 4k7Ohm} = 4,16V.$$

Zum Schutz vor Überspannung am analogen Eingang des Mikrocontroller wird eine Shottky-Diode (SR1010) zwischen analogem Eingang und +5V Versorgungsspannung geschaltet. Diese begrenzt die Spannung auf $5V + U_{VfDiode} = 5V + 0,25V = 5,25V$ [15, S.2]. Der Eingang des Mikrocontrollers kann so gegen Überspannung geschützt werden.

4.4.2. Demultiplexer

Als Demultiplexer wird der CD4555 verwendet dieser ist vergleichbar mit einem Wähl schalter. Der DEMUX CD4555 wird so beschaltet, dass sich ein 1:2 Demultiplexer ergibt. Das

bedeutet, ein Eingangssignal kann je nach Logikpegel des Steuersignals an einem von zwei Ausgängen ausgegeben werden. Über das Steuersignal kann die Stellung des "Wählschalters" variiert werden (vgl. Abbildung 20). Am Eingang des DEMUX liegt das PWM-Signal an, welches sich im 100 Hz Takt wiederholt. Je nach Stellung des "Wählschalters" wird das Eingangssignal am Ausgang Pin6 oder Pin7 ausgegeben. Dies entscheidet, ob die Treiber für die positive oder negative Halbwelle angesteuert werden. Der nicht angesteuerte Ausgang gibt ein low-Signal aus. Das generierte PWM-Signal wiederholt sich alle 10 ms. In diesen 10 ms wird genau eine Halbwelle des Sinussignal nachgebildet. In dem Zeitpunkt, in dem sich das PWM-Signal wiederholt muss sich das Steuersignal ändern, damit die nächste Halbwelle generiert werden kann. In den beiden folgenden Abbildungen wird der Aufbau des Demultiplexers skizzenhaft erläutert. Die "*Truth Table*" zeigt dessen Schaltzustände:

1:2 DemultiplexerAbbildung 20: Funktionsweise des DEMUX
32**TRUTH TABLE**

INPUTS ENABLE	SELECT	OUTPUTS CD4555B					
		Q3	Q2	Q1	Q0		
0	0	0	0	0	0	1	
0	0	1	0	0	1	0	
0	1	0	0	1	0	0	
0	1	1	1	0	0	0	
1	X	X	0	0	0	0	

X = DON'T CARE **LOGIC 1 ≡ HIGH**
LOGIC 0 ≡ LOW

Abbildung 21: Logik-Tabelle CD4555
33

In der folgenden Abbildung sind die Eingangs-/ und Ausgangsspannungen des Demultiplexers im Betrieb dargestellt:

³²Quelle: Eigene Darstellung³³Quelle: Texas Instruments, CD4555B, angepasst aus: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4555b.pdf>

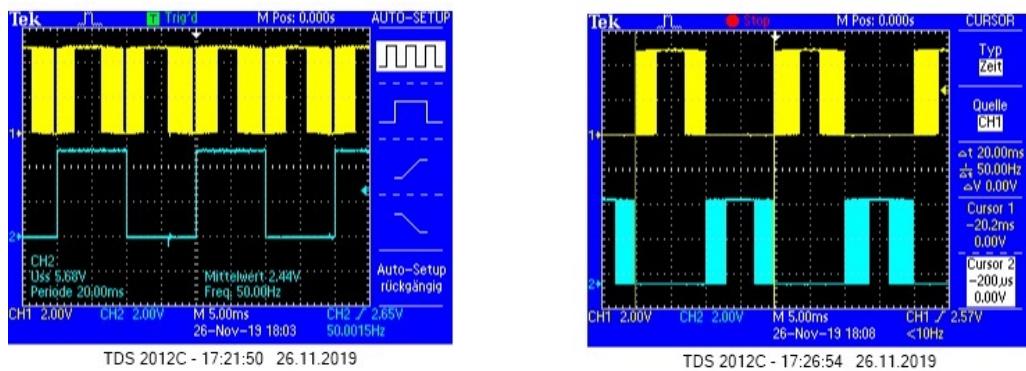


Abbildung 22: Signale am Decoder Ein-/ Ausgang

³⁴

Wird an Pin6 des Demultiplexers das PWM-Signal zur Nachbildung einer Sinushalbwelle ausgegeben, so wird der high-side MOSFET Q1 und der low-side MOSFET Q2 geschaltet. Der low-side MOSFET Q4 ist in dieser Zeit dauerhaft geschaltet (vgl. Abbildung 19). Am Ausgang X2 bildet sich eine positive Spannung zwischen X2-1 und X2-2. Wird das PWM-Signal an Pin7 ausgegeben, so werden die MOSFET's Q3 und Q4 geschaltet. In dieser Zeit ist Q2 dauerhaft geöffnet. Am Ausgang X2 bildet sich eine negative Spannung zwischen X2-1 und X2-2.

4.4.3. H-Brücke und Treiberbaustein

Wahl der MOSFET's

Zur Umwandlung der angeschlossenen DC-Eingangsspannung in eine sinusförmige Wechselspannung wird eine H-Brücke verwendet. Diese besteht aus vier N-Kanal MOSFET's. Bei einer Ausgangsleistung von 500 W und einer Sinusausgangsspannung von 24 V (Effektivwert) fließt ein Strom von $I_{Out} = \frac{P_{Wechselrichter}}{U_{Out}} = \frac{500W}{24V} = 20,83A$. Dies entspricht einem Spitzenstrom von $20,83A * \sqrt{2} = 29,5A$. Die Auswahl der MOSFET's findet auf Grundlage des Spitzenstroms statt. Der Widerstand $R_{DS(on)}$ sollte bei geschaltetem MOSFET gering sein, um die Verlustleistung über den MOSFET klein zu halten. Die anfallende Leistung über dem MOSFET lässt sich mit $P_{Verlust} = I_{DS}^2 * R_{DS(on)}$ berechnen. Die Verlustleistung muss in Form von Wärme an die Umgebung abgegeben werden. Für die H-Brücke wird der

³⁴Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

N-Kanal MOSFET IRF3205 ausgewählt. Dieser kann laut Datenblatt einen kontinuierlichen Drain Strom von 80 A (bei $T_c=100$ Grad und $V_{GS}=10$) liefern. Der "Static Drain-to-Source On-Resistance" ist im Datenblatt bei einer Gate Source Spannung von 10 V mit maximal 0,008 Ohm gegeben. Mit dem Widerstandswert und dem maximal fließenden Strom lässt sich der benötigte Kühlkörper berechnen (vgl. Unterunterabschnitt 4.4.3).

Die Body-Diode des IRF3205 ist mit einem "Continous Source Current" von 110 A spezifiziert. Die Vorwärtsspannung der Diode ist im Datenblatt mit 1,3 V gegeben. Zur Einsparung von zusätzlichen Freilaufdioden, die beim Schalten von induktiven Lasten benötigt werden (Begrenzung von Spannungsspitzen), kann die Body-Diode des MOSFET's verwendet werden [18, S.2].

Auslegung der Kühlkörper

Zur Berechnung der Kühlkörper der N-Kanal MOSFET's wird zunächst die thermische Leistung berechnet, die bei maximalen Strom von den Bauteilen abgegeben wird. Diese hängt vom Widerstand im geschalteten Zustand sowie dem maximal fließenden Strom ab.

$$P_{Verlust} = R_{DS(on)} * I_{DS(max)}^2 = 0,008 \text{ Ohm} * 20,83 \text{ A}^2 = 3,47 \text{ W}$$

Im Datenblatt des IRF3205 findet sich der Wert $R_{\theta JA}$ ("Junction-to-Ambient") [18, S.1], welcher den Wärmewiderstand des Substrats zur Umgebung angibt. Mithilfe dieses Wertes kann die Temperatur des Substrats im inneren des Bauteils bestimmt werden. Der Temperaturbereich des Substrats ist im Datenblatt gegeben und darf nicht über-/ unterschritten werden.

$$\theta_{Junction} = \theta_{Umgebungstemp} + P_{thermisch} * R_{\theta JA} = 60^\circ C + 3,47 \text{ W} * \frac{62^\circ C}{W} = 277^\circ C$$

Im Datenblatt ist eine maximale "Junction" Temperatur von $+175^\circ C$ gegeben [18, S.1]. Daraus folgt, dass ein zusätzlicher Kühlkörper verbaut werden muss. Dieser senkt den thermischen Widerstand und sorgt dafür, dass sich die Junction Temperatur im Normalbetrieb des Wechselrichters nicht oberhalb der im Datenblatt festgelegten Grenze bewegt.

Um die Kennwerte des Kühlkörpers bestimmen zu können, wird zunächst die maximal tolerierbare $\theta_{Junction}$ definiert. Der maximale Wert der Junction Temperatur wird auf $150^\circ C$ festgelegt, um einen gewissen Abstand von der im Datenblatt maximal zulässigen Temperatur von $175^\circ C$ zu wahren. Die maximale Umgebungstemperatur wird mit $60^\circ C$ angenommen. Der Temperaturunterschied der Umgebungstemperatur zur maximalen "Junction" Temperatur beträgt folglich:

$$\Delta\theta_{max} = \theta_{Junction(max)} - \theta_{Umgebungstemp} = 150^\circ C - 60^\circ C = 90^\circ C$$

Daraus lässt sich der maximal zulässige Wärmewiderstand bestimmen:

$$R_{thermisch(max)} = \frac{\Delta\theta_{max}}{P_{thermisch}} = \frac{90^\circ C}{3,47W} = 25,9 \frac{^\circ C}{W}$$

Der errechnete Wert gibt den maximal zulässigen Wärmewiderstand an. Es gilt:

$$R_{thermisch(max)} = R_{Substrat-Gehäuse} + R_{Kühlkörper(max)}$$

Daraus folgt:

$$R_{Kühlkörper(max)} = R_{thermisch(max)} - R_{Substrat-Gehäuse} = 25,9 \frac{^\circ C}{W} - 0,75 \frac{^\circ C}{W} = 25,15 \frac{^\circ C}{W}$$

Daraus resultiert, dass sich der Kühlkörper um maximal $25,15^\circ C$ pro Watt erwärmen darf. Da die Größe der Platine nicht beschränkt ist und um eine möglichst gute Wärmeabgabe zu gewährleisten wird ein $8 \frac{K}{W}$ Kühlkörper an jedem der vier MOSFET's angebracht.

4.4.4. Messung des Ausgangsstroms

Der Ausgangsstrom der H-Brücke wird mithilfe eines Operationsverstärkers (MCP6002), der als Subtrahierer/Differenzverstärker geschaltet ist gemessen. Der Subtrahierer verstärkt den auftretenden Spannungsabfall über einen Shunt-Widerstand.

Auswahl des Shunt-Widerstsands und Operationsverstärker

Der Ausgangsstrom der H-Brücke fließt über einen in Reihe verbauten Shunt-Widerstand. Der Spannungsabfall über den Shunt-Widerstand ist proportional zum fließenden Strom ($U_{Shunt} = R_{Shunt} * I_{Shunt}$).

Bei der Auswahl des Shunt-Widerstands müssen einige Aspekte beachtet werden. Es gilt, eine Balance zwischen auftretender Verlustleistung und einer messbar abfallenden Spannung über zu Widerstand zu finden. Die Spannung sollte zum einen möglichst gering sein, da das Produkt aus Spannungsabfall und Strom der Verlustleistung des Widerstands entspricht. Diese ist im Datenblatt des Shunts festgelegt und darf nicht überschritten werden. Andererseits muss der Spannungsabfall in allen Betriebsbereichen des Wechselrichters groß genug sein, um daraus Rückschlüsse auf den Strom schließen zu können. Bei einer Wirkleistung des Wechselrichters von 500W bei einer 24V AC Ausgangsspannung ergibt

sich ein mittlerer Strom von: $I = \frac{P}{U} = \frac{500W}{24V} = 20,83A$. Die Verlustleistung des Widerstands beträgt: $P_{Verlust} = I_{Shunt}^2 * R_{Shunt}$. Um die vorhandenen Shunt-Widerstände nutzen zu können, werden zwei Shunt-Widerstände mit 0,01Ohm parallel geschaltet. Dies entspricht einem Gesamtwiderstand von 0,005Ohm. Dadurch entsteht eine maximale Verlustleistung von $P_{Verlust} = 20,83A^2 * 0,005Ohm = 2,7W$. Die maximale Leistung des Shunt-Widerstands (MPC75) beträgt laut Datenblatt 3W [19, S.1]. Der maximale Spannungsabfall über die Widerstände beträgt $U_{Shunt(max)} = I_{Shunt(max)} * R_{Shunt} = \sqrt{2} * 20,83A * 0,005Ohm = 0,1473V$. Um dem Mikrocontroller ein verwertbares Signal zu liefern, wird diese Spannung mit einem Operationsverstärker verstärkt. Dieser ist als Differenzverstärker beschaltet. Da $R14=R11$ und $R12=R13$ (vgl. Abbildung 23), ergibt sich eine Verstärkung von $vu = \frac{R14}{R13} = \frac{24kOhm}{1kOhm} = 24$.

Es gilt daher: $U_{Ausgang} = (U_{Shunt} - U_{GND}) * vu$. Bei einem Ausgangstrom von 20,83A gibt der OPV eine Spannung von $\sqrt{2} * I_{Shunt(max)} * R_{Shunt} * vu = (\sqrt{2} * 20,83A * 0,005Ohm - 0) * 24 = 3,54V$ aus.

