

Entwurf einer Ansteuerschaltung mit sinusförmigen Spannungen  
für einen kryogenischen Refrigerator zum Einsatz in  
radioastronomischen Empfängern am Radioteleskop Effelsberg

Bachelorarbeit  
am  
Max-Planck-Institut für Radioastronomie



---

MAX-PLANCK-GESELLSCHAFT

vorgelegt von:	Kevin Christ
Studienfach:	Informationstechnik
Matrikelnummer:	51 72 11
Betreuer:	Prof. Dr. Mark Ross
Abgabetermin:	20. April 2015

Dieses Werk, einschließlich seiner Teile, ist **urheberrechtlich geschützt**. Jede Verwertung außerhalb der engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes ist ohne Zustimmung des Autors unzulässig und strafbar. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen sowie die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>III</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>IV</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>VII</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Unternehmen . . . . .	1
1.2 Aufgabenstellung . . . . .	3
<b>2 Kühlsystem</b>	<b>5</b>
2.1 Funktionsprinzip . . . . .	5
2.2 Refrigerator . . . . .	8
2.2.1 Aufbau . . . . .	8
2.2.2 Antriebseinheit . . . . .	9
2.3 Kompressor . . . . .	12
2.4 Steuereinheit . . . . .	13
<b>3 Elektromagnetische Verträglichkeit</b>	<b>16</b>
3.1 Definition . . . . .	16
3.2 Kopplungsmechanismen . . . . .	17
3.2.1 Galvanische Kopplung . . . . .	17
3.2.2 Kapazitive Kopplung . . . . .	18
3.2.3 Induktive Kopplung . . . . .	20
3.2.4 Elektromagnetische Kopplung . . . . .	22
<b>4 Signalerzeugung</b>	<b>25</b>
4.1 Signalrauschabstand . . . . .	25
4.2 Auswahl der Modulationstechnik . . . . .	26
4.2.1 Direct Digital Synthesis . . . . .	26
4.2.2 Pulsweitenmodulation . . . . .	27

---

4.2.3	Delta-Sigma-Modulator . . . . .	28
4.2.4	Hardwareauswahl . . . . .	32
4.3	Konfiguration dsPIC33 . . . . .	33
<b>5</b>	<b>Steuereinheit</b>	<b>40</b>
5.1	Hardwareauswahl . . . . .	40
5.2	Schnittstellen . . . . .	41
5.2.1	Schnittstellenauswahl . . . . .	41
5.2.2	I2C . . . . .	42
5.2.3	Kompressorsteuerung . . . . .	42
5.3	Display . . . . .	44
5.3.1	Displayauswahl . . . . .	44
5.3.2	Funktionsweise . . . . .	45
5.4	Folientastatur . . . . .	47
5.4.1	Layout und Funktionsweise . . . . .	47
5.4.2	Entprellvorgang . . . . .	49
<b>6</b>	<b>Endstufe</b>	<b>51</b>
6.1	Hardwareauswahl . . . . .	51
6.2	Schaltungsaufbau . . . . .	53
6.2.1	Grundbeschaltung . . . . .	53
6.2.2	Spannungsüberwachung . . . . .	53
6.2.3	Stromüberwachung . . . . .	54
<b>7</b>	<b>Netzteil</b>	<b>56</b>
7.1	Spannungsversorgung Endstufe . . . . .	56
7.1.1	Transformatorschaltung . . . . .	56
7.1.2	Spannungsregelung . . . . .	57
7.1.3	Spannungsversorgung . . . . .	58
<b>8</b>	<b>Fazit</b>	<b>60</b>
	<b>Anhang</b>	<b>61</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>72</b>
	<b>Erklärung</b>	<b>73</b>

# Abkürzungsverzeichnis

<b>ACK</b>	ACKnowledgement
<b>CAN</b>	Controller Area Network
<b>CPU</b>	Central Processing Unit
<b>DDS</b>	Direct Digital Synthesis
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FIFO</b>	First In – First Out
<b>ISR</b>	Interrupt Service Routine
<b>NACK</b>	Not ACKnowledgement
<b>NAK</b>	No ACKnowledgement
<b>LUT</b>	Lookup Table
<b>OPV</b>	Operationsverstärker
<b>PWM</b>	Pulsweitenmodulation
<b>RAM</b>	Random-Access Memory
<b>SNR</b>	Signalrauschabstand
<b>SPI</b>	Serial Peripheral Interface

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Radioteleskop Effelsberg . . . . .	2
1.2	Empfängerbox für den Einsatz im Primärfokus, (a) geschlossen, (b) geöffnet	3
2.1	Grundkonzept des Kühlsystems mit Kompressor und Refrigerator [2] . . . . .	5
2.2	Kühlzyklus eines Gifford-McMahon-Refrigerators [2] . . . . .	6
2.3	Refrigerator-Einheit [11] . . . . .	8
2.4	Aufbau eines Hybridschrittmotors [14] . . . . .	9
2.5	Rotoraufbau eines Hybridschrittmotors, (a) 2D-Ansicht, (b) 3D-Ansicht [14]	10
2.6	Stator eines Hybridschrittmotors mit 2-Strang-Erregung [14] . . . . .	10
2.7	Hybridschrittmotor mit 2-Strang-Erregung bei Vollschrittbetrieb[14] . . . . .	11
2.8	Magnetischer Leitwertverlauf [14] . . . . .	11
2.9	Beispielhafter Rast- und Haltemomentverlauf bei einer 1-Strang- und 2-Strang-Erregung[14] . . . . .	12
2.10	Kompressor CTI 8500 [12] . . . . .	13
2.11	Im Einsatz befindliche Refrigeratorsteuerung, (a) Außenansicht, (b) Innenansicht . . . . .	14
2.12	Scottschaltung [1] . . . . .	14
2.13	Strom- und Spannungsmessung der im Einsatz befindlichen Refrigeratorsteuerung mit PWM-Umrichter an einer Phase, (a) Spannungsverlauf, (b) Stromverlauf . . . . .	15
3.1	Modellbeschreibung der EMV . . . . .	16
3.2	Kopplungsmechanismen im Bezug auf der EMV . . . . .	17
3.3	Galvanischer Kopplungsmechanismus mit zwei Spannungsquellen und komplexem Widerstand $Z$ [3] . . . . .	17
3.4	Prinzip der kapazitiven Kopplung, mit Felddescription (a) und als Netzwerkmodell (b) . . . . .	18
3.5	Flussverkettung zweier Leiterschleifen durch ein magnetisches Feld . . . . .	20
3.6	Prinzip der induktiven Kopplung, mit Felddescription (a) und als Netzwerkmodell (b) . . . . .	21

---

3.7	Feldwellenwiderstandsverlauf in Abhängigkeit vom Abstand der Quelle [6]	24
4.1	Blockschaltbild DDS [7]	26
4.2	Sinussignalerzeugung über PWM mit nachgeschaltetem Tiefpassfilter [8]	27
4.3	Blockschaltbild eines Delta-Sigma-Modulators	28
4.4	Analog- zu Digitalwandlung eines Delta-Sigma-Modulators 1. Ordnung [10]	29
4.5	Digital- zu Analogwandlung eines Delta-Sigma-Modulators 1. Ordnung [10]	29
4.6	Spannungsverlauf eines Delta-Sigma-Modulators 1. Ordnung für eine Analog- zu Digitalwandlung [9]	30
4.7	SNR ohne (a) und mit (b) Oversampling für einen Delta-Sigma-Modulator 1. Ordnung [10]	31
4.8	SNR des Delta-Sigma-Wandlers in Abhängigkeit von der Ordnung [10]	32
4.9	Blockschaltbild vom D/A-Wandler des dsPIC33 [15]	34
4.10	Ablaufdiagramm der ISR	35
4.11	Taktversorgung (dsPIC33) [15]	37
4.12	Differentielles Ausgangssignal für den rechten Kanal des dsPIC33 mit einer Frequenz von 55 Hz bei Vollaussteuerung	38
4.13	Differenzverstärker für den rechten Kanal des dsPIC33	38
4.14	Ausgangssignale nach Differenzverstärker für den rechten und linken Kanal des dsPIC33 bei einer Frequenz von 55 Hz und Vollaussteuerung	39
5.1	Aufbau des BUS-Systems für (a) SPI und (b) I <sup>2</sup> C	41
5.2	Datenrahmen für das I <sup>2</sup> C Protokoll mit Datenleitung SDA und Taktleitung SCL	42
5.3	Schaltungsaufbau für die Ansteuerung des Kompressors über Optokoppler	43
5.4	Datenrahmen des EA eDIP128B-6LWTP	45
5.5	Ablaufdiagramm für das Datenübertragungsprotokoll des EA eDIP128B- 6LWTP	45
5.6	Menüstruktur des Displays	46
5.7	Displayanzeige, (a) Displayeinstellungen, (b) Spannungseinstellungen	46
5.8	Layout der Folientastatur für Refrigeratorsteuerung (Jörg Klein)	47
5.9	Schaltplan der Folientastatur für Refrigeratorsteuerung	48
5.10	Messvorgang einer 3x3 Matrix, (a)..(b) Schritt 1..4	48
5.11	Beispielhafter Spannungsverlauf während der Betätigung eines Tasters	49
6.1	Grundschialtung eines Klasse AB-Verstärkers in Gegentaktschaltung [13]	52
6.2	Apex PA92 mit Beschaltung	53
6.3	Schaltungsaufbau für die Spannungsmessung am Apex PA92	54
6.4	Schaltungsaufbau für die Strommessung am Apex PA92	55

---

7.1	Schaltungsaufbau mit Transformator und Brückengleichrichter . . . . .	56
7.2	Schaltungsaufbau für den Spannungsregler . . . . .	57
7.3	Schaltungsaufbau für die Spannungsversorgung der OPVs . . . . .	58
7.4	Schaltungsaufbau für die Spannungsversorgung der Trennverstärker . . . .	58
8.1	Steuerplatine mit PIC32 und dsPIC33 (Walter Schmitz) . . . . .	60

# Tabellenverzeichnis

2.1	Symbolbeschreibung Refrigerator . . . . .	9
2.2	Symbolbeschreibung CTI 8500 . . . . .	13

# 1 Einleitung

## 1.1 Unternehmen

Die Max-Planck-Gesellschaft ist ein gemeinnütziger eingetragener Verein und wurde am 26. Februar 1948 gegründet. Die Gesellschaft besteht, neben der Verwaltung mit Sitz in Berlin, aus insgesamt 83 rechtlich unselbstständigen Max-Planck-Instituten, welche auf verschiedensten Gebieten der Grundlagenforschung tätig sind. Die Finanzierung wird überwiegend von Bund und Ländern übernommen, weitere Gelder werden über Spenden oder Subventionen akquiriert. Weltweit genießt das Max-Planck-Institut mit 17 Nobelpreisträgern ein hohes Ansehen und ist eines der größten Forschungsinstitute der Welt. Geforscht wird überwiegend auf den Gebieten der Naturwissenschaften, Technik und Geisteswissenschaften.

Unter der Trägerschaft der Max-Planck-Gesellschaft arbeitet auch das Max-Planck-Institut für Radioastronomie in Bonn. Hauptarbeitsgebiete sind die Radio- und Infrarot-Astronomie. Dafür wurde zwischen 1968 und 1971 das Radioteleskop in Effelsberg nahe Bad Münstereifel gebaut. Der Betrieb wurde etwa ein Jahr später, am 1. August 1972, aufgenommen.

Mit einem Spiegeldurchmesser von 100 m und einem Gewicht von 3200 Tonnen ist das Radioteleskop das zweitgrößte bewegliche Teleskop der Welt. Die technische Schwierigkeit bei einem Teleskop dieser Größenordnung besteht in der Konstruktion des Parabolspiegels. Die meisten Radioteleskope weisen diese Form auf, da die geometrischen Eigenschaften dafür sorgen, dass die achsenparallel aufgefangenen Wellen alle in gleicher Phasenlage zum Brennpunkt reflektiert werden und die Verstärkung damit maximal ist. Beim Kippen und Drehen verändert sich jedoch die Form des Spiegels. Mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode ist die Konstruktion jedoch so berechnet worden, dass der Spiegel in jeder Position wieder Paraboleigenschaften annimmt. Da sich dadurch der Brennpunkt verändert, wird der Empfänger kontinuierlich nachgeführt.

