Dokumentation

Sinuswechselrichter

Tobias Woldert

28. Dezember 2014
v1.0

Die Veröffentlichung dieser Dokumentation und Firmware steht in keinem Zusammenhang mit der Firma APC oder Schneider Electric oder anderen Firmen oder kommerziellen Interessen.
APC und SmartUPS sind geschützte Markennamen und werden in diesem Zusammenhang "nicht kennzeichnend" sondern zur verständlichen Beschreibung technischer Zusammenhänge genutzt.

Willkommen!

Mit dieser Firmware hat man vollen Hardwarezugriff auf einige/viele APC SmartUPS-Modelle. Schwellwerte, z.B. für die Unterspannungsabschlatung lassen sich in weiten Bereichen setzen, die Ausgangsspannung zwischen 0-300 V Sinus Wechselspannung bei einer Frequenz zwischen 36-76Hz wählen. Einstellen und steuern kann man das Gerät per serieller Schnittstelle.

Die Firmware (siehe Downloadbereich) läuft auf einem ATMega162, dieser ist voll pinkompatibel. Für diesen Hack muss ausschliesslich der originale Mikrocontroller gegen meinen getauscht werden. Da der originale Controller bereits gesockelt ist, ist das eine Sache von wenigen Minuten. Im Moment ist die Firmware an die 1400VA Modelle mit 40pin DIP Controllern angepasst, da die SmartUPS Modelle allerdings alle mehr oder weniger gleich aufgebaut sind, ist es einfach, das ganze auf andere Modelle zu portieren. Mit 700VA Modellen habe ich das auch schon erfolgreich getestet.

Ich hatte dabei stets zwei Ziele vor Augen: Einerseits wollte ich einen hochqualitativen und leistungsstarken sowie anpassbaren Sinuswechselrichter für Inselbetrieb zum unschlagbar günstigen Preis erschaffen, andererseits reizte es mich, das Gerät auch als im Laborbetrieb nutzbare Prüfwechselspannungsquelle zu nutzen. Diese Funktionen erfüllt sie sehr gut. Sprich, sie wechselrichtet an eine fette Gleichspannungsquelle angeschlossen super zuverlässig.

Übrigens: Diese Anleitung gibts auch im höherqualitativen Original als PDF im Downloadbereich.

Was geht, was geht noch nicht? Tabelle 1 gibt einen Überblick über den aktuellen Fortschritt.

- ■■■ Wurde abgeschlossen und funktioniert prima.
- ■■□ Wurde bereits gemacht und funktioniert prinzipiell schonmal.
- ■□□ Es wurden bereits Grundlagenforschung betrieben.
- □□□ Hier fängt man quasi bei Null an.

Tabelle 1: Aktueller Fortschritt

	Beschreibung	**Aktueller Fortschritt**
Hardware analysieren		
	Mikrocontrollertausch	■■■
	Programmieradapter	■■■
	Watchdog/Brown-Out Detection	■■■
	Eeprom	■■□
	Spannungsversorgung	■■■
	An/Aus-Schaltung	■■■
	ADC und Messschaltungen	■■■
	Brueckentreiber	■■□
	Vollbruecke	■■■
	Transformator	■■■
	Relaisschaltung	■■■
	Luefterschaltung	■■■
	Buzzerschaltung	■■■
	Akkuladeschaltung	■□□
Firmware entwickeln		
	Tastenauswertung	■■■
	Buzzersteuerung	■■■
	Lueftersteuerung	■■□
	Displaysteueurng	■■■
	Wechselrichtersteuerung	■■□
	Spannungsregelung	■■□
	Messen der Spannungen, Leistung, Temperatur	■■■
	Betriebszeitmessung	■■■
	Statusausgabe	■■■
	Befehlsverarbeitung	■■□
	Akkubetrieb	■■■
	Netzbetrieb	■□□
	Messen der Netzfrequenz	□□□
	Fehlerbehandlung	■□□
	Akkuladesteuerung	□□□

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **6**

2 Grundlagen **8**

2.1 Wechselrichter 8

2.1.1 Klassifizierung anhand der Spannungsform 8

2.2 Funktion und Aufbau einer USV 10

2.2.1 Offline-USV 11

2.2.2 Line-Interactive USV 11

2.2.3 Online-USV 12

3 Hardwareanalyse **13**

3.1 Gerätebeschreibung und Technische Daten 13

3.2 Geräteübersicht 14

3.3 Blockdiagramm 16

3.4 Spannungsversorgung 17

3.4.1 Erzeugung der Versorgungsspannungen 17

3.4.2 An/Aus-Schaltung 17

3.5 Steuerelektronik 19

3.5.1 Mikrocontroller 19

3.5.2 Watchdog und Brown-Out-Detection 23

3.5.3 Eeprom 24

3.5.4 ADC 24

3.5.5 Messung der Akkuspannung 25

3.5.6 Messung der Netz- und Lastspannung 25

3.5.7 Messung des Stromes im Schaltvorgang 26

3.5.8 Messung der Temperatur 26

3.5.9 Messung der Abgabeleistung 27

3.5.10 Messung von Frequenz und Phasenlage 28

3.5.11 Erzeugung der Sinus-Referenz mittels DAC 29

3.5.12 Brückentreiberlogik 29

3.5.13 Lüftersteuerung 30

3.6 Schnittstellen und Signalgeber 31

3.6.1 Anbindung von ADC und Eeprom über 2-Wire-SPI 31

3.6.2 Serielle Schnittstelle 31

3.6.3 Status-LEDs 31

3.6.4 Smart Slot 33

3.6.5 Buzzer 35

3.7 Leistungsteil . . . 36
3.7.1 Vollbrücke . . . 36
3.7.2 Transformator . . . 38
3.7.3 Relaisschaltung . . . 39
3.7.4 Netzseitiger Übertrager . . . 40
3.7.5 Lastseitige Übertrager und Stromwandler . . . 41
3.8 Analyse der Sinusreferenz . . . 42
3.8.1 Einfluss der Sinusreferenz auf die Schaltverluste . . . 44

4 Hardwareanpassung 46
4.1 Wahl des Mikrocontrollers . . . 46
4.2 Programmiersockel . . . 47
4.3 Programmierschnittstelle . . . 48
4.4 Anschlussfeld . . . 49
4.5 Kosten der Hardwareanpassung . . . 49

5 Firmwareentwicklung 51
5.1 Konfiguration des Mikrocontrollers . . . 51
5.2 Programmablauf der Main- und Interruptroutine . . . 53
5.3 Berechnung der Sinusreferenz . . . 57
5.4 Auswertung des Signalverlaufs von `I-SWITCHING` . . . 58
5.5 Ermittlung des optimalen Offsetwertes . . . 59
5.6 Berechnung der Verzerrung . . . 60
5.7 Spannungsregelung . . . 61
5.8 Softstart . . . 61
5.9 Serielle Schnittstelle . . . 62

6 Erprobung 65
6.1 Messinstrumente . . . 65
6.1.1 Oszilloskop Hameg HMO2024 . . . 65
6.1.2 Strommesszange LEM PR30 . . . 65
6.1.3 Leistungsmessgerät . . . 65
6.2 Lastbank . . . 65
6.3 Gleichspannungsversorgung . . . 66
6.4 Messergebnisse . . . 66
6.4.1 Leistungsaufnahme im Standbybetrieb . . . 66
6.4.2 Leistungsaufnahme im Leerlauf . . . 66
6.4.3 Wirkungsgrad im Lastbetrieb . . . 66
6.4.4 Frequenzspektrum . . . 68
6.4.5 Dauerlastfähigkeit . . . 70

6.4.6 Spannungssprung 70
6.4.7 Frequenzsprung 70

7 Wie geht's weiter? 71

8 Downloadbereich 72
8.1 Firmware 72
8.2 Dokumentation 72

9 FAQ 73

10 Revisionshistorie 75

1 Einleitung

In der IT-Branche nutzt man Geräte zur unterbrechungsfreien Stromversorgung. Diese USV genannten Geräte bestehen oft aus einem Bleiakku, einem Wechselrichter sowie einer Umschaltvorrichtung zwischen Netz- und Wechselrichterbetrieb. Der Wechselrichter erzeugt aus der Gleichspannung des Bleiakkus eine Wechselspannung, die in Frequenz und Spannung dem Stromverbundnetz mit typischerweise 230 V entspricht.

Einer der Marktführer unter den USV-Herstellern gibt für seine Modellreihe Smart-UPS an, bereits über 20 Millionen Geräte verkauft zu haben [1]. Oftmals werden diese Geräte trotz einwandfreier Funktion entsorgt, weil sie gemäß des Steuerrechts abgeschrieben sind oder weil der Bleiakku nicht mehr die volle Leistungsfähigkeit besitzt. Ein typisches Modell dieser Modellreihe, die SmartUPS 1400, ist in Abbildung 1 zu sehen. Die SmartUPS 1400 verfügt über einen in Spannung und Frequenz steuerbaren Wechselrichter sowie Schnittstellen zur bidirektionalen Kommunikation mit einem Computer. Die Firmware der SmartUPS 1400 lässt eine freie Wahl von Spannung und Frequenz der Ausgangsspannung im Originalzustand nicht zu.

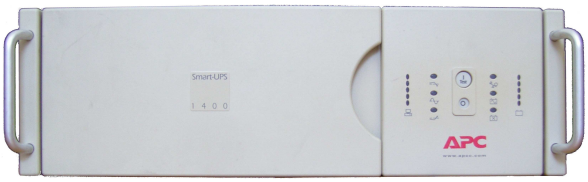


Abbildung 1: SmartUPS 1400 mit ca. 1000 W Ausgangsleistung

Würde man es schaffen, die Geräte auch für andere Zwecke nutzbar zu machen, z.B. als Inselwechselrichter oder Prüfspannungsquelle, könnte man sie nach ihrer bestimmungsgemäßen Nutzung statt dem Elektroschrott einer Zweitnutzung zuführen. Das kann auch ökonomisch attraktiv sein.

Es stellt sich die Frage: Inwieweit lässt die Hardware der USV auch eine alternative Nutzung zu?

Im Rahmen der Beantwortung dieser Frage soll die Hardware und deren Funktionsweise untersucht werden und im Anschluss daran eine neue Firmware entwickelt werden. Die Analyse der Hardware und ihrer Funktionsweise ist herausfordernd, da sie seitens des Herstellers kaum öffentlich dokumentiert ist und teilweise aus undokumentierten Bauteilen aufgebaut ist.

Die Entwicklung der Firmware soll unter der Zielsetzung einer Veröffentlichung im Sinne quelloffener Software stehen. Sie muss vielfältige Steuer- und Regelaufgaben übernehmen und soll dennoch einfach genug gehalten werden, um später auch an spezifische Problemstellungen angepasst werden zu können. Denn neben der Nutzung als Prüfspannungsquelle ist auch die Nutzung der Hardware als Wechselrichter für Inselnetze im Kontext regenerativer Energien oder als Motorsteuerung denkbar.

Im Folgenden sollen nochmals einige Vorteile der wiederverwendeten Hardware aufgezählt werden:

- Einmaliger Aufwand für die Entwicklung der neuen Firmware, danach beliebig kopierbar,
- Hardware für sicherheitskritische Anwendungen ausgelegt und seit Jahren bewährt,
- Sehr günstige und weitverbreitete Hardwarebasis,
- Individuelle Anpassungen der Software möglich,
- Vermeidung von Elektroschrott durch Zweitnutzung.

2 Grundlagen

Hier werden Grundlagen über Wechselrichter und unterbrechungsfreie Stromversorgungen beschrieben. Die Grundlagen über Wechselrichter sollen die Bedeutung der technisch aufwändigen Sinuswechselrichter hervorheben. Die Abhandlung über unterbrechungsfreie Stromversorgungen soll die unterschiedlichen USV-Architekturen sowie die daraus resultierenden technischen Eigenschaften veranschaulichen. Das so gewonnene Wissen dient dem Verständnis der im nächsten Kapitel folgenden Hardwareanalyse.

2.1 Wechselrichter

Ein Wechselrichter, auch Inverter genannt, erzeugt aus einer Gleichspannung eine Wechselspannung. Wechselrichter werden in verschiedenen Bereichen eingesetzt. Weit verbreitet sind Wechselrichter, die aus der Gleichspannung von Solarmodulen eine Wechselspannung für das öffentliche Stromnetz erzeugen. Die Verwendung beschränkt sich jedoch nicht nur auf Situationen, wo Wechselspannung benötigt wird, aber nur Gleichspannung vorhanden ist. Wechselrichter sind z.B. ein Teil von Frequenzumrichtern. Ein Frequenzumrichter ermöglicht es, Wechselspannungen in einem breiten Frequenzbereich aus einer Wechselspannung fester Frequenz zu erzeugen.

2.1.1 Klassifizierung anhand der Spannungsform

Das öffentliche Stromnetz besitzt im Idealfall eine sinusförmige Wechselspannung. In der Realität weicht die Form der Netzspannung wegen Verbrauchern mit nichtlinearer Netzbelastung, wie z.B. Verbrauchern mit Spitzengleichrichtung oder induktiven Lasten von einem idealen Sinus ab. Geringe Abweichungen von der Sinusform sind gemäß EN 50160 [2] im öffentlichen Netz zulässig und stellen für übliche Verbraucher kein Problem dar. Wechselrichter erzeugen je nach Bauart jedoch Wellenformen, die stark vom Sinus abweichen. Bei bestimmten Verbrauchern kann dies zu Problemen führen, weshalb für einen universellen Einsatz eine Sinusspannung anzustreben ist.

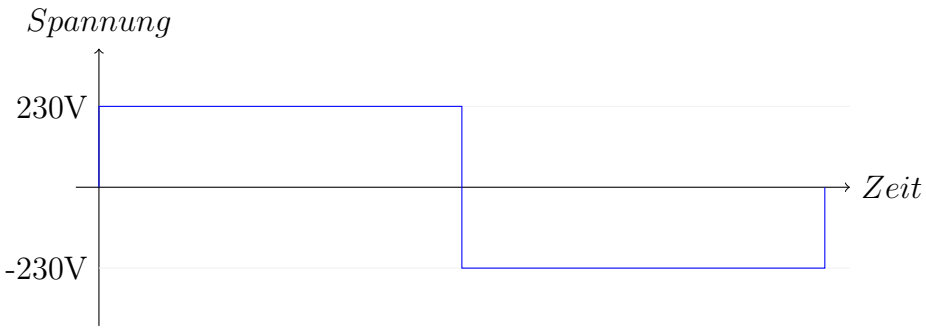


Abbildung 2: Rechteckspannung ($U_{eff} = 230V, \hat{U} = 230V$)

Rechteckspannung Wechselrichter mit einer Rechteckspannung als Ausgangsspannung bildeten in den 1970er Jahren die ersten kommerziell verfügbaren Wechselrichter [3]. Sie sind vergleichsweise einfach aufzubauen, da sie die Eingangsspannung lediglich mit fester Frequenz umpolen müssen (siehe Abbildung 2). Ein nachgeschalteter Trafo kann zudem genutzt werden, die Ausgangsspannung auf die benötigte Höhe, bzw. Amplitude, anzupassen. Problematisch ist bei dieser Form das Verhältnis von Spitzenwert und Effektivwert der Spannung. Bei der Rechteckspannung sind Spitzenwert und Effektivwert gleich. Einige Geräte benötigen jedoch hohe Spitzenwerte. Schaltnetzeile mit Spitzengleichrichter können Probleme bekommen, da der Zwischenkreiskondensator nicht mehr ausreichend geladen wird. Ein ausreichend hoher Spitzenwert führt dagegen zwangsläufig zu einem höheren Effektivwert, der beispielsweise Transformatoren in die Sättigung treibt. Ein weiteres Problem stellt der große Anteil an Oberschwingungen dar, der bei Verbrauchern unerwünschte Effekte verursachen kann.

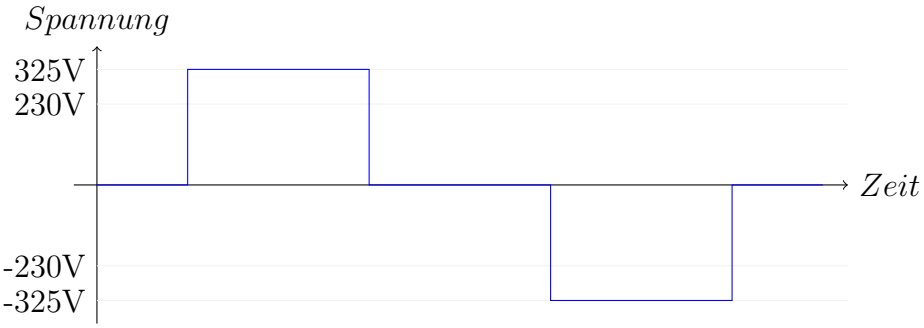


Abbildung 3: Modifizierter Sinus bzw. Rechteckspannung mit $T_P = 25\%$ ($U_{eff} = 230V$, $\hat{U} = 325V$))

Modifizierter Sinus Eine Weiterentwicklung der Rechteckwechselrichter bilden Wechselrichter mit einer modifizierte Sinuswelle gemäß Abbildung 3. Hier wird die Ausgangsspannung zwischen jeder Umpolung für einige Zeit im Nullpunkt gehalten, sodass sich eine Rechteckspannung mit einem Tastverhältnis von typischerweise $T_P = 25\%$ ergibt [4]. Man erhält eine Spannungsquelle mit einer Effektivspannung von ca. 230V bei einer Spitzenspannung von ca. 325V. Diese Werte entsprechen denen einer reinen Sinusspannung, wie sie das öffentliche Netz bereitstellt. Vollkommen unproblematisch ist diese Spannungsform jedoch nicht. So kann der Eisenkern eines Trafos so berechnet worden sein, dass er bei der sinusförmigen Spannung seine maximale magnetische Induktion erreicht. Beim modifizierten Sinus würde aber die Zeit, in der die maximale Spannung anliegt, deutlich länger andauern, was den Transformator in die Sättigung treiben kann [4]. Der Oberschwingungsanteil ist geringer als bei der reinen Rechteckspannung.

Sinusspannung Sinuswechselrichter erzeugen eine mehr oder weniger perfekte Sinusspannung, indem sie die Sinusfunktion durch viele Spannungsstufen annähern (siehe

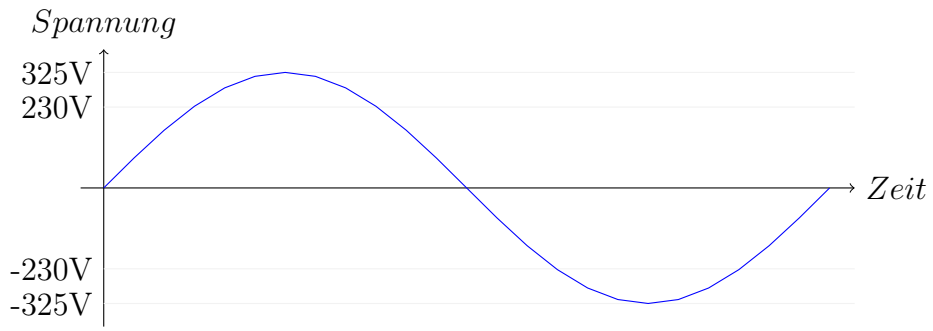


Abbildung 2.1.1). Dies kann mit einer Vollbrücke erreicht werden, die mittels Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert wird. Eine Möglichkeit zur Erzeugung einer pulsweitenmodulierten Spannung ist der Vergleich eines sinusförmigen Sollwerts $m_{soll}(t)$ mit einer dreiecksförmigen Vergleichsfunktion $c(t)$ [5]. Eine besonders gute Näherung der Sinusfunktion ist durch die Wahl einer hohen Frequenz der Vergleichsfunktion im Bereich mehrerer Kilohertz und eine nachgeschaltete Filterung möglich. Die besonders hohe Qualität der Ausgangsspannung eines Sinuswechselrichters ermöglicht den Betrieb auch sensibler Geräte.

2.2 Funktion und Aufbau einer unterbrechungsfreien Spannungsversorgung

Eine unterbrechungsfreie Spannungsversorgung (USV) ist eine Einrichtung zum Schutz angeschlossener Verbraucher gegen Stromausfälle des öffentlichen Stromnetzes. Besonderes Merkmal einer USV ist eine, wenn überhaupt, nur sehr kurze Unterbrechung der lastseitigen Spannungsversorgung bei Ausfall des öffentlichen Stromnetzes, typischerweise im Bereich weniger Millisekunden. Unterbrechungsfrei ist nach DIN VDE 0558 definiert als „Beständigkeit der Energieversorgung einer Last, wobei Spannung und Frequenz innerhalb festgelegter statischer und dynamischer Grenzen bleiben und wobei Spannungsverzerrungen und (Kurz-) Unterbrechungen innerhalb der für die Last festgelegten Grenzen bleiben“ [6]. Dies unterscheidet eine USV von einer allgemeinen Ersatzstromversorgung, die zwar ebenfalls bei netzseitigem Ausfall Verbraucher versorgt, deren Unterbrechung der lastseitigen Spannungsversorgung jedoch Auswirkungen auf die Verbraucher hat. Je nach Architektur schützt eine USV Verbraucher nicht nur vor Stromausfällen, sondern auch vor einer Vielzahl von Störungen. Beispielhaft sind in Tabelle 2 einige typische Störungen des öffentlichen Netzes beschrieben.

Während der Überbrückung des netzseitigen Stromausfalls nutzt die USV gespeicherte Energie zum Aufrechterhalten der Versorgung. Hier kommen unterschiedliche Systeme zum Einsatz. In kleinen Anlagen sind aufgrund von Preis und Verfügbarkeit Bleiakkus weit verbreitet. In Großanlagen werden jedoch auch Schwungradspeicher eingesetzt, die die Spannungsversorgung überbrücken, bis die Netzersatzanlage die Bereit-

Tabelle 2: Störungen des öffentlichen Stromnetzes (Auszug) [7]

Störung	Beschreibung
Unterspannung	Absenkung der Spannung unter den zulässigen Grenzwert für einige Sekunden oder länger bzw. andauernd
Überspannung	Erhöhung der Spannung über den zulässigen Grenzwert für einige Sekunden oder länger bzw. andauernd
Transienten	Spannungspulse sehr kurzer Dauer (Millisekunden) und Spannungsspitzen und -einbrüche
Flicker	Langsame und unregelmäßige Spannungsänderung, deren Auswirkung für das Auge sichtbar ist
Oberschwingungen	Andauernde periodische Spannungsveränderungen unabhängig von der Netzfrequenz, normalerweise ein Mehrfaches der Netzfrequenz
Frequenzschwankungen	Abweichungen der Frequenz um mehr als das zulässige Maß

stellung der elektrischen Energie übernimmt [7]. Im Folgenden wird als Energiespeicher ein Bleiakku angenommen.

2.2.1 Offline-USV

Die Offline-USV lädt im Netzbetrieb über einen Gleichrichter die Bleiakkus und schaltet die Netzspannung direkt auf die Last. Im Falle einer Netzstörung wird vom Netzbetrieb auf Wechselrichterbetrieb umgeschaltet (siehe Abbildung 4). Spannung und Frequenz der Lastseite sind im Netzbetrieb vom Netz abhängig.

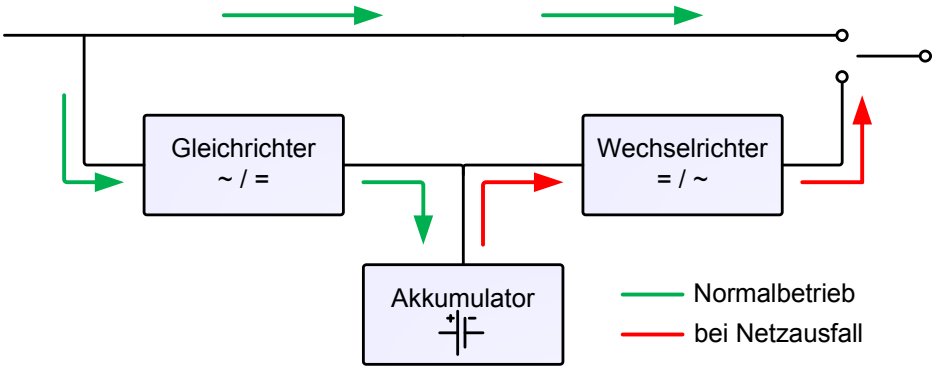


Abbildung 4: Schematische Darstellung einer spannungs- und frequenzabhängigen USV

2.2.2 Line-Interactive USV

Eine spannungsunabhängige USV, auch Line-Interactive USV genannt, besitzt eine Einrichtung, mit der sie die Lastspannung innerhalb bestimmter Grenzen unabhängig von der Netzspannung steuern kann (siehe Abbildung 5). Dies lässt sich beispielsweise

durch einen Spartransformator erreichen, der mehrere Anzapfungen besitzt. Bei Unterspannung wird eine Anzapfung gewählt, welche die Eingangsspannung hochtransformiert. Bei Überspannung wird die Eingangsspannung heruntertransformiert. So lässt sich ein Verbraucher über einen größeren Netzspannungsbereich innerhalb seines zulässigen Eingangsspannungsbereichs betreiben, ohne den Energiespeicher zu belasten.

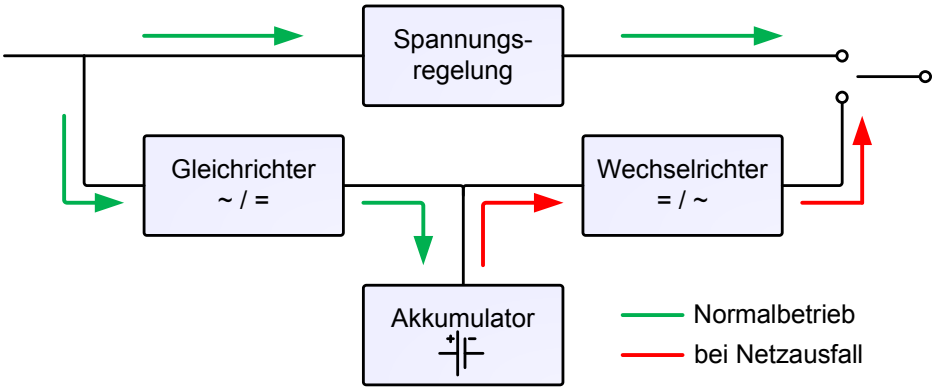


Abbildung 5: Schematische Darstellung einer Line-Interactive USV

2.2.3 Online-USV

Bei der Online-USV (siehe Abbildung 6) wird der Verbraucher immer vom Wechselrichter gespeist. Die Lastseite kann somit vollständig vom Netz getrennt ausgeführt werden, was sowohl eine vollkommen netzunabhängige Ausgangsspannung als auch Frequenz ermöglicht. Bei Netzausfall wird der Verbraucher unverändert und unterbrechungsfrei weiterbetrieben. Gleichrichter und Wechselrichter müssen für den Dauerbetrieb ausgelegt sein. Bedingt durch die Doppelwandlung ist der Wirkungsgrad einer Online-USV kleiner als bei Architekturen, die nur im Störungsfall wandeln müssen.

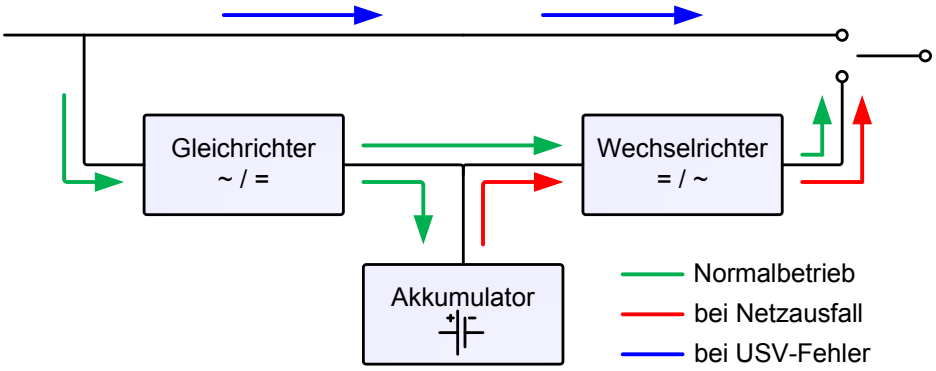


Abbildung 6: Schematische Darstellung einer Online-USV

3 Hardwareanalyse

Die Hardwareanalyse hat das Ziel, genaue Informationen über die Funktionsweise der Schaltung und das Programm des Mikrocontrollers zu erlangen.

Es soll der Frage nachgegangen werden, welchen Einfluss der Mikrocontroller auf das Geräteverhalten besitzt. Zudem soll das erlangte Wissen zur Entwicklung einer neuen Firmware genutzt werden.