Spitzenwert Erfassung

Der Strom über den Shunt Widerstand ist zeitlich nicht konstant. Zur Erfassung des Ausgangstroms wird daher ein Spitzenwertdetektor, bestehend aus einer Shottky-Diode ("D3") und einem Kondensator ("C7") am Ausgang des OPV angebracht (vgl. Abbildung 23).

Steigt der Spitzenstrom über den Shuntwiderstand an, so steigt auch die maximale Ausgangsspannung des OPV an. Mit dieser Spannung wird der Kondensator C7 geladen. Die Spannung am Kondensator entspricht somit der maximalen Ausgangsspannung am Operationsverstärker minus der Vorwärtsspannung U_F der Diode. Mit der Spannung über dem Kondensator U_{C7} kann der Spitzenstrom durch die H-Brücke berechnet werden.

$$I_{Shunt(max)} = \frac{\left(\frac{U_{(C7)} + U_{F(D3)}}{vu_{OPV}} \right)}{R_{Shunt}} = \frac{\left(\frac{U_{(C7)} + 0,2V}{24} \right)}{0,005Ohm}$$

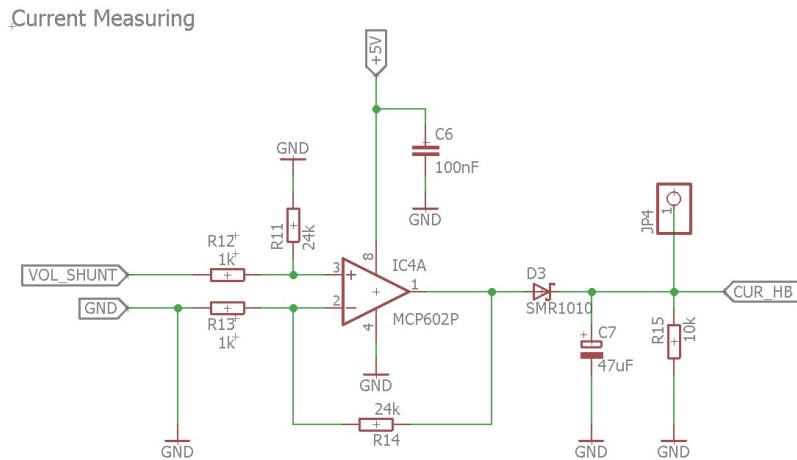


Abbildung 23: Bestimmung des Strom durch die H-Brücke

35

4.4.5. EMV gerechtes Layout

Die elektromagnetische Verträglichkeit zeichnet Geräte hinsichtlich ihrer Beständigkeit in einer elektromagnetischen Umgebung aus. Außerdem werden die vom Gerät ausgehenden elektromagnetischen Störungen analysiert. In der folgenden Betrachtung wird das Layout der Leistungselektronikplatine auf die Eigenstörfestigkeit untersucht. Diese ist ein "Maß für die innere Verträglichkeit eines Systems" (S.26[20]).

Mit dem Vierquadrantensteller auf der Leistungselektronikplatine wird die ausgangsseitige Wechselspannung generiert. Dabei werden Leistungen bis zu 500W an angeschlossene Verbraucher übertragen. Die hohe Leistung hat hohe, sich zeitlich ändernde Ströme im Pfad des Vierquadrantenstellers zur Folge. Um die Eigenstörfestigkeit der Platine in allen Betriebsbereichen zu gewährleisten, werden auf der Platine verschiedene Maßnahmen angewendet, welche die Platine vor einer Eigenstörung schützt.

Auf der Leistungselektronikplatine befindet sich der Leistungsteil, dessen Ansteuerung sowie Operationsverstärker, die aktuelle Parameter auswerten. Um zu verhindern, dass der hohe Strom durch den Leistungsteil induktiv in andere Teile der Schaltung koppelt wird der Leistungsteil räumlich vom Rest der Schaltung getrennt. Außerdem werden an jedem IC

³⁵Quelle: EAGLE 7.6.0, Schaltplan Leistungselektronikplatine, eigene Darstellung

(Treiberbaustein, OPV) Blockkondensatoren verbaut, die dafür sorgen, dass hochfrequente Frequenzen innerhalb der Versorgungsleitung zu den Bauteilen gegen Masse abgeleitet werden. Die Massefläche erstreckt sich über die Ober-/ sowie Unterseite der Platine. Dies ermöglicht es, die Bauteile niederohmig und induktivitätsarm mit Masse zu verbinden.

Die Schaltzeit der verwendeten Leistungshalbleitern (IRF3205) beträgt 101ns (S.2[18]). Bei einer Spannungsversorgung von +36 V ergibt sich eine Spannungssteilheit von $\frac{356V}{1\mu s}$. Die Spannungssteilheit hat Auswirkungen auf das Frequenzspektrum der Störgrößen (S.368 [4]). Die schnellen Spannungsänderungen führen zu hochfrequenten Strömen in den Leitungen³⁶. Um Spannungsüberhöhungen, die durch die Induktivität der Leitungen auftreten können, zu vermeiden, werden die Versorgungsleitungen des Vierquadrantenstellers so kurz wie möglich gehalten.

4.5. AC-Messplatine

Die AC-Messplatine dient zur Erfassung verschiedener Daten der anliegenden Netzspannung. Die zu erfassenden Daten unterscheiden sich je nach ausgewähltem Betriebsmodus. Im Standalone Betrieb kann die erzeugte Ausgangsspannung bestimmt werden. Im Grid Modus hingegen wird die Spannung sowie die externe Frequenz bestimmt, um die Ausgangsspannung des Wechselrichter entsprechend anzupassen.

4.5.1. Bestimmung der AC-Spannung

Zur Spannungsmessung der anliegenden Sinusspannung wird ein Operationsverstärker verwendet. Dieser ist als Differenzverstärker (Subtrahierer) geschaltet.

³⁶Alfred Goldbacher, Umrichterausgänge stoerfrei halten, 26.10.2016, <https://www.elektroniknet.de/elektronik/e-mechanik-passive/umrichterausgaenge-stoerfrei-halten-135159.html>

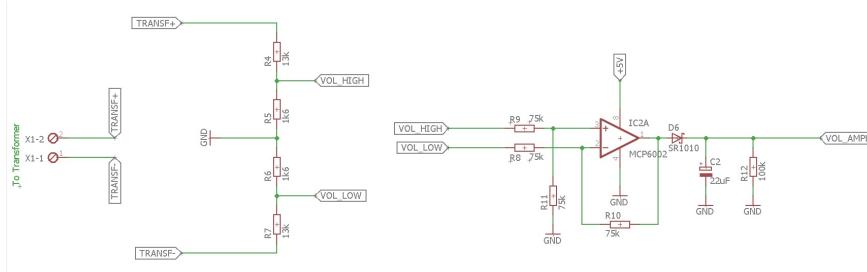


Abbildung 24: Messung der AC-Spannung

37

Die Spannung wird an der 24V Seite des Transfornators abgenommen. Über den Spannungssteiler aus R4, R5, R6 und R7 (vgl. Abbildung 24) wird die Eingangsspannung geteilt. Der Spannungsabfall über die beiden Widerstände R5 und R6 wird mit dem Differenzverstärker verstärkt. Um die AC-Eingangsspannung möglichst exakt bestimmen zu können, wird eine Funktion berechnet, mit der sich die exakte AC-Eingangsspannung aus der Eingangsspannung "VOL-AMPL" berechnen lässt. Die Punkte zur Berechnung der Funktion setzen sich aus der Spannung "VOL-AMPL" (Y-Achse) (vgl. Abbildung 24) und der entsprechenden AC-Spannung Eingangsspannung (X-Achse) zusammen. Die Werte werden mithilfe eines Multimeters (METRAHIT 2 Universal TRMS Multimeter) erfasst und in einer Tabelle eingetragen. Aus den gemessenen Punkten wurde eine Funktion interpoliert, die bei gegebener Spannung "VOL-AMPL" die exakte AC-Eingangsspannung berechnet. Mit den Wertepaaren (vgl. Abbildung 25) ergibt sich eine Funktion 5. Grades:

$$f(x) = 2.418031 + 0.02649068 * x + 0.00002926085 * x^2 - (5.178414 * 10^{-8}) * x^3 + (4.039003 * 10^{-11}) * x^4 - (1.214655 * 10^{-14}) * x^5$$

Die Variable "x" entspricht dem vom AD-Wandler des Mikrocontrollers erfassten Binärwert.

³⁷Quelle: EAGLE 7.6.0, Schaltplan AC-Messplatine, eigene Darstellung

VOL_AMPL (vgl. Abb.24)	Binärwert (X-Achse)	AC-Eingangsspannung (Y-Achse)
0,167V	34	2,9V
0,6V	122	6V
1,51V	309	12V
3,24V	663	24V
4,16V	851	30V
4,62V	947	32V

Binärwert errechnet sich über: $(VOL_AMPL/5V)*1023$

Abbildung 25: (X/Y) Koordinaten zur Interpolation der Funktion

38

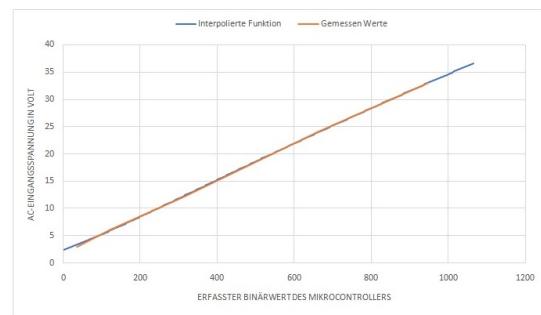


Abbildung 26: Vergleich der interpolierten Funktion zu gemessenen Werten

39

4.5.2. Nulldurchgangserkennung "Zero-Crossing"

Für den Grid Betrieb muss der Nulldurchgang der Eingangsspannung exakt erfasst werden. Die Synchronisation zwischen der Ausgangsspannung des Wechselrichters und der Netzspannung findet immer im Nulldurchgang statt. Zur Erfassung des Nulldurchgangs sind zwei verschiedene Konzepte auf der Platine verbaut worden. Mithilfe eines Jumpers kann zwischen den beiden unterschiedlichen Möglichkeiten gewählt werden.

Nulldurchgangserkennung mit Operationsverstärker

Das erste Konzept zur Erfassung des Nulldurchgangs wird mit einem Optokoppler realisiert. Der Phototransistor des Optokopplers schaltet durch, sobald über der Fotodiode am Eingang eine Vorwärtsspannung von 1,2V anliegt [21, S.10]. Aufgrund der Vorwärtsspannung wird die Sinusspannung nicht exakt im Nulldurchgang erfasst. Der Zeitpunkt des exakten Nulldurchgangs kann innerhalb der Software berechnet werden.

³⁸Quelle: Eigene Darstellung, Messgerät: Gossen Metrahit 2+

³⁹Quelle: Eigene Darstellung

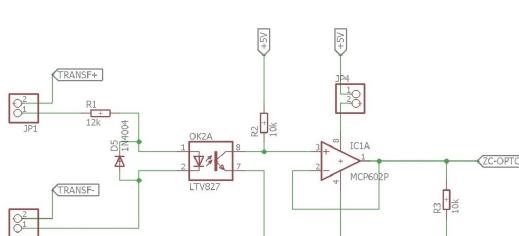


Abbildung 27: Schaltplan zur Nulldurchgangserkennung mit Optokoppler

40

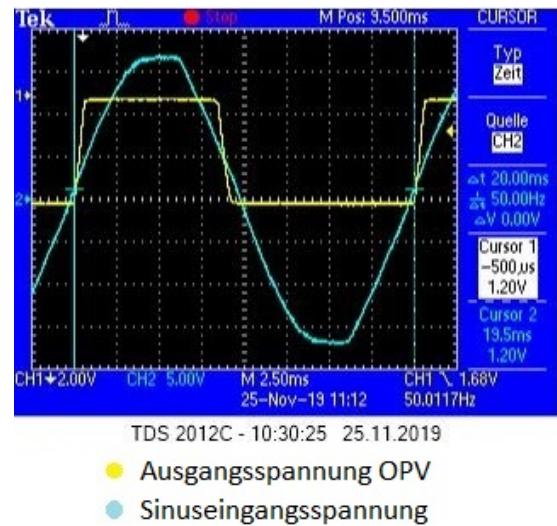


Abbildung 28: Erfassung des Nulldurchgangs mit Optokoppler

41

Mithilfe der von der AC-Messplatine gemessenen Netzfrequenz (Siehe Unterunterabschnitt 4.5.1) kann der exakte Zeitpunkt des Nulldurchgangs berechnet werden. Hierfür wird eine Halbwelle ($0 \text{ bis } \pi$) der anliegenden Spannung betrachtet.

$$V_{fOpto} = U_{Amplitude} * \sin(\Delta\text{Nulldurchgang}_{(rad)})$$

Daraus lässt sich die Abweichung vom exakten Nulldurchgang in Rad bestimmen:

$$\Delta\text{Nulldurchgang}_{(rad)} = \sin^{-1}\left(\frac{V_{fOpto}}{U_{Amplitude}}\right)$$

Die Periodendauer der Netzspannung entspricht der Zeit zwischen zwei steigenden bzw. fallenden Flanken am Ausgang der Nulldurchgangserkennung "ZC-OPTO" (gelb) (vgl. Abbildung 28). Aus der Periodendauer und der berechneten Verschiebung in rad ($\Delta\text{Nulldurchgang}_{(rad)}$) kann der zeitliche Versatz des Nulldurchgangs in Sekunden berechnet werden:

$$\Delta\text{Nulldurchgang}_{sek} = \frac{\text{Periodendauer}}{2} * \frac{\Delta\text{Nulldurchgang}_{rad}}{\text{PI}}$$

Mit dem berechneten Versatz kann der Nulldurchgang genau bestimmt werden.