Seit der Inbetriebnahme wird die Technik des Teleskops stetig verbessert. Eingesetzt wird das Teleskop unter anderem für die Beobachtung von Pulsaren, kalten Gas- und Staubwolken, Sternentstehungsgebieten und von Schwarzen Löchern.

Das Radioteleskop Effelsberg wird von Astronomen aus aller Welt für ihre Beobachtungen verwendet und ist eine der wichtigsten Stationen für das weltweite Zusammenschalten von Radioteleskopen. Über den Zusammenschluss sind besonders hochauflösende Aufnahmen des Kosmos möglich. Aus diesem Grund kooperiert das Max Planck Institut für Radioastronomie weltweit in verschiedenen Projekten mit anderen Forschungsinstitutionen.

Das Radioteleskop wird für den Empfang von Radiowellen in einem Wellenlängenbereich von 90 cm bis zu 3.5 mm eingesetzt. Der messbare Frequenzbereich wurde durch Modernisierungen und mit dem Fortschritt der Technik deutlich erweitert. Mit einer Apertur von 7850 m<sup>2</sup> können auch äußerst schwache Signale sicher empfangen werden.



**Abbildung 1.1:** Radioteleskop Effelsberg

## 1.2 Aufgabenstellung

Am Radioteleskop in Effelsberg werden mehrere Empfänger für verschiedene Frequenzbereiche eingesetzt. Die Hauptaufgabe der Empfänger besteht darin, die vom Reflektor gebündelte Strahlung zu verstärken und den gewünschten Frequenzbereich zu selektieren. Da die empfangenen Signale sehr schwach sind, muss die Verstärkung entsprechend hoch sein. Bei hohen Verstärkungen wird jedoch nicht nur das gewünschte Signal verstärkt, sondern auch Rauschen aus der Umgebung und der Empfangselektronik, was den Signalrauschabstand (SNR) verringert. Die Signalqualität kann jedoch erhöht werden, wenn das thermische Rauschen der Verstärker reduziert wird. Dazu werden die Verstärker mithilfe von Mc-Mahon-Gifford-Refrigeratoren bis auf Temperaturen nahe dem absoluten Nullpunkt heruntergekühlt. Um das Temperaturniveau zu halten, muss eine kontinuierliche Kühlung erfolgen. In jeder Empfängerbox sitzt deswegen, neben dem Empfänger selbst, noch ein Refrigerator.



(a)



(b)

**Abbildung 1.2:** Empfängerbox für den Einsatz im Primärfokus, (a) geschlossen, (b) geöffnet

Angetrieben werden die Refrigeratoren von einem Hybridschrittmotor. Problematisch dabei ist, dass der Antrieb Vibrationen erzeugt, welche sich in den Empfängern als Mikrofonie bemerkbar machen können. Werden die Motoren unmittelbar aus dem Versorgungsnetz gespeist, besteht wegen der Drehzahl keine Möglichkeit zwischen Mikrofonie in den Verstärkern und hausinternen digitalen Sekundentakten zu differenzieren. Aus diesem Grund werden die Refrigeratoren über einen Frequenzumrichter betrieben.

---

Der im Einsatz befindliche Frequenzumrichter approximiert die Sinusspannung über Pulsweitenmodulation (PWM). Ein erhebliches Problem bei dem Einsatz von PWM ist die Bildung von Oberschwingungen über einen breiten Frequenzbereich.

Ziel des Projektes ist es, eine Ansteuerung zu entwickeln, welche einen Sinus mit hoher Güte erzeugt und damit die Entstehung von RFI auf ein Minimum beschränkt. Um dem Effekt der Mikrofonie entgegenzuwirken, sind Vibrationen durch ein ungleichmäßiges Drehmoment zu vermeiden.<sup>1</sup>

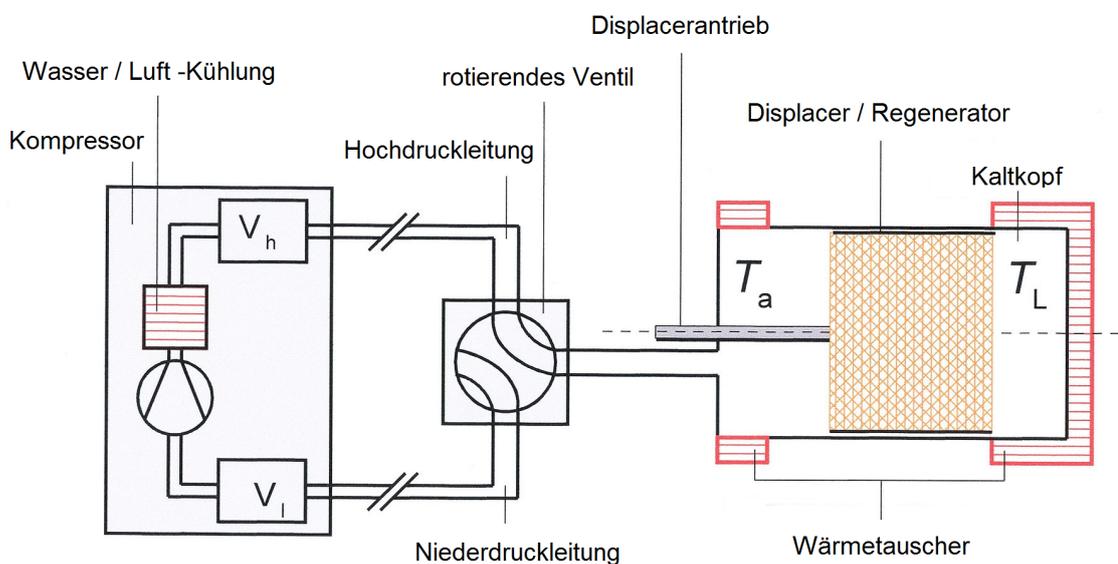
---

<sup>1</sup>Eine vollständige Beschreibung der Rahmenbedingungen enthält das Pflichtenheft im Anhang.

## 2 Kühlsystem

### 2.1 Funktionsprinzip

Um die Verstärker der Empfangseinheiten zu kühlen, wird Kryotechnik eingesetzt. Abbildung 2.1 zeigt den Aufbau mit Gifford-McMahon-Kühler und Kompressor. Der Kaltkopf enthält einen Kompressions- und Expansionsraum, einen Displacer und einen Regenerator.

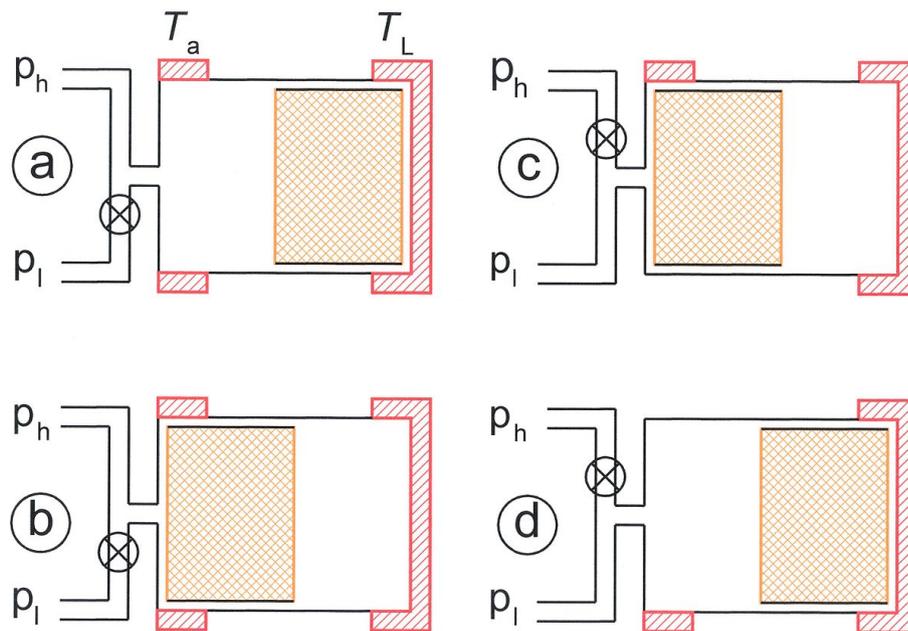


**Abbildung 2.1:** Grundkonzept des Kühlsystems mit Kompressor und Refrigerator [2]

Da die Verstärker auf 15 K gekühlt werden, wird als Kältemittel gasförmiges Helium eingesetzt. Mit einer Siedetemperatur von nur 4.25 K ist Helium als einziger Stoff dazu geeignet dieses niedrige Temperaturniveau zu erreichen. Andere Stoffe würden sich schon bei sehr viel höheren Temperaturen verflüssigen. Durch den Kompressor wird das Helium auf 20 Bar komprimiert, wodurch sich das Gas erwärmt. Um die Temperatur wieder zu

senken, wird die Wärme über eine Wasserkühlung an die Umgebung abgeführt. Danach wird das Gas über die Hochdruckleitung dem Refrigerator zugeführt. Dort expandiert es, wodurch der Umgebung Wärme entzogen wird. Über die Niederdruckleitung gelangt das Gas schließlich wieder zum Kompressor und ein neuer Zyklus beginnt.

Der Zyklus kann nach Abbildung 2.2 in vier Schritte unterteilt werden.



**Abbildung 2.2:** Kühlzyklus eines Gifford-McMahon-Refrigerators [2]

Zu Anfang ist das Niederdruckventil  $p_l$  geschlossen, während das Hochdruckventil  $p_h$  geöffnet ist. Der Displacer befindet sich rechts.

- **a** → **b**: Während das Hochdruckventil geöffnet ist, fährt der Displacer nach links. Das Gas strömt mit der Temperatur  $T_a$  ein und verlässt den Regenerator mit einem niedrigerem Temperaturniveau  $T_L$ .
- **b** → **c**: Während der Displacer seine Position beibehält, wird das Hochdruckventil geschlossen und das Niederdruckventil geöffnet. Dadurch fließt ein Teil des Gases über das Niederdruckventil wieder zurück zum Kompressor. Das Gas expandiert und entzieht der Umgebung dabei Wärme.

**c** → **d**: Durch die Kolbenbewegung nach links wird auch das restliche Gas dazu gezwungen den Regenerator zu durchströmen. In der Folge wird dem Regenerator Wärme entzogen.

**d** → **a**: Während der Displacer seine Position beibehält, wird das Niederdruckventil geschlossen und Hochdruckventil geöffnet. Das Gas wird am heißen Ende des Kaltkopfes komprimiert und gibt Wärme an die Umgebung ab. Danach ist wieder die Ausgangsposition **a** erreicht.

## 2.2 Refrigerator

### 2.2.1 Aufbau

Die eingesetzten Refrigeratoren werden von CTI hergestellt. Wie in Abbildung 2.3 zu erkennen ist, enthält der Refrigerator außer dem Kompressor alle Komponenten, die für den Betrieb des Kühlsystems notwendig sind. Im Displacer ist zusätzlich noch der Regenerator integriert. Der Displacer ist im oberen Teil hohl und mit einem Granulat gefüllt. Dadurch wird eine hohe Wärmekapazität zusammen mit einem großen Hohlraumanteil erreicht. Die Wärmekapazität sollte möglichst hoch sein, damit sich die Temperatur des Regenerators so gering wie möglich ändert, wenn durch das durchströmende Helium Wärme aufgenommen oder abgegeben wird. Der hohe Hohlraumanteil sorgt für einen geringen Druckabfall und eine große Oberfläche, wodurch das Gas effektiver gekühlt wird. Die Ventile werden in Abhängigkeit von der Lage der Welle mechanisch geschlossen oder geöffnet.