Im Rahmen der Analyse wurden entsprechend des Platinenlayouts und der Bestückung Schaltpläne erstellt und bezüglich ihrer Funktion untersucht. Zum Verständis der Funktion wurden einige Gruppen nachgebaut oder Simulationsmodelle von ihnen erstellt. Außerdem wurden im Betrieb Signalverläufe mit einem Oszilloskop sowie einem Logikanalysator aufgezeichnet und später ausgewertet. Einige ICs sind nicht öffentlich dokumentierte Typen. Die Funktionsweise dieser ICs wurde untersucht, um ihre Funktion in der Schaltung nachzuvollziehen.

Im Folgenden wird auf eine detailreiche Beschreibung des Vorgehens verzichtet, stattdessen folgt ein Überblick über die Ergebnisse der Untersuchung.

3.1 Gerätebeschreibung und Technische Daten

Untersucht wird das Modell SmartUPS 1400 des Herstellers American Power Conversion (APC) mit der Hauptplatinenrevision 16. Es handelt sich um eine einphasige USV der Kategorie Line-Interactive mit sinusförmiger Ausgangsspannung. Das Modell SmartUPS 1400 ist zusammen mit den leistungsschwächeren, aber weitgehend baugleichen Modellen SmartUPS 700 und SmartUPS 1000 eine besonders in der IT-Branche sehr verbreitete USV. Tabelle 17 gibt eine Übersicht über technische Daten der SmartUPS 1400.

Tabelle 3: Technische Daten der SmartUPS 1400 [8]

Eigenschaft	**Beschreibung**
Nennleistung	1400 VA bzw. 950 W
Eingangsspannungsfenster im Netzbetrieb	176-282 V
Ausgangsspannung im Netzbetrieb	198-248 V
Ausgangsspannung im Wechselrichterbetrieb	220 V, 225 V, 230 V, 240 V
Wirkungsgrad bei Volllast [im Netzbetrieb]	>95%
Umschaltzeit	2-4 ms
Gesamte harmonische Verzerrung bei Vollast	<5%
Akku	2x 12 V, 17 Ah in Reihe
Abmessungen	22x17x44 cm
Gewicht mit/ohne Akku	24,1 kg / 12 kg

3.2 Geräteübersicht

Abbildung 7 zeigt die Vorderseite der SmartUPS 1400. Im rechten Drittel befinden sich die LED-Anzeigen und die Taster zum An- und Ausschalten des Gerätes. Links davon befindet sich die Abdeckklappe für das Akkufach. Abbildung 8 zeigt die Rückseite der SmartUPS 1400. Hier befinden sich alle Anschlüsse sowie der SmartSlot für verschiedene Schnittstellenerweiterungen. Der Konfigurationstaster wurde vom Hersteller vorgesehen, um die Reaktionsempfindlichkeit auf Spannungsschwankungen den geforderten Bedürfnissen anzupassen. Über die serielle Schnittstelle kann die USV mit einem angeschlossenen Computer kommunizieren und ihn so beispielsweise über Netzstörungen informieren. Abbildung 9 zeigt das Innenleben der SmartUPS 1400 bei abgenommener Gehäuseabdeckung. Links neben dem Lüfter sind die vier Kühlrippen der Vollbrücke des Wechselrichters zu sehen. Die äußeren Kühlrippen der Vollbrücke sind mit dem Transformator verbunden. Abbildung 10 zeigt den vom Transformator verdeckten Teil der Hauptplatine. Hier befinden sich der Mikrocontroller sowie weitere Teile der Steuerelektronik. Der in Abbildung 10 dargestellte Mikrocontroller ist bereits der im Rahmen dieser Arbeit nachgerüstete ATMega162 (siehe Kapitel 4.1). Ebenfalls nachgerüstet wurde das Programmierkabel (siehe Kapitel 4.2).

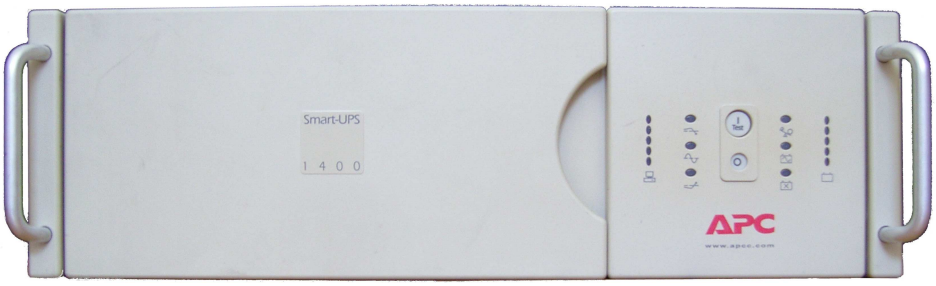


Abbildung 7: Gerätefront der SmartUPS 1400

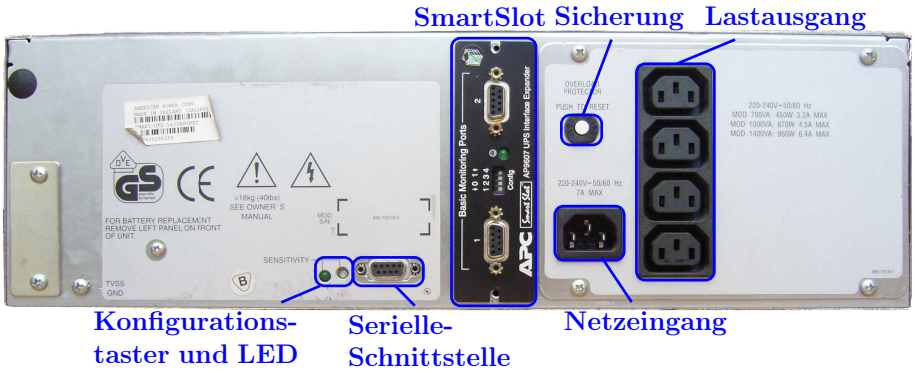


Abbildung 8: Rückansicht der SmartUPS 1400

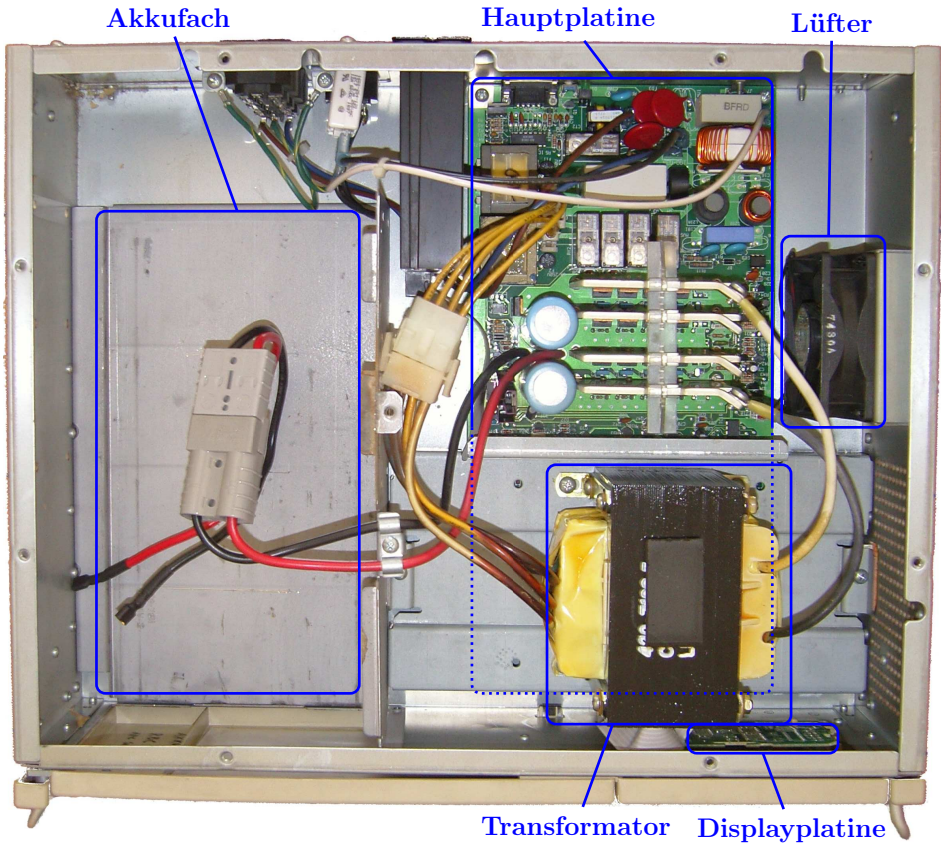


Abbildung 9: Innenansicht der SmartUPS 1400

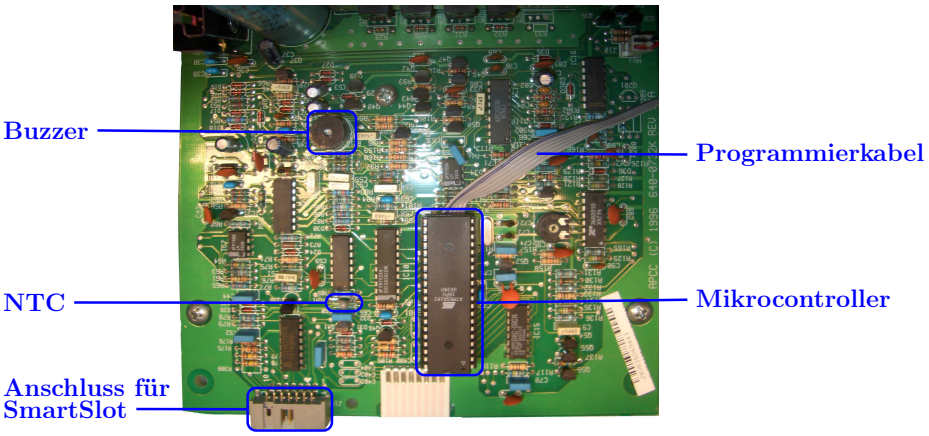


Abbildung 10: Detailansicht des vom Trafo verdeckten Teils der Hauptplatine der SmartUPS 1400 mit nachgerüstetem Programmierkabel und neuem Mikrocontroller

3.3 Blockdiagramm

Das Blockdiagramm in Abbildung 11 zeigt, in welchem Zusammenhang die in den folgenden Abschnitten beschriebenen Baugruppen stehen.

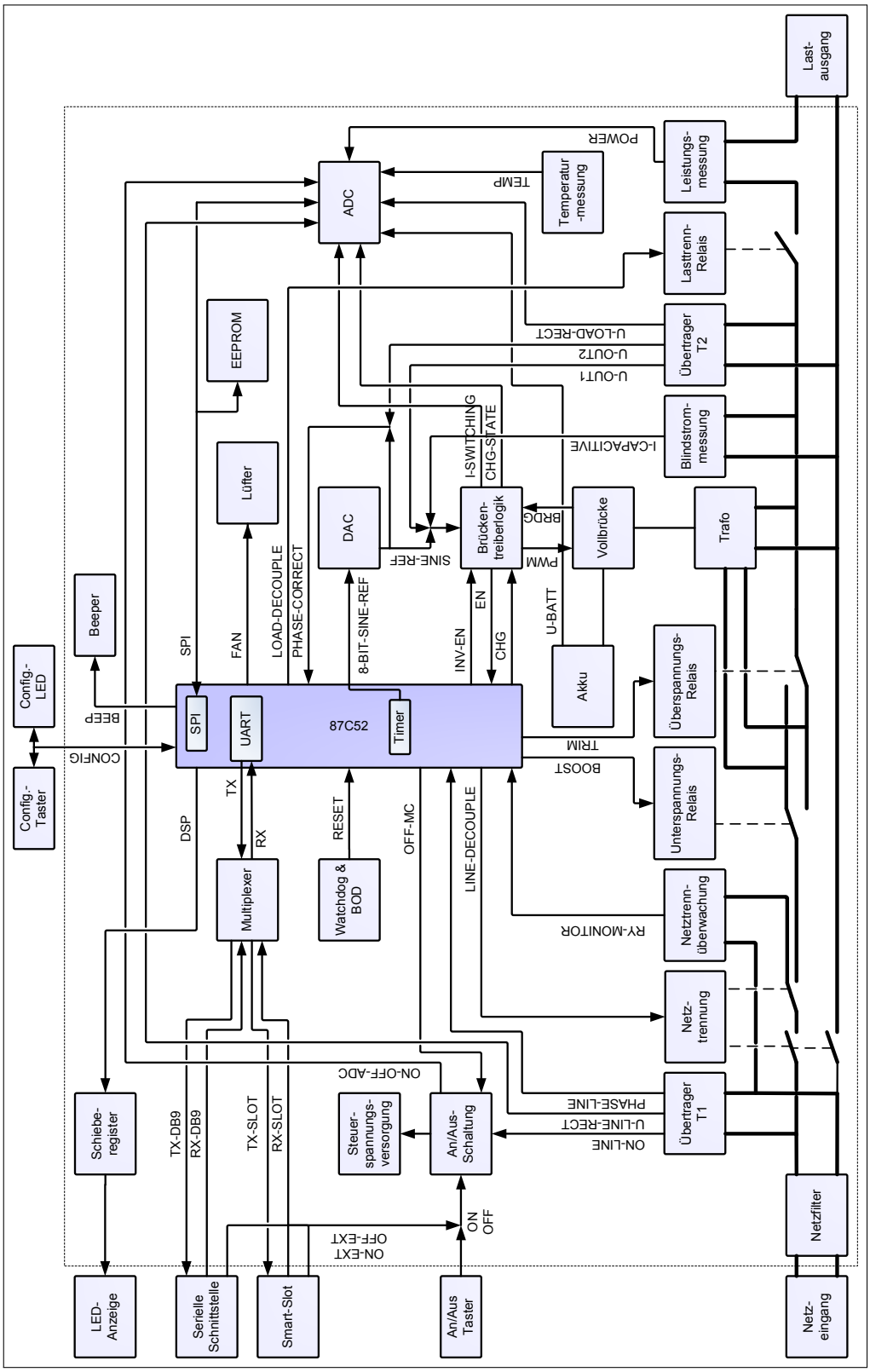


Abbildung 11: Blockdiagramm des Gesamtsystems (Signale bewusst vereinfacht)

3.4 Spannungsversorgung

3.4.1 Erzeugung der Versorgungsspannungen

Nicht alle Bauteile können direkt mit den ca. +24 V Akkuspannung betrieben werden. Besonders der Mikrocontroller ist auf eine möglichst stabile +5V Spannungsversorgung angewiesen, da er ansonsten durch die Brown-Out-Detection (siehe Kapitel 3.5.2) bei Spannungseinbrüchen einen Reset durchführt. Aber auch andere Bauteile benötigen möglichst definierte Spannungen, damit sie nicht unvorhersehbare Betriebszustände einnehmen. Abbildung 12 zeigt die Schaltung zur Erzeugung der Versorgungsspannungen. In der USV übernehmen Festpannungsregler (LM340 und 7805) die Erzeugung der +12V und +5V Versorgungsspannungen. Desweiteren erzeugt eine Ladungspumpe die für einige Operationverstärker notwendige negative Versorgungsspannung von -9V.

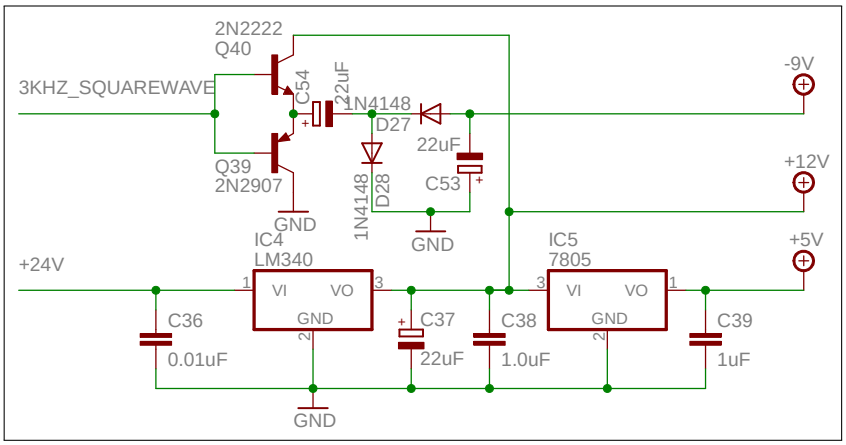


Abbildung 12: Schaltung zur Erzeugung der Versorgungsspannungen

3.4.2 An/Aus-Schaltung

Die An/Aus-Schaltung (siehe Abbildung 13) übernimmt verschiedene Funktionen zur Aktivierung und Deaktivierung der Steuerspannungen. Verbindet man die USV nach dem Trennen sämtlicher Versorgungsspannungen wieder mit dem Bleiakku, so bleibt die USV komplett ausgeschaltet. Es wird keine der internen Steuerspannungen aufgebaut und der Mikrocontroller kann nicht arbeiten. Wird der An-Taster (SW1) auf der Gehäusefront gedrückt, so fällt über dem Spannungsteiler R47 R48 eine Spannung ab, die den FET Q5 durchsteuern lässt. Dieser stellt die Spannung `+24V` bereit, die den Betrieb der Festspannungsregler IC4 für die 12V und IC5 für die 5V Spannungsversorgung und somit auch den Betrieb des Mikrocontrollers ermöglicht. Wird der An-Taster nicht mehr gedrückt bleibt Q5 weiterhin durchgesteuert, sofern an der Basis von Q6 die Spannung, die durch `+24VFET` und R49 anliegt, nicht einbricht. Das wäre der Fall, wenn entweder der Aus-Schalter (SW3) auf der Gehäusefront ausreichend lange (ca. 4s) gedrückt würde, sodass IC11 Low wird und die Spannung an der Basis von Q6

einbricht. Alternativ kann der Mikrocontroller durch ein hochfrequentes Signal `OFF-MC` den Transistor Q37 in den leitenden Zustand versetzen, was ebenfalls zum Einbrechen der Spannung an der Basis von Q6 führt und zusammen mit dem Sperren von Q5 die USV ausschaltet. Die gleichen Effekte wie die Taster der Gehäusefront können auch die Smart-Slot Schnittstelle und die serielle Schnittstelle bewirken. Deren entsprechende Signale liegen parallel zu den Tastern an. Im Betrieb lassen sich Betätigungen der Taster durch den Mikrocontroller auswerten, um z.B. aus dem Standby-Modus in den Wechselrichterbetrieb zu wechseln. Wird der An-Taster gedrückt, so ändert sich die Spannung von `ON-OFF-ADC` von 5V auf ca. 3,4V bzw. auf ca. 0,5V wenn der Aus-Taster gedrückt wird. Das `ON-OFF-ADC`-Signal ist mit dem ADC (siehe Kapitel 3.5.4) verbunden und kann vom Mikrocontroller ausgelesen werden. Eine genaue Beschreibung aller relevanten Signale der An/Aus-Schaltung ist in Tabelle 4 zu finden.

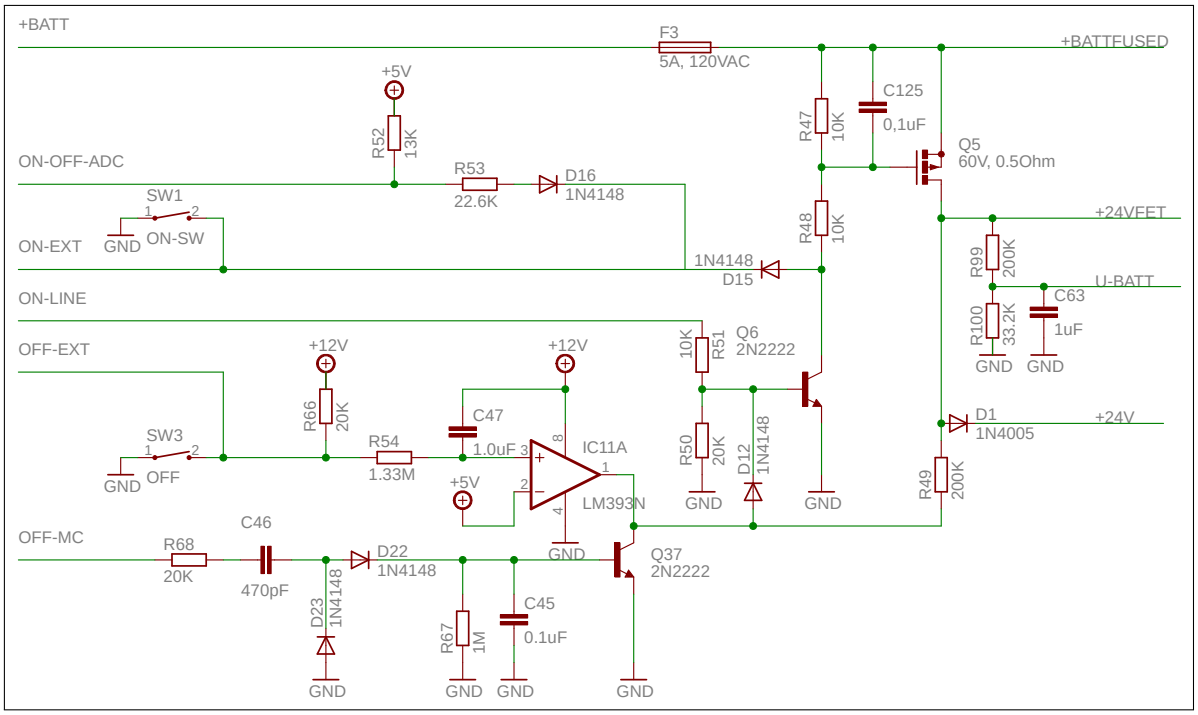


Abbildung 13: An/Aus-Schaltung

Tabelle 4: Signalbeschreibung der An/Aus-Schaltung

Signal	I/O	Beschreibung
+BATT	I	Spannungsversorgung, direkt verbunden mit Pluspol der Bleiakkus.
+BATTF	O	Spannungsversorgung wie +BATT, jedoch über F3 mit 5A abgesichert.
+24VFET	O	Spannungsversorgung wie +BATTF, jedoch über FET Q5 geschaltet. Liegt nur an, wenn USV angeschaltet ist.
+24V	O	Spannungsversorgung wie +24VFET, jedoch zusätzlich mit Diode gegen Wechselspannungsanteile gesichert.
ON-LINE	I	12V wenn Netzspannung (HOT-IN) zwischen ca. 120V und 260V.
ON-SW	I	0V wenn ON-SW z.B. durch ON-Taster auf Ground gezogen wird, sonst 5V.
OFF-SW	I	0V wenn OFF-SW z.B. durch OFF-Taster auf Ground gezogen wird, sonst 12V.
ON-OFF-ADC	O	5V im Normalzustand, ca. 3,4V wenn ON-Taster gedrückt, ca. 0,5V wenn OFF-Taster gedrückt. Wird über ADC ausgewertet.
OFF-EXT	I	Signal von Smart-Slot und externer Schnittstelle zum Ausschalten der USV.
ON-EXT	I	Signal von Smart-Slot und externer Schnittstelle zum Einchalten der USV.
OFF-MC	I	HF-Signal des Mikrocontrollers schaltet die Spannungsversorgung +24VFET der USV aus.

3.5 Steuerelektronik

3.5.1 Mikrocontroller

Der Mikrocontroller übernimmt wichtige Steueraufgaben, wie z.B. die Umschaltung von Netz- auf Akkubetrieb, die Spannungsregelung und die Kommunikation über die serielle Schnittstelle. Abbildung 14 zeigt die Beschaltung des Mikrocontrollers. Verbaut ist ein Mikrocontroller vom Typ 87C52, der zur Intel 80C51 bzw. Intel MCS-51-Familie gehört. Der 87C52 ist ein 8-bit Mikrocontroller mit einem sogenannten „One Time Programmable“-Programmspeicher. Das heißt, der Programmspeicher, der die Firmware enthält, kann nicht neu beschrieben werden. Ein Firmwarewechsel ist nur durch Austausch des gesockelten 87C52 möglich. Der Mikrocontroller ist mit einem 16 MHz Schwingquarz beschaltet, der den Oszillatortakt vorgibt. Jede Rechenoperation

des 87C52 benötigt mindestens einen Maschinenzyklus, der aus 12 Oszillatortakten besteht. Somit beträgt der effektive Takt, mit dem Befehle abgearbeitet werden, etwa 1,33 MHz. Der verbaute 87C52 besitzt ein DIP40 Gehäuse. In Tabelle **??** sind alle Pins des Mikrocontrollers und deren Funktion beschrieben.

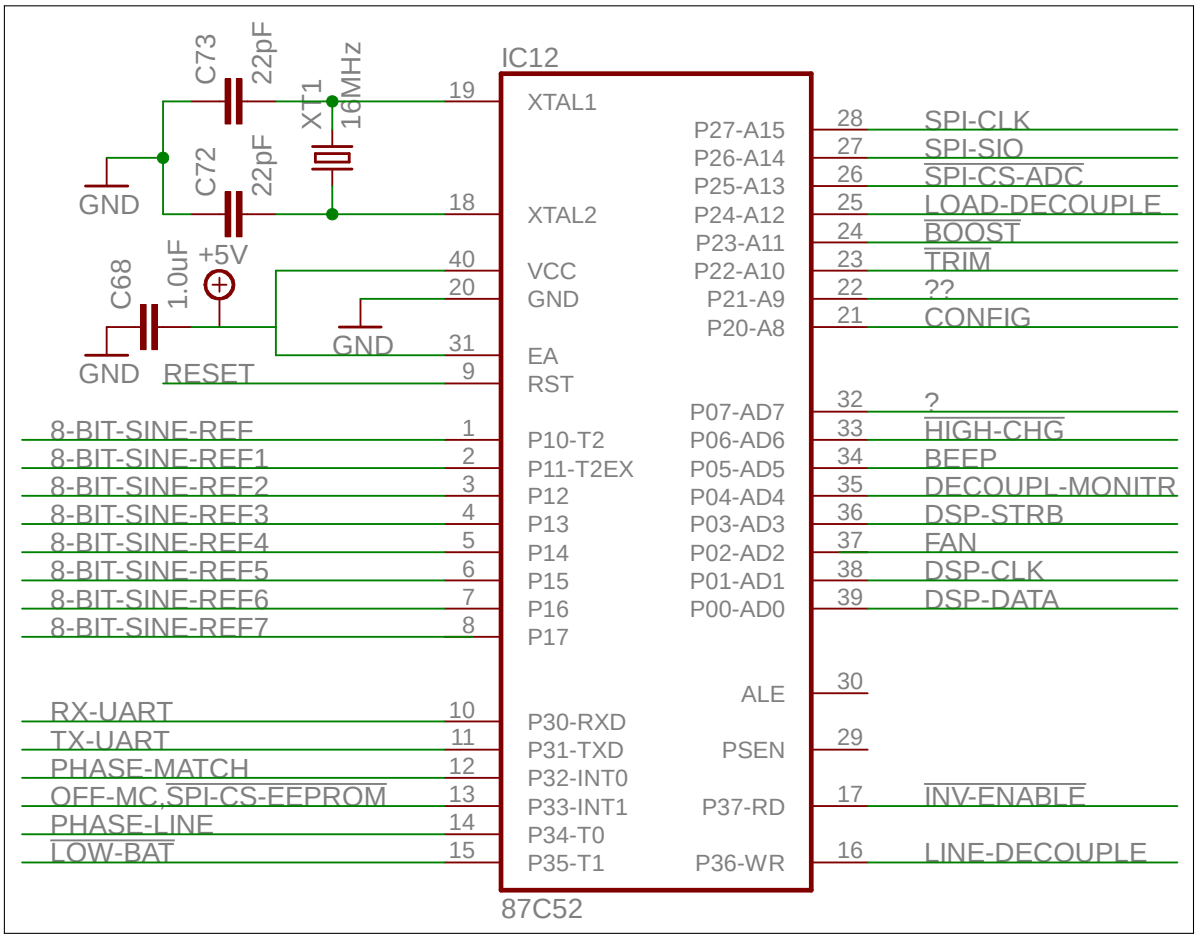


Abbildung 14: Beschaltung des Mikrocontrollers

Tabelle 5: Pinbelegung Mikrocontroller

Pin	Name	I/O	Funktion
1-8	`8-BIT SINE-REF`	O	Parallele Ausgabe der Sinus-Referenz, Pin 8 ist MSB und resettet zusätzlich den diskreten Watchdog. Siehe Kapitel 3.5.2 und 3.5.11.
9	`RESET`	I	High für min. 2 Maschinenzyklen startet den Mikrocontroller 87C52 neu.
10	`RX-UART`	I	UART RX (serieller Datenausgang). Siehe Kapitel 3.6.2.
11	`TX-UART`	O	UART TX (serieller Dateneingang). Siehe Kapitel 3.6.2.