⁴⁰Quelle: EAGLE 7.6.0, Schaltplan AC-Messplatine, eigene Darstellung

⁴¹Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

Nulldurchgangserkennung mit Operationsverstärker

Zur Nulldurchgangserkennung mit OPV wird der Operationsverstärker MCP6002 verwendet. Dieser ist als Komparator geschaltet. Ein Komparator vergleicht die beiden analogen Eingangssignale, die am invertierenden/ nicht invertierenden Eingang des OPVs anliegen. Der invertierende Eingang des OPVs liegt auf dem Massepotential des Wechselrichters (GND). Wie in Abbildung 24 zu erkennen, liegt der Mittelpunkt des Eingangsspannungsteiler, an welchem die zu messende Sinusspannung anliegt, ebenfalls auf Massenpotential. Bildet sich über R5 eine positive Spannung (positive Halbwelle) aus, so gibt der OPV an seinem Ausgang eine Spannung von +5V aus (Rail to Rail). Solange sich über R5 keine positive Spannung bildet, gibt der OPV eine Spannung von 0V aus.

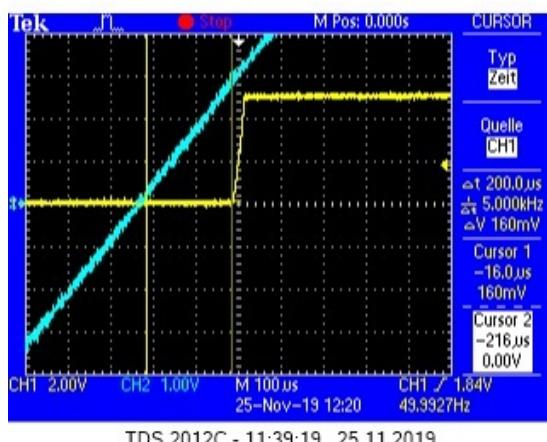


Abbildung 29: Nulldurchgangserkennung mit OPV - steigende Flanke

42

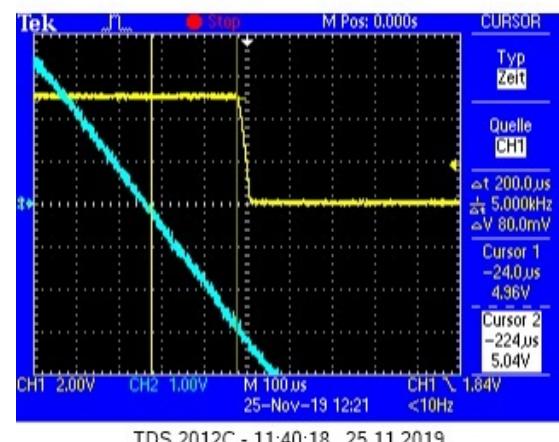


Abbildung 30: Nulldurchgangserkennung mit OPV - fallende Flanke

43

Wie in den Messergebnissen zu erkennen (vgl. Abbildung 30), ergibt sich bei der Messung mit Operationsverstärker eine, bei positiver und negativer Flanke symmetrische Abweichung von etwa $200\mu s$. Dies liegt am gewählten Eingasspannungsteilverhältnis, bestehend aus R4,R5,R6 und R7 (vgl. Abbildung 24). Je steiler die Spannung über den Widerstand R5 ansteigt, das heißt je größer das Verhältnis von R5 zu R4+R6+R7 gewählt wird, desto genauer wird der Nulldurchgang erkannt.

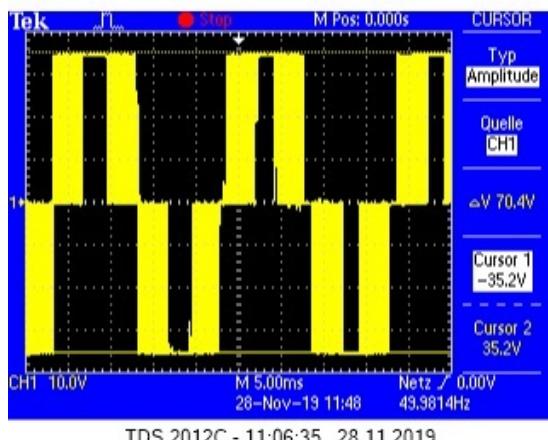
⁴²Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

⁴³Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

Zur Bestimmung der Frequenz der Eingangsspannung spielt diese Abweichung jedoch keine Rolle. Die Dauer zwischen zwei positiven bzw. negativen Flanken am Ausgang des Operationsverstärkers entspricht genau der Frequenz der angelegten Wechselspannung.

4.6. LCL-Filter

Die H-Brücke liefert am Ausgang eine gepulste Rechteckspannung. Um aus der Rechteckspannung das gewünschte Sinussignal zu erhalten, müssen die hohen Frequenzanteile gefiltert werden. Die folgende Aufnahme zeigt das Ausgangssignal des Wechselrichters ohne Filterung:



● Ausgangsspannung vor Filterung

Abbildung 31: Ausgangsspannung des Wechselrichters vor LCL-Filter

44

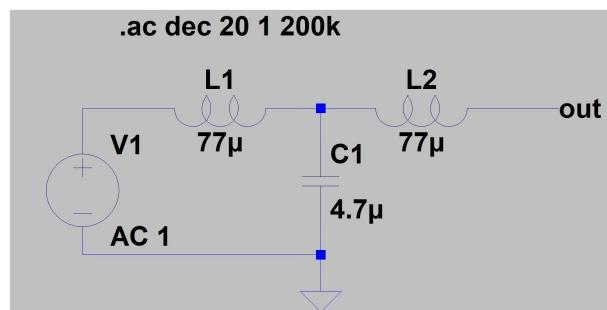


Abbildung 32: LCL-Filter Simulation LTspice

45

4.6.1. Filter / Bauteilbestimmung

Zur Filterung der unerwünschten Frequenzanteile des Ausgangssignals wird ein LCL-Filter verwendet (vgl. Abbildung 32). Bei diesem Filter handelt es sich um einen Butterworth-Tiefpassfilter 3. Ordnung [22, S.10]. Die Dämpfung oberhalb der Grenzfrequenz lässt sich aus der Filterordnung bestimmen:

$$\text{Dämpfung} = \text{Filterordnung} * \frac{20\text{dB}}{\text{Dekade}} = 3 * \frac{20\text{dB}}{\text{Dekade}} = 60 \frac{\text{dB}}{\text{Dekade}}$$

⁴⁴Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

⁴⁵Quelle: LTspice, eigene Darstellung

Unterhalb der Grenzfrequenz verläuft die Übertragungsfunktion beinahe horizontal (vgl. Abbildung 33). Die Bauteilwerte werden durch eine "AC Analyse" mit der Schaltungssimulationssoftware "LTspice" bestimmt. Mit den Bauteilwerten $L_1=L_2=77\mu H$ und $C_1=4,7\mu F$ ergibt sich eine Grenzfrequenz (Dämpfung um -3 dB) von etwa 13,1 kHz. Das PWM-Signal taktet mit einer Frequenz von 62,5 kHz. Bei dieser Frequenz dämpft der Filter mit etwa -34,8 dB (vgl. Abbildung 33).

$$vu = \text{Bezugsgröße} * 10^{\frac{Dämpfung}{20}} = 1 * 10^{\frac{-34,8dB}{20}} = 0,01841$$

Spannungen mit einer Eingangsfrequenz von 62,5 kHz werden um den Faktor 0,01841 gedämpft. Die Resonanzfrequenz des Filters liegt bei etwa 7,98kHz und somit um den Faktor $\frac{62,5kHz}{7,98kHz} = 7,8$ unterhalb der Taktung des PWM-Signals.

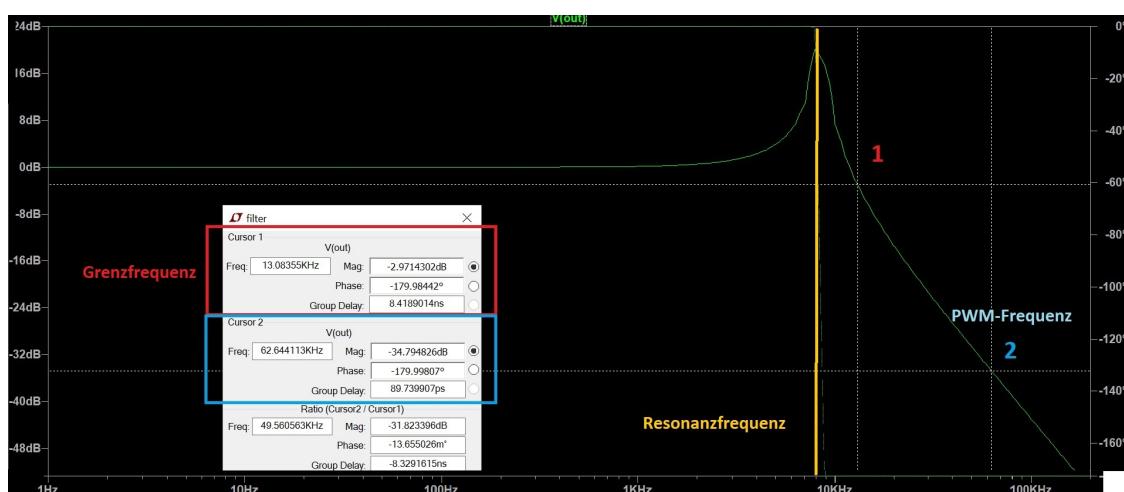
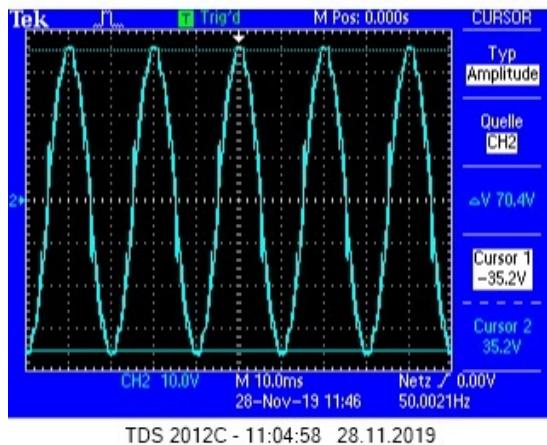


Abbildung 33: Simulation des Ausgangsfilter

4.6.2. Filterverhalten

Die beiden Spulen werden entsprechend der Simulation gefertigt. Am Ausgang des LCL-Filters ergibt sich folgender Spannungsverlauf:

⁴⁶Quelle: LTspice, eigene Darstellung



● Ausgangsspannung nach Filterung

Abbildung 34: Spannung am Ausgang des LCL-Filter

47



● FFT Analyse der Ausgangsspannung

Abbildung 35: FFT Analyse am Ausgang des LCL-Filter

48

Die in Abbildung 34 zu erkennende Ausgangsspannung gibt bereits sehr genau die Form eines Sinus wieder. Jedoch ist noch eine gewisse Restwelligkeit zu erkennen. Bei der Frequenzanalyse mit dem Oszilloskop (vgl. Abbildung 35) zeigt sich, dass Oberschwingungen auftreten. Oberschwingungen sind ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz (50 Hz)⁴⁹. Auch die Taktung des PWM-Signals ist in der FFT-Analyse deutlich zu erkennen. Die Dämpfung bei 62,5 kHz beträgt jedoch etwa -40 dB. Dieser Wert deckt sich mit dem simulierten Wert der Dämpfung von -34,8 dB.

4.7. Inbetriebnahme des Komplettsystems und Messergebnisse

Die Montage des Wechselrichters erfolgt auf einem vorgefertigten Holzbrett. Die einzelnen Platinen werden über Steckverbindungen miteinander verbunden. Der Wechselrichter wird anhand verschiedener Versuche auf seine Funktion hin überprüft. Dabei werden besonders die beiden Betriebsmodi (Standalone Betrieb und Grid Betrieb) getestet.

⁴⁷Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

⁴⁸Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

⁴⁹Jürgen Herr, energie.ch, Harmonische Oberschwingungen - Netzqualität, 03.06.2013, <http://www.energie.ch/harmonische-oberschwingungen-netzqualitaet>

4.7.1. Standalone Betrieb - Variation der Ausgangsspannung

Über die beiden Taster "+" und "-" auf der Mikrocontroller Platine kann das Array mit den Stützwerten zur Nachbildung des Sinussignal (Tastverhältnis des PWM-Signals vgl. 4.2.5) geändert werden. Durch Betätigung des "+" Tasters werden die Werte im Array erhöht. Dadurch steigt das Tastverhältnis, welches zu einer Erhöhung des Effektivwerts der Ausgangsspannung führt. Die Werte im Array können über die Variable "maxvalue" verändert werden. "maxValue" stellt dabei einen Multiplikator dar, der von 0 bis 250 eingestellt werden kann. Der aktuelle Wert der Variable wird innerhalb des Standalone Betriebs auf dem LCD-Display angezeigt.