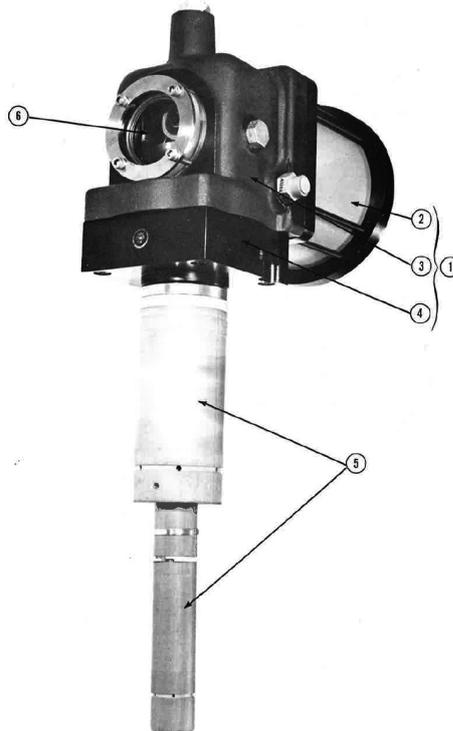


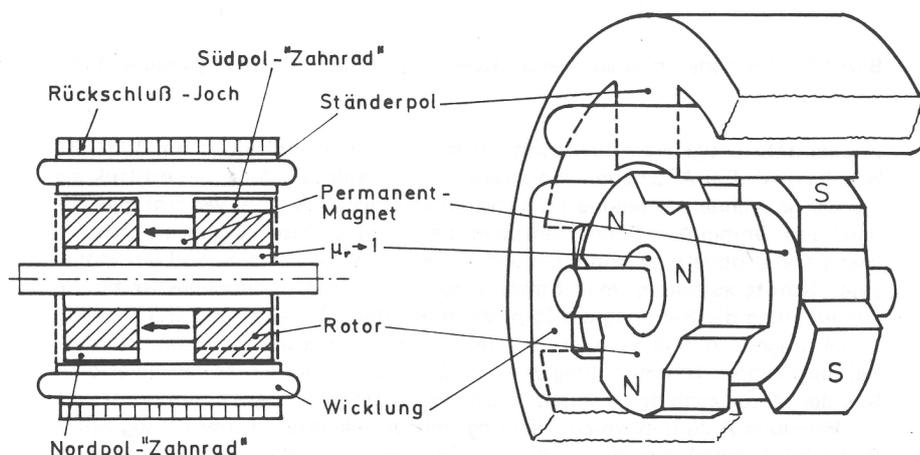
Abbildung 2.3: Refrigerator-Einheit [11]

**Tabelle 2.1:** Symbolbeschreibung Refrigerator

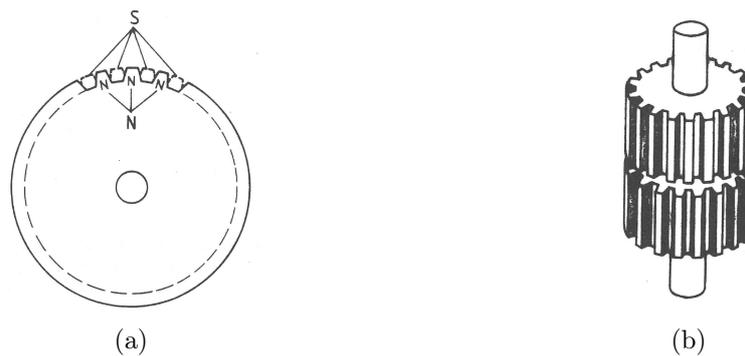
Nr.	Bezeichnung
1	Antriebseinheit
2	Motor
3	Antriebsgehäuse
4	Ventilplatte
5	Displacer
6	Schauglas

### 2.2.2 Antriebseinheit

Der Displacer wird von einem Hybridschrittmotor angetrieben. Wie alle Schrittmotoren ist auch der Hybridschrittmotor den Synchronmaschinen zuzuordnen. Schrittmotoren folgen im Prinzip genau dem außen angelegten Feld und können somit ohne Sensoren zur Positionsbestimmung betrieben werden. Eingesetzt werden solche Motoren deswegen vor allem in Druckern, Werkzeugmaschinen oder anderen Geräten, wo hohe Genauigkeiten gefordert sind. Der Grund weshalb der Refrigerator jedoch mit einem Hybridschrittmotor betrieben wird, ist nicht die Positionsgenauigkeit, sondern vor allem das hohe Drehmoment, wodurch auf eine Übersetzung verzichtet werden kann. Damit sinken nicht nur die Herstellungskosten, gleichzeitig unterliegt der Antrieb weniger Verschleiß, was die Zuverlässigkeit und das Wartungsintervall erhöht. Der grundsätzliche Aufbau eines Hybridschrittmotors ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

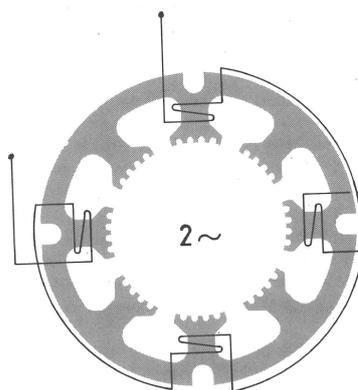
**Abbildung 2.4:** Aufbau eines Hybridschrittmotors [14]

Da der Hybridschrittmotor zu den permanenterregten Motorentypen gehört, besteht der Rotor aus zwei weichmagnetischen und gezahnten Polschuhen mit dazwischenliegenden Dauermagneten (Abbildung 2.5). Die einzelnen Polschuhe sind gegeneinander um eine halbe Zahnbreite versetzt. Durch die Anordnung der Permanentmagnete bilden sich an der einen Zahnscheibe Südpole und an der anderen Nordpole aus. Gängige Polpaarzahlen sind in dieser Bauweise 25, 50, 100 oder 125. Der Antrieb von CTI besitzt 50 Polpaare, wodurch bei einer Spannungsversorgung von 50 Hz die Drehzahl  $s^{-1}$  beträgt.



**Abbildung 2.5:** Rotoraufbau eines Hybridschrittmotors, (a) 2D-Ansicht, (b) 3D-Ansicht [14]

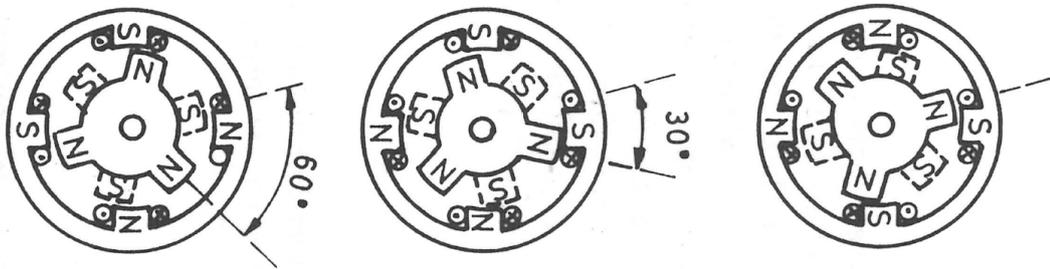
Wie auch der Rotor besitzen die Ständerwicklungen verzahnte Pole, mit denselben Abmaßen wie der Rotor selbst. Die Polzahl ist jedoch geringer. Im Unterschied zu konventionellen Synchronmaschinen besitzt der Hybridschrittmotor Ständerwicklungen mit ausgeprägten Polen und konzentrierter Erregerwicklung. Abbildung 2.6 zeigt den Stator mit einer 2-Strang-Erregung.



**Abbildung 2.6:** Stator eines Hybridschrittmotors mit 2-Strang-Erregung [14]

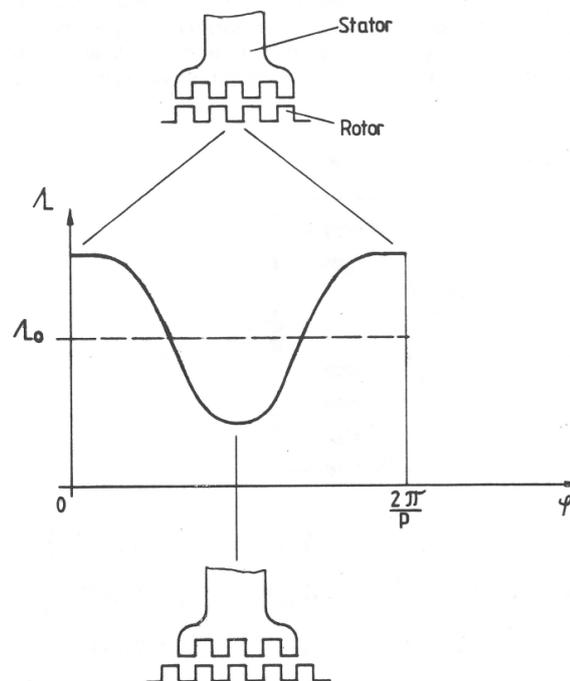
Schrittmotoren lassen sich mit unterschiedlichen Stromverläufen betreiben. Die einfachste Variante mit sehr geringer Auflösung ist der Vollschrittbetrieb. Die Wicklungen werden dazu mit Gleichspannung erregt. Dabei bestimmt die Richtung des Stromflusses die Polarität der einzelnen Wicklungen. Um ein Drehfeld zu erzeugen, werden beide Stränge

im Wechsel mit unterschiedlicher Orientierung des Stromflusses betrieben. Abbildung 2.7 veranschaulicht die einzelnen Schritte einer Rotation von 0 bis 60°.



**Abbildung 2.7:** Hybridschrittmotor mit 2-Strang-Erregung bei Vollschrittbetrieb[14]

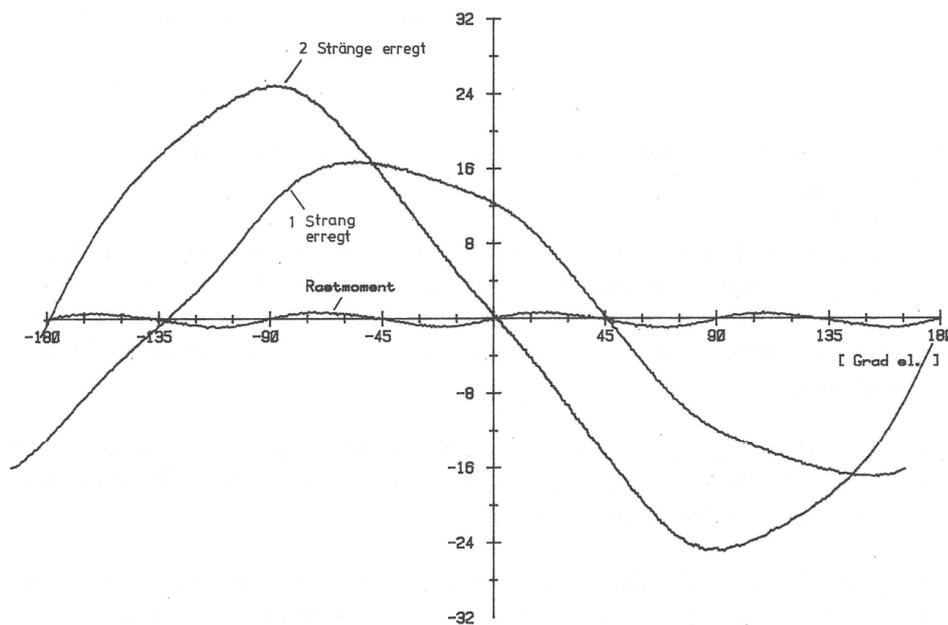
Wird nicht nur die Orientierung des Stromes gesteuert, sondern auch der Fluss, lassen sich weitaus höhere Schrittauflösungen erreichen. Das Magnetfeld im Stator kann dadurch in der Intensität angepasst werden. In der Folge kann der Rotor Zwischenwinkel annehmen. Um eine maximale Auflösung zu erreichen, werden die zwei Stränge mit um 90° versetzten Sinusströmen angesteuert. Die Notwendigkeit den Motor sinusförmig anzusteuern, ergibt sich aus dem magnetischen Leitwert  $\Lambda$  über den Winkel  $\varphi$  (Abbildung 2.8).