Tabelle 5: Pinbelegung Mikrocontroller

Pin	Name	I/O	Funktion
12	PHASE-MATCH	I	Überlagerung der Phasenlage von Sinus-Referenz und AC-Out. High, falls ausreichend große Phasenverschiebung vorhanden. Siehe Kapitel 3.5.10.
13	MC-OFF, !SPI-CS-EEPROM	O	Chip Select für SPI-Kommunikation mit Eeprom 93C46. Hochfrequentes Signal von Pin 13 unterbricht über Q37 die Steuerspannungsversorgung und schaltet somit die USV komplett aus. Siehe Kapitel 3.4.2.
14	PHASE-LINE	I	Im Netzbetrieb Rechteckspannung mit Frequenz und Phasenlage gemäß Netzspannung. Im Akkubetrieb High. Siehe Kapitel 3.7.4.
15	!LOW-BAT	O	Bei leerem Akku Low, ansonsten High. Steuert „LOWBAT-NO“ von Smart Slot und der externen Schnittstelle. Siehe Kapitel 3.6.4.
16	LINE-DECOUPLE	0	Steuert die Netztrennrelais RY4 und RY5. Low trennt die USV vom Netz, High schaltet sie wieder hinzu. Siehe Kapitel 3.7.3.
17	!INV-ENABLE	O	Steuert den Wechselrichter. Low aktiviert den Wechselrichter, High deaktiviert den Wechselrichter. Siehe Kapitel 3.5.12.
18-19	XTAL	I	Eingang für den Schwingquarz.
20	GROUND	I	Ground, 0V Referenz.
21	CONFIG	I+O	Steuert die Grüne LED auf der Gehäuserückseite und wertet den Taster „Sensitivity“ auf der Gehäuserückseite aus.
22	??	??	Funktion unbekannt.
23	!TRIM	O	Steuert das Trim-Relais RY2, das Trafonanzapfungen umschaltet. Bei Unterspannung des Netzes Low, ansonsten High. Siehe Kapitel 3.7.3.
24	!BOOST	O	Steuert das Boost-Relais RY3, das Trafoanzapfungen umschaltet. Bei Überspannung des Netzes Low, ansonsten High. Siehe Kapitel 3.7.3.
25	LOAD-DECOUPLE	O	Steuert das Lasttrennrelais RY1. Im Normalbetrieb Low, zum Lasttrennen High. Siehe Kapitel 3.7.3.

Tabelle 5: Pinbelegung Mikrocontroller

Pin	Name	I/O	Funktion
26	!SPI-CS-ADC	O	Chip Select für SPI-Kommunikation mit ADC0838. Siehe Kapitel 3.5.4.
27	SPI-SIO	I+O	Datenleitung für SPI-Kommunikation mit ADC0838 und 93C46. Siehe Kapitel 3.5.3, 3.5.4 und 3.6.1.
28	SPI-CLK	O	Taktleitung für SPI-Kommunikation mit ADC0838 und 93C46. Siehe Kapitel 3.5.3, 3.5.4 und 3.6.1.
29	!PSEN	O	Ungenutzt.
30	ALE	O	Ungenutzt.
31	!EA	I	Wird !EA durch externe Beschaltung Low, so führt der 87C52 externen Programmspeicher aus. Immer High, kein externer Programmspeicher vorhanden.
32	?	?	Funktion unbekannt.
33	!HIGH-CHG	O	Aktiviert Akkuladeschaltung, Low wenn im Netzbetrieb.
34	BEEP	I+O	Tri-state aktiviert den Buzzer, Low deaktiviert den Buzzer. Siehe 3.6.5.
35	DECOUPL-MONITR	I	Überwacht, ob die Netztrennung durch Netztrennrelais RY4 und RY5 erfolgreich ist. Rechtecksignal mit Netzfrequenz, wenn im Wechselrichterbetrieb Netztrennung missglückt ist, bzw. Rechtecksignal mit Netzfrequenz im Netzbetrieb. Siehe Kapitel 3.7.3.
36	DSP-STRB	O	Aktiviert die seriell zu parallel-Umwandlung der zwei Schieberegister UCN5821, welche die Status-LEDs steuern. Siehe 3.6.3.
37	FAN	O	Steuert den Lüfter. High aktiviert den Lüfter, Low deaktiviert den Lüfter. Siehe 3.5.13.
38	DSP-CLK	O	Taktleitung für die Schieberegister UCN5821, welche die Status-LEDs steuern. Siehe 3.6.3.
39	DSP-DATA	O	Datenleitung für die Schieberegister UCN5821, welche die Status-LEDs steuern. Serielle Datenübertragung. Siehe 3.6.3.
40	VCC	I	Versorgungsspannung, ca. 5V. Siehe Kapitel 3.4.1.

3.5.2 Watchdog und Brown-Out-Detection

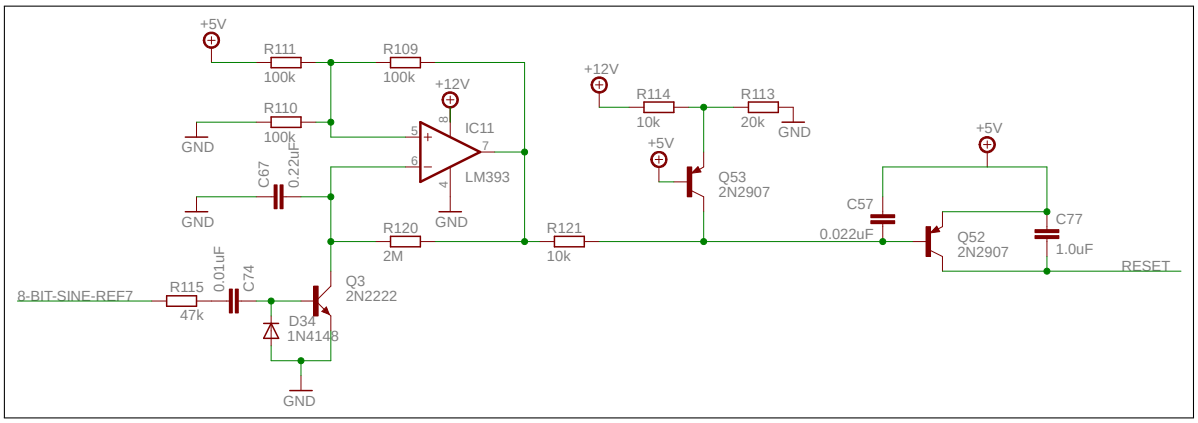


Abbildung 15: Resetschaltung mit Watchdog (links) und Brown-Out-Detection (mittig)

Der Watchdog und die Brown-Out-Detection sind zwei unabhängige Sicherheitskomponenten zur Vermeidung von Fehlfunktionen eines Systems. Der Watchdog ist ein Timer, der vor seinem Überlauf durch das Programm zurückgesetzt wird. Erfolgt das Rücksetzen nicht rechtzeitig, so wird durch den Zähler ein Reset ausgelöst, der das System in einen definierten Ausgangszustand versetzt [9]. Fehlfunktionen des Mikrocontrollers können durch Programmfehler ausgelöst werden, z.B. durch ein unerfüllbares Abbruchkriterium einer Schleife oder durch störende Umwelteinflüsse wie starke elektromagnetische Strahlung. Die Brown-Out-Detection stellt sicher, dass bei Einbrüchen der Betriebsspannung der Reset erst dann aufgehoben wird, wenn die Betriebsspannung wieder innerhalb der zulässigen Toleranzgrenzen liegt. Der originale Mikrocontroller vom Typ 87C52 besitzt keine Hardwareunterstützung für Watchdog und Brown-Out-Detection. Daher sind diese diskret aufgebaut (siehe Abbildung 15 und lösen den Reset extern über den `RESET`-Pin des Mikrocontrollers aus. Ein Reset beim 87C52 wird ausgelöst, wenn `RESET` für zwei Maschinenzyklen High gezogen wird [10]. Anstelle eines zählenden Timers wird für den Watchdog der kontinuierliche High/Low Wechsel von Pin 8 des Mikrocontrollers genutzt, der das MSB der Sinusreferenz `8-BIT-SINE-REF` ist. Gewöhnlich liegt an `8-BIT-SINE-REF7` eine Frequenz von ca. 50Hz an, entsprechend der Frequenz der Ausgangsspannung. Hängt das Programm des Mikrocontrollers, liegt an `8-BIT-SINE-REF7` keine Wechselspannung mehr an und die nachfolgende Schaltung gibt High auf `RESET`. Gleiches passiert, wenn die Betriebsspannung des Mikrocontrollers eine durch den Spannungsteiler der externen Brown-Out-Detection bestimmte Spannung unterschreitet.

3.5.3 Eeprom

Die USV ist mit einem Eeprom (93C46) ausgerüstet. Bei einigen Modellen befindet sich das Eeprom unter dem gesockelten Mikrocontroller. Im Eeprom sind neben einer gerätespezifischen Kennung auch Konfigurationsdaten nichtflüchtig gespeichert, wie z.B. die Abschaltspannung des Tiefentladeschutzes, die Ausgangsspannung und die Umschaltempfindlichkeit von Netz- auf Akkubetrieb bei Netzstörungen. Eine genaue Analyse des Speicherinhalts wurde bereits im Rahmen der Entwicklung eines Linuxtreibers für APC Smart-UPS durchgeführt. Beschreibungen hierzu sind unter [11] [12] zu finden, sowie in Kopie auf dem beigefügten Datenträger. Die Verwendung des Eeprom 93C46 wird im Folgenden nicht weiter betrachtet. Dessen Speicherinhalt ist für den Betrieb mit dem neuen Mikrocontroller nicht notwendig. Daher soll sein Inhalt unangetastet bleiben um beim Zurückrüsten auf den Orginalcontroller einen problemlosen Betrieb sicherzustellen.

3.5.4 ADC

Die USV ist mit einem Analog-Digital-Wandler vom Typ ADC0838 ausgestattet. Da der originale Mikrocontroller keinen eigenen ADC besitzt, ist der ADC0838 die einzige Möglichkeit, Analogsignale des Systems zu erfassen. Der ADC0838 ist über 2-Wire-SPI mit dem Mikrocontroller verbunden. Die einzelnen Signale sind in Tabelle 6 aufgelistet.

Tabelle 6: ADC-Kanäle

Kanal	Bezeichnung	Messobjekt
0	`U-BATT`	Akkuspannung, siehe Kapitel 3.5.5
1	`U-LINE-RECT`	Netzspannung, siehe Kapitel 3.7.4
2	`I-SWITCHING`	Transistorstrom während des Schaltvorgangs, siehe Kapitel 3.5.7
3	`U-LOAD-RECT`	Lastspannung, siehe Kapitel 3.7.5
4	`ON-OFF-ADC`	An/Aus - Signal, siehe Kapitel 3.4.2
5	`POWER`	Ausgangsleistung, siehe Kapitel 3.5.9
6	`TEMP`	Temperatur, siehe Kapitel 3.5.8
7	`CHG-STATE`	Status Ladecontroller, siehe Kapitel 3.5.12

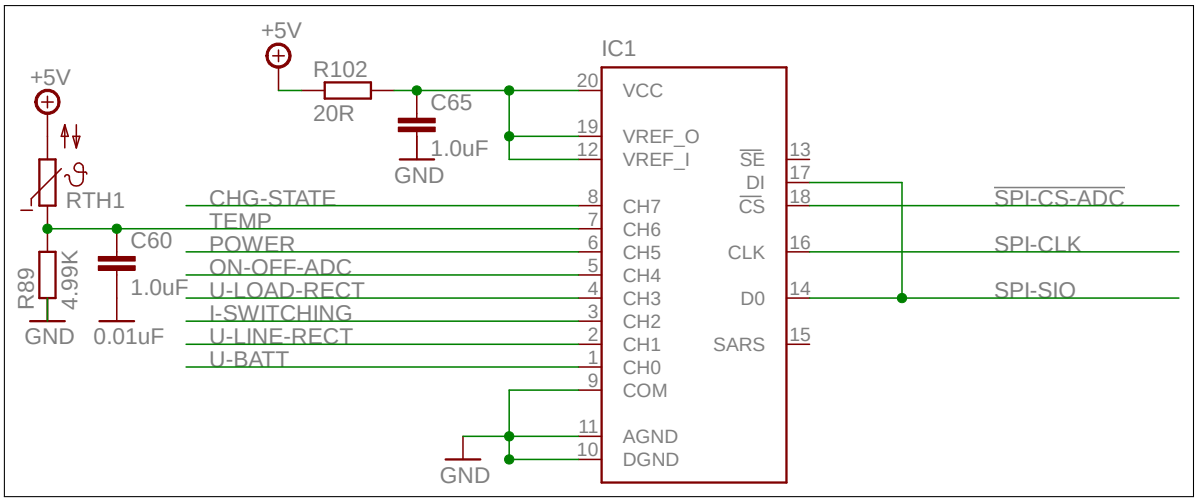


Abbildung 16: Beschaltung des ADC

3.5.5 Messung der Akkuspannung

Die Akkuspannung wird über den Spannungsteiler aus R99 (200 $k\Omega$) und R100 (33, 2 $k\Omega$) bestimmt (siehe Abbildung 13). Somit ergibt sich ein Übertragungsverhältnis von

$$\frac{R100}{R99 + R100} = \frac{33,2k\Omega}{200k\Omega + 33,2k\Omega} \approx 0,142. \tag{1}$$

Der Messbereich ist durch die Höhe der Referenzspannungsquelle des ADCs begrenzt, in diesem Fall 5V. Es lassen sich somit Akkuspannungen bis

$$\frac{5V}{0,142} \approx 35,2V \tag{2}$$

erfassen.

3.5.6 Messung der Netz- und Lastspannung

Die USV muss die Höhe der Netzspannung bestimmen können, um Netzstörungen zu erkennen und je nach Störung in den Trim-, Boost- oder Wechselrichterbetrieb zu schalten. Desweiteren muss für die Spannungsregelung im Wechselrichterbetrieb die Höhe der Lastspannung gemessen werden.

Das Signal `U-LINE-RECT` ist proportional zur Eingangsspannung und wird mittels Übertrager T1 (siehe Abbildung 32) galvanisch getrennt erfasst und über die Dioden D18 und D19 gleichgerichtet. Ein Spannungsteiler übernimmt anschließend die Pegelanpassung auf den Messbereich des ADCs. Bei 230V Netzspannung beträgt `U-LINE-RECT` ca. 3,66V. Das Übertragungsverhältnis beträgt somit

$$\frac{3,66V}{230V} \approx 0,0159. \tag{3}$$

Somit lassen sich Netzspannungen bis

$$\frac{5V}{0,0159} \approx 314V \tag{4}$$

erfassen. Das Signal `U-LOAD-RECT` ist proportional zur Ausgangsspannung und wird mittels Übertrager T2 (siehe Abbildung 31) galvanisch getrennt erfasst und über die Dioden D25 und D26 gleichgerichtet. Anschließend folgt die Pegelanpassung auf den Messbereich des ADCs. Das Übertragungsverhältnis entspricht dem Übertragungsverhältnis von `U-LINE-RECT` und beträgt somit ebenfalls 0,0159.

3.5.7 Messung des Stromes im Schaltvorgang

Das Signal `I-SWITCHING`, dessen Spannung qualitative Aussagen über den Schaltstrom der MOSFETs im Schaltvorgang zulässt, wird von der Brückentreiberlogik (siehe 3.5.12) ausgegeben und vom ADC erfasst. Um Schaltverluste möglichst gering zu halten, sollte der Strom im Schaltvorgang möglichst gering sein. Hierfür wird ein Regelkreis genutzt. Der Mikrocontroller stellt den Regler dar, der über die Anpassung der Sinusreferenz `SINE-REF` als Stellglied eine Minimierung des Stromes im Schaltvorgang erwirkt. Das Messglied gibt als Rückführung das Signal `I-SWITCHING` über den ADC an den im Mikrocontroller implementierten Regler. Weitere Informationen bezüglich der Bedeutung der Sinusreferenz und des Stromes im Schaltvorgang sind in Kapitel 3.8 zu finden.

3.5.8 Messung der Temperatur

Mittels des NTC RTH1 (siehe Abbildung 16) wird die Temperatur innerhalb des USV-Gehäuses gemessen.

Die mit hohen Strömen belasteten Baugruppen sind thermisch besonders kritisch. Hierzu zählen insbesondere die Vollbrücke sowie der Transformator. Der NTC befindet sich jedoch nicht in direkter Umgebung zu diesen Baugruppen sondern in einem thermisch eher unbelasten Bereich der Hauptplatine in der Nähe des ADC. Zusammen mit seiner thermischen Trägheit lässt sich die Temperatur der kritischen Baugruppen nicht genau bestimmen, aber abschätzen. Der NTC ist für die Bestimmung der allgemeinen Gerätetemperatur im unbelasteten Zustand geeignet. Somit wäre eine temperaturabhängige Anpassung der Ladespannung möglich. Messungen der Ladeendspannung bei verschiedenen Temperaturen zeigen jedoch, dass diese temperaturunabhängig konstant bleibt.

Da der NTC-Typ unbekannt ist, muss seine Kennlinie bestimmt werden. Hierzu werden die Anschlüsse des NTCs verlängert, sodass er zusammen mit einem Thermometer in heißes Wasser getaucht werden kann. Während eines Abkühlvorgangs werden

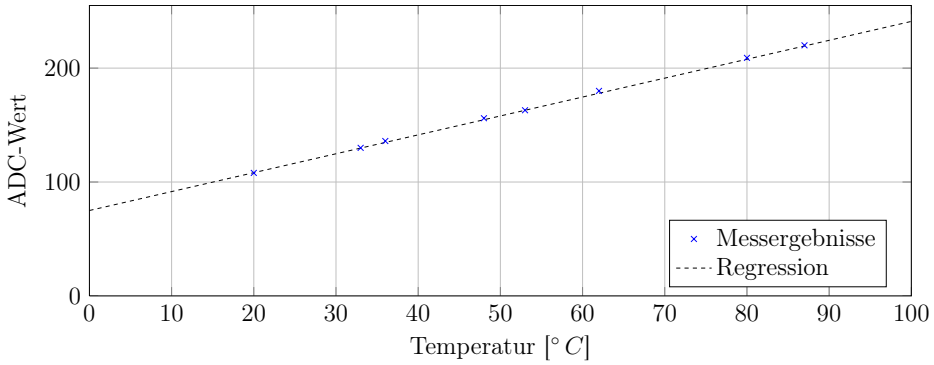


Abbildung 17: ADC-Werte in Abhängigkeit der Temperatur

in regelmäßigen Abständen Temperatur und ADC-Wert erfasst. Das Ergebnis ist in Abbildung 17 zu sehen.

Der Kurvenverlauf ist das Ergebnis einer Approximierung mittels linearer Regression erster Ordnung.

3.5.9 Messung der Abgabeleistung

Die USV ist in der Lage, die an die Last abgegebene Wirkleistung zu erfassen. Die Formel für die Berechnung der Wirkleistung lautet

$$P = \overline{p}(t) = \bar{u} \cdot \bar{i}. \tag{5}$$

Es wird das arithmetische Mittel des Produkts aus momentaner Spannung und des momentanen Stromes gebildet. In Abbildung 18 ist die Schaltung des Leistungsmessers dargestellt, die diese Formel elektronisch umsetzt.

Die Multiplikation wird mittels Time-Division-Multiplier [13] nachgeahmt. Der Wert für den momentanen Strom wird mit einem Stromwandler in eine Spannungsgröße `I-TRANSFORMER` gewandelt und mit einer Operationsverstärkerschaltung mit leichtem Tiefpassverhalten verstärkt. Der Übertrager T2 gibt die in einem festen Verhältnis zur momentanen Ausgangsspannung stehende Spannung `AC-OUT2` aus. Die Schaltung aus Operationsverstärker IC8A und Schmitt-Trigger IC9 erzeugt ein PWM-Signal, dessen Pulsbreite in Abhängigkeit zur Höhe der Spannung `AC-OUT2` steht. Die Verknüpfung von Pulsbreite und Pulshöhe übernimmt Q38. Für den ADC wird diese Rechteckspannung wieder in eine Gleichspannung umgewandelt. Dafür wird erneut eine Operationsverstärkerschaltung mit Tiefpassverhalten genutzt, die die Spannung glättet und zudem an den Messbereich des ADC anpasst.

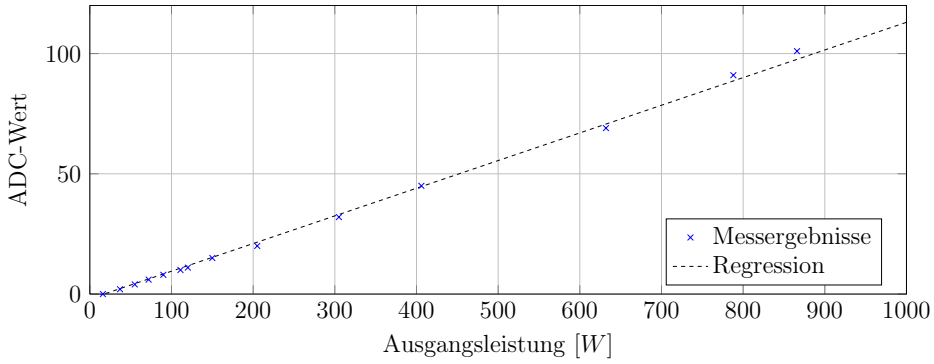


Abbildung 19: ADC-Werte in Abhängigkeit der Abgabeleistung

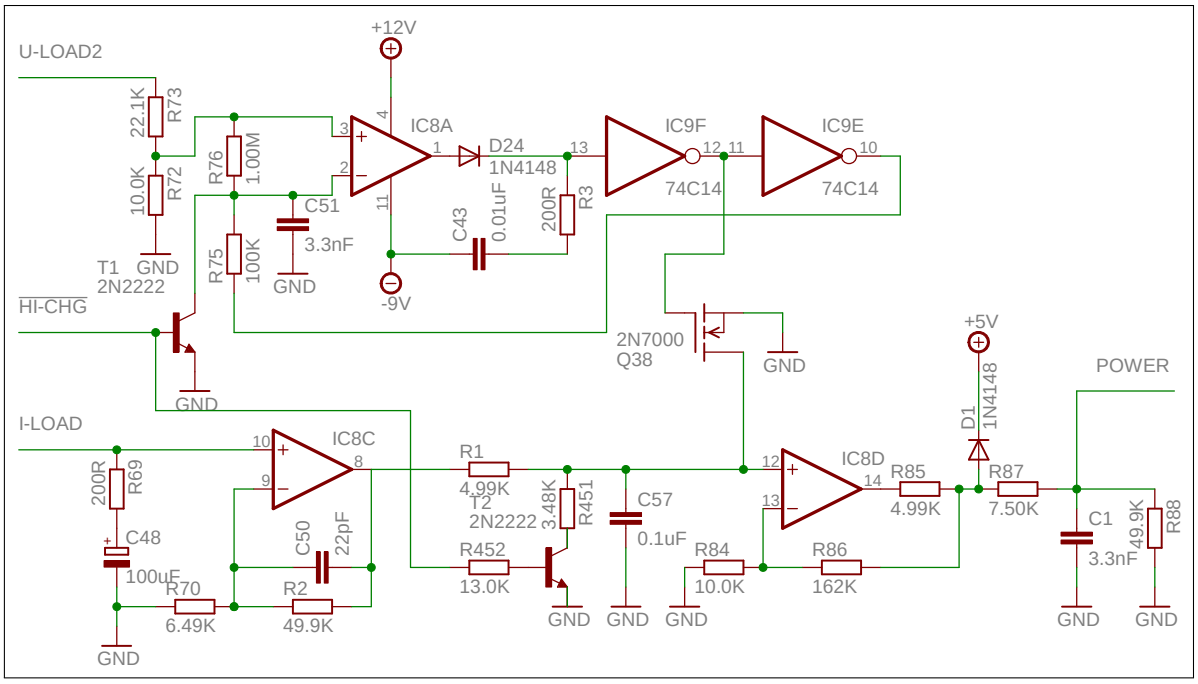


Abbildung 18: Schaltung zur Leistungsmessung

In Abbildung 19 ist der ADC-Wert des AD-Wandlers bei verschiedenen Wirkleistungen zu sehen. Der Kurvenverlauf zeigt das Ergebnis einer Approximation mittels linearer Regression erster Ordnung.

3.5.10 Messung von Frequenz und Phasenlage

Die Hardware lässt die Messung der netzseitigen Frequenz zu. Hierzu wird die Spannung vom netzseitigen Übertrager (siehe Abbildung 32) abgegriffen und zur Steuerung des Transistors Q41 genutzt. Dieser gibt eine Rechteckspannung entsprechend der Frequenz und Phasenlage der Netzspannung aus. Der Mikrocontroller kann die Frequenz bestimmen, indem er die Periodendauer der Rechteckspannung misst. Die lastseitige Frequenz muss nicht gemessen werden, da der Mikrocontroller sie durch die Vorgabe der Sinusreferenz selbst bestimmt. Allerdings wird überprüft, ob die Phasenlage und

Frequenz der Ausgangsspannung der vorgegebenen Sinusreferenz entsprechen oder ob Abweichungen vorhanden sind. Dazu wird der Sinusreferenz die Spannung `U-LOAD1` des lastseitigen Übertragers überlagert (siehe Abbildung 20). Das überlagerte Signal steuert bei Abweichungen der Ausgangsspannung von der vorgegebenen Sinusreferenz die Transistoren Q54 oder Q55 durch, sodass schließlich das Signal `PHASE-MATCH` am Mikrocontroller High wird.

3.5.11 Erzeugung der Sinus-Referenz mittels DAC

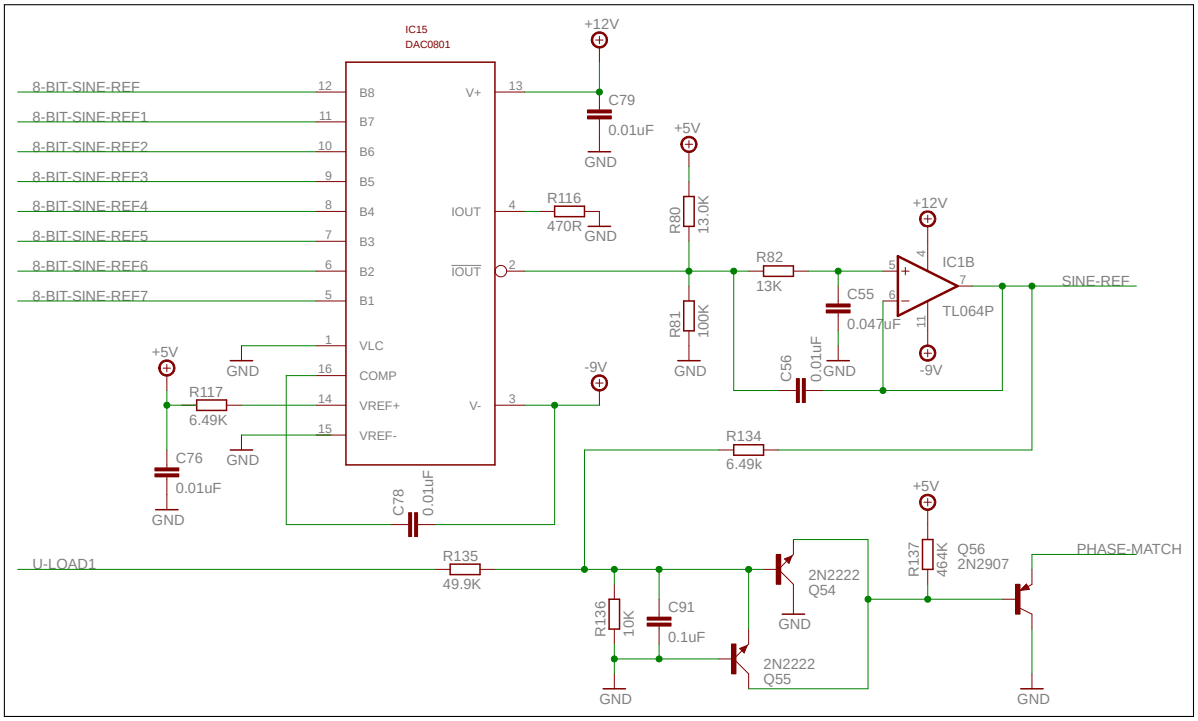


Abbildung 20: Schaltung zur Erzeugung der Sinus-Referenz und zur Überwachung der Phasenlage

Der originale Mikrocontroller besitzt keinen Analogausgang zur Erzeugung eines Sinussignals. Das Sinussignal wird mit 8bit parallel auf Port 1 des 87C52 ausgegeben und anschließend vom Digital-Analog-Converter DAC08CN in einen Strom umgewandelt (siehe Abbildung 20). Dieser Strom liegt an Pin 2 des DACs antiproportional zum digitalen Eingangswert an. Um aus dem Ausgangsstrom des DAC08CN eine Wechselspannung zu erzeugen, ist dem DAC eine Operationsverstärkerschaltung nachgeschaltet. Diese übernimmt sowohl die Nullpunktverschiebung als auch die Impedanzwandlung.