Zur Überprüfung der Funktionalität wird die Ausgangsspannung bei verschiedenen "maxValue" Werten mit dem Oszilloskop aufgenommen. Die DC-Eingangsspannung der Leistungselektronikplatine lag hierbei bei konstant 35,6V. Am Ausgang des Wechselrichter ergeben sich folgende Ausgangsspannungen:

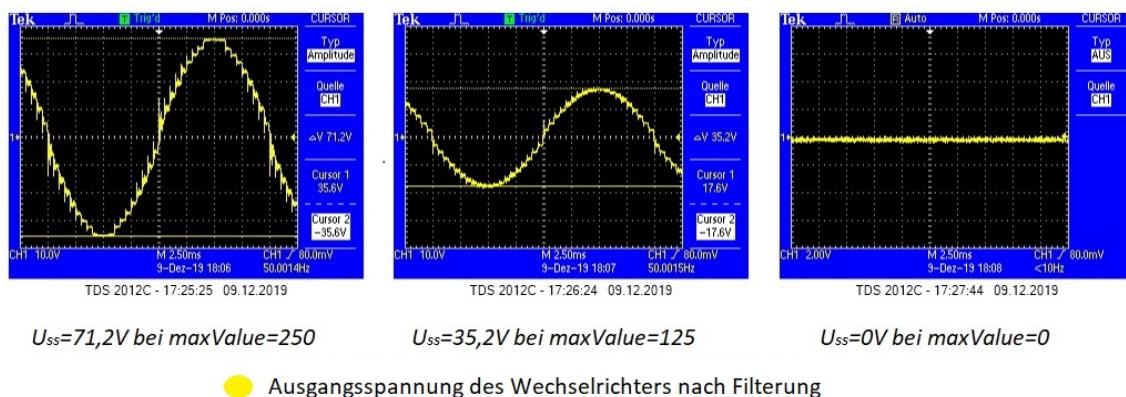


Abbildung 36: Änderung der Ausgangsspannung durch Variation von "maxValue"

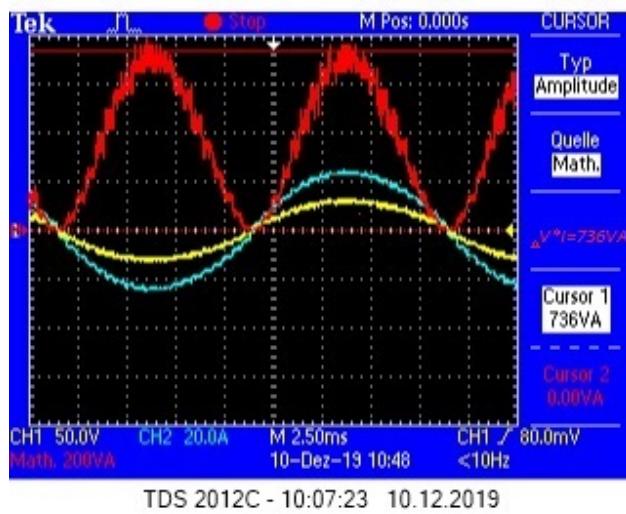
Die Ausgangsspannung lässt sich linear mit der Änderung der Variable "maxValue" einstellen. Bei einer DC-Eingangsspannung von +35,6 V kann der Effektivwert der Ausgangsspannung von 0V bis +25,2V variiert werden.

4.7.2. Belastung mit Ohmscher Last

Um den Vierquadrantensteller auf seine Belastbarkeit zu überprüfen, wird am Ausgang des Wechselrichters ein 3,3 Ohm Lastwiderstand angeschlossen. Als Spannungsquelle diente

⁵⁰Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

in diesem Versuch eine Reihenschaltung aus drei 12V Batterien (Panasonic LC-1215P1)⁵¹. Durch die Reihenschaltung der drei Batterien ergibt sich eine DC Spannung von +38,8V. Für den Versuch wird die im Standalone Betrieb einstellbare Ausgangsspannung zunächst auf den minimalen Wert eingestellt (maxValue=0). Die Ausgangsspannung wird nun über Anpassung der Variable "maxValue" langsam erhöht. Der Strom (blau) sowie die Spannung (gelb) werden am Ausgang des Wechselrichters mit einem Oszilloskop aufgezeichnet. Aus dem Produkt der beiden Größen wird die Augenblicksleistung (rot) berechnet: Aus dem Produkt der beiden Größen wird die Augenblicksleistung (rot) berechnet:



- Ausgangsspannung des Wechselrichters
- Ausgangsstrom
- Momentanleistung ($U \cdot I$)

Abbildung 37: Belastung mit Ohmscherlast

52

Die Ausgangsspannung (gelb) am Lastwiderstand beträgt 24 V AC. Wie in Abbildung 37 zu erkennen wird, lediglich Wirkleistung übertragen. Der Strom und die Spannung sind phasengleich. Die Spitzenlast P_{peak} beträgt 736 W. Somit wird eine Wirkleistung von $\frac{P_{peak}}{\sqrt{2}} = 520W$ übertragen. Der Wechselrichter erfüllt folglich die Vorgabe einer maximalen Leistung von 500 W.

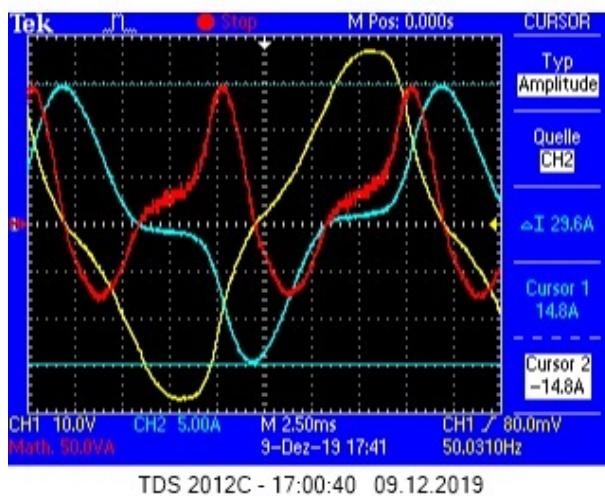
⁵¹Panasconic, LC-CA1215P, <https://cdn-reichelt.de/documents/datenblatt/D500/LC-CA1215P.pdf>

⁵²Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

4.7.3. Belastung mit Transformator (Leerlauf)

Bei dem verwendeten Transformator handelt es sich um einen 24V/230V Transformator der Firma Michael Riedel Transformatorenbau. Die Leerlaufleistung beträgt laut Typenschild $P_0=20,2$ W.

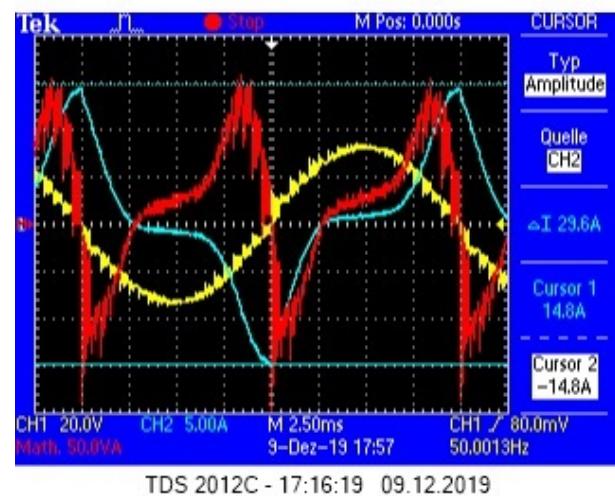
Zur Überprüfung des Leerlaufverhaltens des Transformators wird zunächst eine 24 V AC Spannung (gelb) mit einem Trenntransformator an die Primärwicklung angelegt. Dabei wird der aufgenommene Strom (blau) mithilfe einer Strommesszange gemessen. Aus dem Produkt aus Leerlaufstrom und Leerlaufspannung wird die Augenblicksleistung (rot) bestimmt. Danach wird der Transformator an den Ausgang des Wechselrichters (im Standalone Betrieb) angeschlossen, um die beiden Aufnahmen miteinander vergleichen zu können:



- Ausgangsspannung des Trennstelltrafo
- Ausgangsstrom
- Momentanleistung ($U \cdot I$)

Abbildung 38: Transformator Leerlaufbetrieb mit Trennstelltrafo
 $U_{out}, I_{out}, P_{out}$

53



- Ausgangsspannung des Wechselrichters
- Ausgangsstrom
- Momentanleistung ($U \cdot I$)

Abbildung 39: Transformator Leerlaufbetrieb mit Wechselrichter
 $U_{out}, I_{out}, P_{out}$

54

Bei einer Eingangsspannung von 24V AC, ist der Strom durch die Primärwicklung nicht sinusförmig. Es bilden sich hohe Stromspitzen von $i_{Spitze} = 14,8\text{A}$. Die Aufnahmen zeigen, dass sich der Leerlaufstrom am Ausgang des Wechselrichters gleich verhält wie am Ausgang des Trenntrafos. Jedoch ergibt sich durch die, mit Oberwellen behaftete Ausgangsspannung

⁵³Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

⁵⁴Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

des Wechselrichter, eine verzerrte Augenblicksleistung (Produkt aus momentan Strom und momentan Spannung). Diese weicht vom Verhalten am Trenntrafo ab, da die Ausgangsspannung am Wechselrichter durch Oberwellen verzerrt ist.

Die Integration der Augenblicksleistung über eine Periode ergibt die vom Transformator verbrauchte Wirkleistung. Im Schaubild (vgl. Abbildung 38) ist zu erkennen, dass der Transformator eine große Scheinleistung benötigt. Die benötigte Wirkleistung beträgt jedoch in etwa nur 20W.

4.7.4. Sekundärseitige Belastung des Transfomators

Nun wird der Transformator sekundärseitig belastet. Bei einer Primärspannung von 24V AC liegen an der Sekundärseite 230V AC an. Als Last wird eine 25W Glühbirne verwendet. Um das Verhalten bei Last zu überprüfen, wird der Strom und die Spannung an der Primär- und Sekundärwicklung gemessen. Es ergibt sich folgendes Bild:

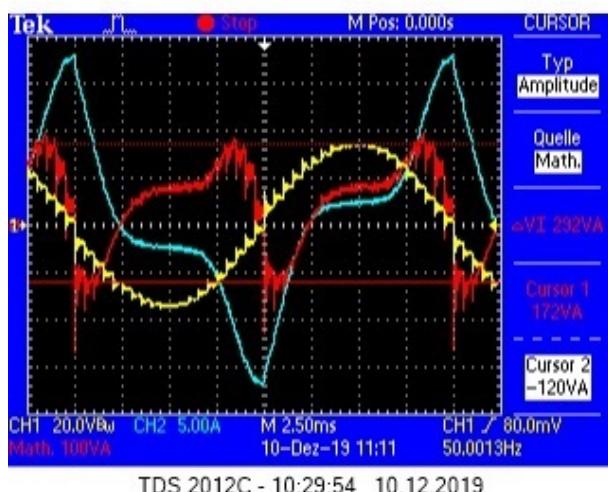


Abbildung 40: Belastung mit Glühbirne, Primärseite U_{out} , I_{out} , P_{out}
 55

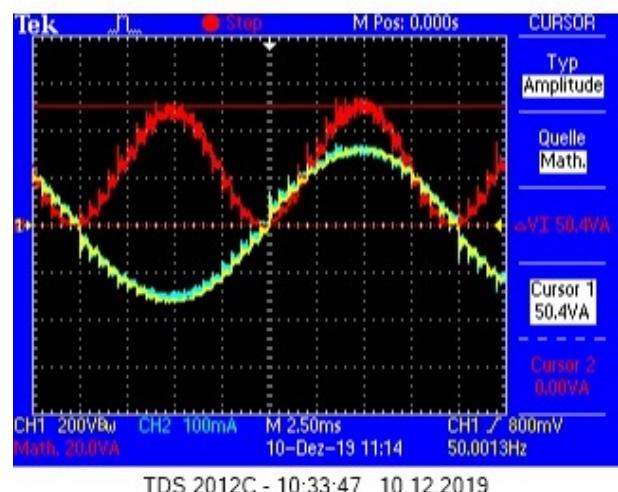


Abbildung 41: Belastung mit Glühbirne, Sekundärseite U_{out} , I_{out} , P_{out}
 56

⁵⁵Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c
⁵⁶Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

Im Gegensatz zum Leerlaufverhalten (Abbildung 39) nimmt der Transformator primärseitig eine erhöhte Wirkleistung auf. An der Sekundärseite wird eine reine Wirkleistung an den Verbraucher (Glühbirne) abgegeben. Die Spitzenleistung auf der Sekundärseite beträgt 50,4W. Dies entspricht einer Wirkleistung von $\frac{50,4W}{\sqrt{2}} = 35,6W$.