**Abbildung 2.8:** Magnetischer Leitwertverlauf [14]

Da der Strom und damit auch das Drehmoment zum magnetischen Leitwert proportional ist, muss der magnetische Fluss für ein konstantes Drehmoment ebenfalls konstant sein. Durch eine sinusförmige Ansteuerung wird der ebenfalls fast sinusförmige Leitwertverlauf kompensiert. Dadurch ergibt sich ein näherungsweise konstanter magnetischer Fluss.

Da Hybridschrittmotoren zu den permanentmagnetischen Maschinen gehören, tritt auch bei stromlosen Wicklungen ein Rastmoment auf. Ursache dafür ist der magnetische Leitwert, welcher von der Rotorposition abhängig ist und periodisch schwankt. Abbildung 2.9 zeigt beispielhaft den Rast- und Haltemomentverlauf.



**Abbildung 2.9:** Beispielhafter Rast- und Haltemomentverlauf bei einer 1-Strang- und 2-Strang-Erregung[14]

## 2.3 Kompressor

Als Kompressor wird am Radioteleskop Effelsberg das dazugehörige Modell 8500 von CTI eingesetzt (Abbildung 2.10). Die Stromversorgung erfolgt über einen 5-poligen CEE-Stecker. Der Refrigerator kann direkt über den Kompressor betrieben werden. Weil die Ausgangsfrequenz jedoch 50 Hz beträgt, wird der Anschluss nicht benutzt. Das Gerät kann wahlweise über einen Schalter oder über Remote an- und ausgeschaltet werden.

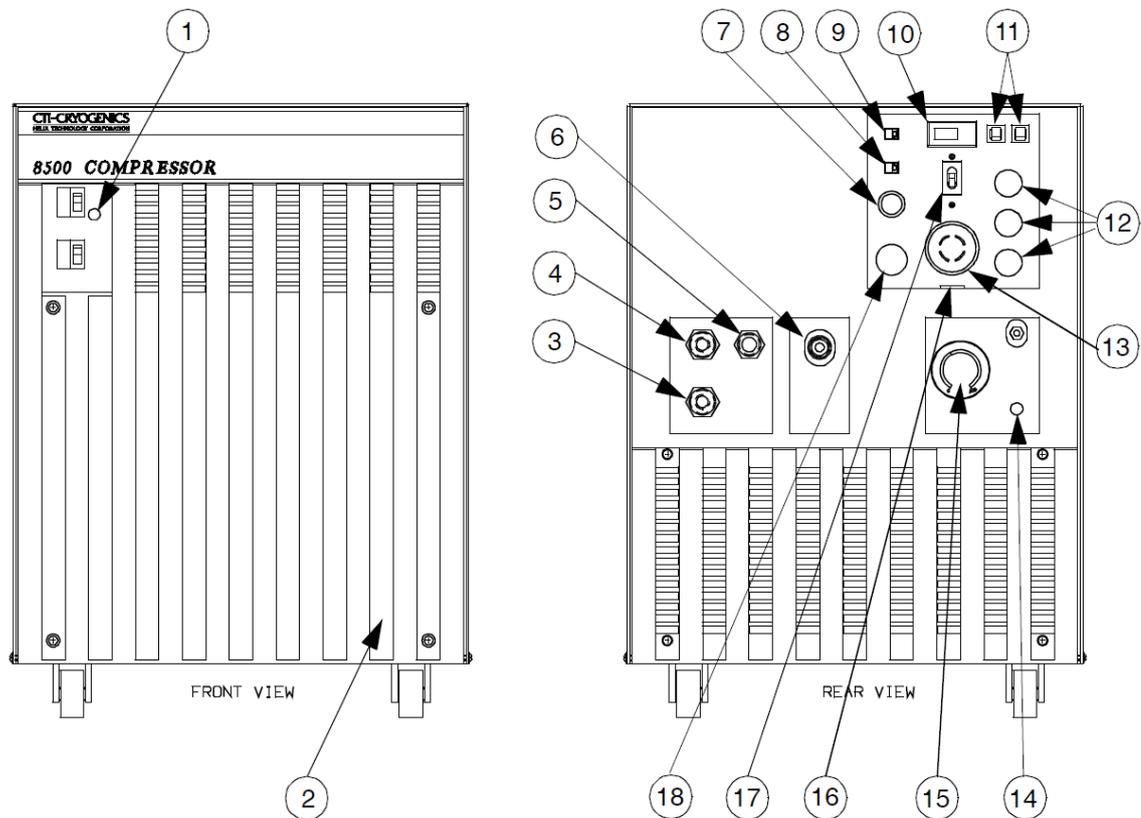


Abbildung 2.10: Kompressor CTI 8500 [12]

Tabelle 2.2: Symbolbeschreibung CTI 8500

Nr.	Bezeichnung	Nr.	Bezeichnung
1	POWER ON Leuchte	10	Betriebsstundenzähler
2	Ölschauglas	11	Kaltkopf-Leitungsschutzschalter
3	Wasserkühlung Ausgang	12	Kaltkopf Netzkabelanschluss
4	Wasserkühlung Eingang	13	Power-Anschluss
5	Helium-Gas Rückführung	14	Helium-Gas-Ventil
6	Helium-Gas Versorgung	15	Helium Druckanzeige
7	Kompressor Überlast-Reset	16	Sicherheitsverriegelung
8	Spannungsauswahlschalter (S3)	17	Systemstromversorgung Ein-/Ausschalter
9	Spannungsauswahlschalter (S2)	18	Systemfernbedienung

## 2.4 Steuereinheit

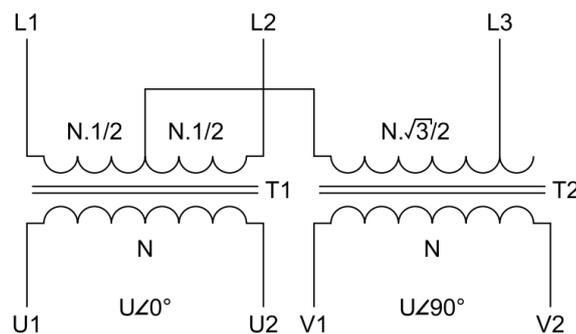
Die im Einsatz befindliche Steuereinheit setzt sich aus einem PWM-Frequenzumrichter und einer nachgeschalteten Scottschaltung zusammen. Die Komponenten sind in einem

zwei-Höheneinheiten hohen Einschub für ein 19 Zoll Rack untergebracht (Abbildung 2.11). Neben dem Netzschalter sind zusätzlich noch zwei Taster verbaut, worüber sich Kompressor und Refrigerator an- und ausschalten lassen. Rechts oben befindet sich der PWM-Umrichter, links daneben sind die zwei Transformatoren für die Scottschaltung verbaut. Die Transformatoren bestehen aus Ringkerntransformatoren und sind zusätzlich durch ein Metallgehäuse abgeschirmt. Um den Einschaltstrom zu begrenzen, ist unterhalb eine Spule als Induktivität verbaut.



**Abbildung 2.11:** Im Einsatz befindliche Refrigeratorsteuerung, (a) Außenansicht, (b) Innenansicht

Über die Scottschaltung wird der dreiphasige Ausgang des Umrichters in ein zweiphasiges Spannungssystem umgewandelt. Die Wirkung der Schaltung lässt sich über Abbildung 2.12 erklären.

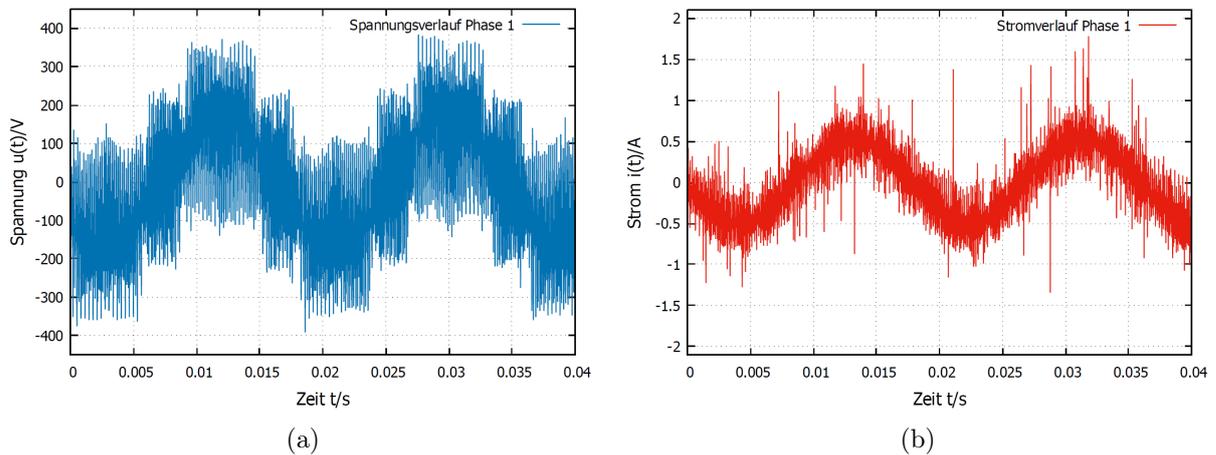


**Abbildung 2.12:** Scottschaltung [1]

Die Phasen  $L_{12}$ ,  $L_{23}$  und  $L_{31}$  bilden ein dreiphasiges Spannungssystem. Über  $U_{12}$  und  $V_{12}$  erhält man ein zweiphasiges Spannungssystem, welches in der Phase um  $90^\circ$  verschoben ist. Die Transformatoren  $T_1$  und  $T_2$  besitzen unterschiedliche Wicklungen.  $T_2$  wird über die Mittelanzapfung von  $T_1$  versorgt.

Die Schaltung arbeitet in beide Richtungen, findet heute jedoch kaum noch Verwendung. Die Halbleitertechnik hat sich in den letzten Jahrzehnten rasant weiterentwickelt und ist immer preisgünstiger und effizienter geworden. Aus diesem Grund wird schon seit vielen Jahren vermehrt Elektronik eingesetzt. Erwähnt werden muss jedoch, dass sich über die Scottschaltung hervorragende Wirkungsgrade erzielen lassen.

Um die Qualität des Ausgangssignals zu bestimmen, wurde der Spannungs- und Stromverlauf im Betrieb gemessen. Der Stromverlauf wurde über den Spannungsabfall an einem in Reihe geschalteten niederohmigen Widerstand gemessen. In Abbildung 2.13 ist das von Störimpulsen überlagerte Sinussignal zu erkennen. Durch die Spannungsspitzen enthält das Signal hochfrequente Anteile über einen breiten Frequenzbereich. Auch im Stromverlauf sind die Störungen in abgeschwächter Form zu erkennen.



**Abbildung 2.13:** Strom- und Spannungsmessung der im Einsatz befindlichen Refrigeratorsteuerung mit PWM-Umrichter an einer Phase, (a) Spannungsverlauf, (b) Stromverlauf

## 3 Elektromagnetische Verträglichkeit

### 3.1 Definition

Die Nutzung von elektrischer Energie geht auch immer mit der Erzeugung von elektrischen, magnetischen oder elektromagnetischen Feldern einher. Gerade in höheren Frequenzbereichen wird ein Teil der Energie in elektromagnetische Strahlung umgesetzt. Durch diese physikalischen Effekte können elektrische Geräte in der Umgebung erheblich beeinflusst werden. Deswegen müssen bei der Entwicklung der Refrigeratorsteuerung sämtliche Lösungsansätze auch immer unter dem Gesichtspunkt der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) betrachtet werden.