3.5.12 Brückentreiberlogik

Die Brückentreiberlogik übernimmt wichtige Steuer- und Kontrollfunktionen und ist der Vollbrücke vorgeschaltet. IC14 und IC17 sind anwendungsspezifische Schaltkrei-

se (ASIC). Sie sind nicht öffentlich dokumentiert. Die Funktion der ICs und deren Verhalten wird daher daher durch Messungen in verschiedenen Betriebszuständen und anhand der äußeren Beschaltung nachvollzogen.

IC17 erzeugt aus der Sinus-Referenz die zwei PWM-Signale `PWM1` und `PWM2`, die jeweils positive und negative Halbwelle als PWM-Signal wiedergeben. Die Frequenz des PWM-Signals beträgt ca. 13kHz. Die Überlagerung der Sinus-Referenz `SINE-REF` mit dem Übertragersignal `I-CAPACITIVE` beeinflusst die Sinus-Referenz dahingehend, dass der am Transformator resultierende Strom einen geringen Blindstromanteil besitzt. Durch diese Leistungsfaktorkorrektur werden unnötige Leitungsverluste im Transformator vermieden. Die PWM-Signale `PWM1` und `PWM2` sind mit IC14 verbunden, der aus diesen Signalen im Wechselrichterbetrieb die vier PWM-Signale `L1PWM`, `H1PWM`, `L2PWM` und `H2PWM` für die Gate-Treiber der Vollbrücke erzeugt (siehe 3.7.1). Im Netzbetrieb übernimmt IC14 die Ansteuerung der Vollbrücke zum Laden der Akkus.

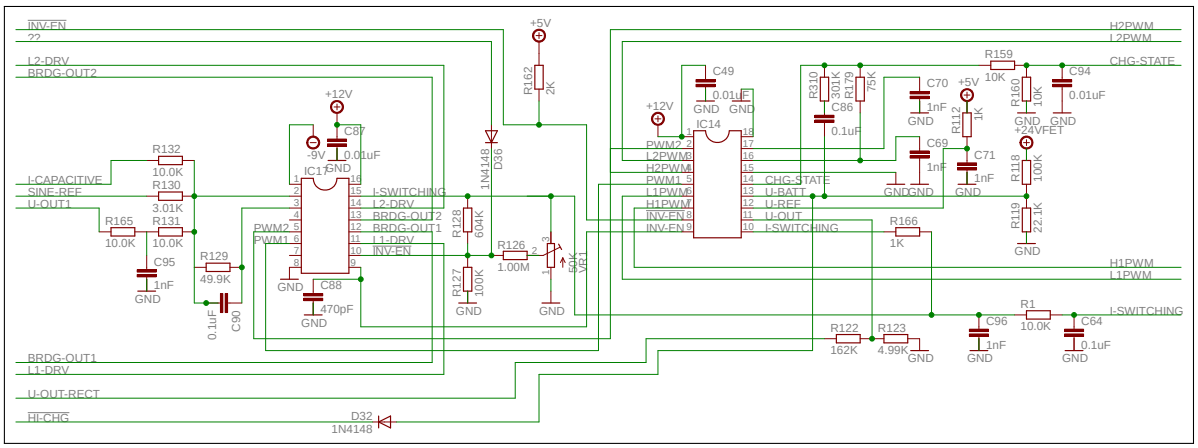


Abbildung 21: Schaltung der Brückentreiberlogik

3.5.13 Lüftersteuerung

Der Lüfter befindet sich direkt vor der Vollbrücke und kühlt diese im Wechselrichterbetrieb. Der Lüfter ist nicht temperaturgesteuert und läuft auf voller Drehzahl. Der Lüfter wird über ein High des Signals `FAN` aktiviert. Abbildung 22 zeigt die Schaltung der Lüftersteuerung.

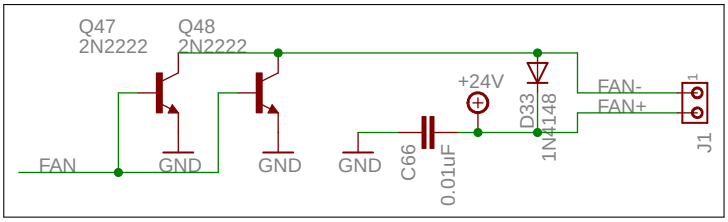


Abbildung 22: Schaltung der Lüftersteuerung

3.6 Schnittstellen und Signalgeber

3.6.1 Anbindung von ADC und Eeprom über 2-Wire-SPI

Der Analog-Digital-Umsetzer ADC0838 sowie der Eeprom-Speicher 93C46 kommunizieren mit dem Mikrocontroller über einen 2-Wire SPI-Bus. Die EC 60050 beschreibt einen Bus als „ein System zur Datenübertragung zwischen mehreren Teilnehmern über einen gemeinsamen Übertragungsweg, bei dem die Teilnehmer nicht an der Datenübertragung zwischen anderen Teilnehmern beteiligt sind“ [14].

Der SPI-Bus ist ein synchroner serieller Bus. Die Informationen werden bitseriell zwischen Sender und Empfänger übermittelt. Die Übertragung der einzelnen Bits zwischen Sender und Empfänger wird über eine gemeinsame Taktquelle synchronisiert. Die Datenblätter vom ADC0838 und vom 93C46 bezeichnen diese Taktquelle als CLK (Clock). Über die Steuerleitung CS (Chip Select) wählt der Mikrocontroller, der Master, seinen Kommunikationspartner aus, den Slave. Die Datenleitungen beider Bauteile sind mit DI (Data In) und DO (Data Out) angegeben.

Beim weit verbreiteten 3-Wire-SPI wird DI des Slaves mit DO des Master verbunden (Master Out Slave In - MOSI) sowie in umgekehrter Ordnung DO des Slaves mit DI des Masters (MISO). Im Fall der SmartUPS wurde 2-Wire-SPI verwendet, bei dem DI und DO des Slaves den Master über eine gemeinsame Datenleitung SIO (Serial In/Out) erreichen. Es wird auf diese Weise ein Pin des Mikrocontrollers weniger benötigt.

3.6.2 Serielle Schnittstelle

Die USV besitzt eine serielle Schnittstelle, die über eine DB-9 Buchse auf der Gehäuserückseite nach außen geführt ist. Es handelt sich um eine serielle Schnittstelle, die zwar vom Format der Steckverbindung RS232 (ANSI EIA/TIA-232-F) konform ist, allerdings eine abweichende Kontaktbelegung aufweist. Die Belegung ist in Tabelle 7 zu sehen. Es ist zwischen dem Smart Mode und dem Dumb Mode zu unterscheiden. Im Dumb Mode kann die USV auf `RX` und `TX` keine seriellen Daten ausgeben, stattdessen kann sie über die Pegel an diesen Pins ausgeschaltet werden oder einen Netzausfall anzeigen. Im Smart Mode kann die USV gemäß der RS232 vorgesehenen Signalpegel serielle Daten auf `RX` empfangen und auf `TX` senden. Die Schnittstelleneinstellungen unter der originalen Firmware sind in Tabelle 8 beschrieben.

3.6.3 Status-LEDs

Auf der Gerätevorderseite befinden sich unter anderem 16 LEDs, die den Benutzer über den Zustand der USV informieren können. Die LEDs werden vom Mikrocontroller über Schieberegister vom Typ UCN5821 angesteuert. Die Information, welche LED leuchten soll, wird über den Mikrocontroller bitseriell über die `DSP-Data` Leitung an die Schiebe-

Tabelle 7: Pinbelegung der seriellen Schnittstelle

Pin	Bezeichnung	Funktion Dumb Mode	Funktion Smart Mode
1	RX-DB9	Shut Down (ca. 5s High, Normally Low)	Serial Data In (RX)
2	TX-DB9	Line Fail (Normally Low)	Serial Data Out (TX)
3	ONBATT-NO	On Battery Signal (Normally Open)	On Battery Signal (Normally Open)
4	GROUND	Ground	Ground
5	LOWBATT-NO	Low Battery Signal (Normally Open)	Low Battery Signal (Normally Open)
6	ONBATT-NC	On Battery Signal (Normally Closed)	On Battery Signal (Normally Closed)
7	ON/OFF-REMOTE	Turn On/Off Signal	Turn On/Off Signal
8	+24VDB9	24V Spannungsausgabe	24V Spannungsausgabe
9	GROUND	Ground	Ground

Tabelle 8: Schnittstelleneinstellung

Baudrate	2400
Datenbits	8
Stopbits	1
Paritätsbits	0

register gesendet, wobei die einzelnen Bits über die DSP-CLK Taktleitung synchronisiert werden. Für die Steuerung der 16 LEDs sind 16 Bits notwendig. Sind alle 16 Bits in die Schieberegister übertragen, wird mittels eines Impulses von LED-STRB die seriell zu parallel-Umwandlung in den Latches der Schieberegister durchgeführt. Nun leuchten die LEDs entsprechend dem Wert der ihnen zugeordneten Bits.
Einige der LEDs sind zu Balkenanzeigen zusammengefasst. Fünf grüne LEDs bilden einen Balken, der auf der Gehäusevorderseite mit einem Lastsymbol gekennzeichnet ist. Weitere fünf grüne LEDs bilden einen Balken mit Batteriesymbol. Die zu einem Balken zusammengefassten LEDs lassen sich nicht einzeln schalten, sondern können nur einen von unten beginnenden Balken veränderlicher Länge darstellen. Dieses Verhalten resultiert aus der Tatsache, dass die LEDs der Balkenanzeigen zwischen einem Vorwiderstand und Ground in Reihe geschaltet sind (siehe Abbildung 23). Liegt Ground hinter der letzten LED der Reihenschaltung, so leuchten alle LEDs. Durch das Schieberegister, das als Stromsenke arbeitet, lässt sich Ground auch auf Knoten zwischen den einzelnen LEDs legen und reduziert so die Versorgungsspannung der dahinterliegenden LEDs, wodurch sie dunkel bleiben. Die restlichen, nicht zu Balken zusammengefassten LEDs sind einzeln zu schalten. In Abbildung 24 sind die Bytewerte der einzelnen LEDs

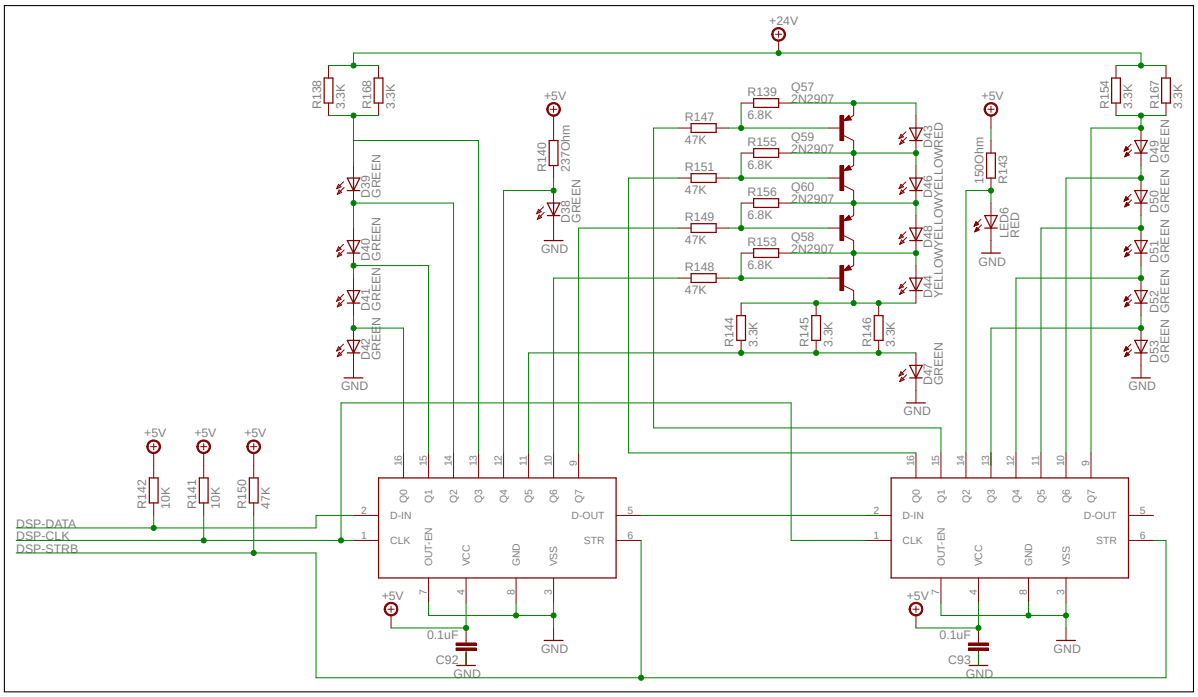


Abbildung 23: Schaltung der Status-LED-Steuerung

angegeben.

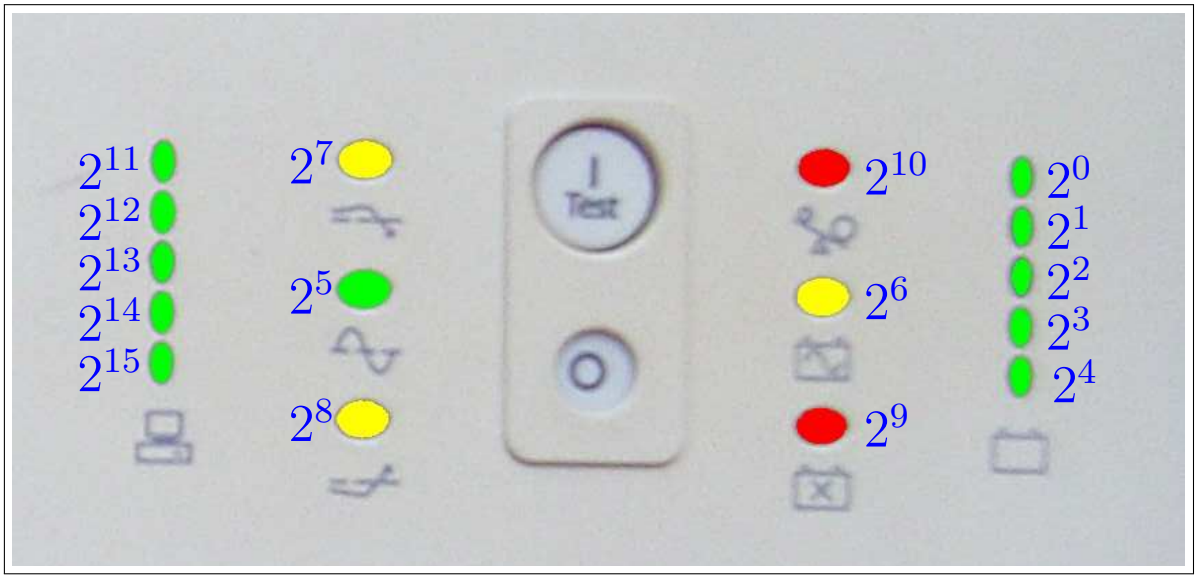


Abbildung 24: Status-LEDs der Gerätefront sowie deren Bytewert (eingefärbt)

3.6.4 Smart Slot

Die USV kann über den sogenannten Smart Slot Erweiterungsmodule aufnehmen. Erhältliche Smart Slot Module erweitern die USV um Kommunikationsmöglichkeiten. So stehen Module für diverse Netzwerkschnittstellen zur Verfügung, aber auch Relaiskarten für galvanisch getrenntes Schalten und Module mit der Möglichkeit, Sensoren

für die Überwachung von Luftfeuchtigkeit und unterschiedlichen Temperaturzonen anschließen. Die Erweiterungskarten haben einen Platinenstecker, der die Verbindung zur USV herstellt. Die dazugehörige Buchse ist über ein 14poliges Flachbandkabel mit einem Wannenstecker auf der Hauptplatine verbunden. Die Belegung des Wannensteckers ist in Tabelle 9 dargestellt. Die Beschaltung der Kommunikationsschnittstellen ist in Abbildung 25 zu sehen.

Tabelle 9: Pinbelegung des Verbindungssteckers zum SmarSlot

Pin	**Bezeichnung**	**Funktion**
1	`+12V`	12V durch Festspannungsregler geregelt
2	`GROUND`	Ground
3	`+24V`	Batteriespannung (liegt nur im Betrieb an)
4	`GROUND`	Ground
5	`+BATTFUSED`	Batteriespannung
6	`+5V`	5V ungeregelt
7	`RX-IC2`	RX-Signal der externen Schnittstelle
8	`RX-SLOT`	RX-Signal des Smart-Slot
9	`TX-UART`	TX-Signal des Mikrocontrollers
10	`!LOW-BATT`	Signal des Mikrocontrollers bei Unterschreiten einer vordefinierten Akkuspannung
11	`SLOT/DB9`	Umschaltung der RX und TX Signale zwischen Smart-Slot und externer Schnittstelle
12	`TX-SLOT`	TX-Signal vom Smart-Slot
13	`ON-EXT`	ON-Signal zum Einschalten der USV (siehe Abbildung 13)
14	`OFF-EXT`	OFF-Signal zum Ausschalten der USV (siehe Abbildung 13)

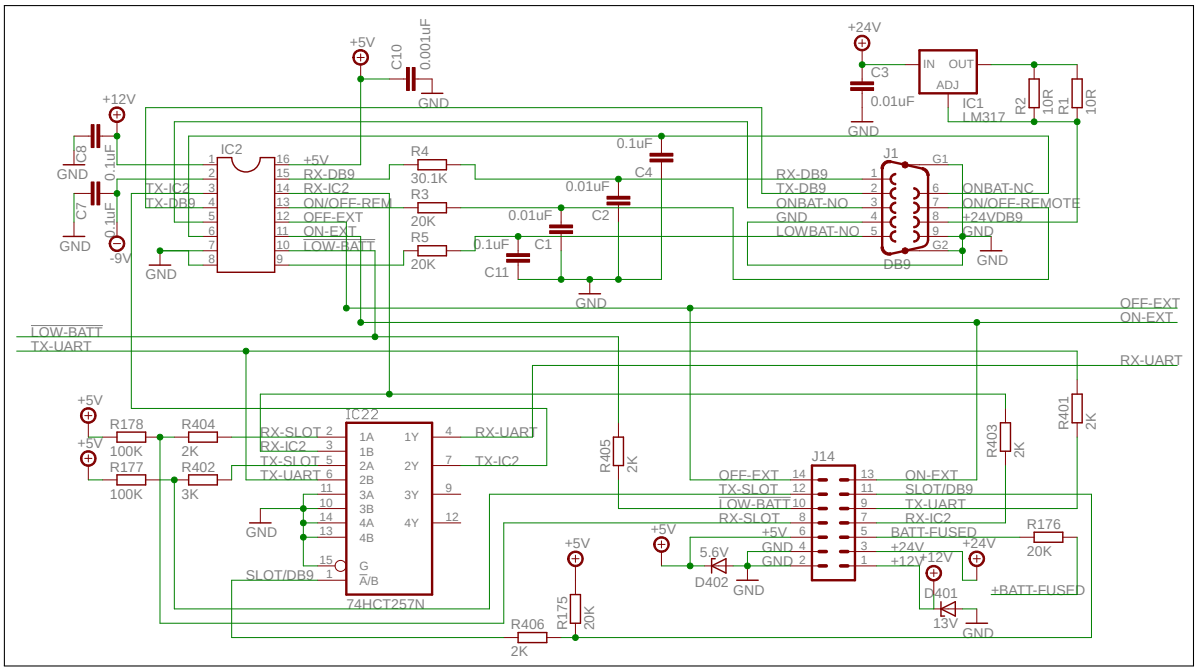


Abbildung 25: Schaltung der Kommunikationsschnittstellenansteuerung

3.6.5 Buzzer

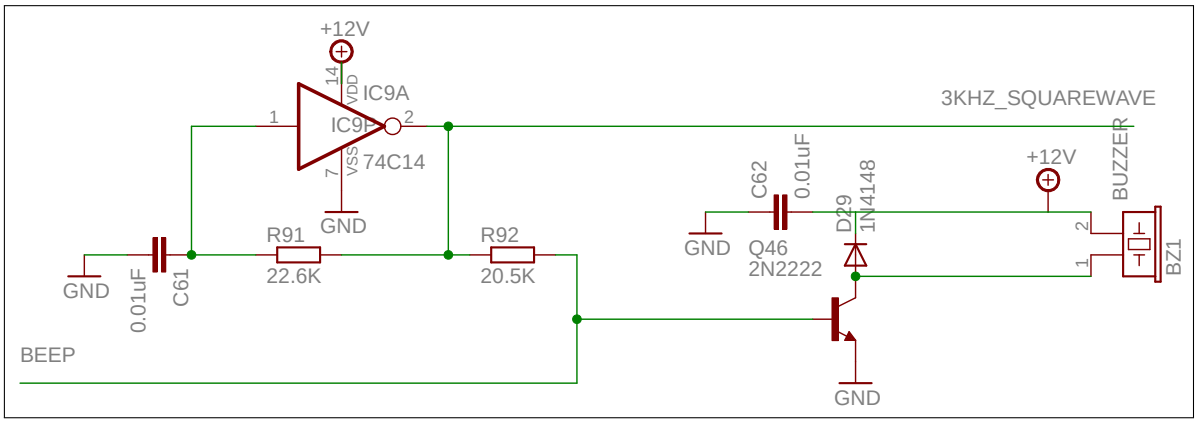


Abbildung 26: Schaltung der Buzzeransteuerung

Das Gerät verfügt über einen Buzzer, der akustische Signale ausgeben kann. Es handelt sich um ein Modell, das auf dem piezoelektrischen Prinzip basiert und durch Wechselspannung zum Schwingen angeregt wird. Die für den Betrieb notwendige Wechselspannung von ca. 3,5 kHz liefert ein Komparator, der zusammen mit einem RC-Glied einen Multivibrator bildet (siehe Abbildung 26). Die durch ihn erzeugte Rechteckspannung wird zum Betrieb einer Ladungspumpe genutzt (siehe Abbildung 12), die eine negative Spannung von etwa -9V ausgibt. Sie ermöglicht die symmetrische Speisung einiger Operationsverstärker. Außerdem wird die Rechteckspannung an der Basis des Transistors Q46 genutzt, um ihn periodisch zu schalten. Der Transistor schließt dann

den Buzzerstromkreis, sodass dieser ein akustisches Signal ausgibt. Soll der Buzzer kein Signal ausgeben, so wird Basis des Transistors über Pin 34 (`BEEP`) des Mikrocontrollers auf Ground gezogen. Andernfalls muss sich `BEEP` im Tri-State befinden.

3.7 Leistungsteil

3.7.1 Vollbrücke

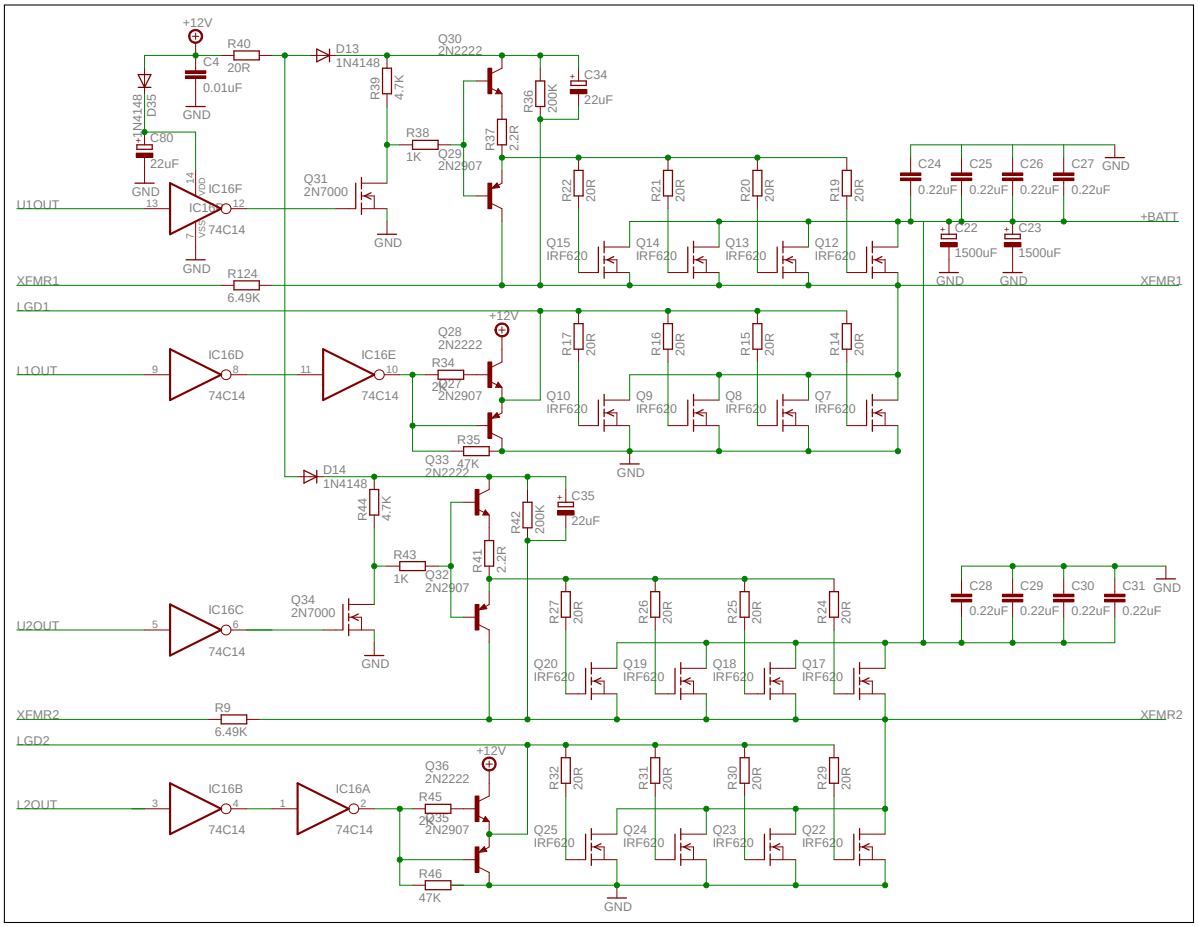


Abbildung 27: Schaltung der Vollbrücke

Die USV besitzt eine Vollbrücke (siehe Abbildung 27). Eine Vollbrücke kann stufenlos eine Ausgangsspannung zwischen $+U_{in}$ und $-U_{in}$ bereitstellen. In diesem Fall erzeugt sie aus der Gleichspannung der Bleiakkus eine sinusförmige Wechselspannung, die anschließend durch einen Trafo hochtransformiert wird.

Als Ventile der Brücke sind MOSFETs verbaut. MOSFETs besitzen ein Kennlinienfeld, das sich in drei Bereiche aufteilt, siehe Abbildung 28.

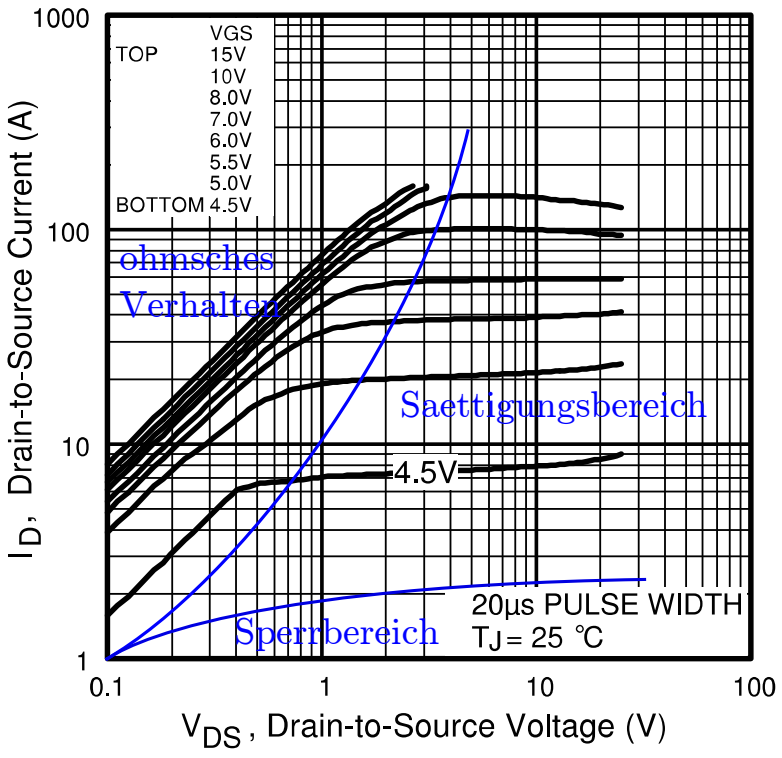


Abbildung 28: Kennlinie des MOSFET IRFZ44N [15] mit qualitativer Einteilung der Kennlinienbereiche nach J. Specovius [16]

Im durch ohmsches Verhalten charakterisierten Bereich besitzt der MOSFET die geringsten Verluste im leitenden Zustand. Geringe Verluste versprechen einen möglichst hohen Wirkungsgrad, deshalb ist dieser Bereich hier anzustreben.