4.7.5. Grid Betrieb Eingangsspannung zu Ausgangsspannung

Im Grid Betrieb soll die erzeugte Ausgangsspannung phasengleich mit der Eingangsspannung sein. Die Synchronisation der Ein-/Ausgangsspannung wird mithilfe der Nulldurchgangserkennung mit Operationsverstärker sichergestellt (vgl. Unterunterabschnitt 4.5.2). Die Eingangsspannung wird dort über einen Spannungsteiler aus Ohmschen Widerständen erfasst. Ebenso soll der Strom am Ausgang des Wechselrichters in Phase mit dem Strom am Eingang liegen. Zur Überprüfung der Phasenlage von Strom und Spannung wird an der Messplatine eine 24 V AC Spannung angelegt. Am Eingang werden der Strom sowie die Spannung erfasst. Der Ausgang des Wechselrichters wird mit einem 750 Ohm Widerstand belastet, um keine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung zu erzeugen. Es ergeben sich folgende Messergebnisse:

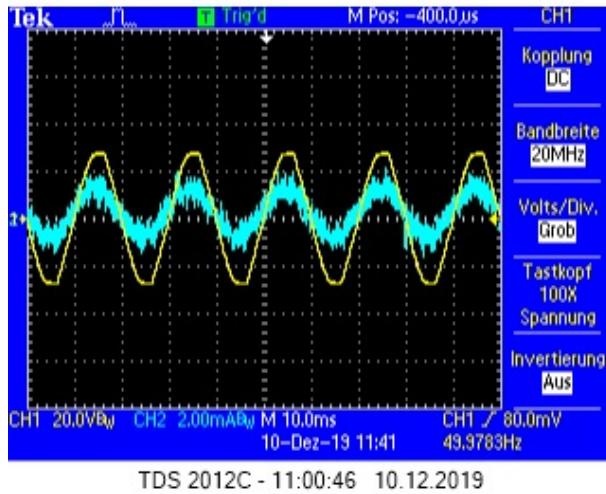


Abbildung 42: Eingangsstrom und Spannung an Messplatine, U_{in} (gelb), I_{in} (blau)

57

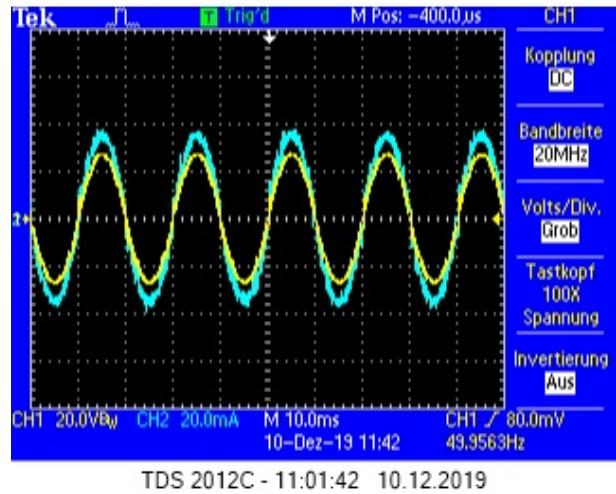


Abbildung 43: Ausgangsstrom und Spannung des Wechselrichters, U_{out} (gelb), I_{out} (blau)

58

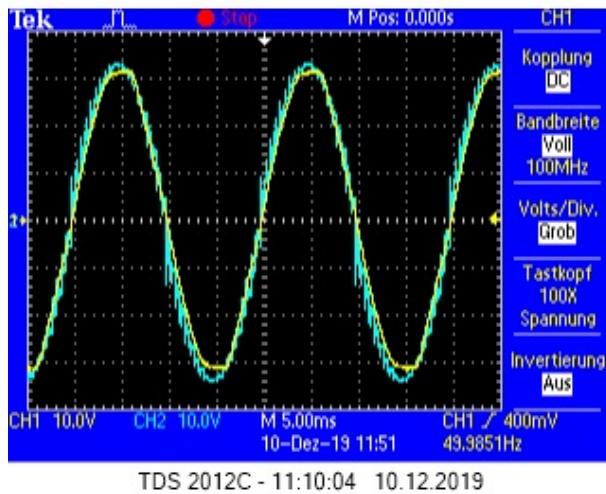


Abbildung 44: Erfasste Spannung zu Ausgangsspannung, U_{in} (gelb), U_{out} (blau)

59

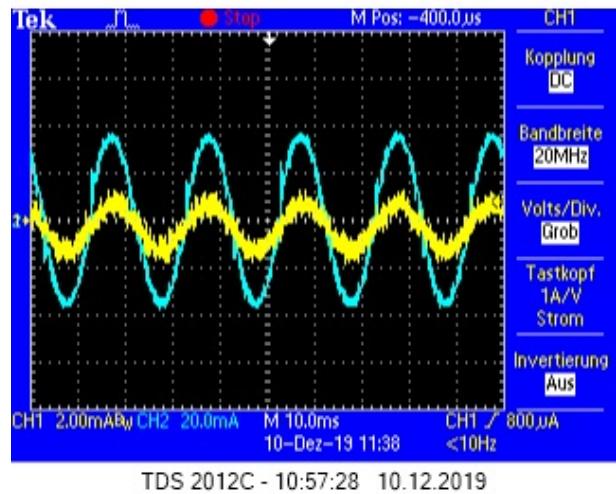


Abbildung 45: Vergleich von Eingangstrom zu Ausgangsstrom, I_{in} (gelb), I_{out} (blau)

60

Wie in Abbildung 44 zu erkennen ist, liegt die Ausgangsspannung (blau) beinahe exakt über

⁵⁷Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

⁵⁸Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

⁵⁹Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

⁶⁰Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronic tds 2012c

der Eingangsspannung (gelb). Auch der Ausgangsstrom liegt in Phase mit dem am Eingang der AC-Messplatine fließenden Eingangsstroms.

4.7.6. Grid Betrieb Rückkopplung bei Netzeinspeisung

Um die Energie aus der DC-Quelle am Eingang des Wechselrichters in das öffentliche Netz zu speisen, wird am Ausgang eine phasengleiche Ausgangsspannung zur Netzspannung generiert. Die Amplitude wird hierbei größer als die Amplitude der Netzspannung gewählt, um so einen Stromfluss in das Stromnetz zu erzeugen.

Zur Funktionsüberprüfung werden über einen Trennstelltrafo eine Sinusspannung (50 Hz) am Eingang der AC-Messplatine angelegt. Außerdem wird die Spannung über einen 100 Ohm Lastwiderstand mit der Leistungselektronikplatine verbunden. Dieser begrenzt den maximalen Stromfluss. Der Versuchsaufbau ist in folgender Skizze dargestellt:

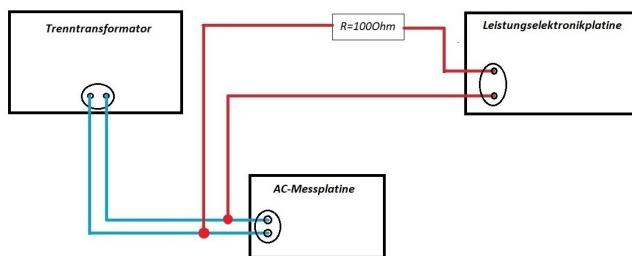


Abbildung 46: Versuchsaufbau - Netzeinspeisung
61

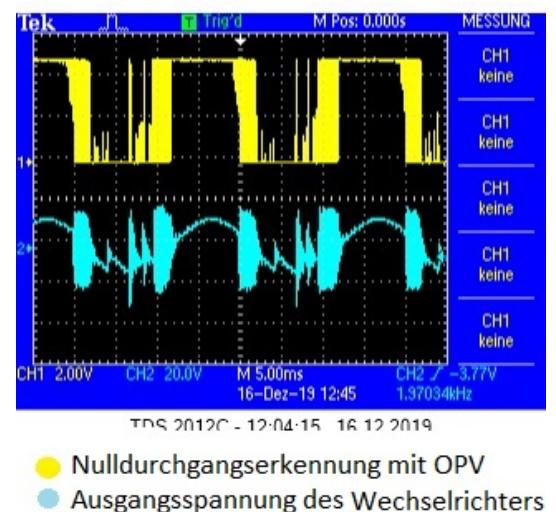


Abbildung 47: Signalverlauf bei Netzeinspeisung
62

Die Ausgangsspannung des Wechselrichters ist mit Oberwellen überlagert (vgl. Unterunterabschnitt 4.6.2). Diese Oberwellen werden in das angelegte Netz übertragen. Dadurch wird die Erkennung des Phasennulldurchgangs gestört. In Abbildung 47 wird das Verhalten am Ausgang der Nulldurchgangserkennung (gelb) gezeigt. Durch die fehlerhaft erkannten

⁶¹Quelle: Eigene Darstellung

⁶²Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

Nulldurchgänge wird die Ausgangsspannung des Wechselrichters noch weiter verzerrt (blau). Bei jedem erkannten Nulldurchgang wird die Tabelle mit den Sinusstützwerten von vorne abgearbeitet. Dies führt zu einer Phasenverschiebung von Netzspannung und Wechselrichterspannung.

Aufgrund der Rückkopplung der verzerrten Sinusausgangsspannung ist eine Einspeisung in das Netz mit der aktuellen Schaltung im Grid Betrieb nicht möglich. Zur Vermeidung der auftretenden Fehlern, muss die Erkennung des Nulldurchgangs robuster ausgeführt werden.

4.7.7. Standalone Betrieb Netzeinspeisung

Die Synchronisation der Netzspannung mit der Ausgangsspannung des Wechselrichters im Grid Betrieb funktioniert aufgrund von Rückkopplungen nicht. Deshalb wird die Ausgangsspannung des Wechselrichters manuell mit der anliegenden Netzspannung synchronisiert. Der Wechselrichter wird entsprechend Abbildung 46 mit einem Trennstelltrafo verbunden.

Im Standalone Betrieb haben die Rückkopplungen keinen Einfluss auf die Ausgangsspannung des Wechselrichters, da keine Synchronisation mit dem externen Netz stattfindet. Durch Um-schalten des Wählschalters auf der Mikrocontroller Platine können die Ein- / und Ausgangsspannung manuell miteinander synchronisiert werden. Hierfür wird die Netzspannung sowie die Spannung des Wechselrichters mit einem Differentialtastkopf gemessen und miteinander verglichen. Der Wähltschalter wird so lange betätigt, bis die beiden Spannungen phasengleich liegen. Die Phasen der beiden Spannungen driften jedoch auseinander, da sich die beiden Frequenzen leicht unterscheiden.

Die Spannungsamplitude am Ausgang des Wechselrichters wird leicht oberhalb der Spannung des Trennstelltrafos gewählt, um einen Stromfluss in den Trafo zu erzeugen. Liegen die beiden Spannungen in Phase kann der Widerstandswert des Lastwiderstands vorsichtig verringert werden. Nun fließt ein Strom vom Wechselrichter in das angeschlossene Netz.

Durch die Frequenzungleichheit und das daraus resultierende Auseinanderdriften der Spannungen ist ein solcher Betrieb nur innerhalb eines kurzen Zeitintervalls möglich.

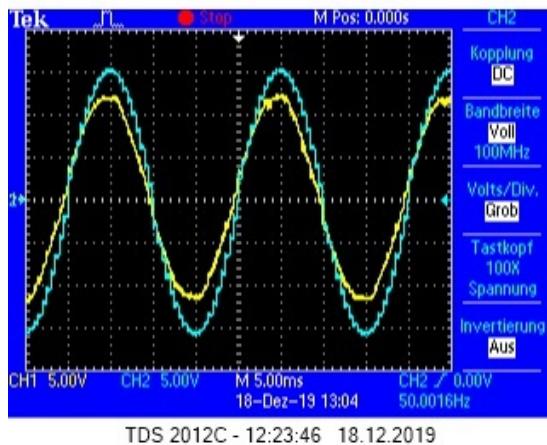


Abbildung 48: Manuelle Synchronisation von Netz- und Wechselrichterspannung

63

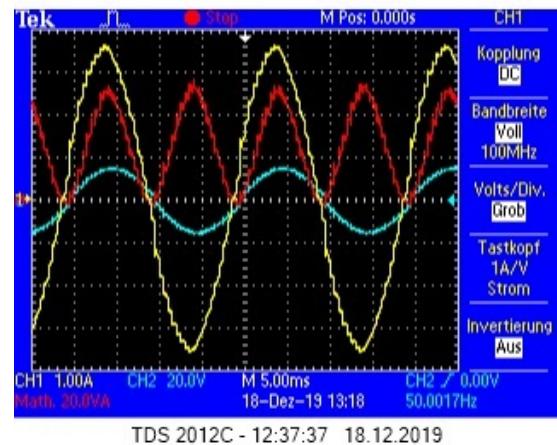


Abbildung 49: Leistungsabgabe des Wechselrichters in den Trenntransformator

64

In Abbildung 49 wird der resultierende Strom und die resultierende Spannung bei der Netzeinspeisung gezeigt. Hierfür müssen zunächst die beiden Spannungen gemäß Abbildung 48 synchronisiert werden. Es zeigt sich, dass bei Phasengleichheit der beiden Spannungen reine Wirkleistung vom Wechselrichter in den Trennstelltrafo übertragen wird. Die grundsätzliche Funktionalität der Netzeinspeisung ist folglich gegeben.

⁶³Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

⁶⁴Quelle: Eigene Aufnahme mit Tektronix tds 2012c

5. Ergebnis und Diskussion

Die vorliegende Arbeit betrachtet den Aufbau und die Inbetriebnahme eines "netzgeführten Wechselrichters". Mithilfe eines Vierquadrantenstellers und nachfolgender Filterung wird aus einer DC-Eingangsspannung eine sinusförmige Ausgangsspannung generiert. Die Spannungsamplitude am Ausgang des Wechselrichters kann durch ein variierbares PWM Verhältnis angepasst werden. Die Ausgangsspannung kann somit auch bei schwankender Eingangsspannung konstant gehalten werden. Der eingesetzte Transformator wandelt die Spannung des Wechselrichters in netzkonforme 230 V Wechselspannung. Für den Leerlaufbetrieb des Transformators wird eine sehr hohe Scheinleistung benötigt, was die Schaltung stark belastet.

Die Vorgabe zur maximalen Leistung des Wechselrichters konnte mit 500 W Wirkleistung erfüllt werden. Die "AC-Messplatine" liefert exakte Informationen über das anliegende Netz. So werden Frequenz, Nulldurchgang sowie die anliegende Spannung erfasst.