Die europäische EMV-Richtlinie definiert elektromagnetische Verträglichkeit wie folgt:

*...die Fähigkeit eines Apparates, einer Anlage oder eines Systems, in der elektromagnetischen Umwelt zufriedenstellend zu arbeiten, ohne dabei selbst elektromagnetische Störungen zu verursachen, die für alle in dieser Umwelt vorhandenen Apparate, Anlagen oder Systeme unannehmbar wären.*

Üblicherweise wird der Mechanismus der Störbeeinflussung mithilfe der in Abbildung 3.1 dargestellten Blöcken beschrieben.



**Abbildung 3.1:** Modellbeschreibung der EMV

<i>Störquelle:</i>	Ursprung der Störung
<i>Kopplungsmechanismus:</i>	Physikalischer Mechanismus der Beeinflussung
<i>Störsenke:</i>	Wirkung der Störung

## 3.2 Kopplungsmechanismen

Allgemein wird in der EMV (Abbildung 3.2) zwischen vier verschiedenen Kopplungsmechanismen unterschieden.

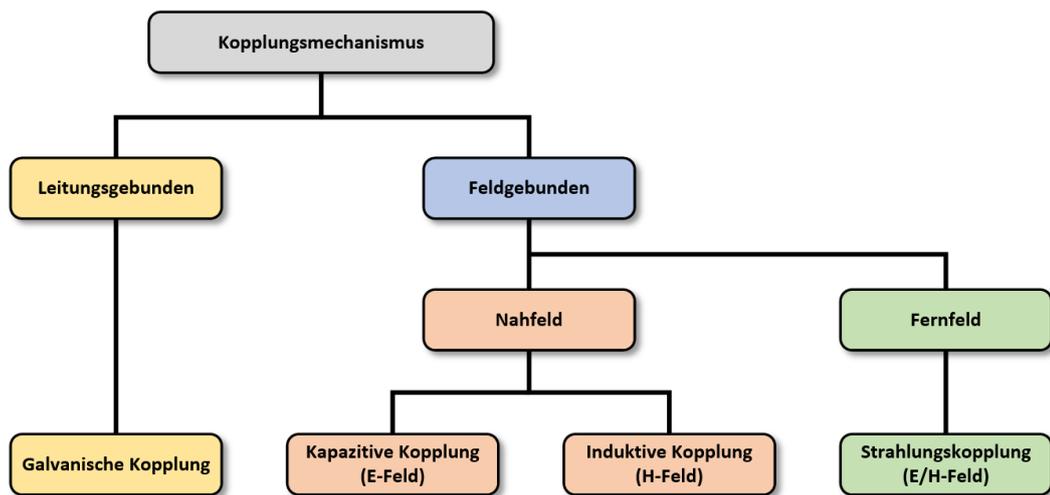


Abbildung 3.2: Kopplungsmechanismen im Bezug auf der EMV

### 3.2.1 Galvanische Kopplung

Von galvanischer Kopplung spricht man, wenn zwei oder mehr Stromkreise über eine gemeinsame komplexe Impedanz miteinander leitend verbunden sind (Abbildung 3.3).

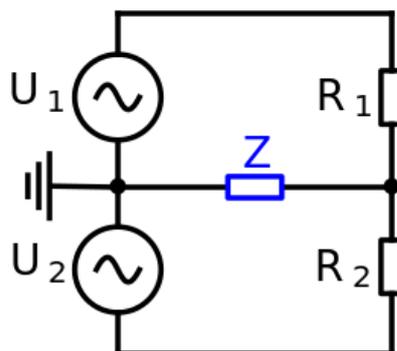


Abbildung 3.3: Galvanischer Kopplungsmechanismus mit zwei Spannungsquellen und komplexem Widerstand  $Z$  [3]

An der Impedanz verursachen dabei die jeweiligen Ströme einen Spannungsabfall, welcher für unerwünschte Störungen verantwortlich ist. Das Problem ist gerade in der Schal-

tungsentwicklung sehr häufig anzutreffen. Oft wird hier für verschiedene Stromkreise ein gemeinsamer Bezugsleiter zur Masse hin verwendet.

$$u_{stör} = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

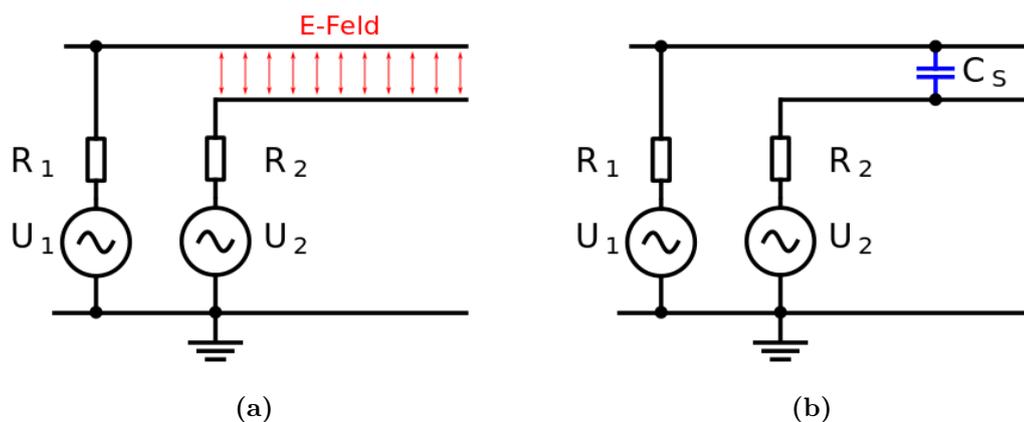
Aus Gleichung 3.1 geht hervor, dass auch bei geringen Strömen, hohe Frequenzen einen hohen Spannungsabfall verursachen können. Da die galvanische Kopplung ein leitungsgebundener Effekt ist, treten Störungen nur innerhalb einer Schaltung auf.

Folgende Maßnahmen tragen zu einer Verbesserung bei:

- Potentialtrennung
- Getrennte Leitungsführung
- Kurze Leitungslängen

### 3.2.2 Kapazitive Kopplung

Kapazitive Kopplungen werden durch Potentialunterschiede zwischen verschiedenen Leiteranordnungen hervorgerufen. Durch das elektrische Feld entstehen parasitäre Koppelkapazitäten. Ändert sich das Potential eines Leiters im Verhältnis zu einem anderen Leiter, lädt oder entlädt sich die Koppelkapazität und es kommt zu einem Stromfluss. Der Effekt tritt nur bei sich veränderlichen Spannungsverläufen auf.



**Abbildung 3.4:** Prinzip der kapazitiven Kopplung, mit Feldbeschreibung (a) und als Netzwerkmodell (b)

Ist das Potential konstant, fließt nur zu Anfang ein Strom. Nachdem die Kapazität geladen ist, findet kein Ladungsträgeraustausch mehr statt. Die Kopplung beschränkt sich nicht nur auf Stromkreise mit gemeinsamen Bezugsleiter. Bilden sich mehrere Koppelkapazitäten aus, können auch in galvanisch getrennten Stromkreisen Störungen hervorgerufen werden. Anordnung Abbildung 3.4 zeigt am Beispiel zweier Stromkreise mit gemeinsamen Bezugsleiter die Auswirkungen durch das elektrische Feld. Im einfachsten Fall kann die Kapazität durch einen Kondensator  $C_s$  nachgebildet werden. Die Impedanz ist wie auch beim Kondensator abhängig von der Kapazität und der Frequenz.

$$|Z_c| = \frac{1}{\omega C_s} \quad (3.2)$$

Hochfrequente Signale werden deshalb stärker übertragen als niederfrequente Signale. ?? besagt, dass sich der Strom  $i_{stör}$  zur Spannung, Frequenz und Kapazität proportional verhält.

$$i_{stör} \sim C_s \cdot \frac{du}{dt} \quad (3.3)$$

Spannung und Frequenz werden in den meisten Fällen von der Anwendung bestimmt und lassen sich daher nur bedingt optimieren. Oft zielen Optimierungsmaßnahmen deswegen auf eine Verringerung der Koppelkapazität ab.

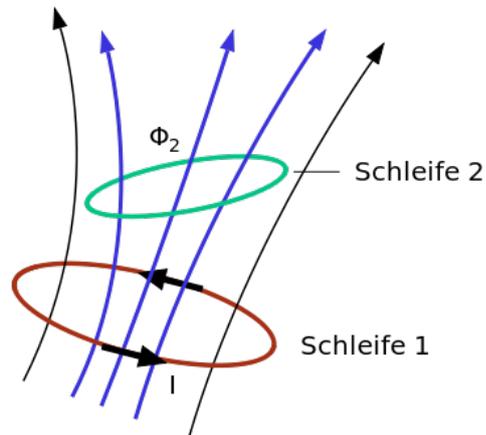
Durch folgende Maßnahmen lässt sich die Kapazität verringern:

- Leitungslänge reduzieren
- parallele Leitungsführung vermeiden
- Abstand zwischen Leitern vergrößern
- Abschirmung verwenden

Durch genannte Maßnahmen lassen sich Störungen durch elektrische Felder sehr gut beseitigen. Ein geerdetes Gehäuse aus leitfähigem Material, wie zum Beispiel Aluminium oder Edelstahl, ist in den meisten Fällen ausreichend, um Beeinflussungen auf andere Geräte in der Umgebung zu verhindern. Gleichzeitig sinkt das Störpotential erheblich mit der Entfernung.

### 3.2.3 Induktive Kopplung

Bei der induktiven Kopplung oder auch Gegeninduktion erfolgt die Kopplung zwischen zwei oder mehr Leiterschleifen über ein magnetisches Feld (Abbildung 3.6). Der Stromfluss in Schleife 1 erzeugt, abhängig von Geometrie, eine magnetische Flussdichte  $B$  in der näheren Umgebung. Der Fluss durchsetzt Schleife 2.



**Abbildung 3.5:** Flussverketzung zweier Leiterschleifen durch ein magnetisches Feld [5]

Nach Biot-Savart ist die Flussdichte proportional zum Momentanwert der Stromstärke:

$$\vec{B}(\vec{r}) \sim i_1 \quad (3.4)$$

Die Durchflutung von Schleife 2 mit der Fläche  $A$  und dem magnetischen Fluss  $\phi$  berechnet sich nach:

$$\phi_2 = \int_A \vec{B}(\vec{r}) \cdot d\vec{A} \quad (3.5)$$

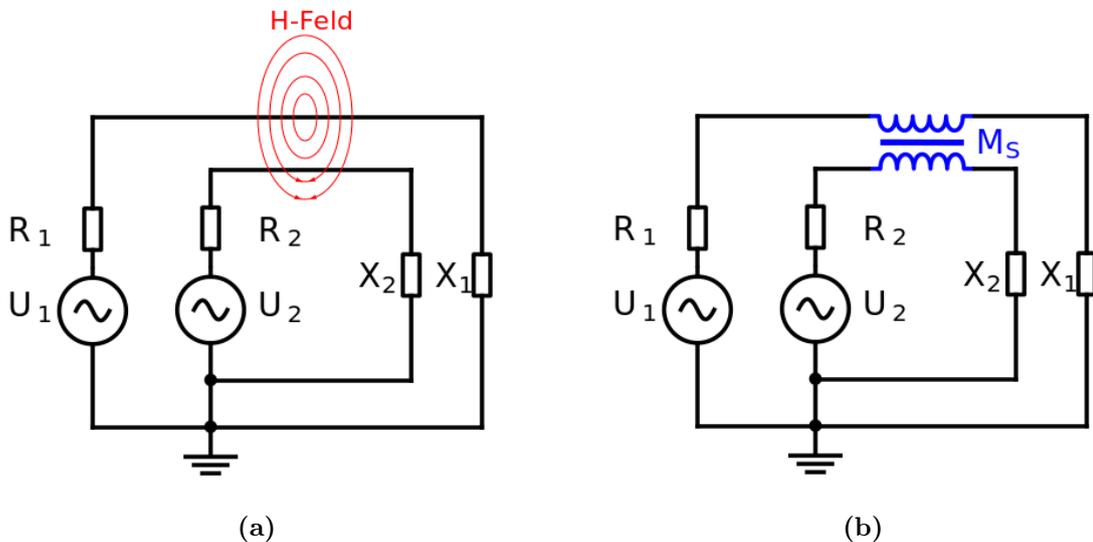
Eine Spannung wird nur induziert, wenn sich der magnetische Fluss  $\phi$  über die Zeit ändert. Über das Induktionsgesetz nach Faraday lässt sich folgende Gleichung herleiten:

$$\frac{d\phi_2}{dt} = M_{21} \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (3.6)$$

für die Gegeninduktivität gilt:

$$M_{21} = \omega_2 \cdot \frac{\phi_2(i_1)}{i_1} \quad (3.7)$$

Abbildung 3.6 verdeutlicht den Zusammenhang der induktiven Kopplung.