Legt man an das Gate eines MOSFET eine Spannung an, um den MOSFET vom isolierenden Zustand (Sperrbereich) in einen leitenden Zustand zu versetzen, so wird der MOSFET nicht schlagartig leitend. Bedingt durch die Gate-Kapazität, die sich erst aufladen muss, steigt die Spannung am Gate des MOSFET kontinuierlich. Der MOSFET durchläuft für einige Zeit den Sättigungsbereich, der durch einen erhöhten Spannungsabfall V_{DS} und damit durch erhöhte Schaltverluste gekennzeichnet ist. Diese Schaltverluste verringern den Wirkungsgrad des Wechselrichters und können ihn zudem durch den hohen Wärmeeintrag schädigen. Um die Schaltverluste möglichst gering zu halten, muss der MOSFET möglichst schnell in den Bereich mit ohmschem Verhalten gebracht werden. Das wird erreicht, indem die Gate-Kapazität möglichst schnell geladen wird. Dafür werden Gate-Treiber benutzt. Diese sind hier als Gegentakt-Endstufen ausgeführt. Ihnen vorgeschaltet sind Schmitt-Trigger, die aufgrund ihrer Schalthysterese eindeutige Schaltzustände erzeugen und damit ein Schwingen im Sättigungsbereich verhindern.

3.7.2 Transformator

Die USV besitzt einen Transformator. Im Netzbetrieb ermöglicht er die lastseitige Spannungsanpassung bei Über- oder Unterspannung. Im Wechselrichterbetrieb transformiert er die in der Vollbrücke erzeugte Wechselspannung auf Netzspannungsniveau. Die Beschaltung des Transformators ist in Abbildung 29 zu sehen.

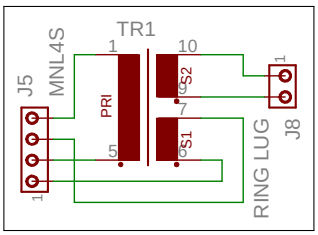
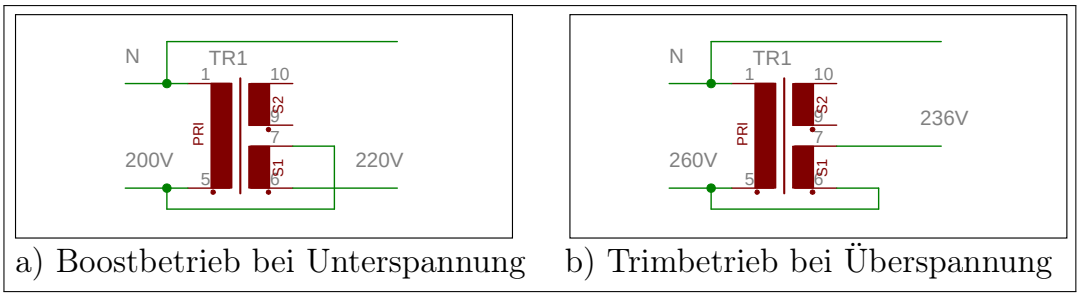


Abbildung 29: Beschaltung des Transformators

Tabelle 10: Übertragungsverhältnisse der Trafowicklungen

Wicklung	**Übertragungsverhältnis bezogen auf S2**
PRI	16,0
S1	1,8
S2	1,0

Der Transformator ist mit drei galvanisch voneinander getrennten Wicklungen versehen. Die Übertragungsverhältnisse der einzelnen Wicklungen sind in Tabelle 10 aufgeführt. Wicklung S2 ist über Ringkabelschuhe direkt über Rippen der Vollbrückenkühlkörper mit dem Ausgang der Vollbrücke verbunden und überträgt im Wechselrichterbetrieb die akkugespeiste Wechselspannung auf die Wicklung PRI. Im Netzbetrieb ist die Wicklung PRI mit dem Netz verbunden und die an S2 anliegende Spannung kann zum Laden der Akkus oder während eines Akkutauschs zur Erhaltung der Versorgungsspannung der Steuerelektronik genutzt werden. Für den Betrieb bei geringen Unter- und Überspannungen wird die Wicklung S1 genutzt, um einen Spartransformator nachzubilden. Die jeweiligen Beschaltungen sind in Abbildung 30 zu sehen.



a) Boostbetrieb bei Unterspannung b) Trimbetrieb bei Überspannung

Abbildung 30: Beschaltung des Transformators bei Über- und Unterspannung

3.7.3 Relaisschaltung

Das Gerät besitzt insgesamt fünf Relais, die netzseitig und lastseitig verschiedene Schaltaufgaben übernehmen. Die Relais stellen dabei eine galvanische Trennung zwischen Netzspannung und Steuerkleinspannung sicher. Tabelle 11 führt die Funktion der einzelnen Relais auf. Die Beschaltung der Relais ist in Abbildung 31 dargestellt. Der Optokoppler IC3 dient der Überwachung der Netztrennung. Sollte die Netztrennung auf Grund eines Fehlers in Relais RY5 nicht erfolgreich sein, liegt an `DECOUPL-MONITR` ein Rechtecksignal mit Netzfrequenz an, andernfalls ist es High.

Tabelle 11: Funktionsbeschreibung der Relais

Relais	**Steuersignal**	**Funktion**
RY1	`LOAD-DECOUPLE`	Trennung der Verbindung vom Wechselrichter zur Last.
RY2	`!TRIM`	Netzspannung auf die Primärwicklung des Trafos schalten, um Überspannungen herunterzutransformieren.
RY3	`!BOOST`	Netzspannung auf die Primärwicklung des Trafos schalten, um Unterspannungen hochzutransformieren.
RY4	`LINE-DECOUPLE`	Trennung der Verbindung zum Netz.
RY5	`LINE-DECOUPLE`	Trennung der Verbindung zum Netz.

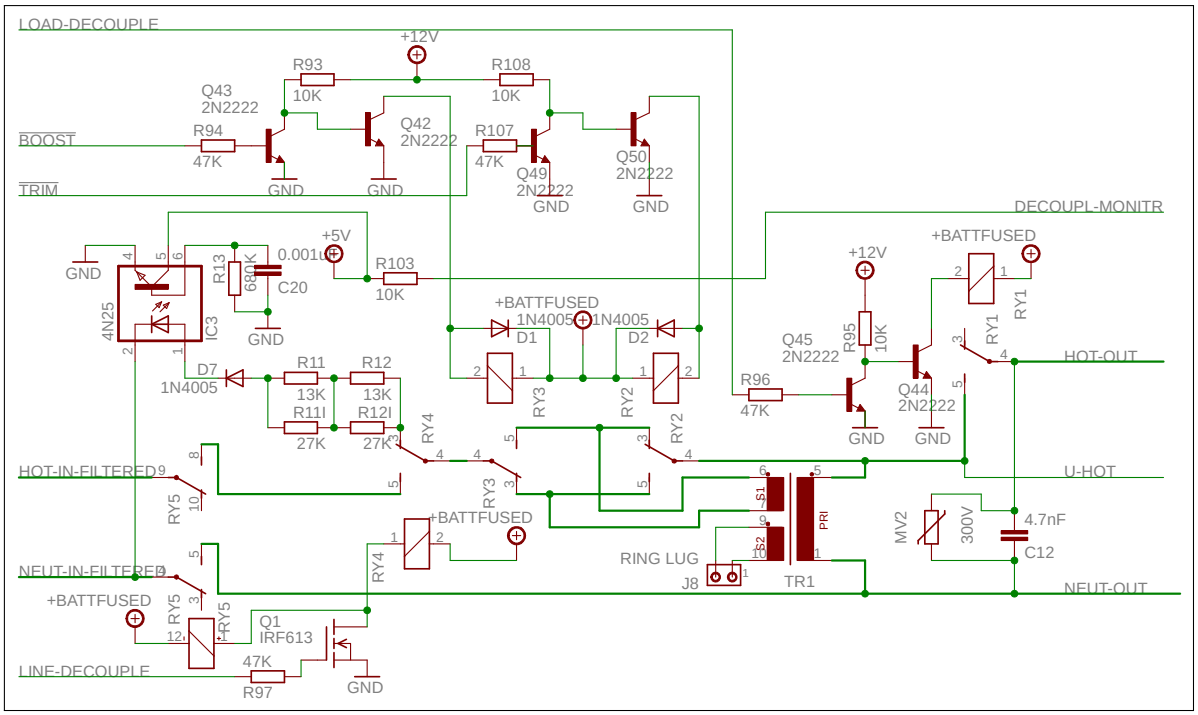


Abbildung 31: Beschaltung der Relais und Laststromfluss (dicke Linienstärke)

3.7.4 Netzseitiger Übertrager

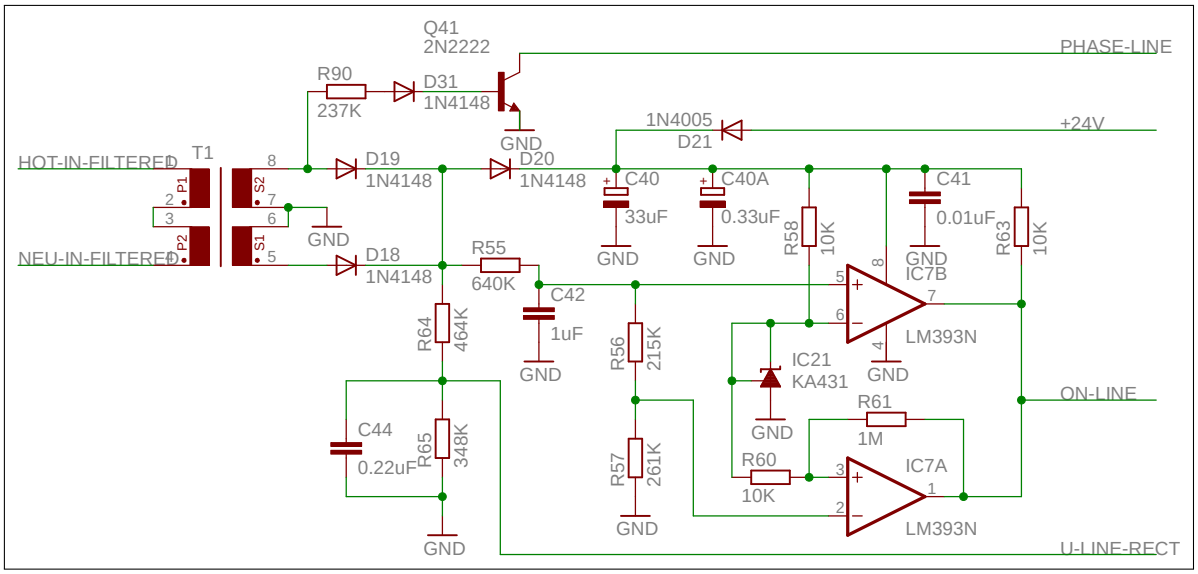


Abbildung 32: Beschaltung des netzseitigen Übertragers

Der netzseitige Übertrager (T1, siehe Abbildung 32) ermöglicht es, Informationen über die Eigenschaften des Netzes galvanisch getrennt an die Steuerelektronik weiterzugeben (siehe 3.5.6). Desweiteren dient er dazu, die An/Aus-Schaltung der USV zu steuern, wenn die USV ausgeschaltet ist. Der Übertrager wird primär durch die gegen Spannungsspitzen gefilterte Netzspannung gespeist. Die Sekundärwicklung ist mit

einer Mittelanzapfung versehen, die zusammen mit den Dioden D18 und D19 einen M2-Mittelpunktgleichrichter bildet. Die Operationsverstärker des IC7 stellen einen Fensterdiskriminator dar, der bei einer Primärspannung zwischen ca. 120 V-260 V eine Spannung `ON-LINE` von ca. 12V ausgibt. `ON-LINE` ist mit der An/Aus-Schaltung verbunden und schaltet die USV in den Standby-Modus (siehe 3.4.2).

3.7.5 Lastseitige Übertrager und Stromwandler

Die Lastseite verfügt über einen Übertrager und zwei Stromwandler, siehe Abbildung 33. Der lastseitige Übertrager (T2) gibt Informationen über die lastseitige Frequenz, Phasenlage und Spannung galvanisch getrennt an die Steuerelektronik weiter. Der Übertrager ist als Trafo mit Mittelanzapfung auf Massepotential ausgeführt. Ein Mittelpunktgleichrichter gibt die gleichgerichtete Spannung `OUT-RECT` an den ADC aus (siehe 3.5.6). `AC-OUT1` wird zusammen mit dem Signal `I-LOAD` des Stromwandlers CT2 zur Leistungsbestimmung genutzt (siehe 3.5.9). `AC-OUT2` beeinflusst das zur Steuerung der Vollbrücke genutzte PWM-Signal. Der Stromwandler CT1 misst den Blindstrom, der durch C17I fließt. C17I ist der Sekundärwicklung des Transformator TR1 parallelgeschaltet und dient dem kapazitiven Ausgleich der induktiven Blindleistung des Transformators. Zugleich beeinflusst das durch den Blindstrom in CT1 erzeugte Signal `I-CAPACITIVE` die Sinus-Referenz dahingehend, dass der am Transformator resultierende Strom einen geringen Blindstromanteil besitzt, um Leitungsverluste im Transformator zu vermieden.

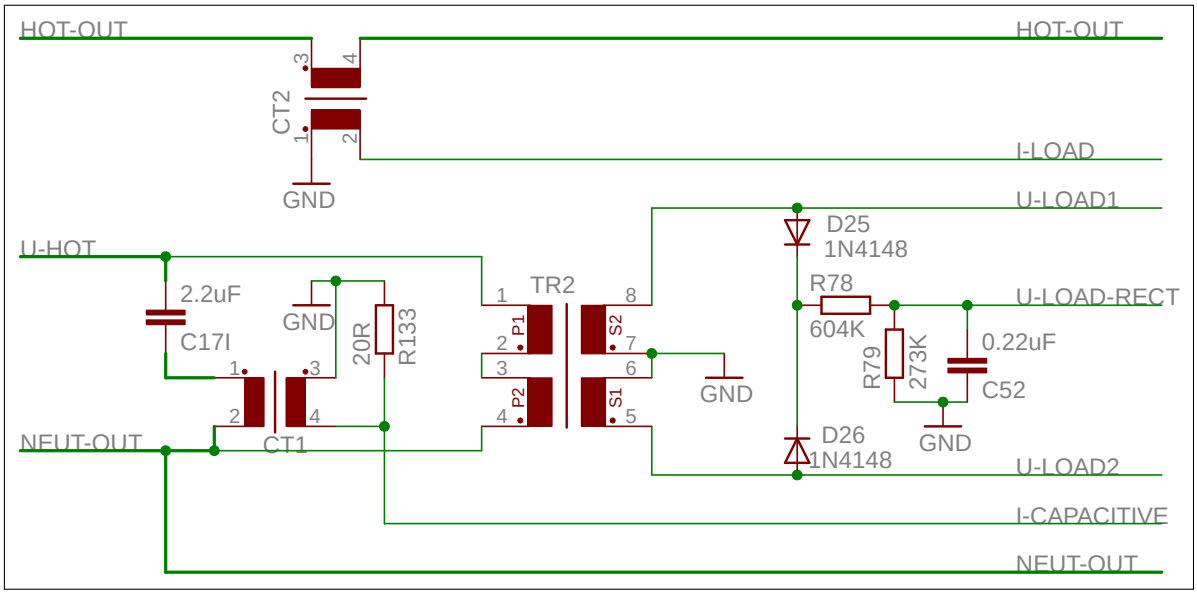


Abbildung 33: Beschaltung des lastseitigen Übertragers

3.8 Analyse der Sinusreferenz

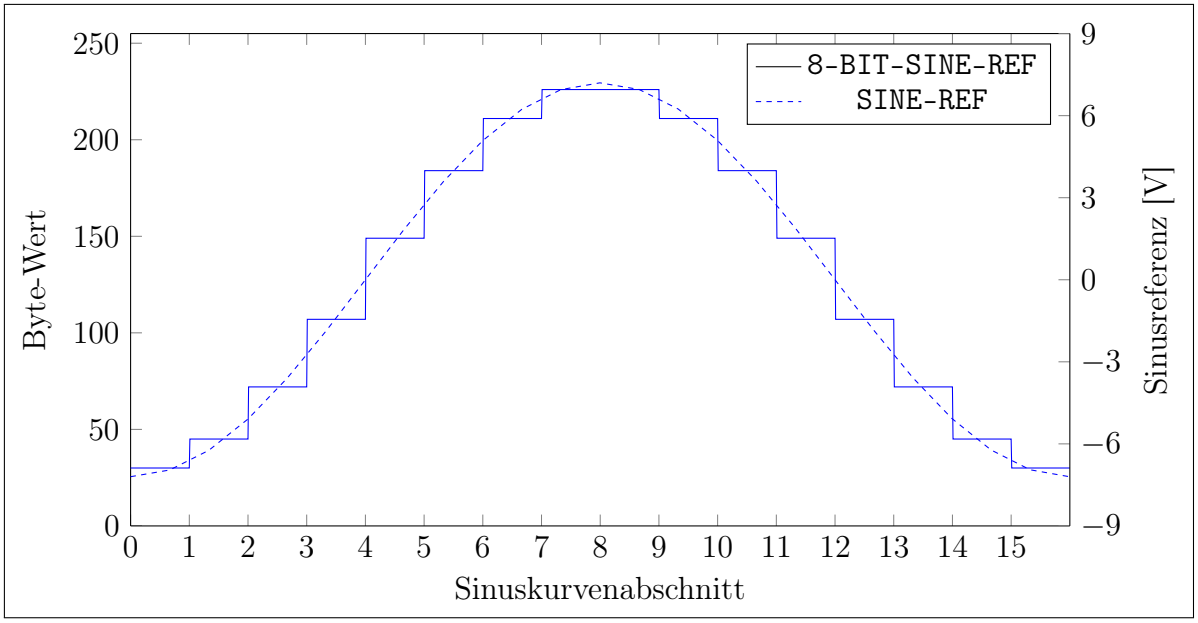


Abbildung 34: Erzeugung der Sinusreferenz `SINE-REF` aus 16 Byte-Werten

Die Sinusreferenz wird aus Sequenzen von jeweils 16 Werten des Mikrocontrollers erzeugt. Es handelt sich nicht um statische Sequenzen. Die einzelnen Werte der Sequenzen verändern sich u.a. je nach Belastung und gewünschter Ausgangsspannung. In diesem Zusammenhang ist das Wissen über den Algorithmus, mit dem die Werte errechnet werden, von großer Bedeutung.

Mittels eines Logikanalysators ist die parallele Ausgabe des Mikrocontrollers unter verschiedenen Betriebszuständen über einen Zeitraum von ca. 30 s im Wechselrichterbetrieb bei einer Ausgangsspannung von 240 V und 50 Hz aufgezeichnet worden. Es sind sieben weitgehend baugleiche Geräte untersucht worden. Durch den Vergleich verschiedener, zufällig ausgewählter Sequenzen sollen Hinweise über die Berechnung der einzelnen Werte der Sequenzen gewonnen werden. Da sich die Sequenzen der verschiedenen Geräte grundsätzlich ähneln, soll im Folgenden eine Analyse von Sequenzen eines Gerätes exemplarisch durchgeführt werden.

Tabelle 12: Mittelwert verschiedener Sequenzen

	1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**	**11**	**12**	**13**	**14**	**15**	**16**	$\overline{x}_{all}$	$\overline{x}_{extrem}$
a	29	44	71	101	149	184	211	226	226	211	184	149	101	71	44	29	126,88	127,5
b	29	44	71	106	149	184	211	226	226	211	184	149	106	71	44	29	127,5	127,5
c	29	43	70	104	149	185	212	226	226	212	185	149	104	70	43	29	127,25	127,5
d	30	44	71	106	149	184	211	225	225	211	184	149	106	71	44	30	127,5	127,5
e	30	44	71	101	149	184	211	225	225	211	184	149	101	71	44	30	126,88	127,5
f	31	45	72	104	149	183	210	224	224	210	183	149	104	72	45	31	127,25	127,5
g	31	45	72	106	149	183	210	224	224	210	183	149	106	72	45	31	127,5	127,5

Tabelle 12 zeigt diese Sequenzen. Berechnet man aus allen 16 Werten der Sequenzen den Mittelwert $\overline{x}_{all}$, so stellt man fest, dass es scheinbar keinen festen Mittelwert gibt. Berechnet man dagegen nur aus den Extremwerten der Sequenzen den Mittelwert $\overline{x}_{extrem}$, so ergibt sich ein belastungsunabhängiger Mittelwert von 127,5. Dieser Mittelwert ist gerätespezifisch. Bei jedem der sieben untersuchten Geräte ergab sich ein Mittelwert $\overline{x}_{extrem}$, der im Bereich von 126 bis 128 liegt. Aufgrund der begrenzten Anzahl an untersuchten Geräten ist es aber nicht ausgeschlossen, dass das Intervall größer sein kann.

Um diesen Mittelwert herum bilden je acht Werte die positive und die negative Halbwelle. Untersucht man diese Werte, so fällt auf, dass die Werte symmetrisch um den Mittelwert liegen (siehe Tabelle 13). Wert 1 entspricht Wert 16 und beide haben in Wert 8 und 9 ein Vorzeichenkomplementär. Alle Werte, ausgenommen der Wertepaare 4/13 bzw. 5/12 einzelner Sequenzen, entsprechen dieser Symmetrie.

Betrachtet man die Signalverläufe von `I-SWITCHING` und `8-BIT-SINE-REF` (Abbildung 35), so zeigt sich, dass sich einzelne Werte der Sinusreferenz in Abhängigkeit des Signals `I-SWITCHING` verändern. Die Änderung äußert sich entweder in der Absenkung oder Erhöhung der Wertepaare 4 und 13. Befindet sich der Extremwert von `I-SWITCHING` nahe einer steigenden `8-BIT-SINE-REF`-Flanke, so werden die Werte 4 und 13 abgesenkt. Andersherum erhöhen sie sich, wenn sich der Extremwert von `I-SWITCHING` nahe der fallenden `8-BIT-SINE-REF`-Flanke befindet. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass der Verlauf von `8-BIT-SINE-REF` bewusst am nichtinvertierten Ausgang von IC15 aufgenommen wurde, da sich die Messung des Spannungsabfalls über Widerstand R116 deutlich einfacher gestaltet als die Messung des Stromes des für `8-BIT-SINE-REF` genutzten invertierten Ausgangs. Daher entspricht die steigende Flanke von `IOUT` in Abbildung 35 einer fallenden Flanke von `8-BIT-SINE-REF`.

Dies führt zu der Annahme, dass scheinbar die Symmetrien des Sinus ausgenutzt wurden, um die Anzahl unterschiedlicher Werte auf 4 zu reduzieren. Die Abweichung des einzelnen Wertepaares dient der dynamischen Anpassung der Sinusreferenz `SINE-REF` und wird zur Laufzeit berechnet.

Tabelle 13: Symmetrie verschiedener Sequenzen

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
a	-98,5	-83,5	-56,5	-26,5	21,5	56,5	83,5	98,5	98,5	83,5	56,5	21,5	-26,5	-56,5	-83,5	-98,5
b	-98,5	-83,5	-56,5	-21,5	21,5	56,5	83,5	98,5	98,5	83,5	56,5	21,5	-21,5	-56,5	-83,5	-98,5
c	-97,5	-84,5	-57,5	-23,5	21,5	57,5	84,5	98,5	98,5	84,5	57,5	21,5	-23,5	-57,5	-84,5	-97,5
d	-97,5	-83,5	-56,5	-21,5	21,5	56,5	83,5	97,5	97,5	83,5	56,5	21,5	-21,5	-56,5	-83,5	-97,5
e	-97,5	-83,5	-56,5	-26,5	21,5	56,5	83,5	97,5	97,5	83,5	56,5	21,5	-26,5	-56,5	-83,5	-97,5
f	-96,5	-82,5	-55,5	-23,5	21,5	55,5	82,5	96,5	96,5	82,5	55,5	21,5	-23,5	-55,5	-82,5	-96,5
g	-96,5	-82,5	-55,5	-23,5	21,5	55,5	82,5	96,5	96,5	82,5	55,5	21,5	-23,5	-55,5	-82,5	-96,5

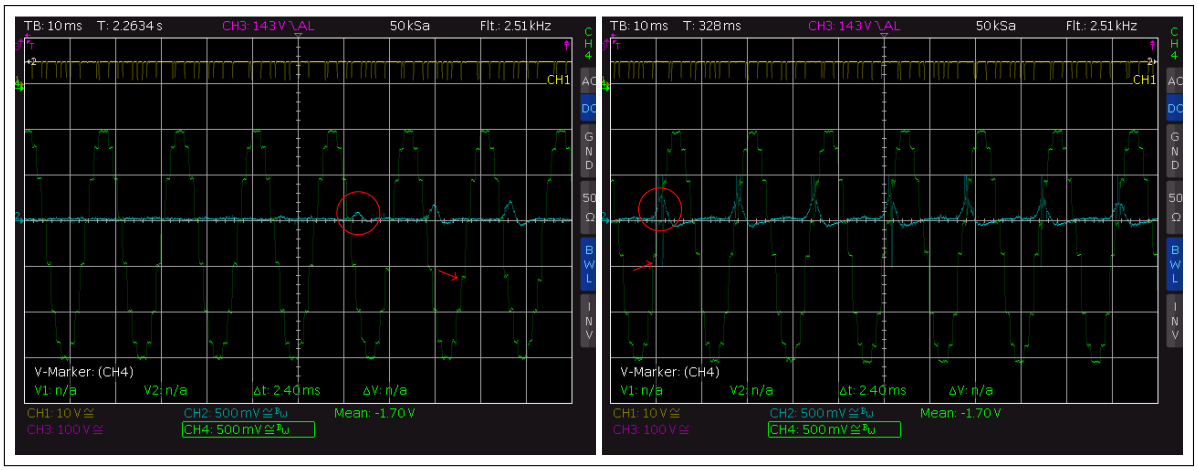


Abbildung 35: Anpassung der Sinusreferenz.
CH1: `SPI-CS-ADC`, CH2: `I-SWITCHING`, CH4: `IOUT` (nichtinvertierter Analogwert von `8-BIT-SINE-REF`, siehe auch Abbildung 20

Der Vergleich von Sequenzen unterschiedlicher Ausgangsspannung (siehe Tabelle 14 zeigt, dass die Werte offensichtlich mit der gewählten Ausgangsspannung skalieren.

Tabelle 14: Sequenzen unterschiedlicher Ausgangsspannungen

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
240V	-98,5	-83,5	-56,5	-21,5	21,5	56,5	83,5	98,5	98,5	83,5	56,5	21,5	-21,5	-56,5	-83,5	-98,5
230V	-94,0	-80,0	-54,0	-21,0	21,0	54,0	80,0	94,0	94,0	80,0	54,0	21,0	-21,0	-54,0	-80,0	-94,0
220V	-90,0	-77,0	-52,0	-20,0	20,0	52,0	77,0	90,0	90,0	77,0	52,0	20,0	-20,0	-52,0	-77,0	-90,0

3.8.1 Einfluss der Sinusreferenz auf die Schaltverluste

Die Sinusreferenz steuert über die Brückentreiber-ICs die MOSFETs der Vollbrücke. Ein Ziel der Anpassung von `SINE-REF` ist die Minimierung von Schaltverlusten in den MOSFETs der Vollbrücke.

Die Verluste in den MOSFETs der Vollbrücke entstehen durch deren Widerstand, durch den ein Teil der geschalteten Leistung in den MOSFETs in Wärme umgesetzt wird. Das Umschalten vom isolierenden in den leitenden Zustand geschieht aufgrund der Gate-Kapazität nicht schlagartig. Der MOSFET durchläuft während des Schaltvorgangs kurze Zeit den Sättigungsbereich (siehe Abbildung 28). Der Widerstand ist somit während des Schaltvorgangs erhöht, was zu zusätzlichen Verlusten führt, wenn die MOSFETs schon während des Schaltvorgangs Leistung schalten. Ziel ist somit, die zu schaltende Leistung im Schaltvorgang minimal zu halten.