Bei der Energierückspeisung in ein angelegtes Netz kommt es zu Störungen bei der Erkennung des Nulldurchgangs. Die Analyse zeigt, dass die Ausgangsspannung des Wechselrichters verzerrt ausgegeben wird. Grund hierfür ist die oberwellenbelastete Ausgangsspannung des Wechselrichters. Diese Oberwellen werden auf das Netz gekoppelt und stören die Messung des Nulldurchgangs. Bei Nulldurchgang der Netzspannung werden daher mehrere Nulldurchgänge erkannt. Dies führt zu starken Störungen der Wechselrichterausgangsspannung, da bei jedem Nulldurchgang die Sinustabelle (PWM) von neuem abgearbeitet wird. Dies führt daher zu einer zusätzlichen Phasenverschiebung von Netz- und Wechselrichterspannung. Eine Stromeinspeisung ist innerhalb des Grid Betriebs mit aktueller Schaltung nicht möglich.

Mit Hinblick auf einen Einsatz des Wechselrichters im Grid Betrieb zur Einspeisung in das öffentliche Netz muss der LCL-Filter am Ausgang des Wechselrichters angepasst werden, um die Oberwellen stärker zu unterdrücken. Der Eingang der Nulldurchgangserkennung muss ebenfalls mit einem Tiefpass gefiltert werden um Störfrequenzen oberhalb von 50 Hz zu filtern. Für den Betrieb am Netz ist eine exakte und zuverlässige Erkennung des Nulldurchgangs essentiell.

Die Einspeisung von elektrischer Energie gelingt durch die manuelle Synchronisation der beiden Spannungsnetze im Standalone Betrieb. Hierbei kann für kurze Zeit Strom in das Netz eingespeist werden. Jedoch werden die Nulldurchgänge im Standalone Betrieb nicht

synchronisiert und die beiden Spannungen driften auseinander.

Für einen Vernünftigen Betrieb am Netz muss die Schaltung daher weiter angepasst werden. Diese Änderungen sind aufgrund des modularen Aufbaus des Wechselrichters einfach durchzuführen.

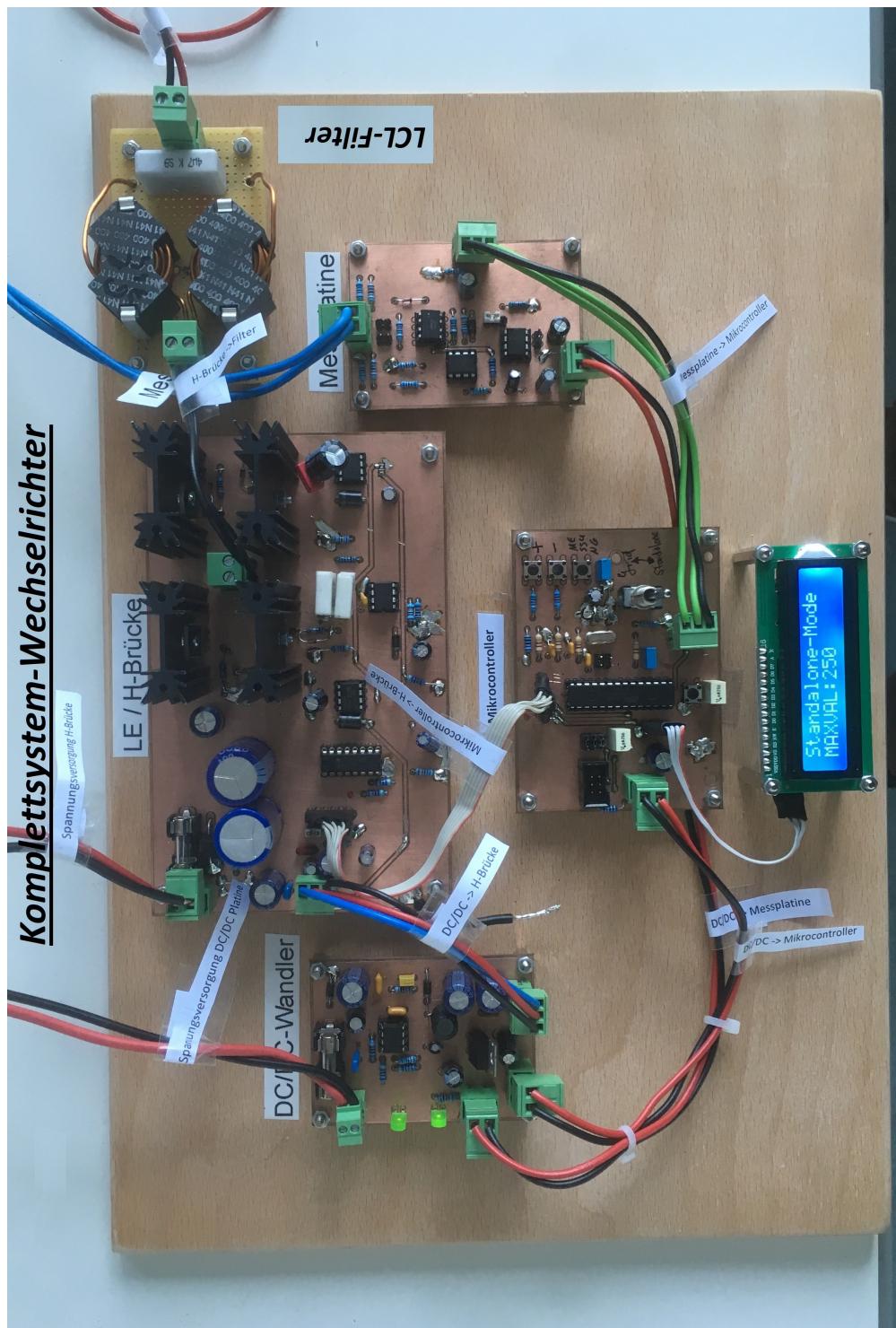
Literatur

- [1] Adolf J. Schwab. Elektroenergiesysteme - Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 5. aufl. edition, 2017.
- [2] Branko L. Dokić and Branko Blanuša. Power Electronics - Converters and Regulators. Springer, Berlin, Heidelberg, 3. aufl. edition, 2014.
- [3] Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel. Leistungselektronik Grundlagen und Standardanwendungen Übung 5: DC/DC-Wandler und Wechselrichter. Technische Universität München, Arcisstraße 21, D-80333 München.
- [4] Joachim Specovius. Grundkurs Leistungselektronik - Bauelemente, Schaltungen und Systeme. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 9. aufl. edition, 2018.
- [5] International Rectifier. IR2104(S) and (PbF) HALF-BRIDGE DRIVER, 4/2/2004 edition.
- [6] Christoph Schenk und Eberhard Gamm Ulrich Tietze. Electronic Circuits - Handbook for Design and Application. Springer, Berlin, Heidelberg, 2015.
- [7] Heinrich Klar and Tobias Noll. Integrierte Digitale Schaltungen - Vom Transistor zur optimierten Logikschaltung. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 3. aufl. edition, 2015.
- [8] Leonhard Stiny. Passive elektronische Bauelemente - Aufbau, Funktion, Eigenschaften, Dimensionierung und Anwendung. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 3. aufl. edition, 2019.
- [9] Ekkehard Bolte. Elektrische Maschinen - Grundlagen · Magnetfelder · Erwärmung · Funktionsprinzipien · Betriebsarten · Einsatz · Entwurf · Wirtschaftlichkeit. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2. aufl. edition, 2018.
- [10] FREDERIK DOSTAL. Vier Möglichkeiten, wie Sie ein Taktsignal erzeugen können. Vogel Communications Group GmbH und Co. KG, Max-Planck-Str. 7/9, 97082 Würzburg, 2018.

- [11] Amartya Mukherjee and Nilanjan Dey. Smart Computing with Open Source Platforms. CRC Press LLC, Boca Raton, 2019.
- [12] Atmel Corporation. ATmega328P 8-bit AVR Microcontroller, 7810d-avr-01/15 edition.
- [13] STMicroelectronics. L78xx, L78xxC, L78xxAB, L78xxAC Positive voltage regulator IC, docid2143 rev 31 edition.
- [14] STMicroelectronics. L4971 1.5A STEP DOWN SWITCHING REGULATOR, edition 2015 edition.
- [15] Micro Commercial Components. SR105 THRU SR1010, revision: 5 , 2008/01/30 edition.
- [16] Prof. Dr. Heinz Rebholz. Vorlesungsunterlagen "Power Electronics". HTWG - Hochschule Konstanz, Alfred-Wachtel-Straße 8, D-78462 Konstanz, ss19 edition, Sommersemester 2019.
- [17] HY. BY500-50 thru BY500-1000, - edition.
- [18] International Rectifier. IRF3205 HEXFET® Power MOSFET, 01/25/01 edition.
- [19] NOVA Eelektronik GmbH. Metallband Widerstände TYPE MPC, 16.09.2008 edition.
- [20] Prof. Dr. Heinz Rebholz. Vorlesungsunterlagen "Elektromagnetische Verträglichkeit". HTWG - Hochschule Konstanz, Alfred-Wachtel-Straße 8, D-78462 Konstanz, ss19 edition, Sommersemester 2019.
- [21] LITE-ON TECHNOLOGY CORPORATION. LTV817 / 827 / 847 (M, S, STA1) -V, bns-od-c131/a4 edition.
- [22] Prof. Dr. W. Kleinheimpel. Vorlesungsunterlagen "Signale und Systeme" Entwurf analoger Filter. HTWG - Hochschule Konstanz, Alfred-Wachtel-Straße 8, D-78462 Konstanz.