**Abbildung 3.6:** Prinzip der induktiven Kopplung, mit Feldbeschreibung (a) und als Netzwerkmodell (b) [5]

Der von Quelle  $U_1$  erzeugte Stromfluss baut ein Magnetfeld auf. Das Feld durchsetzt den zweiten Stromkreis und induziert dort eine Spannung.

Die induzierte Spannung berechnet sich über folgende Gleichung:

$$u_{\text{stör}} = M_{12} \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (3.8)$$

Grundsätzlich stellen magnetische Felder im Bezug auf die EMV ein wesentlich größeres Problem dar als elektrische Felder. Entscheidend für die Flussdichte, und damit dem Störpotential, ist die Stromstärke und der Stromverlauf. Aus [5] geht hervor, dass Strom und Flussdichte sich zueinander proportional verhalten. Ist der Strom sehr hoch, können deswegen auch schon bei geringen Frequenzen nicht vernachlässigbare Spannungen in umliegende Leiter induziert werden. Das Problem verschärft sich weiter mit ansteigender Frequenz. Um das Störpotential zu verringern, muss demnach entweder der Strom oder die Frequenz verringert werden. Ist dies nicht möglich, versucht man über eine Verringerung der Gegeninduktivität eine Verbesserung zu erreichen. Bei geschickter geometrischer Anordnung der Leiter untereinander lässt sich die Durchsetzung und damit die Gegeninduktivität deutlich reduzieren. Eine weitere Verbesserung lässt sich durch eine Abschirmung erreichen. Generell gilt, je dicker das Metall, desto besser die Schirmung. Da die Dicke der Schirmung in der Praxis jedoch durch verschiedene Faktoren begrenzt ist, ist auch die Dämpfung der Schirmung endlich.

Zusammenfassend können folgende Maßnahmen zu einer Verringerung der Störungen beitragen:

- Verringerung des Stromflusses
- Verringerung der Änderungsgeschwindigkeit des Stromes
- Abstand zwischen Leiterschleifen vergrößern
- Senkrecht anordnen der Leiterschleifen untereinander
- Verkleinerung der Leiterschleifen
- Verdrillen von Hin- und Rückleiter
- Abschirmung verwenden

### 3.2.4 Elektromagnetische Kopplung

Bisher konnten sämtliche Kopplungen über Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten erklärt werden. Elektrisches und magnetisches Feld treten hierbei unabhängig voneinander auf. Sind beide Felder gleichzeitig beteiligt, spricht man von elektromagnetischer Kopplung. Die elektrische Energie wird hierbei nicht nur über den Leiter übertragen, sondern auch in einem elektromagnetischen Feld in unmittelbarer Nähe. Das Feld kann sich teilweise vom Leiter lösen und breitet sich dann frei im Raum aus. Um den Einfluss von elektromagnetischen Feldern beurteilen zu können, muss zwischen Nahfeld und Fernfeld unterschieden werden. Das Nahfeld bezeichnet den Bereich in näherer Umgebung zur Antenne. Hier ist der Abstand im Vergleich zur Wellenlänge eher gering. Nach der Definition der Bundesnetzagentur geht das reaktive Nahfeld bis

$$r_n = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (3.9)$$

daran anschließend das strahlende Nahfeld bis zu einem Abstand von

$$r_f = 4\lambda \quad (3.10)$$

das Fernfeld liegt darüber.

Die Wellenlänge  $\lambda$  lässt sich mit der Naturkonstanten  $c$  für die Lichtgeschwindigkeit und mit  $f$  für die Frequenz ermitteln:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.11)$$

Im Nahfeld erfolgt keine Abstrahlung. Zwischen Antenne und Umgebung pendelt Blindleistung, welche einen kapazitiven oder induktiven Charakter besitzt. Ob die Rückwirkung auf die Antenne von kapazitiver oder induktiver Natur ist, hängt von den Verhältnissen des elektromagnetischen Feldes und damit von der Antennenform ab. Stabförmige Dipole erzeugen im Nahfeld eine hohe elektrische Feldstärke, Schleifenförmige eine hohe magnetische Feldstärke. Diese Unterschiede lassen sich über den Feldwellenwiderstand herleiten. Der Feldwellenwiderstand berechnet sich aus dem Verhältnis zwischen elektrischem und magnetischem Feld.

Feldwellenwiderstand elektrischer Dipol:

$$Z_{0E} = \frac{\lambda}{2\pi jr} Z_0 \quad (3.12)$$

Feldwellenwiderstand magnetischer Dipol:

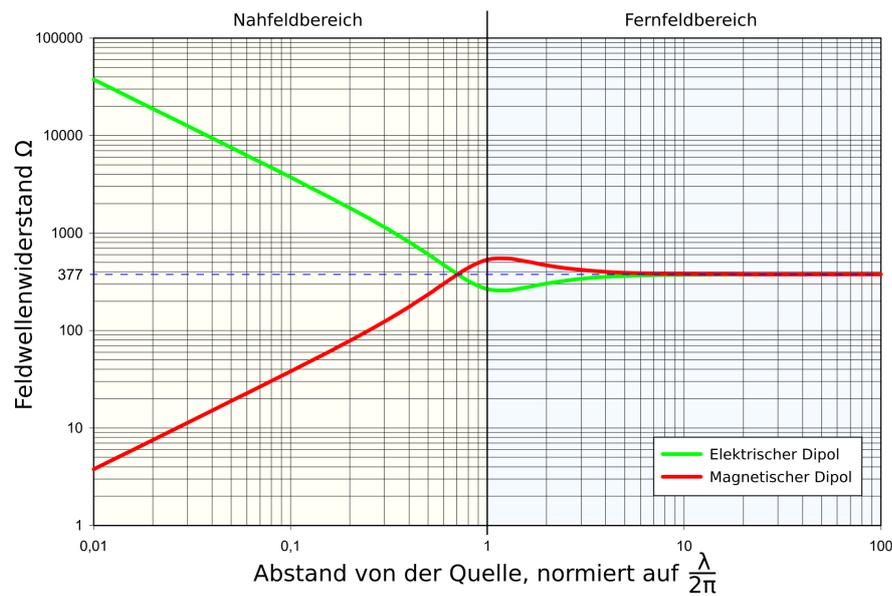
$$Z_{0H} = \frac{2\pi jr}{\lambda} Z_0 \quad (3.13)$$

Die Größe  $Z_0$  ist eine Naturkonstante und steht für den Feldwellenwiderstand einer elektromagnetischen Welle im freien Raum.

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = Z_{w0} \approx 376,73\Omega \quad (3.14)$$

Mit zunehmender Entfernung zur Antenne pendelt sich der Feldwellenwiderstand auf den Wert des Feldwellenwiderstands  $Z_0$  ein. Magnetische und elektrische Feldkomponente befinden sich in Phase und breiten sich frei im Raum aus.

In Abbildung 3.7 ist der Betragsverlauf des Feldwellenwiderstandes im Nah- und Fernfeld in Abhängigkeit vom Abstand aufgetragen.



**Abbildung 3.7:** Feldwellenwiderstandsverlauf in Abhängigkeit vom Abstand der Quelle [6]

Eine hohe Raumkopplung wird erreicht, wenn:

$$l \approx \frac{\lambda}{4} \quad (3.15)$$

Andere Frequenzen die nicht diese Bedingung erfüllen, strahlen weniger, sind jedoch nicht vernachlässigbar. Gleichung 3.16 gibt den Bereich an, ab dem mit einer Emission von Strahlung gerechnet werden muss.

$$l \geq \frac{\lambda}{10} \quad (3.16)$$

Die Emission von Strahlung lässt sich durch folgende Maßnahmen vermindern:

- Leitungslänge verringern
- Frequenz verringern
- Strom verringern
- Spannung verringern
- Abschirmung verwenden

## 4 Signalerzeugung

### 4.1 Signalrauschabstand

Um Sinussignale im Niederfrequenzbereich zu erzeugen, kommen mehrere Verfahren mit unterschiedlichen Konzepten in Betracht. Die Auswahl der passenden Technik entscheidet später über die Güte des Signals und ist damit von entscheidender Bedeutung. Ein Maß, um die Güte eines Signals zu beurteilen, ist der SNR. Da durch das Steuersignal später verhältnismäßig hohe Ströme und Spannungen gesteuert werden, macht sich ein geringer SNR vor allem durch die vermehrte Erzeugung von RFI negativ bemerkbar und stört damit die äußerst sensitiven Empfangskomponenten des Empfängers. Ein hoher Oberwellenanteil wirkt sich außerdem ungünstig auf den Motorlauf aus und erzeugt dadurch unerwünschte Vibrationen.

Der SNR wird nach folgender Formel berechnet:

$$SNR = \frac{\text{Nutzsignalleistung}}{\text{Rauschleistung}} = \frac{P_{Signal}}{P_{Rauschen}} \quad (4.1)$$

Da die Leistung eines Sinussignals gleich dem Quadrat des Effektivwertes ist, lässt sich für schmalbandige Signale im Niederfrequenzbereich Gleichung 4.2 herleiten.

$$SNR = \frac{P_{Signal}}{P_{Rauschen}} = \frac{u_{eff,Signal}^2}{u_{eff,Rauschen}^2} \quad (4.2)$$

Bei vielen technischen Anwendungen ist die Signalleistung in der Regel um einige Größenordnungen höher. Das Verhältnis wird deswegen üblicherweise im logarithmischen Maßstab angeben.

$$SNR = 10 \lg \left( \frac{P_{Signal}}{P_{Rauschen}} \right) \text{ dB} = 10 \lg \left( \frac{u_{eff,Signal}^2}{u_{eff,Rauschen}^2} \right) \text{ dB} = 20 \lg \left( \frac{u_{eff,Signal}}{u_{eff,Rauschen}} \right) \text{ dB} \quad (4.3)$$

## 4.2 Auswahl der Modulationstechnik

Neben der Güte des Signals müssen auch noch andere Anforderungen an die Signalerzeugung erfüllt werden. Um eine Auswahl der geeigneten Modulationstechnik zu treffen, werden nachfolgend die drei gängigsten Verfahren näher beschrieben und auf eine Verwendbarkeit unter folgenden Rahmenbedingungen hin untersucht:

- Zweikanal Ausgang mit variabler hochauflösender Phasendifferenz
- Ausgangssignal mit hoher Güte
- Variable Amplitude mit hoher Auflösung
- Variable Frequenz im Bereich von 45 bis 65 Hz
- Optionale Haltemomentkompensation 180 bis 260 Hz
- SNR von mindestens 60 dB

### 4.2.1 Direct Digital Synthesis

Direct Digital Synthesis (DDS) ist heute weit verbreitet und wird oft für die Synthese in Funktionsgeneratoren eingesetzt. Abbildung 4.1 zeigt die Unterteilung in verschiedene Funktionsbereiche.