Leistung berechnet sich allgemein zu $P = \bar{u} \cdot \bar{i}$. Zur Minimierung der Verlustleistung, die ein Teil der Schaltleistung ist, bieten sich zwei Strategien an: Entweder man stellt sicher, dass durch die MOSFETs beim Schaltvorgang kein Strom fließt oder die MOSFETs müssen spannungslos schalten. Die beiden Strategien werden auch „Zero Current

Switching“ und „Zero Voltage Switching“ genannt und haben beide gemeinsam, dass im Schaltvorgang keine Leistung geschaltet wird, wodurch im Schaltvorgang die Verluste minimiert werden.

Exakte Kenntnis über den Einfluss der Sinusreferenz auf die Brückentreiberlogik (siehe Kapitel 3.5.12) kann aufgrund der verwendeten undokumentierten ICs nicht erlangt werden. Aufgrund des Anpassungsverhaltens der Sinusreferenz `SINE-REF` als Reaktion auf die Extremwerte von `I-SWITCHING` ist jedoch davon auszugehen, dass hier die Strategie „Zero Current Switching“ Anwendung findet und die Sinusreferenz Einfluss auf die Schaltvorgänge besitzt.

4 Hardwareanpassung

4.1 Wahl des Mikrocontrollers

Da der verbaute Mikrocontroller vom Typ 87C52 einen OTP-Programmspeicher (One Time Programmable) besitzt, muss für die neue Firmware ein neuer Controller gefunden werden. Dieser sollte nach Möglichkeit kein OTP-Typ sein, um Änderungen in der Firmware zu ermöglichen. Zudem ist eine große Pinkompatibilität anzustreben, um aufwendige Änderungen in der bestehenden Schaltung zu vermeiden. Eine Auswahlmöglichkeit bietet der Typ 80C52, der zum 87C52 bis auf einen wiederbeschreibbaren Programmspeicher baugleich ist. Bezüglich der Pinkompatibilität bereitet dieser die geringsten Probleme. Leider ist dieser Typ inzwischen schwer zu beschaffen.

Eine interessante Alternative ist der Mikrocontroller ATMega162 der Firma Atmel. Dieser ist weitgehend pinkompatibel und bietet mehr Funktionen als der 80C51. Preislich liegen beide Typen ähnlich. Der ATMega162 scheint jedoch eine bessere Verfügbarkeit bei Elektronikanbietern für Endkunden aufzuweisen. Ein Vergleich der technischen Daten findet sich in Tabelle 15.

Gegenüber dem 80C51 besitzt der ATMega162 einen für diesen Anwendungsfall relevanten Unterschied. Während der 80C51 durch einen HIGH-Pegel zum Reset gezwungen wird, benötigt der ATMega162 einen LOW-Pegel. Der interne Pull-Up Widerstand des ATMega162 zieht den Pegel des Reset-Pins immer auf HIGH. Das führt dazu, dass der Resetpin des ATMega162 durch die Schaltung der USV nicht angesteuert werden kann und der diskrete Watchdog und die diskrete Brown-Out Detection keine Funktion mehr haben. Dies stellt jedoch kein Problem dar, denn der ATMega162 besitzt intern einen Watchdog sowie eine Brown-Out Detection.

Tabelle 15: Vergleich der Eigenschaften verschiedener Mikrocontroller

	87C52	**80C52**	**80C51**	**ATMega162**
Architektur	CISC	CISC	CISC	RISC
Programmspeicher	8kb	8kb	4kb	16kb
Arbeitsspeicher	256b	256b	128b	1024b
Timer	3x16bit	3x16bit	3x16bit	2x16bit, 2x8bit
Interner Eeprom	-	-	-	512b
Watchdog	-	-	-	✓
Brown-Out-Detection	-	-	-	✓
Hardwaremultiplizierer	-	-	-	✓

4.2 Programmiersockel

Der ATMega162 lässt sich über JTAG, ISP und Parallel Programming programmieren. Es handelt sich dabei um unterschiedliche Schnittstellen, die einerseits jeweils spezifische Vor- und Nachteile haben, andererseits unterschiedliche Pins des Mikrocontrollers nutzen.

Von Vorteil ist es, wenn es möglich ist, den Mikrocontroller zu programmieren, ohne ihn aus der Schaltung entfernen zu müssen. Neben einer Zeitersparnis ergeben sich auch deutlich weniger mechanische Belastungen auf die Pins des Mikrocontrollers. Im Sinne einer späteren Weiterentwicklung des Projektes sollte außerdem die Programmierung durch möglichst weit verbreitete Programmer möglich sein.

Unter Betrachtung dieser Kriterien erweist sich insbesondere die ISP-Schnittstelle des Mikrocontrollers als optimal. ISP-Programmer für Mikrocontroller der Atmel AVR Familie sind aufgrund ihrer vergleichsweise geringen Anschaffungskosten sehr verbreitet. Bei geeigneter Beschaltung des Mikrocontrollers lässt sich der Mikrocontroller über die ISP-Schnittstelle programmieren, ohne ihn aus der Schaltung zu entfernen. Praktischerweise lässt in der SmartUPS 1400 die Beschaltung der für ISP notwendigen Pins des Mikrocontrollers dies zu, sodass die benötigten Pins nur noch abgegriffen werden müssen. Hierfür wurde gemäß Abbildung 36 bei einem DIL40 Sockel an den entsprechenden Pins Flachbandkabel angelötet, mechanisch unterstützt und zwischen Pin 20 und Pin 21 herausgeführt.

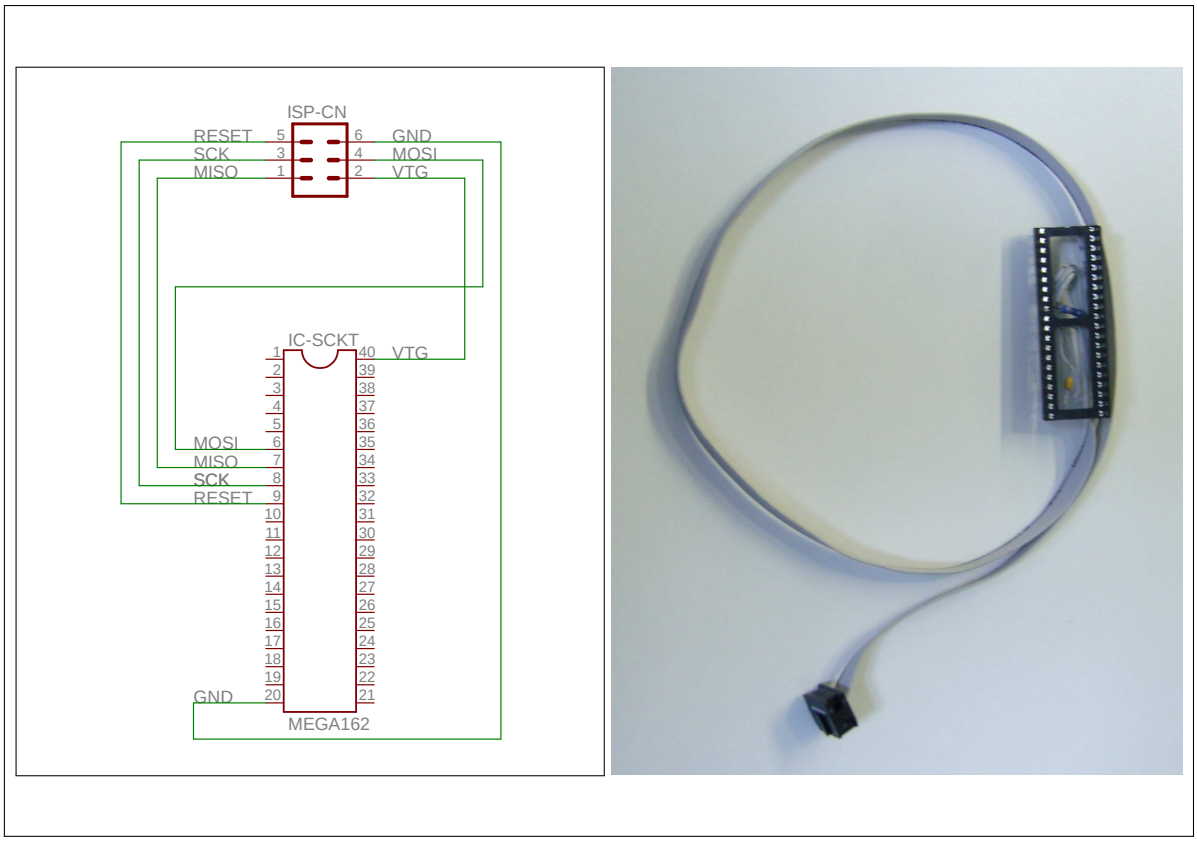


Abbildung 36: Schaltplan und Foto des ISP-Programmiersockels

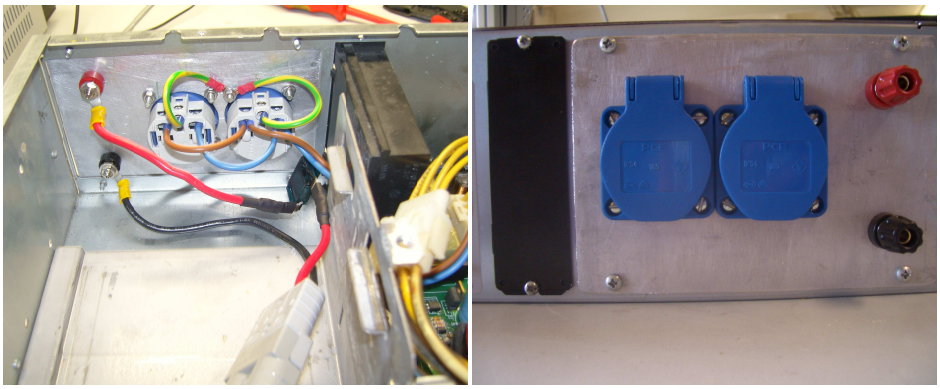
4.3 Programmierschnittstelle

Auf der Geräterückseite ist eine Programmierschnittstelle ergänzt worden, um die Signalanschlüsse des Programmiersockels nach außen zu führen, siehe Abbildung 37. So ist es möglich, das Gerät zu programmieren, ohne das Gehäuse zu öffnen.

Abbildung 37: ISP-Anschlussbuchse

4.4 Anschlussfeld

Das originale Anschlussfeld wird ersetzt, da es anstelle von Schutzkontaktsteckdosen weniger verbreitete Kaltgerätesteckdosen besitzt. Zudem bietet es keine Möglichkeit für den Anschluss einer externen Gleichspannungsversorgung. Das Anschlussfeld ist werkseitig auf einer geschraubten Blechplatte montiert, sodass nur die Blechplatte ausgetauscht werden muss. Das neue Anschlussfeld enthält neben Polklemmen für die externe Gleichspannungsversorgung auch zwei Schutzkontaktsteckdosen, siehe Abbildung 38.



a) Innenansicht b) Außenansicht

Abbildung 38: Anschlussfeld

4.5 Kosten der Hardwareanpassung

Die Hardwareanpassung ist mit zusätzlichen Materialkosten verbunden. Für den Betrieb mit einer neuen Firmware ist ein neuer Mikrocontroller zwingend erforderlich. Weitere Umrüstungen, wie z.B. der Programmiersockel, sind nicht zwingend erforderlich, erleichtern jedoch die Entwicklung. Tabelle 16 zeigt die resultierenden Kosten der Umrüstung. Zusätzlich dazu entstehen einmalige Kosten für einen ISP-Programmer, der je nach gewünschtem Modell ab ca. 5 € erhältlich ist. Als Beispiel sei der Openhard- und -firmware Programmer USBasp genannt [17].

Tabelle 16: Materialkosten der Hardwareanpassung
(Preise: reichelt Onlineshop [18], Stand: 10.August 2013)

Anzahl	**Bauteil**	**Preis**	**Reichelt Bestell-nummer**	**Minimal-Ausführung**	**Erweiterte - Ausführung**
1	ATMega162-16PU	5,20 €	ATMEGA 162-16DIP	✓	✓
2	IC-Sockel, 40-polig	0,19 €	GS 40	-	✓
1	Flachbandkabel AWG28	2,40 €	AWG 28-08G 3M	-	✓
1	Pfostenbuchse, 6-polig	0,24 €	PFL 6	-	✓
2	Schutzkontakt Anbausteckdose	2,00 €	SK 105-B	-	✓
1	4mm Polklemme, M6,rot	3,80 €	PKNI 10B RT	-	✓
1	4mm Polklemme, M6,schwarz	3,80 €	PKNI 10B SW	-	✓
2	Ring-Kerbschuhe, für M6, gelb	0,09 €	RK-G-6	-	✓
				5,20 €	20,01 €

5 Firmwareentwicklung

Die originale Firmware funktioniert zuverlässig, weist jedoch Einschränkungen auf. So ist beispielsweise der Ausgangsspannungsbereich im Wechselrichterbetrieb auf die Spannungen 220 V, 225 V, 230 V und 240 V beschränkt, obwohl die Gerätehardware in der Lage ist, einen größeren Spannungsbereich bereitzustellen. Auch ist die Ausgangsfrequenz nicht frei wählbar. Aus diesem Grund wurde eine funktionsfähige neue Firmware entwickelt. Der Schwerpunkt dieser Firmware liegt in der Schaffung einer zuverlässigen Basis für weitere Firmware-Entwicklungen, die flexibel an spezifische Einsatzbedingungen angepasst werden kann.

In der aktuellen Entwicklungsstufe ist der Betrieb des Gerätes als universeller Wechselrichter möglich. Ausgangsspannung und Frequenz lassen sich über die serielle Schnittstelle sogar im laufenden Betrieb verändern.

Aus Sicherheitsgründen ist das Gerät durch das Netztrennrelais zu jeder Zeit vom Netz getrennt. Da ein zukünftiger Betrieb am Netz jedoch nicht ausgeschlossen werden soll, sind für den Betrieb am Netz bereits viele Voraussetzungen zur Ansteuerung der Hardware implementiert.

5.1 Konfiguration des Mikrocontrollers

Einstellung der Fuse-Bits Fuse-Bits werden für die Konfiguration grundlegender Funktionen des Mikrocontrollers genutzt. Fuse-Bits können nur während des Programmiervorgangs gesetzt und verändert werden, das laufende Programm hat keine Möglichkeit sie zu ändern.

Die Fuse-Bits des ATMega162 sind zu drei Fuse-Bytes zusammengefasst, die die Bezeichnungen Fuse Low Byte, Fuse High Byte und Extended Fuse Byte tragen. Die genauen Funktionen der einzelnen Fuse-Bits sind im Datenblatt beschrieben. In Abbildung 39 sind die gewählten Einstellungen zu sehen.

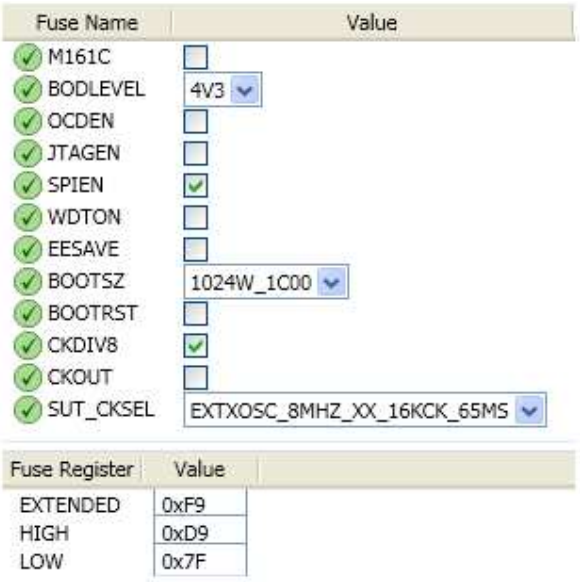


Abbildung 39: Konfiguration der Fuse-Bits in AtmelStudio 6.0

Aufgrund der höheren Frequenzstabilität wird der externe 16MHz Quarz statt des internen RC-Oszillators mit 8MHz ausgewählt. Tests mit verschiedenen Geräten haben gezeigt, dass der Mikrocontroller in dieser Umgebung bei 16MHz sehr instabil arbeitet. Das äußert sich durch unvorhersagbares Verhalten und ein häufiges Auslösen des internen Watchdog-Resets. Wird allerdings der interne Clockdivider gewählt, sodass der Mikrocontroller mit effektiv 2MHz läuft, ist ein stabiler Betrieb möglich.

Interrupts Interrupts ermöglichen es dem Mikrocontroller, schnell und flexibel auf Ereignisse zu reagieren. Ein Interrupt bewirkt die Unterbrechung des normalen Programmablaufs und den Aufruf einer Interrupt Service Routine (ISR). Nach Ablauf der ISR nimmt der Mikrocontroller die normale Programmausführung an der unterbrochenen Stelle wieder auf [19]. Die neue Firmware nutzt vier ISR, um zeitkritische Programmroutinen auszuführen.

Tabelle 17: Beschreibung der Interrupt Service Routinen

ISR	**Beschreibung**
TIMER1_COMPA_vect	Erzeugung der Sinusreferenz und für Messaufgaben. Aufruf 16x pro Sinusperiode.
TIMER2_COMP_vect	Zeitbasis mit einer Auflösung von einer Millisekunde.
UART1_TRANSMIT_INTERRUPT	Interrupt wird ausgelöst, wenn die Übertragung eines Bytes abgeschlossen wurde.
UART1_RECEIVE_INTERRUPT	Interrupt wird ausgelöst, wenn ein Byte empfangen wurde.

Timer Es werden zwei Timer für die Auslösung der Interrupt Service Routinen genutzt. Timer sind Zähler, die unabhängig vom Programmablauf des Hauptprogramms inkrementiert oder dekrementiert werden. Es gibt 8bit und 16bit-Timer entsprechend des höchstmöglichen Zählerwerts. Oftmals wird der Systemtakt zum Inkrementieren des Zählers genutzt. Mittels eines Vorteilers lässt sich die Zählgeschwindigkeit an die Bedürfnisse anpassen. Timer können zudem in verschiedenen Modi genutzt werden um beispielsweise PWM-Signale zu erzeugen oder Takte einer externen Signalquelle zu zählen.

Im Rahmen dieses Projektes werden beide Timer im „Clear Timer on Compare"-Modus betrieben. In diesem Modus wird der Zählerwert *TNCTn* inkrementiert und mit dem im Register *OCRn* vorgegebenen Wert verglichen. Sind beide Werte gleich, wird der Zählerwert *TNCTn* wieder zurückgesetzt und es kann ein Interrupt ausgelöst werden. Der Timer zählt unabhängig davon weiter, ohne dass nennenswerten Verzögerungen entstehen.

Für die Zeitbasis wird Timer 2 genutzt. Dieser 8 bit-Timer wird mit einem Vorteiler von 8 betrieben. Gezählt wird bis zum *OCR2*-Wert 250, sodass jede Millisekunde ein Interrupt ausgelöst wird. Bei jedem Aufruf der entsprechenden ISR wird die Variable milliseconds hochgezählt, die bei Erreichen z.B. des Wertes 1000 ein Flag setzt, das dem Hauptprogramm signalisiert, dass eine Sekunde verstrichen ist.

Für die Erzeugung der Sinusreferenz wird Timer 1 genutzt. Der Interrupt für die Sinusreferenz soll pro Sinusperiode 16x aufgerufen werden und eine feine Frequenzauflösung der Sinusreferenz ermöglichen. Gegenüber einem 8 bit-Timer bietet der 16 bit-Timer die Möglichkeit einer feiner abgestuften Frequenzwahl über einen weiten Frequenzbereich, da er ein höheres Auflösungsvermögen besitzt. Timer 1 wird ohne Vorteiler betrieben. Der Wert des Registers *OCR1A* berechnet sich bei einem Systemtakt *F_CPU* entsprechend der gewünschten Frequenz *frequency* zu

$$OCR1A = \frac{F_CPU}{frequency \cdot 16} - 1. \tag{6}$$

Abbildung 40 zeigt die erreichbare Auflösung in Abhängigkeit der gewünschten Frequenz. Es ist zu erkennen, dass die Auflösung mit steigender Ausgangsfrequenz der Ausgangsspannung des Wechselrichters abnimmt. Im Bereich um 50Hz beträgt die Auflösung 0,02Hz.

5.2 Programmablauf der Main- und Interruptroutine

Wird die Versorgungsspannung des Mikrocontrollers aktiviert, beginnt der Mikrocontroller mit der Ausführung der Main-Routine. Abbildung 41 zeigt den Programmablauf der Main-Routine. Der Mikrocontroller initialisiert grundlegende Funktionen wie beispielsweise den Watchdog-Timer und den UART. Anschließend beginnt die Ausführung

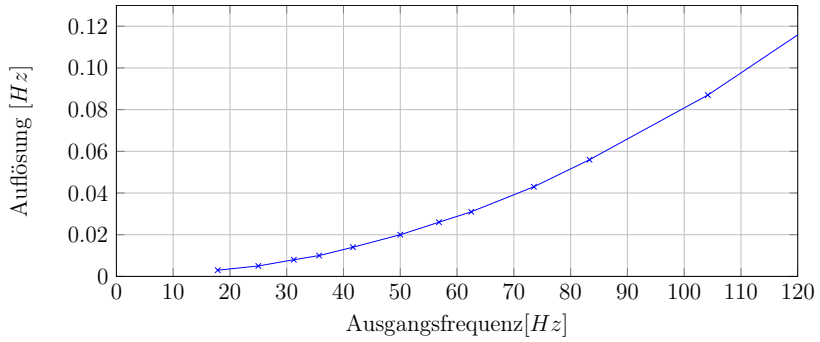


Abbildung 40: Mögliche Frequenzauflösung in Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz

einer Endlosschleife, die alle Aufgaben des Mikrocontrollers enthält, die wenig zeitkritisch sind. Im Gegensatz dazu enthalten die Interruptroutinen, wie beispielsweise die Interruptroutine zur Erzeugung der Sinusreferenz, zeitkritische Aufgaben.

Um ein je nach Betriebszustand eindeutiges Verhalten sicherstellen zu können, sind im Programm ähnlich einer Finite State Machine verschiedene Betriebszustände (*operating_mode*) mit spezifischen Aufgaben definiert. Das Zustandsdiagramm in Abbildung 43 zeigt diese Zustände und ihre Beziehung zueinander. Jeder Zustand ist mit teilweise exklusiven Funktionsaufrufen verknüpft. So kann nur der Zustand „Wechselrichter altivieren“ den Wechselrichter starten, während der Zustand „Standby“ den Wechselrichter nicht unmittelbar starten kann. Dies soll verhindern, dass der Wechselrichter im Standby oder später im Netzbetrieb aktiviert wird ohne notwendige Bedingungen für einen sicheren Start zu prüfen. Konkret bedeutet das, dass im Standby-Modus durch das Betätigen des On-Tasters der Variable *operating_mode* ein neuer Wert zugewiesen wird. Dieser neue Wert entspricht dem Zustand „Wechselrichter aktivieren“. Beim Durchlauf der Endlosschleife wird *operating_mode* anhand von if-Abfragen geprüft, sodass das Programm in diesem Beispiel vom Betriebszustand „Standby“ in den Zustand „Wechselrichter aktivieren“ wechselt. In diesem Zustand werden die Startbedingungen für einen sicheren Wechselrichterstart überprüft, beispielsweise die Unterbrechung der Verbindung zum Netz durch die Netztrennrelais.

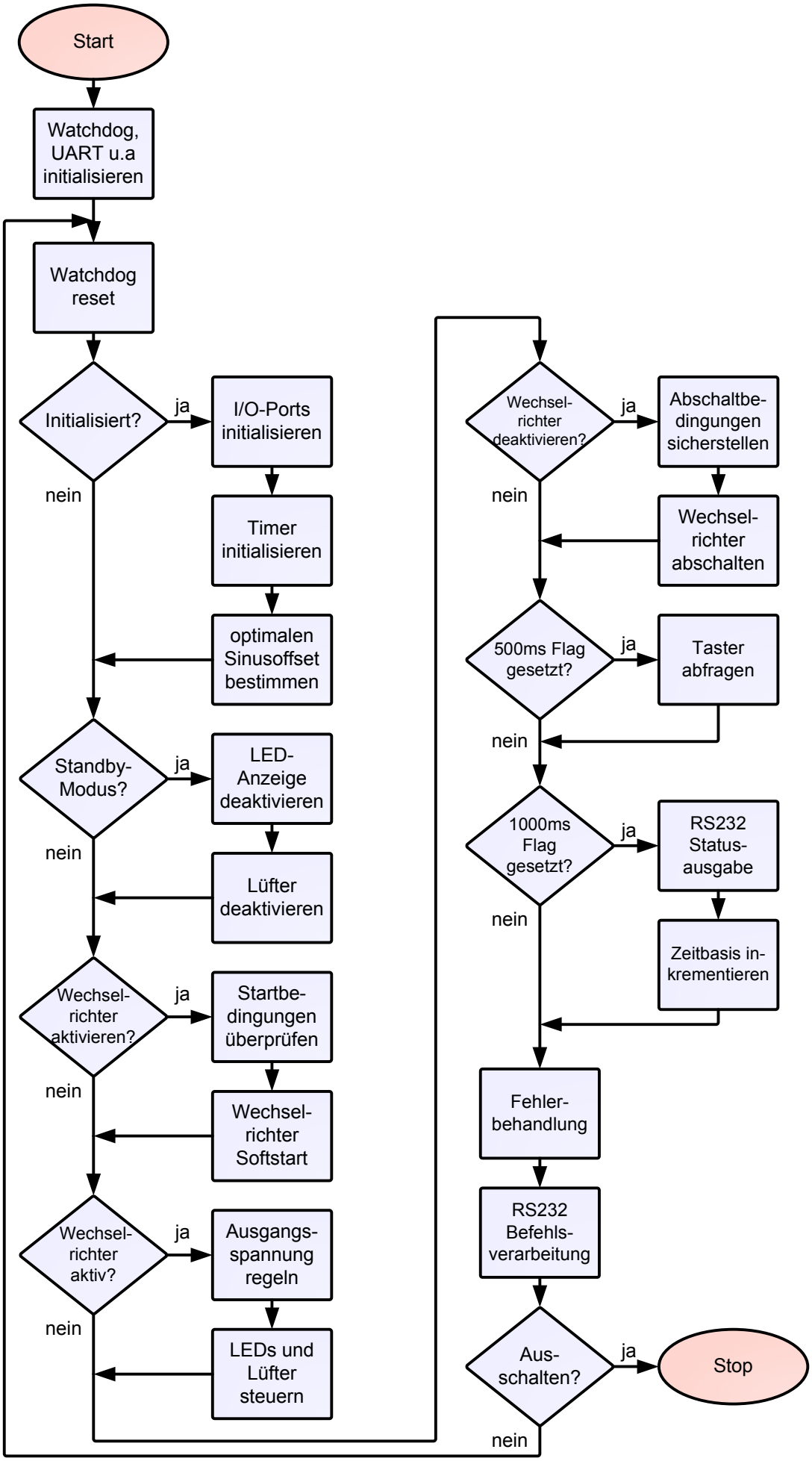
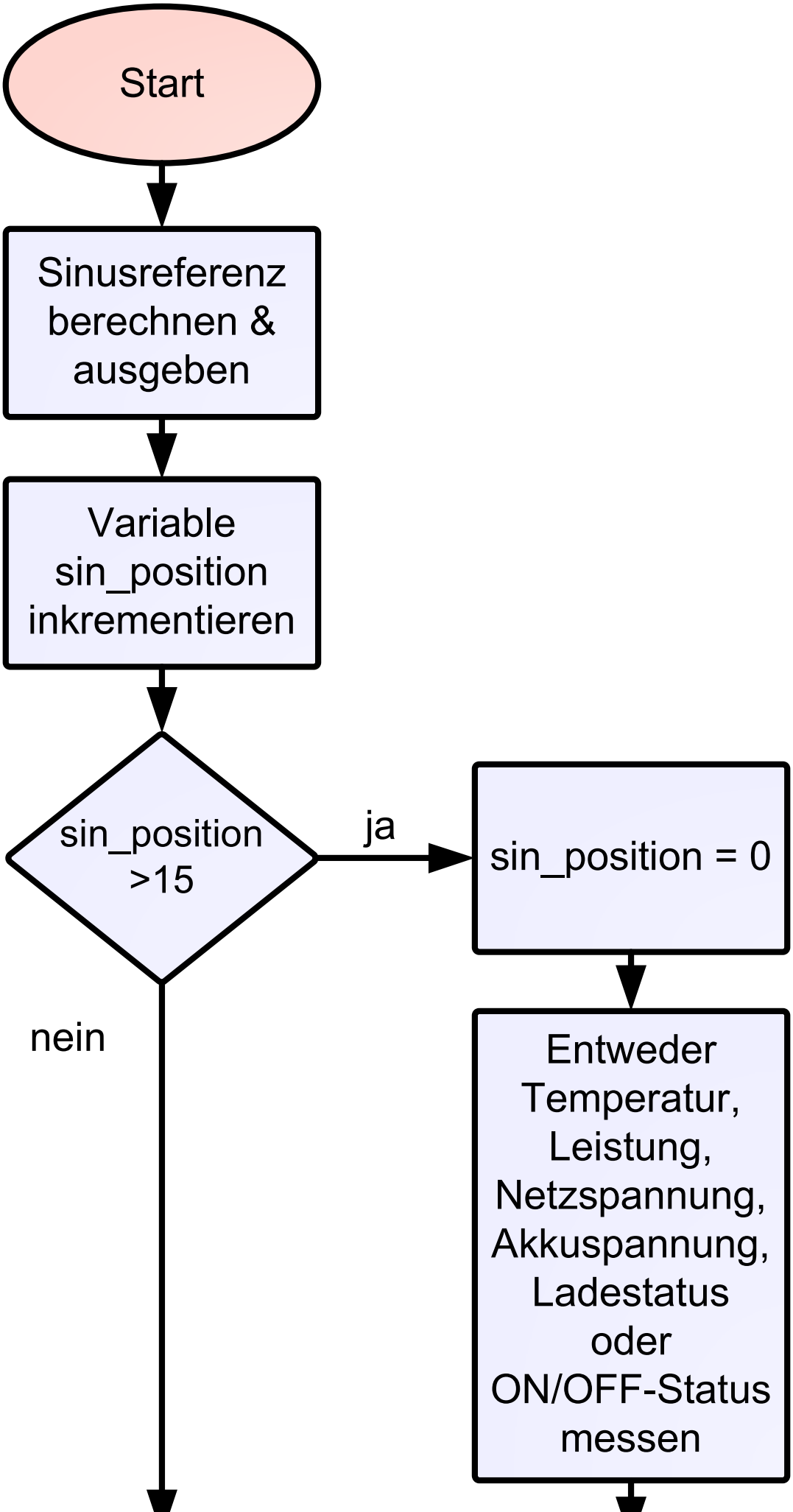


Abbildung 41: Programmablauf der Main-Routine


Start
Sinusreferenz berechnen & ausgeben
Variable sin_position inkrementieren
sin_position >15
ja
sin_position = 0
nein
Entweder Temperatur, Leistung, Netzspannung, Akkuspannung, Ladestatus oder ON/OFF-Status messen

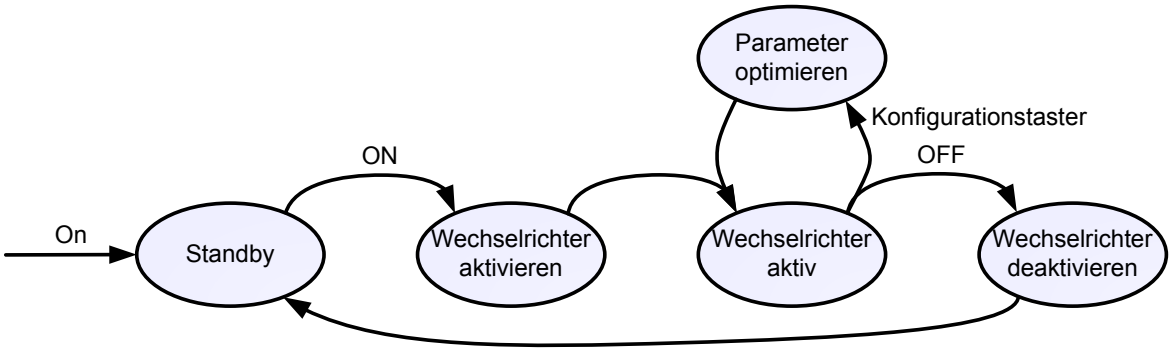


Abbildung 43: Zustandsdiagramm der Finite State Machine

Die Interruptroutine zur Erzeugung der Sinusreferenz wird pro Sinusperiode 16x aufgerufen. Im Gegensatz zur Endlosschleife des Hauptprogramms wird die Interruptroutine je Aufruf nur einmal durchlaufen. Während der Dauer der Ausführung wird das Hauptprogramm unterbrochen und anschließend wieder fortgesetzt.