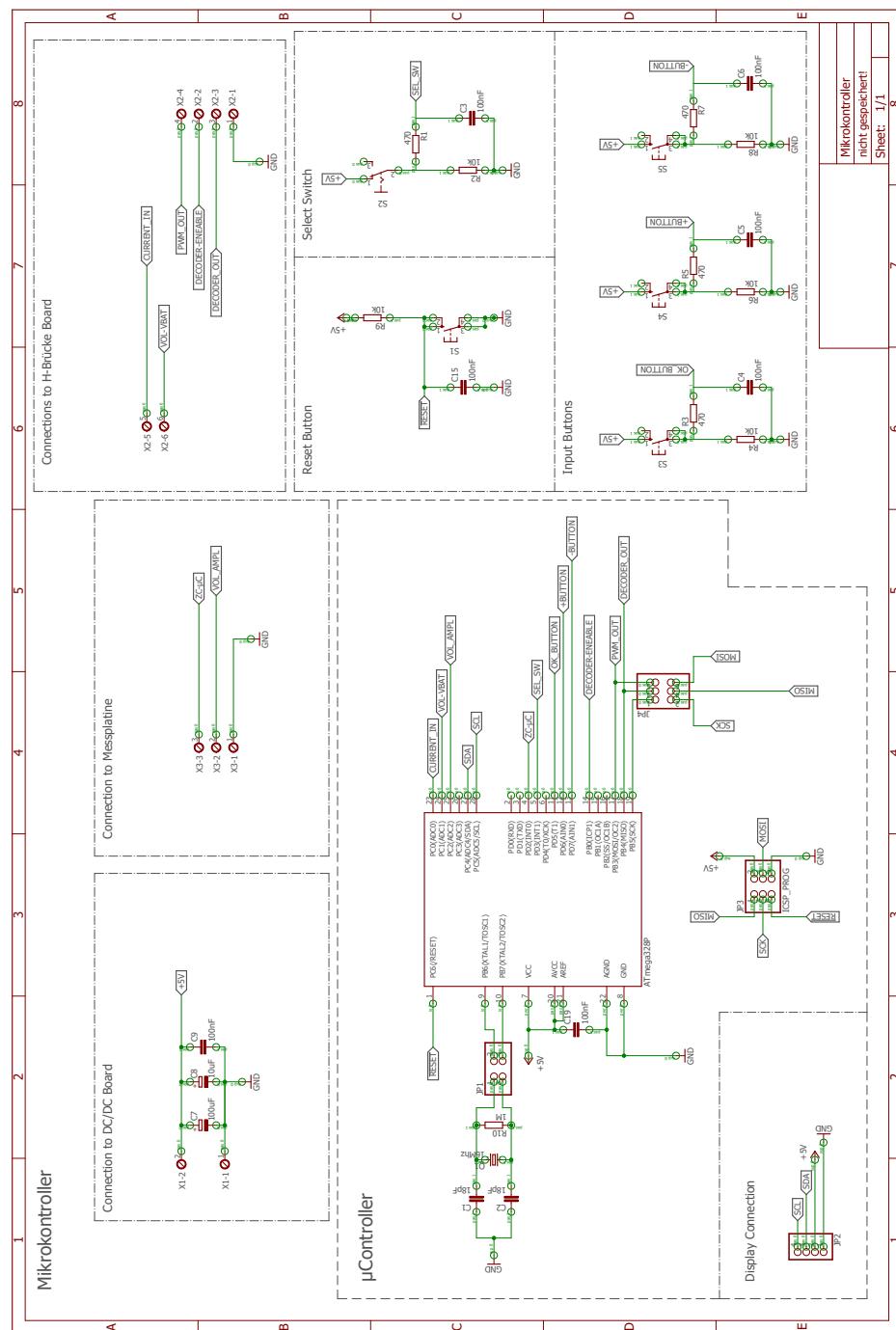
Anhang

I). Gesamtsystem-Tischaufbau

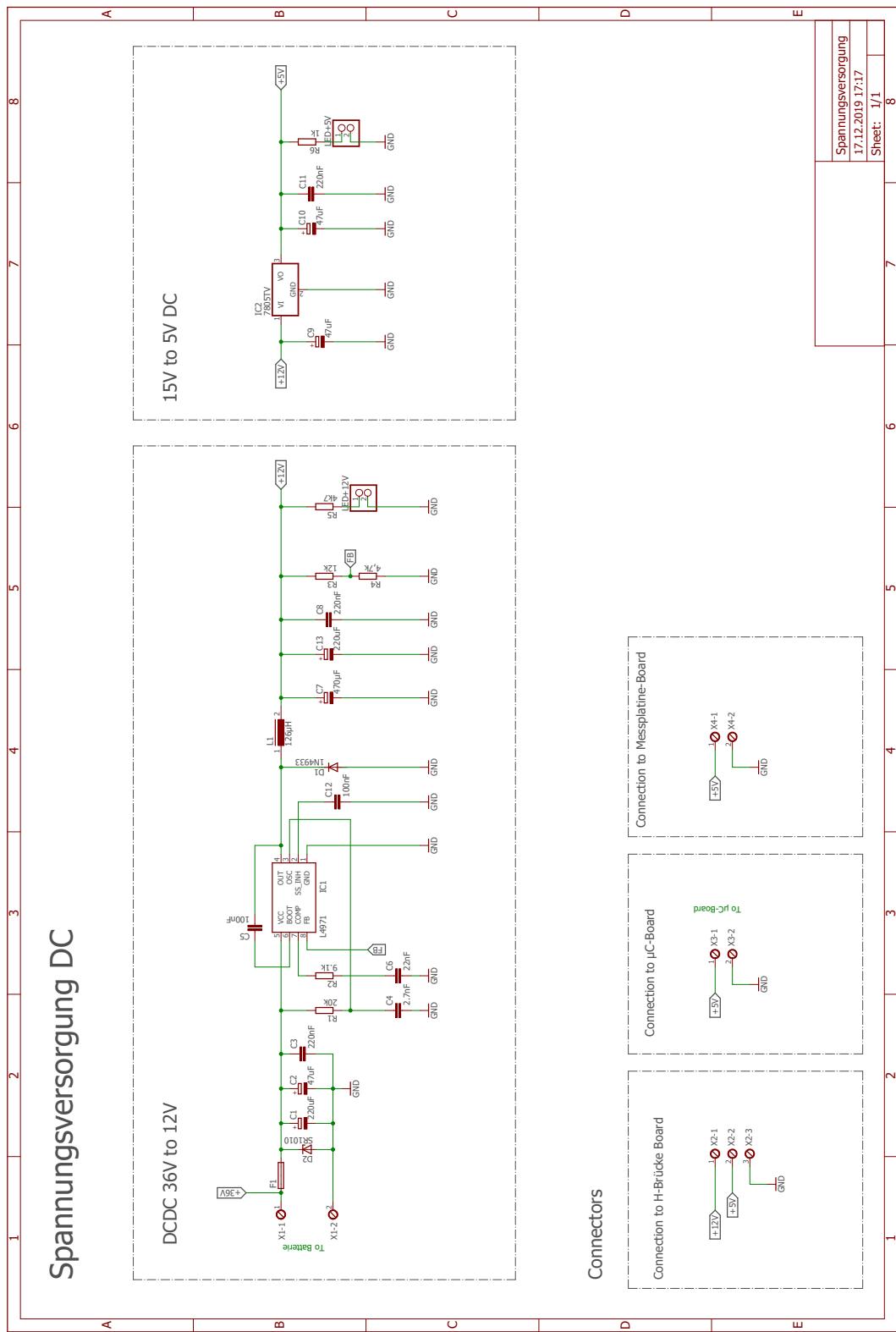


II). Schaltpläne

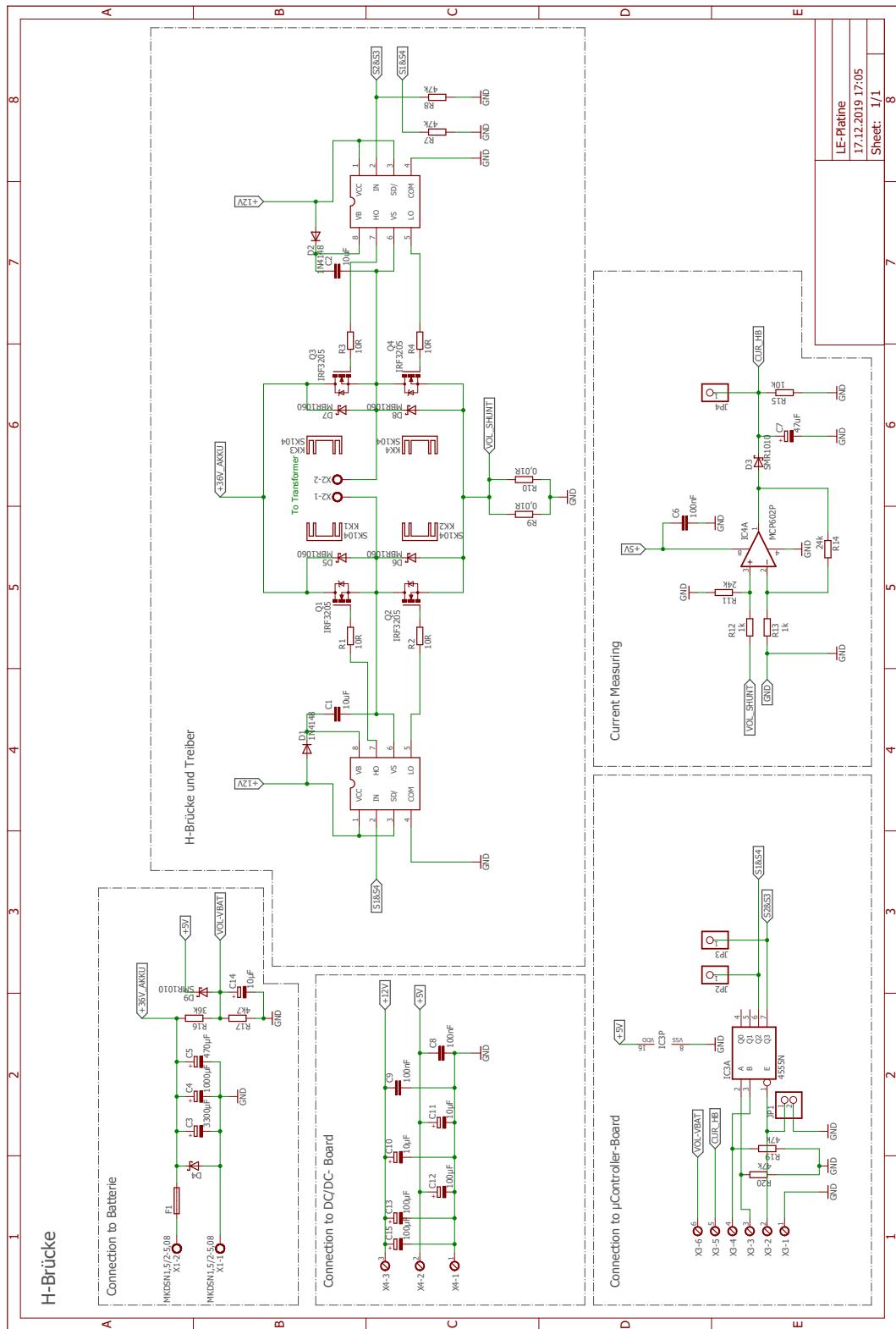
II).1. Steuerung und Signalverarbeitungsplatine