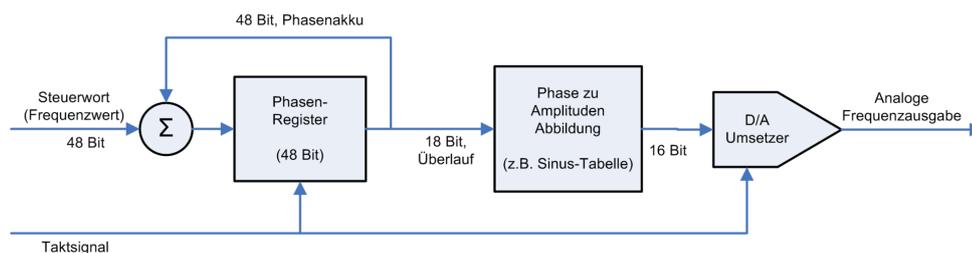


Abbildung 4.1: Blockschaltbild DDS [7]

Die Signalerzeugung erfolgt über ein Phasenregister zusammen mit einer Lookup Table (LUT). Der Phasenwinkel wird vom Phasenregister zusammen mit dem Phasenakkumulator bestimmt. Mit jedem Takt erhöht der Akkumulator den Stand des Phasenregisters um einen vorher fest definierten Wert. Jeder Wert des Phasenregisters ist mit einem fest definierten Wert in der LUT verknüpft. Die LUT enthält die gewünschte Signalform. Soll ein sinusförmiges Signal erzeugt werden, ist in dem Speicher dementsprechend eine Sinusfunktion abgelegt. Ein Überlauf des Phasenregisters entspricht genau dem Durchlauf einer

Periode. Die Frequenz des Ausgangssignals lässt sich durch den Inkrementalwert des Akkumulators steuern. Mit jedem Takt wird ein Wert ausgelesen und das Phasenregister um einen vorher festgelegten Wert erhöht. Wird nur jeder zweite Wert durchlaufen, halbiert sich die Periodendauer und die Frequenz verdoppelt sich.

Durch dieses Verfahren lassen sich sehr hohe Frequenzen erzeugen. Je höher die Frequenz desto größer ist jedoch auch die Abtastung und desto mehr Aufwand muss für die Filterung betrieben werden. Bei vergleichsweise niedrigen Frequenzen ist die Güte jedoch hervorragend und schon einfache passive Filter sind ausreichend, um einen hohen SNR zu erreichen. Mit DDS lassen sich jedoch aufgrund des Phasenregisters nur einzelne Frequenzen erzeugen, weshalb die Technik ungeeignet ist.

## 4.2.2 Pulsweitenmodulation

Die mit Abstand am weitesten verbreitete Methode der D/A-Umsetzung stellt die PWM dar. Eingesetzt wird die Technik in vielen verschiedenen Bereichen. Da sich die Umsetzung vergleichsweise einfach und preisgünstig realisieren lässt, arbeiten die meisten D/A-Wandler nach diesem Prinzip.

Das Grundprinzip der PWM beruht auf der Erzeugung von Rechteckimpulsen konstanter Amplitude und Periodendauer. Abbildung 4.2 zeigt den Verlauf eines 50 Hz Sinussignals erzeugt über PWM.

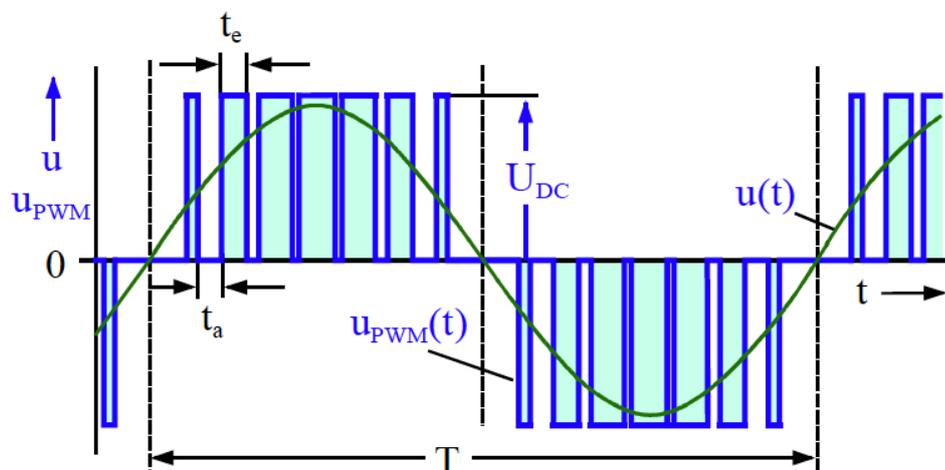


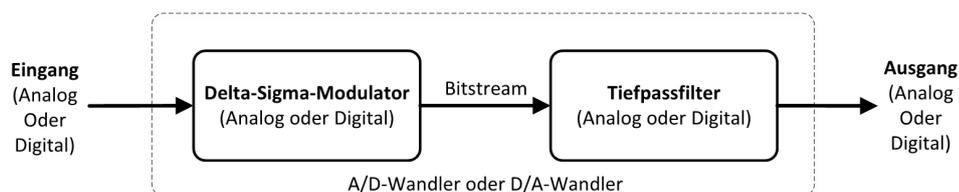
Abbildung 4.2: Sinussignalerzeugung über PWM mit nachgeschaltetem Tiefpassfilter [8]

Die Modellierung erfolgt ausschließlich über die Breite  $t_e$  der Impulse. Das Verhältnis zwischen Einschaltzeit  $t_e$  und Ausschaltzeit  $t_a$  wird als Tastverhältnis bezeichnet. Um das gewünschte Signal aus einer Folge von Rechteckimpulsen zu demodulieren, wird mit Tiefpassfiltern gearbeitet. Dabei kommt der Auslegung der Filter eine besondere Bedeutung zu. Je größer die Periodendauer der Impulse im Verhältnis zur gewünschten Ausgangsfrequenz, desto mehr Aufwand muss für die Filterung betrieben werden. Theoretisch lassen sich unerwünschte Frequenzanteile nur durch Filter mit unendlich hoher Flankensteilheit und Grenzfrequenz nahe der Ausgangsfrequenz restlos entfernen. In der Praxis verhalten sich Filter jedoch nie ideal. Die Flanken sind je nach Filtercharakteristik steiler oder flacher. Filter mit besonders steiler Flanke weisen oft eine gewisse Welligkeit im Durchlass- oder Sperrbereich auf. Dadurch enthält das gefilterte Signal, besonders nahe der Grundfrequenz, einen gewissen Oberwellenanteil. Auf steilflankige Filter kann jedoch verzichtet werden, wenn die Periodendauer der Impulse deutlich verringert wird. Das Rauschen lässt sich damit über einen breiteren Frequenzbereich verteilen, womit sich ein SNR von über 80 dB erreichen lässt. Leider lassen sich so hohe Abtastraten nur unter erhöhtem Aufwand berechnen. Da der Aufwand für die Umsetzung zu hoch ist, kann PWM nicht für die Signalerzeugung eingesetzt werden.

### 4.2.3 Delta-Sigma-Modulator

Entwickelt wurde das Verfahren der Delta-Sigma-Wandlung in den 1960er Jahren von Panasonic in Kooperation mit Sony. Die Technik lässt sich jedoch erst seit den frühen 1990er Jahren durch Fortschritte in der CMOS-Technologie preiswert fertigen.

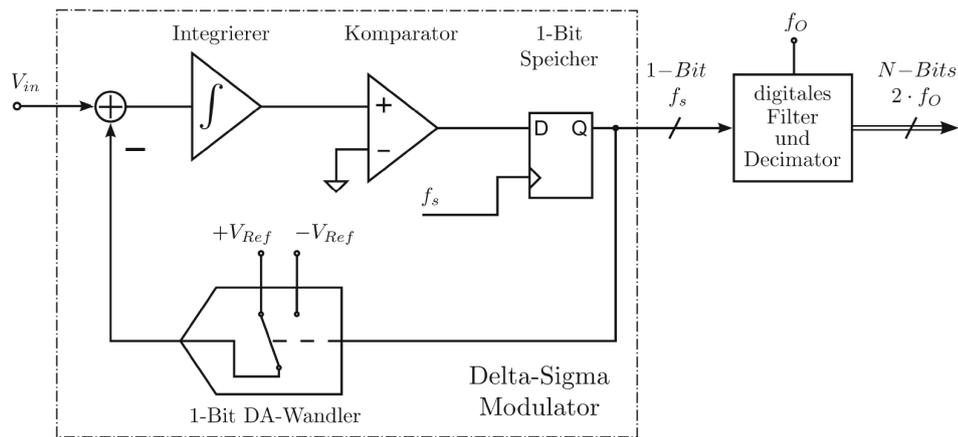
Die Arbeitsweise der Delta-Sigma-Wandlung unterscheidet sich grundlegend von anderen Wandlern. Dabei spielt es keine Rolle, ob eine Wandlung von digital nach analog oder umgekehrt erfolgt. Beide Verfahren arbeiten sehr ähnlich und unterscheiden sich nur durch die Art der Ausführung. Der Wandler besteht immer aus zwei Komponenten, einem Delta-Sigma-Modulator, welcher einen Bitstream erzeugt und einem nachgeschalteten Tiefpassfilter (Abbildung 4.3).



**Abbildung 4.3:** Blockschaltbild eines Delta-Sigma-Modulators

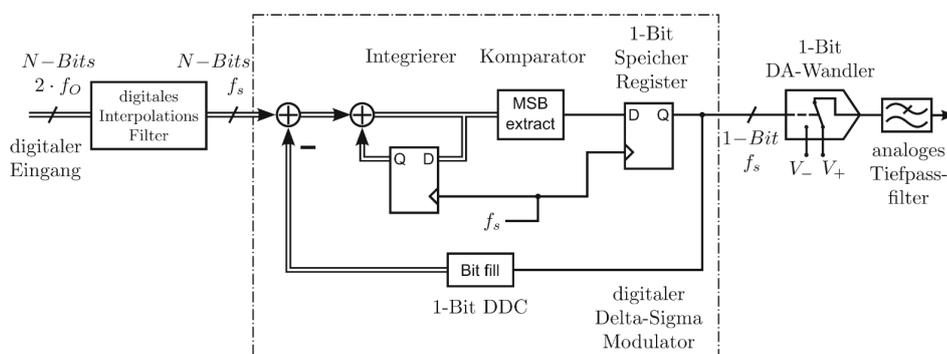
Liegt ein digitales Signal als Quelle vor, wird der Modulator als Digitalschaltung aufgebaut und das Ausgangsfilter analog, bei analogen Eingangssignalen umgekehrt. Da sich die A/D-Wandlung anschaulicher erklären lässt, konzentriert sich der nachfolgende Abschnitt hauptsächlich auf dieses Verfahren und geht nur am Rande auf die D/A-Wandlung ein.

Abbildung 4.4 veranschaulicht den Aufbau eines A/D-Wandlers 1. Ordnung.