Abbildung 42 zeigt den Programmablauf der Interruptroutine. Bei jedem Aufruf der Interruptroutine wird der Wert für `8-BIT-SINE-REF` gemäß der Ausführungen in Kapitel 5.3 neu berechnet und an den DAC ausgegeben (siehe Kapitel 3.5.11). Von zentraler Bedeutung ist die Variable *sin_position*. Sie wird mit jedem Aufruf der Interruptroutine inkrementiert. Ist $sin_position \leq 15$ wird über den ADC der Wert von `I-SWITCHING` ausgelesen. Der Wert wird im Array *xistor_i[sin_position]* an Position *sin_position* abgespeichert. Ist $sin_position > 15$, wird das Array *xistor_i[]* ausgewertet, um die Posistion *xistor_i_max_position* des größten Wertes *xistor_i_max_value* zu bestimmen. Mithilfe dieser beiden Werte wird anschließend die Verzerrung zur Regelung der Brückentreiberlogik berechnet (siehe Kapitel 5.6).

Das Auslesen der ADC verursacht eine Verzögerung von einigen Mikrosekunden. Damit diese Verzögerung die Sinusreferenz möglichst wenig beeinflusst, wird bei jedem Aufruf der Interruptroutine nur ein einziger ADC-Kanal ausgelesen. Es hat sich gezeigt, dass *xistor_i_max_position* niemals im Maximum der Sinuskurve liegt. Daher wird der entsprechende Wert von `I-SWITCHING` nie ausgelesen. Stattdessen wird im Maximum der Sinuskurve, also bei $sin_position = 16$, fortlaufend einer der übrigen ADC-Kanäle ausgelesen.

Eine weitere Aufgabe der Interruptroutine ist die sukzessive Anpassung der aktuellen Ausgangsfrequenz an die vom Benutzer vorgegebene Sollfrequenz, da bei allzu großen Frequenzsprüngen der Schwingkreis der Brückentreiberlogik verstimmt werden kann.

5.3 Berechnung der Sinusreferenz

Die Berechnung der Sinusreferenz stellt eine der wichtigsten Aufgaben des Mikrocontrollers dar. Die Sinusreferenz dieses Systems folgt nicht dem starrem Muster einer

vordefinierten Sinuskurve. Stattdessen werden die einzelnen Werte anhand verschiedener Kriterien im Betrieb berechnet. Durch die Sinusreferenz lässt sich mindestens die Höhe der Ausgangsspannung, die Frequenz sowie der Schaltstrom während des Schaltvorgangs der Brücke beeinflussen (siehe 3.5.11). In diesem Zusammenhang sei erwähnt, dass die Sinusreferenz zwar die Form der Ausgangsspannung beeinflusst, die Form der Ausgangsspannung jedoch nicht exakt der Form der Sinusreferenz entspricht.

Die Sinusreferenz der neuen Firmware wird wie bei der alten Firmware aus 16 Werten erzeugt. Abbildung 44 zeigt die grundsätzliche Form der Sinusreferenz und die in der neuen Firmware genutzten Variationsmöglichkeiten.

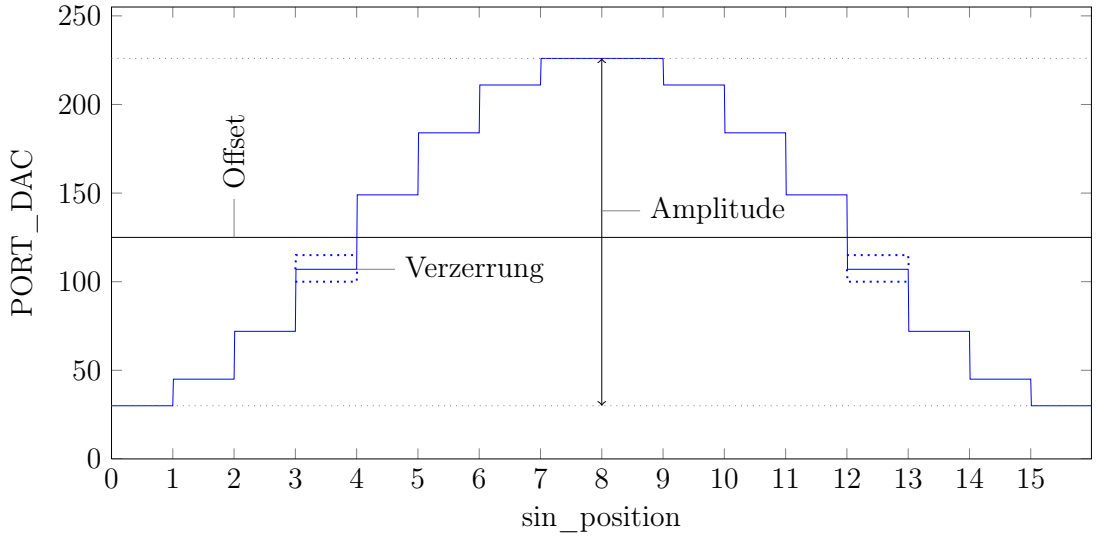


Abbildung 44: Schematische Darstellung der Sinusreferenz und Kennzeichnung der genutzten Variationsmöglichkeiten

Die in Abbildung 44 dargestellten Variationsmöglichkeiten der Sinusreferenz führt für die Werte 3 und 12 zu der Berechnungsformel

$$PORT_DAC = Offset - ((Sinuswert(position) + Verzerrung) \cdot Amplitude) \quad (7)$$

sowie für die übrigen Werte zu

$$PORT_DAC = Offset - ((Sinuswert(position)) \cdot Amplitude) \quad (8)$$

5.4 Auswertung des Signalverlaufs von `I-SWITCHING`

Für den stabilen Betrieb des Wechselrichters muss der Signalverlauf der Sinusreferenz `SINE-REF` so angepasst werden, dass der Schaltstrom im Schaltvorgang der Vollbrücke möglichst gering ist. Die Brückentreiberlogik gibt zu diesem Zweck das Signal `I-SWITCHING` aus, das qualitative Aussagen zur Höhe des Schaltstromes im zeitlichen

Verlauf zulässt.

Um eine möglichst effektive Anpassung der Sinusreferenz zu ermöglichen, muss der Verlauf von `I-SWITCHING` ausgewertet werden. In Abbildung 35 ist der Verlauf von `I-SWITCHING` zusammen mit `8-BIT-SINE-REF` unter der originalen Firmware zu sehen. Liegt das Maximum von `I-SWITCHING` nahe der fallenden Flanke von `SINE-REF`, so werden die Werte der Sinuskurvenabschnitte 4 und 12 abgesenkt. Liegt das Maximum von `I-SWITCHING` nahe der steigenden Flanke von `SINE-REF`, so werden die Werte 4 und 12 erhöht. Die Höhe des Scheitelpunktes von `I-SWITCHING` kann als weiteres Kriterium zur Anpassung von `SINE-REF` genutzt.

Für Bestimmung der Position des Scheitelpunktes wird `I-SWITCHING` vom ADC mit jedem Aufruf der *ISR(TIMER1_COMPA_vect)* gemessen und der Messwert in ein Array geschrieben. Ist eine Sequenz von 16 Werten aufgenommen, wird über den Funktionsaufruf *detect_xistor_i_extremum()* Position *xistor_i_max_position* des Scheitelwertes bestimmt. Desweiteren wird darüber die Amplitude des Scheitelwertes ausgewertet.

5.5 Ermittlung des optimalen Offsetwertes

Der Offsetwert der Sinusreferenz ist mitbestimmend für den Wirkungsgrad des Gerätes. Ist der Offsetwert nicht optimal, so schalten die MOSFETs des Wechselrichters nicht im stromlosen Zustand. Dadurch entstehen zusätzliche Verluste in der Vollbrücke, die es zu vermeiden gilt. Der optimale Offsetwert ist je nach Gerät unterschiedlich. Es ist nicht ausgeschlossen, dass der Wert durch Toleranzen von Bauteilen des Wechselrichters bestimmt wird.

Der optimale Offsetwert der getesten Geräte liegt zwischen 126 und 128. Es wäre möglich, die Werte im Betrieb beispielsweise durch Tastendruck manuell durchzutesten und den besten Wert auszuwähDlen. Qualitativ wäre es möglich, anhand der Geräuschentwicklung des Gerätes eine Einschätzung der Eignung eines Wertes vorzunehmen.

Da dieser Vorgang jedoch zusätzliche Anforderungen an den Bediener des Gerätes stellen würde, ist ein automatisierter Vorgang anzustreben. Der automatisierte Vorgang hat zudem den Vorteil, dass die Bewertung eines Offsetwertes durch einen Algorithmus des Mikrocontrollers schneller und genauer durchgeführt werden kann.

Umgesetzt bedeutet das, dass der Mikrocontroller bei erstmaliger Inbetriebnahme des Wechselrichters diesen nacheinander je einige Sekunden mit Offsetwerten von 126 bis 128 betreibt. Gleichzeitig wird bei jedem Offsetwert der DAC-Wert des Schaltstromes `I-SWITCHING` integriert und im Array *performance_indicator* abgespeichert. Anschließend wird der Offsetwert mit dem kleinsten *performance_indicator*-Wert für den weiteren Betrieb ausgewählt und abgespeichert. Dieser ist der optimale Offsetwert, der die geringsten Schaltverluste verursacht.

5.6 Berechnung der Verzerrung

Die Berechnung der Verzerrung ist wichtig für den stabilen Betrieb des Wechselrichters bzw. der Brückentreiberlogik. Zu den Aufgaben der Brückentreiberlogik (siehe 3.5.12) gehört es, aus dem Sinusreferenzsignal ein PWM-Signal zu erzeugen, mit dem die Vollbrücke angesteuert wird. Die Brückentreiberlogik beeinflusst zudem über sein PWM-Signal den Schaltzeitpunkt der MOSFETs (siehe 3.8.1). Es ist anzunehmen, dass die Brückentreiberlogik dafür einen gedämpften Schwingkreis nutzt, der jedoch in bestimmten Situationen dazu neigt, instabil zu werden. Durch geschickte Energiezufuhr kann er jedoch stabilisiert werden. Die Energiezufuhr geschieht über das Sinusreferenzsignal. Dazu wird nahe des Nulldurchgangs das Sinussignal verzerrt (siehe Abbildung 44). Verzerrt bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die Spannung des Sinusreferenzsignals in diesem Bereich leicht erhöht oder erniedrigt wird. So wird beispielsweise durch Erhöhung der Sinusreferenz dem Schwingkreis Energie zugeführt, welche der Tendenz, instabil zu werden, entgegen wirken kann.

Bei dieser Problemstellung geht es darum, einen möglichst optimalen Regler zu entwerfen, der die Regelstrecke - die Brückentreiberlogik - stabilisiert. Als Stellgröße dient die Verzerrung. Damit die Stabilisierung gelingen kann, muss die Größe der Verzerrung bestimmt werden. Als praktikabel hat es sich erwiesen, die Verzerrung entsprechend der Amplitude des Signals `I-SWITCHING` (siehe 3.5.7,3.8 und 5.4) sowie der Position seines Maximalwertes zu berechnen. Der Betrag der Verzerrung wird durch den Regler bestimmt, das Vorzeichen durch die Position des Maximalwertes von `I-SWITCHING`. Befindet sich das Maximum im Bereich der steigenden Sinusflanke, also im Bereich $sin_position < 8$, ist das Vorzeichen der Verzerrung negativ. Bei fallender Flanke, also im Bereich $sin_position \geq 8$, ist das Vorzeichen positiv. Den Betrag der Verzerrung bestimmt der Regler anhand der Regelabweichung. Da der Sollwert für `I-SWITCHING` optimalerweise 0 beträgt, entspricht die Regelabweichung dem Istwert von `I-SWITCHING`.

Für die Regelung sind verschiedene stetige und unstetige Reglerkonzepte eingesetzt worden. Eine umfangreiche Prüfung der Regelgüte und Optimierung aller Regler hätten die Erstellung eines Modells der Regelstrecke vorausgesetzt, was den Rahmen dieser Arbeit überschritten hätte. Schwerpunktsmäßig soll in dieser Arbeit der Beweis erbracht werden, dass die Hardware für den Einsatz einer Prüfspannungsquelle geeignet sein kann. Daher wurde mittels heuristischer Methoden ein Regler gesucht, der eine befriedigende Stabilisierung des Regelkreises erreichen kann.

Ein an die Regelstrecke angepasster P-Regler erreicht über einen breiten Frequenzbereich eine stabiles, aber unruhiges Regelverhalten. Dies äußert sich durch hörbare Resonanzen des durch große Stromschwankungen magnetisch angeregten Stahlblechgehäuses und tritt besonders bei besonders niedrigen Frequenzen ab 45 Hz und hohen Frequenzen ab 65 Hz auf. Im Gegensatz dazu erreicht die Regelung mit einem

Mehrpunktregler (Dreipunktregler) zusammen mit einem vorgeschalteten FIR-Filter mit Tiefpassverhalten bei geeigneter Wahl der Stellgrößen eine sehr ruhige Regelung, die jedoch nur in einem engen Frequenzintervall von ca. 10 Hz und in einem engen Spannungsintervall von ca. 50 V stabil bleibt.

Es ist anzunehmen, dass die großen Stromschwankungen des unruhigen P-Reglers den Wirkungsgrad mindern. Die Robustheit des P-Reglers auch über einen weiten Frequenzbereich ist in diesem Fall jedoch wichtiger. Daher wird bis auf weiteres der P-Regler genutzt.

5.7 Spannungsregelung

Die Ausgangsspannung soll konstant gehalten werden können, unnabhängig von möglichen Lastschwankungen. Zu diesem Zweck ist eine Spannungsregelung implementiert, die über die Amplitude der Sinusreferenz die Ausgangsspannung beeinflussen kann. Als günstig erweist es sich, dass die Ausgangsspannung auch unter großen Lastsprüngen nur geringfügig schwankt, sodass der Regler nicht besonders schnell sein muss. Eine bleibende Abweichung der Spannung vom Sollwert sollte jedoch vermieden werden. Daher erfüllt bereits ein einfacher diskreter Regler mit einem integrierenden Verhalten die Anforderungen. Ein proportionaler Anteil ist nicht erforderlich.

5.8 Softstart

Wenn der Wechselrichter über `!INV-EN` gestartet wird, beginnt sich der Schwingkreis der Brückentreiberlogik einzuschwingen. Die Brückentreiberlogik steuert in dieser Phase bereits den gesamten Leistungsteil bestehend aus Vollbrücke und Transformator an. Während des einige Millisekunden andauernden Einschwingvorgangs können im Leistungsteil hohe Ströme mit steilen Flanken entstehen. Dadurch kann die Steuerelektronik und insbesondere der Mikrocontroller gestört werden.

In diesem Zusammenhang treten verschiedene Kopplungsmechanismen zwischen der Störquelle und der Störsenke auf. So tritt die Galvanische Kopplung auf, da durch die hohen Stromschwankungen auch Schwankungen der Versorgungsspannungen auftreten, die zu störenden Ausgleichsströmen und Potenzialen führen. Weitere Störungen entstehen durch die magnetische Kopplung zwischen dem am Trafo anliegenden Magnetfeld mit Leiterbahnen der Platine. Um diese Störungen möglichst gering zu halten, müssen während des Einschwingvorgangs allzu hohe Ströme mit entsprechend steilen Flanken vermieden werden.

Hier bietet sich die Strategie an, dem Schwingkreis während des Einschwingvorgangs nur wenig Energie zuzuführen und erst wenn er stabil schwingt, durch größere Amplituden des Erregersignals `SINE-REF` mehr Energie zuzuführen. Da vergleichsweise schwer festzustellen ist, wann eine stabile Schwingung eingesetzt hat, wird die Amplitude des

Erregersignals einfach unter der Annahme einer stabilen Schwingung langsam erhöht. Dieses Verhalten wird folgendermaßen umgesetzt: Soll der Wechselrichter eingeschaltet werden, wird in den Zustand *TURNING_INVERTER_ON_MODE* gewechselt, in dem nach Prüfung der Bedingungen für einen sicheren Wechselrichterbetrieb der Wechselrichter mit geringer Ausgangsspannung aktiviert wird. Ist der Wechselrichter aktiviert, wird in den Zustand *RUN_ON_BATTERY_MODE* gewechselt, in dem die Spannungsregelung die Ausgangsspannung über die Amplitude von `SINE-REF` langsam bis zum gewünschten Sollwert erhöht bzw. bei Überschreiten wieder verringert wird.

5.9 Serielle Schnittstelle

Die serielle Schnittstelle wird zur Kommunikation über die RS232-Schnittstelle z.B. eines PCs genutzt. Sie ermöglicht den Empfang von Befehlen sowie die Ausgabe von Statustelegrammen.

Schnittstelleneinstellungen Die Schnittstelleneinstellungen gemäß Tabelle 18 wurden abweichend von der originalen Firmware (siehe Tabelle 8) gewählt. Einerseits beansprucht die gegenüber der originalen Firmware schnellere Übertragung weniger Zeit im Programmablauf. Andererseits ist die Übertragungsrate von 9600 Baud auch in anderen Anwendungen stark verbreitet und wurde daher den 2400 Baud vorgezogen [20]. Die erreichbare Kabellänge wird bei 9600 Baud von verschiedenen Quellen mit ca. 150 m angegeben [21][22].

Tabelle 18: Schnittstelleneinstellung

Baudrate	9600
Datenbits	8
Stopbits	1
Paritätsbits	0

Parser und Befehlssatz Ein Parser übernimmt die Verarbeitung von Eingaben und führt entsprechend der Eingaben Aktionen aus. Die entwickelte Eingabeverarbeitung lässt sich grundsätzlich in 3 Verarbeitungsschritte einteilen. Zu Beginn wird der Ringpuffer des UART kontinuierlich ausgelesen und empfangene Befehle werden auf Plausibilität überprüft. Die Plausibilitätskontrolle wird anhand der Länge der Zeichenkette und dem Vorhandensein von Start- und Endzeichen durchgeführt. Als Startzeichen besitzen alle Befehle Dollarzeichen und als Endzeichen ein Semikolon. Wurde eine plausible Zeichenkette eingelesen, wird sie im zweiten Schritt basierend auf den Funktionen für Zeichenketten der C-Standart-Bibliothek string.h auswertet. Dafür wird die Position des Kommas und des Semikolons in der Zeichenkette bestimmt. Alle Zeichen vor

dem Komma werden im String *command* gespeichert, alle Zeichen danach werden in *value* gespeichert. Im dritten Schritt wird der Inhalt von *command* in if-Abfragen mit den implementierten Befehlen verglichen. Bei Übereinstammung werden entsprechende Funktionen aufgerufen und ihnen gegebenfalls der Zahlenwert von *value* übergeben.

Der aktuell implementierte Befehlssatz ist in Tabelle 19 zu sehen.

Achtung! Jeder Befehl ist mit Zeilenvorschub/Linefeed/LF bzw. (\n) abzuschließen!

Tabelle 19: Beschreibung des Befehlssatzes.

Befehl	**Beschreibung**
$on;	Wechsel vom Standbymodus in den aktiven Betrieb.
$stby;	Wechsel vom aktiven Betrieb in den Standbymodus.
$off;	Vollständiges Ausschalten des Gerätes mit Unterbrechung der Versorgungsspannung der Steuerelektronik.
$out,0;	Steuerung des Ausgangsrelais. 0 trennt die Last, 1 stellt die Verbindung wieder her, 3 toggelt.
$ucut,02100;	Vorgabe der Unterspannungsschwelle, ab der in den Standby-Modus gewechselt wird, auf hier beispielsweise 21.00 Volt.
$volt,06200;	Vorgabe der Ausgangsspannung auf hier beispielsweise 62.00 Volt. Eingabebereich von 0-300 Volt.
$freq,05320;	Vorgabe der Ausgangsfrequenz auf hier beispielsweise 53.20 Hz. Eingabebereich von 40.00-70.00 Hz.

Statusausgabe Die Hardware der USV erlaubt es, Informationen über verschiedene Eigenschaften wie unter anderem Temperatur, Akkuspannung und Leistungsabgabe zu erfassen. Die erfassten Werte sind nicht nur für den unmittelbaren Betrieb relevant, sondern können auch für den Anwender von Interesse sein. Leider ist die Darstellung der Werte auf einige wenige LEDs der Gehäusefront begrenzt. Die Auflösung der Information über die Eingangsspannung oder die Leistung ist beschränkt, da nur je fünf verschiedene Werte angezeigt werden können. Über die serielle Schnittstelle bietet die USV jedoch die Möglichkeit auch komplexe Informationen auszugeben, die von einem weiteren Gerät ausgewertet werden können.

Das Statustelegramm wird sekündlich über die serielle Schnittstelle ausgegeben und kann von einem Terminalprogramm ohne zusätzliche Konvertierung angezeigt werden. Abbildung 45 zeigt die Darstellung im Terminalprogramm „hterm“.

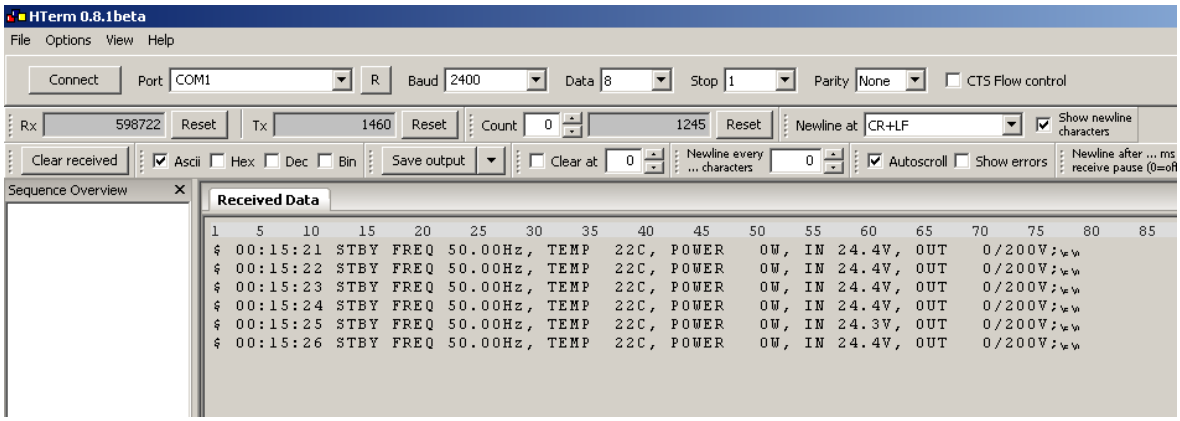


Abbildung 45: Statusausgabe in „hterm“ (Fensterausschnitt)

Das Statustelegramm ist menschenlesbar in ASCII kodiert und entspricht in seinem Format dem String:

$ HH:MM:SS MODUS FREQ ##.##Hz, TEMP ###C, POWER ###W, IN ##.#V, OUT ###/###V/r /n ,

wobei die Rauten (#) als Platzhalter stellvertretend für numerische Zeichen stehen. Eine genaue Beschreibung der einzelnen Sequenzen des Statustelegramms ist in Tabelle 20 aufgeführt.

Tabelle 20: Beschreibung der Statusausgabe.

Sequenz	**Beschreibung**
HH:MM:SS	Betriebszeit seit letztmaliger Aktivierung der Versorgungsspannung
MODUS	Betriebsmodus, STBY oder ON
FREQ ##.##Hz	Ausgangsfrequenz in Hz
TEMP ###C	Temperatur in Grad Celsius
POWER ###W	Ausgangsleistung in Watt
IN ##.#V	Eingangsspannung (Gleichspannungsseite) in Volt
OUT ###/###V	Istwert der Ausgangsspannung / Sollwert der Ausgangsspannung in Volt

Unabhängig davon lassen sich durch Anpassung der Firmware praktisch alle Variablen des Programms und damit alle relevanten Parameter ausgeben.

6 Erprobung

Die Erprobung hat den Zweck, einen groben Überblick über die technischen Eigenschaften des Wechselrichters zu geben. Die Ergebnisse der durchgeführten Tests sollen aufzeigen, wo tendenziell Stärken oder Schwächen des Wechselrichters liegen. Neben einer Einschätzung der Einsatzeignung kann dies auch Grundlage für weitere Forschung sein.

6.1 Messinstrumente

6.1.1 Oszilloskop Hameg HMO2024

Das Osziolloskop HMO2024 von Hameg kann neben Messungen im Zeitbereich über eine interne FFT-Funktion auch Messungen im Frequenzbereich durchführen. Zudem können auf gemessene Signale mathematische Operationen angewendet werden. So lässt sich beim Messen von Strom und Spannung durch deren Multiplikation direkt die Leistungsaufnahme berechnen.