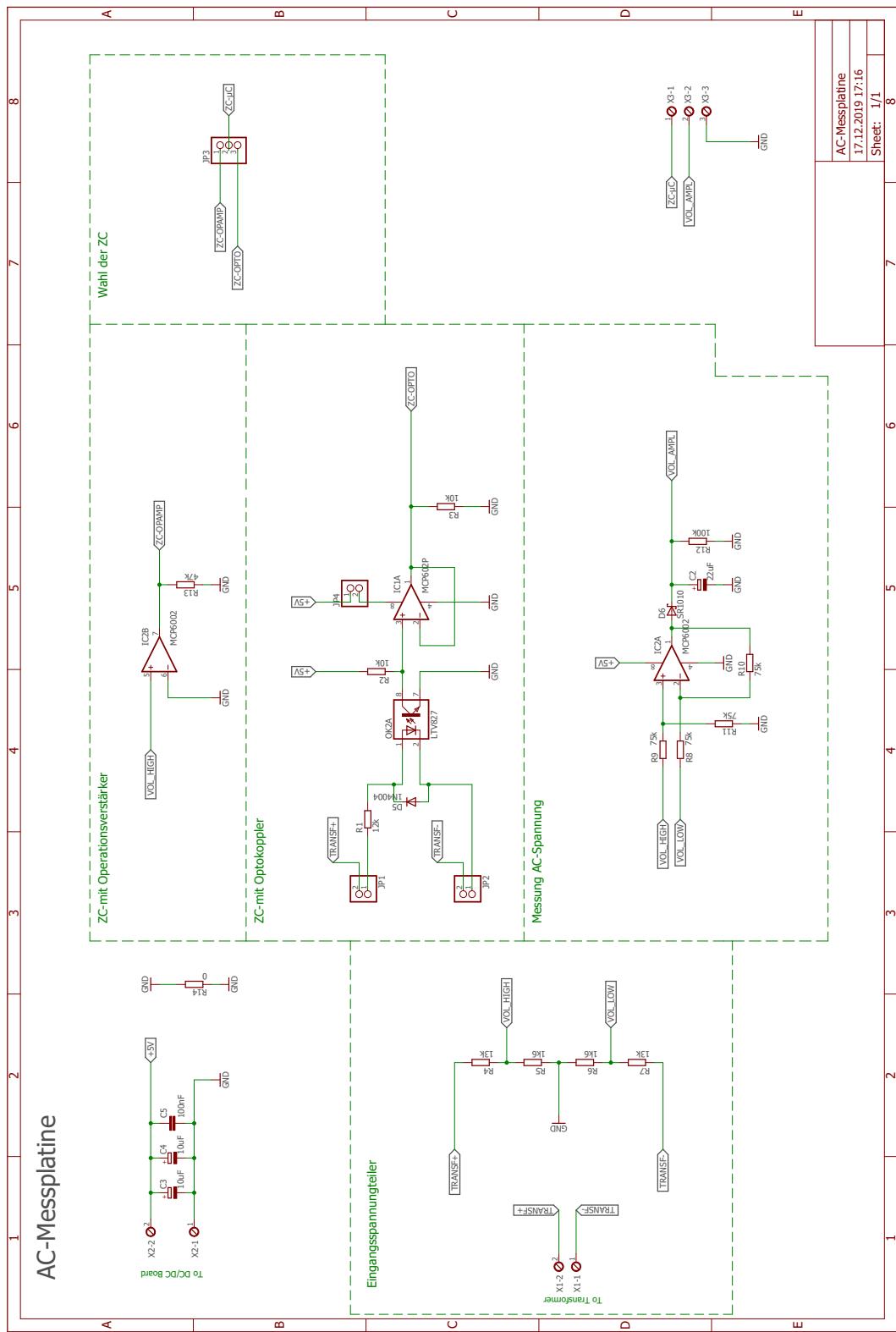
II).2. Spannungsversorgungsplatine



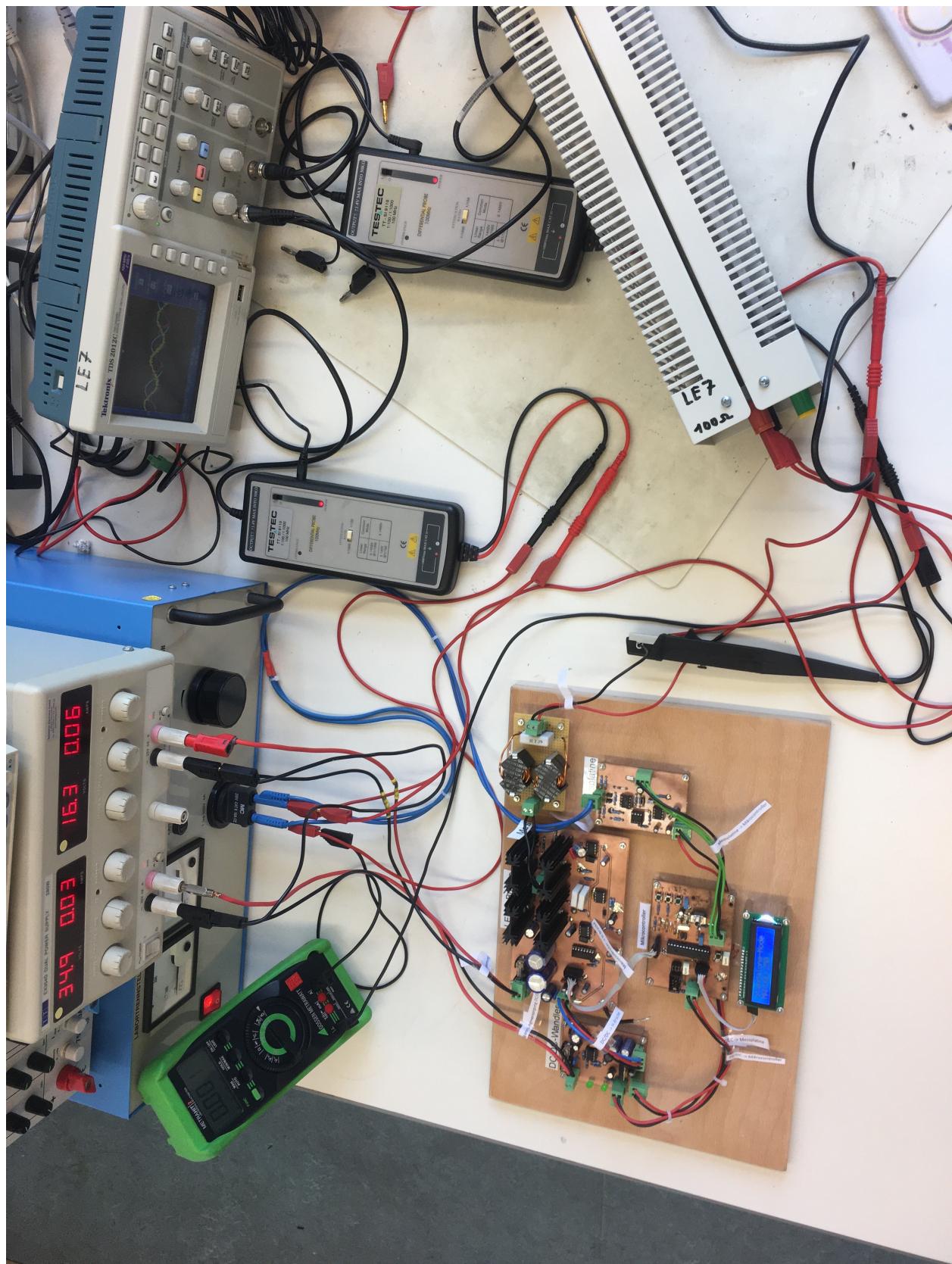
II).3. Leistungselektronik/H-Brücke



II).4. AC-Messplatine



III). Versuchsaufbau-Netzeinspeisung



IV). Software-Code

```
1 #include <Wire.h> // Wire Bibliothek einbinden
2 #include <LiquidCrystal_I2C.h>
3 LiquidCrystal_I2C lcd(0x27, 16, 2);
4
5 //Vorbelegung der SinusTabelle
6 byte x[23] = { 0,37, 74, 109, 141, 171, 196, 217, 233, 244, 250, 250,
7           244, 233, 217, 196, 171, 141, 109, 74, 37, 0, 0};
8
9
10 int b=0;           //Spaetere Zaehlvariable in PWM Tabelle x[b]
11 float timeS;      //Speicherung der Dauer im Grid Betrieb
12                           // (Differenz zwischen 2 Interrupts)
13 float timeOld;     //Alter Wert bei Aufruf des Interrupts
14 boolean modus=0;   //modus = 0 —> Standalone Betrieb / modus = 1 —> Grid Modus
15 byte maxValue=250; //Maximaler Wert in PWM Tabelle
16 double AC=0;       //AC Spannung am Eingang der Messplatine
17 float HWFlaeche=0; //Flaechenberechnung des Ausgangssignal
18 float SinusFlaeche=0; //Flaechenberechnung des Sinuseingangssignal
19
20
21 void setup()
22 {
23 //Initialisierung des Displays
24 lcd.init();
25 lcd.backlight();
26
27 //Definierung der Ein-/ und Ausgaenge
28 //Define INPUT Pins
29 pinMode(3,INPUT);
30 pinMode(5,INPUT);
31 pinMode(6,INPUT);
32 pinMode(7,INPUT);
33
34 //Define OUTPUT Pins
35 pinMode(10,OUTPUT);
36 pinMode(11, OUTPUT);
```

```
37     pinMode(12,OUTPUT);  
38  
39 //*****  
40  
41 //Einstellung der PWM Frequenz mit Timer 2  
42  
43 //--> Generating the 65200 Hz PWM Frequency  
44  
45 TCCR2A = 0b10000011; //Define timeSr Type  
46 TCCR2B = 0b00000001; //Freq=16Mhz/(256*Prescaler)=>16Mhz/256=65200Hz  
47  
48 //Einstellung der Reload Frequenz mit Timer 1  
49  
50 //--> Generating frequency of 2000Hz --> Pro Halbwelle (10ms)  
51 //--> werden 20 Werte in PWM Tabelle benoetigt  
52  
53 //Set Timer 1 -> Generating the Reload Frequency  
54 TCCR1A = 0; // set entire TCCR1A register to 0  
55 TCCR1B = 0; // same for TCCR1B  
56 TCNT1 = 0; // initialize counter value to 0  
57 // set compare match register for 2000 Hz increments  
58 OCR1A = 7999; // = 16000000 / (1 * 2000) - 1 (must be <65536)  
59 // turn on CTC mode  
60 TCCR1B |= (1 << WGM12);  
61 // Set CS12, CS11 and CS10 bits for 1 prescaler  
62 TCCR1B |= (0 << CS12) | (0 << CS11) | (1 << CS10);  
63 // enable timer compare interrupt  
64  
65  
66  
67 //Aktivierung der Timer bei Overflow  
68  
69 TIMSK1 |= (1 << OCIE1A); //Aktivierung Timer1  
70 TIMSK2 |= (1 << TOIE2); //Aktivierung Timer2  
71 sei(); // allow interrupts  
72  
73 lcd.print("Welcome.....");  
74 delay(2000);
```

```
75
76 }
77
78
79
80
81 void loop()
82 {
83     boolean Status=1;
84
85     //IF Switch is on Standalone Mode —> Enter Standalone Mode!
86
87     while(digitalRead(3)==HIGH){
88
89         modulus=0;
90
91         if(Status==1) //Einmal ausfuehren
92             // (Bei Aenderung von Grid Modus in Standalone Modus
93         {
94             Status=0;
95             detachInterrupt(digitalPinToInterrupt(2));
96             b=19;
97         }
98
99         //Anpassung der PWM Tabelle ueber druecken der Taster
100        if(digitalRead(6)==HIGH)
101        {
102            if( maxValue>=3)
103            {
104                maxValue=maxValue-1;
105                CalcTable();
106            }
107        }
108        if( digitalRead(7)==HIGH)
109        {
110            if( maxValue<250)
111            {
112                maxValue=maxValue+1;
```

```
113             CalcTable();
114         }
115     }
116
117 //Beschreiben des Displays im Standalone-Modus
118
119 lcd.setCursor(0,0);
120 lcd.print("Standalone-Mode ");
121 lcd.setCursor(0,1);
122 lcd.print("MAXVAL:");
123 lcd.setCursor(7,1);
124 lcd.print(maxValue); //Aktueller Maxwert der SinusTabelle
125
126 if (maxValue<10)
127 {
128     lcd.setCursor(8,1);
129 }
130 else if (maxValue<100)
131 {
132     lcd.setCursor(9,1);
133 }
134 else
135 {
136     lcd.setCursor(10,1);
137 }
138 lcd.print("          ");
139
140
141 //Anzeige der aktuellen Messwerte bei Tastendruck
142 while(digitalRead(5)==HIGH)
143 {
144     LcdAnzeige();
145 }
146
147 }
148
149 //Verlassen des Standalone Modus
150 TIMSK1 |= (0 << OCIE1A); //Aktivierung Timer1
```

```
151 Status=1;
152 //*****GRID-MODE*****
153 //*****GRID-MODE*****
154
155 //IF Switch is on Grid Mode—> Enter Grid Mode!
156
157 while( digitalRead(3)==LOW)
158 {
159     modus=1; //modus=1 —>Grid Modus
160
161 if( Status==1)
162 {
163     Status=0;
164     //Starten des Interrupts (bei im Grid Betrieb)
165     attachInterrupt( digitalPinToInterrupt(2) ,ZeroCrossing , CHANGE);
166 }
167
168
169
170 //Anpassung der Spannungsflaechen (Sinus Eingang und H-Brueckenausgang)
171
172 Spannungsflaechenanpassung();
173
174 //Beschreiben des Displays im Grid-Modus
175 lcd.setCursor(0,0);
176 lcd.print("Grid-Modus      ");
177 lcd.setCursor(0,1);
178 lcd.print("IN:");
179 lcd.setCursor(3,1);
180 if(SinusFlaeche>6.9)
181 {
182     lcd.print(SinusFlaeche,1);
183 }
184 else
185 {
186     lcd.print("ERR ");
187 }
188 lcd.setCursor(7,1);
```

```
189     lcd.print("OUT:");
190     lcd.setCursor(11,1);
191     lcd.print(HWFlaeche,3);
192
193 //Anzeige der Messwerte
194 while(digitalRead(5)==HIGH)
195 {
196     LcdAnzeige();
197 }
198
199
200 //Verlassen des Grid-Modus
201 }
202
203 float Ausgangsspannung()
204 {
205     float FL=0;
206     float t=0;
207     for(int c=0;c<=20;c++)
208     {
209         t=((float)x[c]/255.0)*(PI/20)*((analogRead(A1)*5.0/1023)*(36/4.7+1));
210
211         FL=FL+t;
212     }
213
214     return FL;
215 }
216
217
218 void CalcTable() //Berechnung der Stuetzwerte des Sinussignals
219 {
220     for(int w=0;w<=21;w++)
221     {
222         //Berechnung der Stuetzwerte in RAD (fuer eine Halbwelle)
223         //von 0 bis PI
224         float val=sin((PI/21)*w)*maxValue;
225
226         x[w]=(byte)val;//Errechnete Werte werden in das Array geschrieben
```

```
227 }
228 }
229
230 void LcdAnzeige()
231 {
232     lcd.setCursor(0,0);
233     lcd.print("I:");
234     lcd.setCursor(2,0);
235     double Current = (((analogRead(A0)*5.0/1023)+0.2)/25)/0.005;
236     if(Current>=1.68)
237     {
238         lcd.print(Current);
239     }
240     else
241     {
242         lcd.print("ERR ");
243     }
244
245     delay(10);
246     lcd.setCursor(6,0);
247     lcd.print("   ");
248     lcd.setCursor(8,0);
249     lcd.print("AC:");
250     int c = analogRead(A2);
251     AC= 2.418031 + 0.02649068*c + 0.00002926085*pow(c,2) - 5.178414e-8*
252             pow(c,3)+ 4.039003e-11*pow(c,4) - 1.214655e-14*pow(c,5);
253     lcd.setCursor(11,0);
254     if(AC>=2.5)
255     {
256         lcd.print(AC);
257     }
258     else
259     {
260         lcd.print("ERR ");
261     }
262     delay(10);
263     lcd.setCursor(0,1);
264     lcd.print("Bat:");
```

```
265     lcd.setCursor(4,1);
266     lcd.print((analogRead(A1)*5.0/1023)*(36/4.7+1),1);
267     delay(10);
268     lcd.setCursor(8,1);
269     lcd.print("V");
270     lcd.setCursor(9,1);
271     lcd.print("f:");
272     if(modus==0){
273         lcd.setCursor(11,1);
274         lcd.print("50Hz ");
275     }
276     else if(modus==1)
277     {
278         float frq=1/timeS*1000000;
279         lcd.setCursor(11,1);
280         if(frq<110&&frq>90)
281         {
282             lcd.print((frq));
283         }
284     }
285
286 }
287 void Spannungsflaechenanpassung()
288 {
289 //Berechnung der Sinusflaeche:(Ankommende Spannung Berechnung einer Halbwelle)
290 int c = analogRead(A2);
291 //AC Spannung wird mithilfe von Funktion eingelesen (Interpolation)
292 SinusFlaechen=sqrt(2)*( 2.418031 + 0.02649068*c + 0.00002926085*pow(c,2)
293 - 5.178414e-8*pow(c,3) + 4.039003e-11*pow(c,4) - 1.214655e-14*pow(c,5))*2;
294
295 //Berechnung der Flaeche der Ausgangsspannung (von H-Bruecke)
296 HWFlaechen=Ausgangsspannung();
297
298     if(
299         +SinusFlaechen>HWFlaechen)
300     {
301         if(maxValue<250)
302         {
```

```
303                         maxValue=maxValue+1;
304                         CalcTable ();
305                     }
306     }
307
308     else if(SinusFlaeche < HWFlaeche)
309     {
310         if(maxValue>=3)
311         {
312             maxValue=maxValue-1;
313             CalcTable ();
314         }
315
316     }
317
318 }
319
320 //Interrupt Service Routine Timer1 (Aufruf alle 500us)
321 ISR(TIMER1_COMPA_vect){
322     //Waehle naechsten Wert aus Array der Sinus Stuetzwerten
323     b++;
324
325     if(b>=21&&modus==0) //Wenn die 20 Werte durchloffen sind und Standalone Modus
326     {
327
328         b=1;//Beginne wieder mit dem 2. Array Wert (damit keine 0)
329
330         //Toggle den Ausgang an Pin 18 fuer Decoder(Arduino Pin12)
331         digitalWrite(12, !digitalRead(12));
332     }
333 }
334
335
336 ISR(TIMER2_OVF_vect) { //Interrupt Service Routine Timer2 (Aufruf alle 16us)
337
338     OCR2A = x[b]; //Aktuelles "Tastverhaeltnis" in PWM Zaehlregister laden
339
340 void ZeroCrossing()
```

```
341 {  
342  
343     if (modus==1)  
344     {  
345         TCNT1 = 0;  
346         b=1;  
347         timeS=micros()-timeSold;  
348  
349         timeSold=micros();  
350  
351  
352         if (digitalRead(2)==HIGH)  
353         {  
354             digitalWrite(12,HIGH);  
355         }  
356         else  
357         {  
358             digitalWrite(12,LOW);  
359         }  
360  
361  
362     }  
363  
364 }
```