6.1.2 Strommesszange LEM PR30

Die Strommesszange PR30 von LEM arbeitet nach dem Hall-Effekt und kann sowohl Gleich- als auch Wechselströme erfassen und mit einer Sensitivität von 100 mV/A ausgeben. Der Messbereich beträgt ±30 A bei einer Auflösung von ±1mA und einer Genauigkeit von ca. ±1% ±2 mA. Die Phasenverschiebung beträgt unter 2° im Bereich unter 1 kHz, womit sich die Strommesszange zusammen mit einem Sensor zur Spannungsmessung für RMS-Leistungsmessungen eignet.

6.1.3 Leistungsmessgerät

Das Digitalmultimeter VC940 von Voltcraft kann zusammen mit einem Leistungsmessadapter TRMS-Leistungsmessungen bis 2500 W bei einer Spannung von 190-250 V_{ac} durchführen. Es kann zudem den Leistungsfaktor $\cos\phi$ erfassen. Die Genauigkeit der Messwerte im Leistungsmessbereich beträgt ± (2% + 5 dgt) bei einer Auflösung von 0,1 W.

6.2 Lastbank

Zur Erprobung des Systemverhaltens bei unterschiedlichen Belastungen wurde eine Lastbank entworfen und aufgebaut. Sie ermöglicht eine Leistungsaufnahme bis 900W in Schritten von etwa 20W. Zu diesem Zweck sind mehrere Glühlampen über einen Schaltkasten ansteuerbar. Über eine Steckdose lässt sich die Lastbank erweitern, um neben ohmschen Verbrauchern auch induktive und kapazitive Lasten bereitzustellen.

Ein Hauptschalter erlaubt Lastsprünge mit vorher zugeschalteten Laststufen zu untersuchen.

6.3 Gleichspannungsversorgung

Der Wechselrichter wird eingangsseitig mit ca. 26,0V Gleichspannung versorgt. Bereitgestellt wird die Gleichspannung von einem Labornetzteil. Zusätzlich wird mit zwei hochstromfähigen und in Reihe verschalteten Bleiakkus mit jeweils 12V Nennspannung gepuffert. Eingangsseitig können so auch über längere Zeiträume konstante Bedingungen sichergestellt werden.

6.4 Messergebnisse

6.4.1 Leistungsaufnahme im Standbybetrieb

Die Leistungsaufnahme im Standbybetrieb beträgt ca. 5,4 W. Diese Leistung setzt sich hauptsächlich aus Wärmeverlusten der Festspannungsregler, der Leistungsaufnahme der Steuerelektronik und der Trennrelais zusammen.

6.4.2 Leistungsaufnahme im Leerlauf

Im unbelasteten Wechselrichterbetrieb beträgt die Leistungsaufnahme ca. 29,3W. Diese Leistung setzt sich zusätzlich zu den Verlusten, die bereits im Standbybetrieb auftreten, aus Schaltverlusten der MOS-FETs und den Ummagnetisierungsverlusten des Transformators zusammen. Der Transformator erwärmt sich im Leerlauf stärker als die MOSFETs der Vollbrücke. Das lässt darauf schließen, dass die Verluste des Transformators den größten Anteil der Leerlaufleistungsaufnahme ausmachen.

6.4.3 Wirkungsgrad im Lastbetrieb

Für die Wirkungsgradmessung wird die Leistungsaufnahme auf Akkuseite und die Leistungsabgabe der Lastseite erfasst. Hierfür wird lastseitig mittels der Lastbank schrittweise die Abgabeleistung des Wechselrichters erhöht. Die genaue Leistungsabgabe wird mit dem Leistungsmessgerät Voltcraft VC940 erfasst. Die Bestimmung der Aufnahmeleistung des Wechselrichters übernimmt das Oszilloskop HM2024, an das die Strommesszange PR30 und ein Tastkopf angeschlossen sind. Die interne Mathematikfunktion übernimmt die Multiplikation von momentanen Spannungs- und Stromwert zu Leistung und die Automeasurement-Funktion bestimmt den Effektivwert (RMS) der Eingangsleistung. Gleichzeitig wird mit dem Digitalmultimeter VC940 die Ausgangsleistung ermittelt. Der Wirkungsgrad berechnet sich zu

$$\eta = \frac{P_{aus}}{P_{ein}}. \tag{9}$$

Ab hier folgen die Ergebnisse von Wirkungsgradmessungen einer älteren Firmwarerevision, die aktuelle Firmwarerevision erreicht vermutlich bessere Werte!

Abbildung 47 zeigt das Ergebnis der Leistungsmessung und Wirkungsgradberechnung bei verschiedenen Ausgangsleistungen und fester Frequenz von 60 Hz. Es ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad im Bereich zwischen ca. 400 W und 600 W mit ca. 76% am größten ist. Abbildung 48 zeigt aus diesen Bereich den Lastzustand mit 400 W Ausgangsleistung bei Frequenzen zwischen 40 Hz und 70 Hz. Innerhalb des Frequenzbereichs zwischen 50 Hz und 60 Hz besitzt der Wechselrichter einen Wirkungsgrad von ca. 76%. Ausserhalb dieses Bereichs nimmt der Wirkungsgrad zu den Grenzen des untersuchten Bereichs kontinuierlich ab und erreicht bei 70 Hz noch 73%.

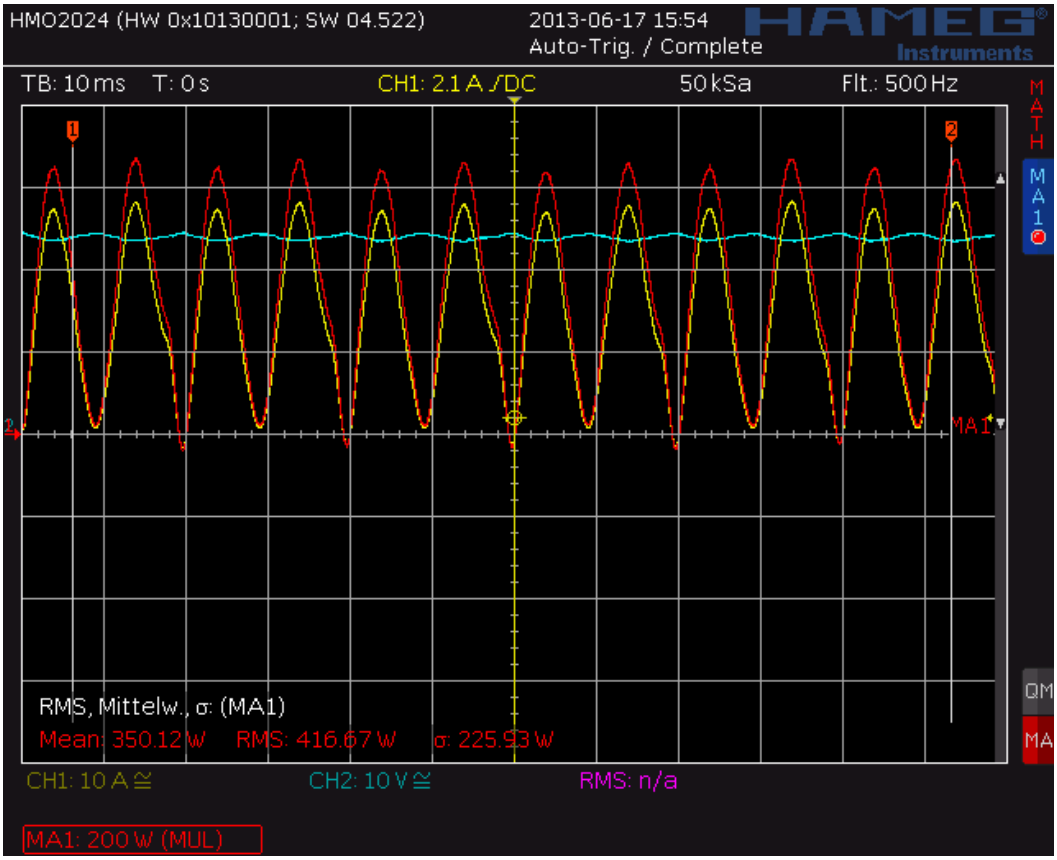


Abbildung 46: Messkurve der Wirkungsgradbestimmung bei 295W Ausgangsleistung. CH1: Stromaufnahme von `+BATT`, CH2: Spannung von `+BATT`, MA1: CH1 · CH2.

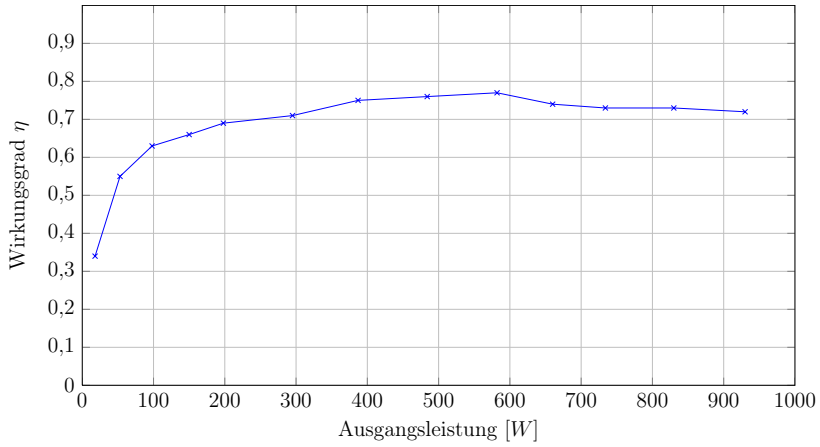


Abbildung 47: Wirkungsgradverlauf in Abhängigkeit der Ausgangsleistung bei 60Hz (veraltet(6.4.3))

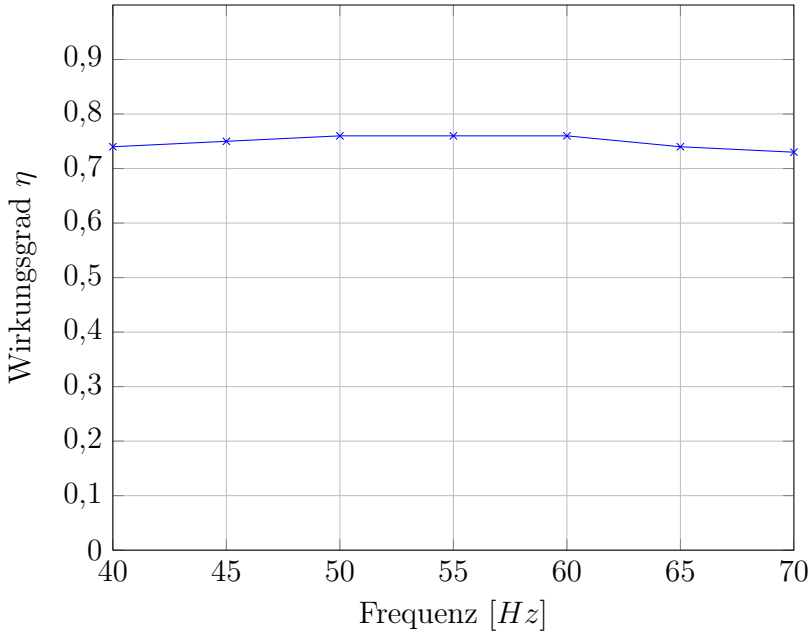


Abbildung 48: Wirkungsgradverlauf in Abhängigkeit der Frequenz bei ca. 400W Ausgangsleistung (veraltet(6.4.3))

6.4.4 Frequenzspektrum

Zur Erfassung des Frequenzspektrums der Ausgangsspannung wird die FFT-Funktion des Oszilloskops genutzt. Als Fensterfunktion wird das von-Hann Fenster gewählt. Die Messung erfolgt bei 240 V und 60 Hz und einer Last von ca. 400 W sowie im Leerlauf, wobei die Höhe der Last keinen nennenswerten Einfluss auf das Spektrum zeigte. Abbildung 49 zeigt das Ergebnis der Messung im Frequenzbereich von 0-500Hz. Mit zwei Markern wurden jeweils die größte und die zweitgrößte Amplitude gekennzeichnet. Das Maximum liegt mit ca. 60 Hz auf der Grundfrequenz, die zweitgrößte Amplitude bei

ca. 120 Hz entspricht der ersten Oberschwingung und ist ca. 40 dB schwächer. Somit beträgt die Amplitude der ersten Oberschwingung ca. 2,4 V bei 240 V Grundschwingung.

Abbildung 50 zeigt den Frequenzbereich bis 20kHz. Da die Schaltfrequenz der Vollbrücke im Bereich von ca. 10-15 kHz liegt, wäre in diesem Bereich ein weiterer Peak nicht ausgeschlossen. Ein solcher ist jedoch nicht zu identifizieren. Es ist davon auszugehen, dass diese hochfrequenten Anteile durch den Transformator in erheblichem Maße gedämpft werden.

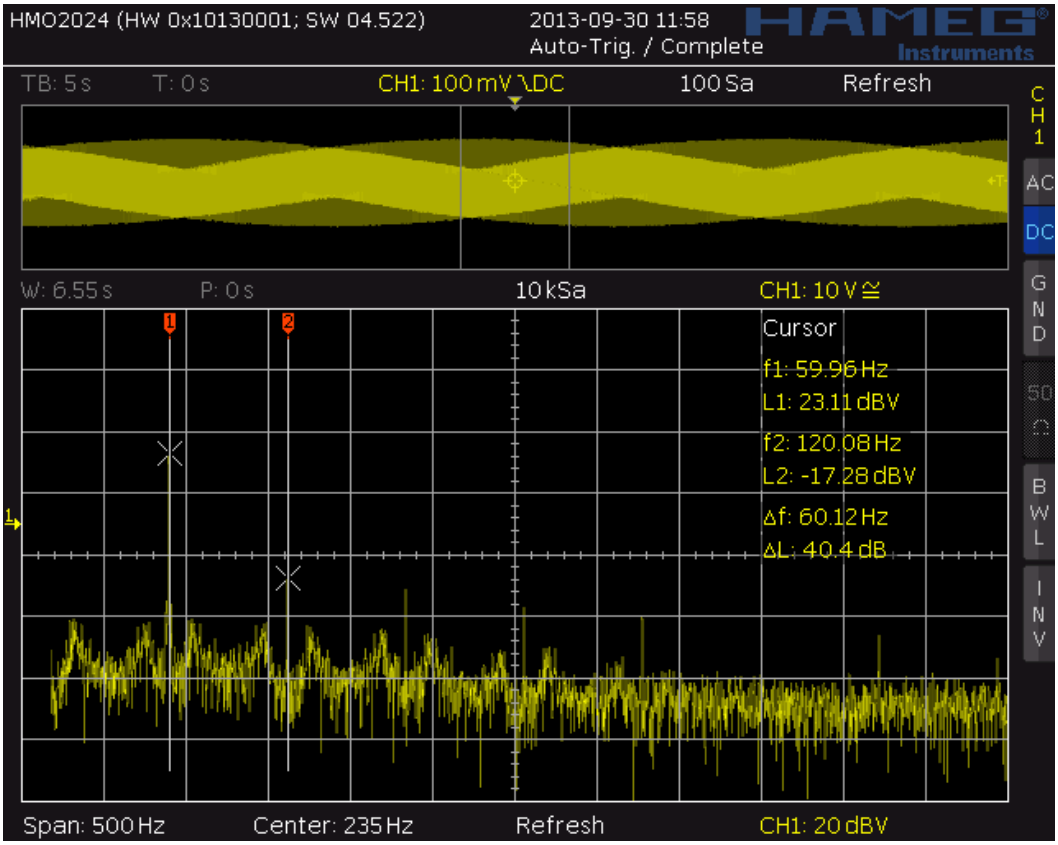


Abbildung 49: Oszilloskopaufnahme des Frequenzspektrums der Ausgangsspannung unter Last im Bereich 0-500Hz

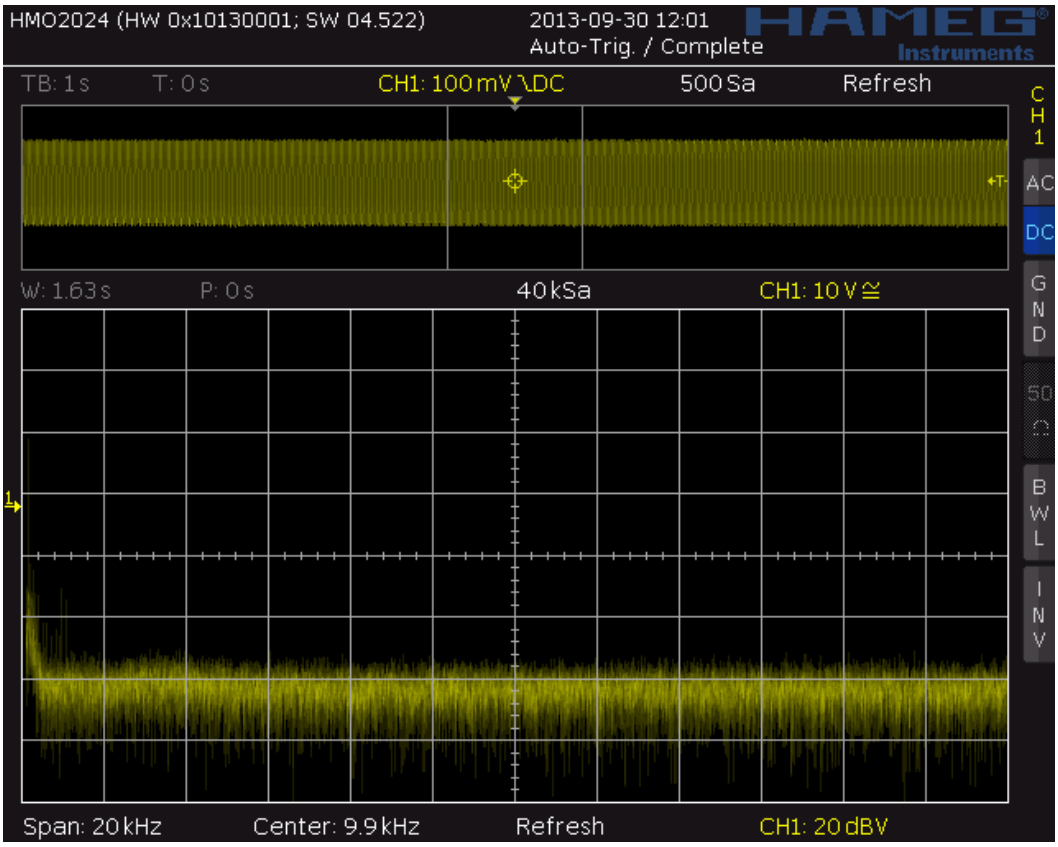


Abbildung 50: Oszilloskopaufnahme des Frequenzspektrums der Ausgangsspannung unter Last im Bereich 0-20kHz

6.4.5 Dauerlastfähigkeit

Die Nennlast der USV wird im Datenblatt mit 1400 VA bzw. 950 W angegeben. Diese Angabe erscheint im Netzbetrieb als Dauerlast realistisch, im Wechselrichterbetrieb kann diese Leistung temperaturbedingt je nach Umgebungsbedingungen nur über die Dauer von ca. 20 bis 40 Minuten erbracht werden. Als Dauerlast ist in etwa die halbe Nennleistung anzunehmen.

6.4.6 Spannungssprung

Die Änderung der Ausgangsspannung ist aufgrund des Regelvorgangs verzögert. Ein Spannungssprung von 100V benötigt ca. 0.9 s.

6.4.7 Frequenzsprung

Das Ändern der Ausgangsfrequenz wurde als kontinuierlicher Sweep implementiert. Ein Frequenzsprung von 40Hz auf 70Hz benötigt ca. 0,58 s.

7 Wie geht's weiter?

Der Wechselrichter kann direkt eingesetzt werden, bietet aber auch noch weiteres Potential.

Parallelschaltung zur Leistungserhöhung In Zukunft wird getestet, ob sich mehrere Geräte zur Leistungserhöhung parallel schalten lassen.

Verschaltung zum Drehstromnetz Auch ist geplant, zu untersuchen, ob sich drei Geräte zur Erstellung einer Dreiphasenwechselspannung nutzen lassen. Dann wäre sogar die Nachbildung von unsymmetrischen Netzen möglich.

Bootloader Ein Bootloader wäre wünschenswert. Mit einem Bootloader wäre die Verwendung eines Programmiersockels überflüssig und der Aufwand für eine Hardwareanpassung weiter gesenkt.

Ladeschaltung und USV-Betrieb Toll wäre es, denn grundsätzlichen Funktionsumfang der USV komplett wieder herzustellen.

Schön wäre es, wenn sich hierfür Freiwillig finden würden. Gerne gebe ich diesbezüglich Unterstützung.

8 Downloadbereich

8.1 Firmware

Mit dem Download der Firmware wird folgendes zur Kenntnis genommen: Dieses Programm ist freie Software. Sie können es unter den Bedingungen der GNU General Public License, wie von der Free Software Foundation veröffentlicht, weitergeben und/oder modifizieren, entweder gemäß Version 2 der Lizenz oder (nach Ihrer Option) jeder späteren Version. Die Veröffentlichung dieses Programms erfolgt in der Hoffnung, daß es Ihnen von Nutzen sein wird, aber OHNE IRGENDEINE GARANTIE, sogar ohne die implizite Garantie der MARKTREIFE oder der VERWENDBARKEIT FÜR EINEN BESTIMMTEN ZWECK. Details finden Sie in der GNU General Public License. Die Veröffentlichung dieser Firmware steht in keinem Zusammenhang mit der Firma APC oder Schneider Electric oder anderen Firmen.

Wer hiermit einverstanden ist der findet die aktuellste Firmware hier:
`http://www.tobiaswoldert.de/Sinuswechselrichter/Software/FirmwareUSV1.0.zip` Firmware Version 1.0

8.2 Dokumentation

Die aktuellste Dokumentation befindet sich hier:
`http://www.tobiaswoldert.de/Sinuswechselrichter/Dokumentation/Sinuswechselrichter.pdf` Doku Version 1.0

9 FAQ

Keine Reaktion auf Befehle der seriellen Schnittstelle? Alle Befehle mit Linefeed (\n)abschließen!

Ist es möglich auch andere Wellenformen, z.B. Rechteck, Trapez oder Sägezahn zu erzeugen? Nein, die Hardware lässt ausschließlich sinusförmige Ausgangsspannungen zu.

Mit welchen USV-Modellen funktioniert die Firmware? Mit vielen älteren SmartUPS.Beispielsweise habe ich schon SmartUPS 700, 1000 und 1400 getestet. Unabhängig davon sind alle älteren SmartUPS Controllerseitig beinahe Baugleich, sodass nur sehr geringe Änderungen notwendig sind. Daher gibts auch keine klare Produktempfehlung, ausser, dass es ein älteres Modell mit Controller im DIP40 Gehäuse sein sollte. Einfachstes äußeres Erkennungsmerkmal ist der fehlende USB-Port.

Die neueren SmartUPS mit Controller im PLLC44 Gehäuse (meist schwarz und zusätzlich mit USB-Anschluss) weichen im inneren Aufbau stärker ab, da müsste noch ein wenig Reverse Engineering betrieben werden. Allerdings ist das nicht mehr als Fleißarbeit, die Tricky Parts des Reverse Engineering sind von mir bereits durch die älteren SmartUPS erledigt.

Warum wird im Text oft nur die SmartUPS 1400 erwähnt? Ich habe mich während der Arbeit hauptsächlich mit diesem Modell beschäftigt, da es das leistungsstärkste 24V Modell ist. SmartUPS 700, 1000, 1400 im grauen Gehäuse ohne USB-Anschluss sind meistens 24 V Modelle. Abweichend davon sind einige graue Servermodelle dieser Leistungsklassen 48 V Modelle. SmartUPS 2200, 3000, 50000 sind meistens 48 V Modelle.

Durch welche Randbedingung(en) ergibt sich dieser Frequenzbereich? Wäre es auch möglich das ding auf 300-800 Hz aufzubohren? Das Gerät wurde für 50-60 Hz entwickelt. In diesem Bereich ist der interne Schwingkreis zur Erzeugung der Sinusreferenz gut stabilisierbar. Nach oben wird er zunehmend instabiler und muss durch starke Regelungseingriffe stabilisiert werden. Zudem steigen die Schaltverluste der Vollbrücke. 100Hz könnten zumindest für geringere Ausgangsleistungen noch machbar sein, allerdings müsste man dafür wohl noch die Regelung optimieren.

Ist ein USV-Betrieb weiterhin möglich? In der derzeitigen Version ist ausschließlich der Betrieb an einem Akku möglich. Für den Betrieb am Netz muss noch die Ladeschaltung untersucht werden sowie die Synchronisation mit dem Netz. Ein Betrieb

am Netz ist bisher nicht das Ziel gewesen, wird aber in Zukunft sicher implementiert. Vielleicht hat ja jemand Lust, das umzusetzen? Ich helfe gerne mit meinem Wissen.

10 Revisionshistorie

v1.0 23.12.2014 Veröffentlichung Web

v1.0 25.12.2014 Korrektur Abbildung 20, Einführung der Revisionshistorie

v1.0 28.12.2014 Hyperlinks der Quellen überarbeitet

Quellenverzeichnis

[1] APC: *Smart-UPS Product Information.* http://www.apc.com/products/family/?id=165. [Online; Zugriff am 1.Juli 2013].

[2] Deutsches Institut für Normung e.V.: *DIN EN 50160: Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen.* Beuth Verlag GmbH, Berlin, 2011.

[3] Meier, Alexandra von: *Electric Power Systems - A Conceptual Introduction.* John Wiley & Sons, New York, 2006.

[4] Gfrörer, Wolf-Günter: *Wechselrichter für Solaranlagen. - Leistungselektronik zur Erzeugung von 230V-Wechselspannung aus der Solarbatterie.* Franzis Verlag GmbH, München, 1998.

[5] Patt, Michael: *Wechselrichter für transformatorlose unterbrechungsfreie Stromversorgungsanlagen -.* VDI-Verlag, Düsseldorf, 2002.

[6] Deutsches Institut für Normung e.V.: *DIN VDE 0558 Teil 5: Unterbrechungsfreie Stromversorgungssysteme (USV): Allgemeine Anforderungen und Sicherheitsanforderungen.* Beuth Verlag GmbH, Berlin, 2011.

[7] Wenzl, Heinz; Sachs, Klaus: *Planung und Auswahl von USV-Anlagen - Stromausfälle und Netzstörungen mit unterbrechungsfreien Stromversorgungen wirksam überbrücken.* Franzis Verlag GmbH, München, 1999.

[8] APC: *Ausschreibungstext APC Smart-UPS 700, 1000 1400.*

[9] Beierlein, T.: *Taschenbuch Mikroprozessortechnik.* Hanser Fachbuchverlag, 2010.

[10] Corporation, Philips Electronics North America: *Datasheet 80C51/87C51/80C52/87C52.* Philips Semiconductors, 2000.

[11] *Network UPS Tools: APC's smart protocol.* http://www.networkupstools.org/ups-protocols/apcsmart.html, [Online; Zugriff am 10.Juni 2013].

[12] *APC's smart protocol.* http://homepage1.nifty.com/Que/plamo/apc-ups/manual/upsbible.html, [Online; Zugriff am 10.Juni 2013].

[13] Tumanski, S.: *Principles of Electrical Measurement.* Series in Sensors. Taylor & Francis, 2006.

[14] Deutsches Institut für Normung e.V.: *Internationales Elektrotechnisches Wörterbuch - Teil 351: Leittechnik (IEC 60050-351:2006)*. Beuth Verlag GmbH, Berlin, 2011.

[15] Rectifier, International: *Datasheet IRFZ44N*. 2001.

[16] Specovius, J.: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme ; mit 33 Tabellen*. Studium Technik. Vieweg, 2008.

[17] Fischl, Thomas: *USB programmer for Atmel ACR controllers*. http://www.fischl.de/usbasp/. [Online; Zugriff am 1.Juli 2013].

[18] GmbH & Co. KG reichelt elektronik: *reichelt Onlineshop*. http://www.reichelt.de/. [Online; Zugriff am 10.August 2013].

[19] Brinkschulte, U.; Ungerer, T.: *Mikrocontroller und Mikroprozessoren*. Springer-Lehrbuch. Springer, 2002.

[20] RN-Wissen: *UART*. http://www.rn-wissen.de/index.php/UART, [Online; Zugriff am 15.Juli 2013] 2013.

[21] Bies, Lammert: *RS232-Spezifikationen und -Standard*. http://www.lammertbies.nl/comm/info/de_RS-232_specs.html, [Online; Zugriff am 15.Juli 2013] 2010.

[22] *RS232*. http://de.wikipedia.org/wiki/RS-232#Leitungsl.C3.A4nge_und_.C3.9Cbertragungsrat [Online; Zugriff am 15.Juli 2013] 2013.