**Abbildung 4.4:** Analog- zu Digitalwandlung eines Delta-Sigma-Modulators 1. Ordnung [10]

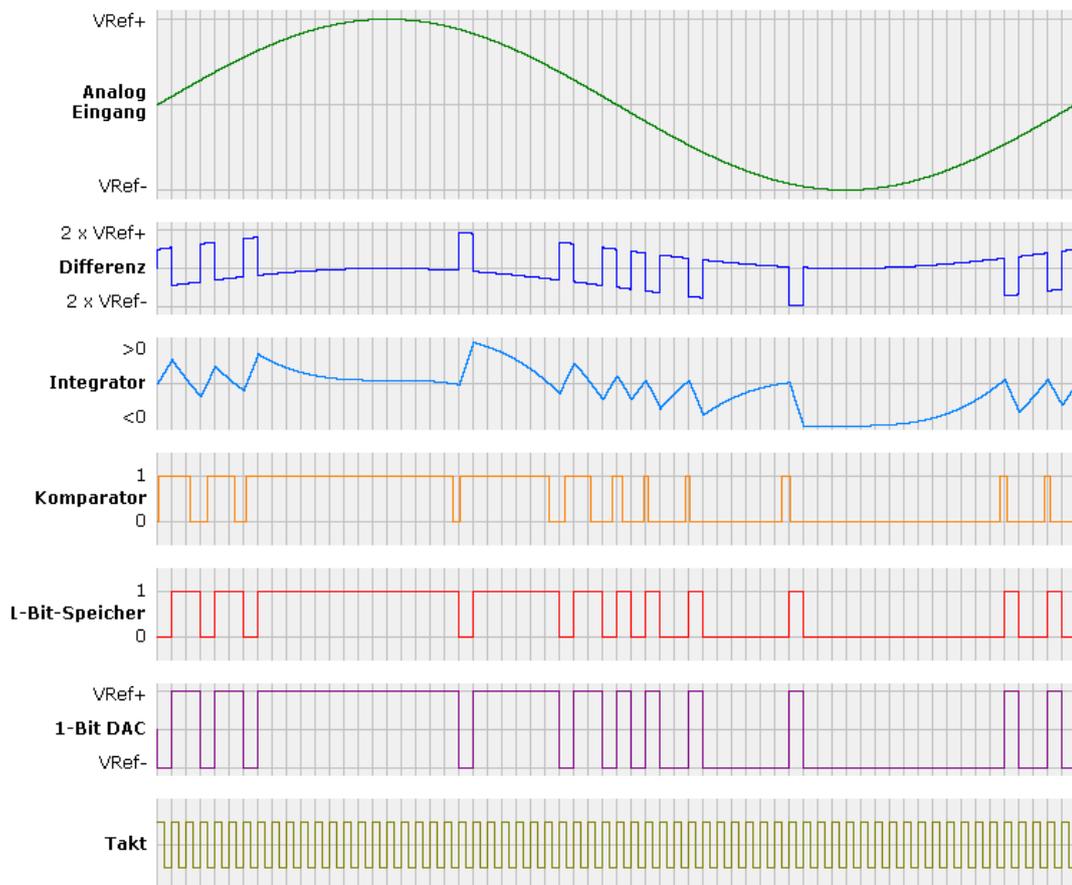
Das Eingangssignal wird nach dem Summationspunkt zunächst integriert. Für die Eingangsspannung gilt dabei  $V_{in} - V_{Ref}$ . Mit einer Auflösung von 1 Bit und der Abtastfrequenz  $f_s$  wird das analoge Signal danach in einen digitalen Bitstream gewandelt. Die erste Stufe der Digitalisierung wird dabei vom Komparator übernommen. Liegt eine positive Spannung an, wird eine 1 ausgegeben, andernfalls 0. Der nachfolgende 1-Bit-Speicher normiert die einzelnen Impulse durch die periodische Abtastfrequenz auf eine konstante Breite. Die Rückkopplung erfolgt über einen 1 Bit D/A-Wandler. Abhängig vom Wert des Bitstreams gibt der Wandler  $+V_{Ref}$  oder  $-V_{Ref}$  aus. Durch die Rückkopplung entspricht der Mittelwert des Bitstreams immer in Näherung dem Mittelwert von  $V_{in}$ .



**Abbildung 4.5:** Digital- zu Analogwandlung eines Delta-Sigma-Modulators 1. Ordnung [10]

Wie in Abbildung 4.5 zu erkennen ist, erfolgt die eigentliche Modulation bei einer D/A-Wandlung über identische Bauteile, jedoch in digitaler Ausführung. Der wesentliche Unterschied liegt in der Funktion der Eingangs- und Ausgangsfilter. Bei der D/A-Wandlung wird das Eingangssignal vor der Modulation zunächst interpoliert. Das Ausgangsfilter ist hingegen analog aufgebaut und begrenzt den Frequenzbereich des Ausgangssignals.

In Abbildung 4.6 ist der Spannungsverlauf der einzelnen Funktionsbereiche für eine A/D-Bezugswandlung abgebildet.



**Abbildung 4.6:** Spannungsverlauf eines Delta-Sigma-Modulators 1. Ordnung für eine Analog- zu Digitalwandlung [9]

Es wird deutlich, dass sich die Delta-Sigma-Wandlung deutlich von der PWM unterscheidet. Das Signal wird nicht über das Tastverhältnis, sondern über die Impulsfolge moduliert. Deswegen wird auch der Begriff Bitstream verwendet. Ein weiterer Unterschied liegt in der Integration und der Rückkopplung. Quantisierungsfehler werden dadurch integriert und schrittweise kompensiert. Da das Ziel einer A/D-Wandlung die Quantisierung eines Signals ist, treten diese Fehler immer auf. Das analoge zeitkontinuierliche Signal wird nach der Digitalisierung immer in ein Signal mit einem diskreten Werte- und Zeitbereich

gewandelt. Bei Vollaussteuerung kann der SNR über Gleichung 4.4 rechnerisch ermittelt werden.

$$SNR = N \cdot 6.02dB + 1.76dB \quad (4.4)$$

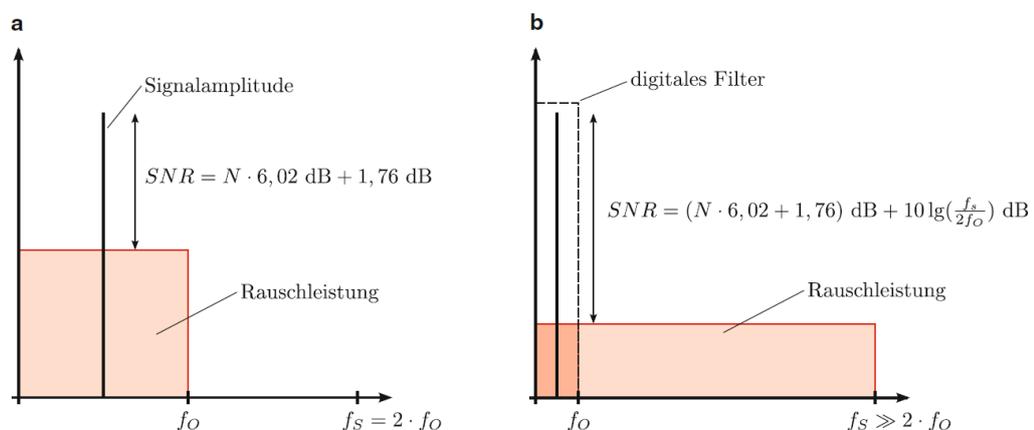
$N$  steht dabei für die Anzahl der Bits. Der Quantisierungsfehler fällt mit der Auflösung des Wandlers. Für einen 16 Bit A/D-Wandler ergibt sich beispielsweise ein theoretischer SNR von 98.1 dB.

Der Delta-Sigma-Wandler erreicht mit der Auflösung von 1 Bit gerade mal einen SNR von 7.78 dB. Der Nachteil durch die 1 Bit-Wandlung kann jedoch durch den Effekt der Überabtastung kompensiert werden. Das Abtasttheorem nach Nyquist-Shannon besagt, dass ein bandbegrenzttes Signal mit  $f_{max}$  sich nur wieder exakt rekonstruieren lässt, wenn mit einer Frequenz größer  $2 \cdot f_{max}$  abgetastet wird. Liegt die Abtastrate höher, wird von Oversampling gesprochen. Über Oversampling lässt sich der SNR deutlich erhöhen. Die Rauschleistung bleibt dabei konstant, jedoch verteilt sich das Rauschen auf einen breiteren Frequenzreich. In der Folge sinkt die Rauschleistung im Frequenzband des Eingangssignals (Abbildung 4.7). Der Faktor der Überabtastung  $OSR$  berechnet nach folgender Gleichung:

$$OSR = \frac{f_s}{2f_0} = 10 \cdot \lg \left( \frac{f_s}{2f_0} \right) dB \quad (4.5)$$

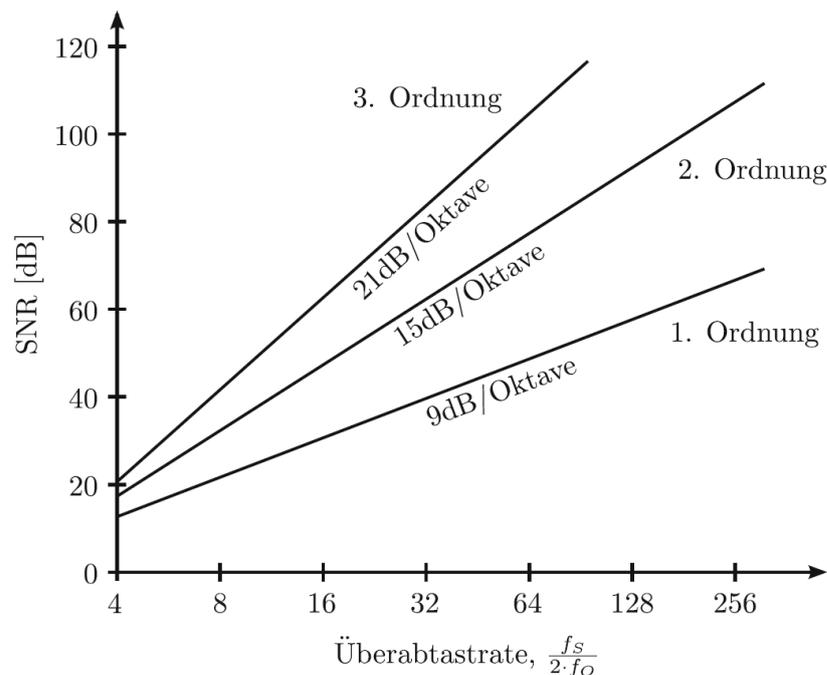
Durch Addition von Gleichung 4.4 mit Gleichung 4.5 kann der SNR durch Oversampling berechnet werden:

$$SNR = N \cdot 6.02dB + 1.76dB + 10 \lg \left( \frac{f_s}{2f_0} \right) dB \quad (4.6)$$



**Abbildung 4.7:** SNR ohne (a) und mit (b) Oversampling für einen Delta-Sigma-Modulator 1. Ordnung [10]

Eine weitere Verbesserung des SNR ergibt sich durch den Integrierer. Dieser wirkt für das Eingangssignal wie ein Tiefpassfilter, für das Quantisierungsrauschen aber wie ein Hochpassfilter. Dadurch wird ein großer Teil des Rauschens hin zu höheren Frequenzen verschoben. Bezeichnet wird diese Technik als Rauschformung (Noise Shaping). Mit Modulatoren höherer Ordnung lässt sich dieser Effekt noch weiter verstärken (Abbildung 4.8).



**Abbildung 4.8:** SNR des Delta-Sigma-Wandlers in Abhängigkeit von der Ordnung [10]

Der Delta-Sigma-Wandler erfüllt alle gestellten Kriterien für die Signalerzeugung, besonders in Bezug auf die Güte und Flexibilität und kann deswegen für die Signalerzeugung hervorragend eingesetzt werden.

#### 4.2.4 Hardwareauswahl

Auf dem Markt werden eine Reihe verschiedener Delta-Sigma-Modulatoren angeboten. Da die Wandler vor allem im Audibereich eingesetzt werden, arbeiten die meisten in einem Frequenzbereich von 44.1 kHz bis 192 kHz und mit einer Amplitudenauflösung von 16 bis 24 Bit. Die Datenübertragung erfolgt dabei in der Regel über eine serielle Schnittstelle. Die Übertragungsgeschwindigkeit der Schnittstelle ist abhängig von der Abtastfrequenz. Da sich der Aufwand der Rekonstruktion mit steigender Abtastfrequenz verringert, wird mit einer geringfügig höheren Frequenz abgetastet als  $2 \cdot f_{max}$ . Für Frequenzbereiche bis 44.1 kHz wird mehrheitlich mit einer Abtastrate von 100 kHz gearbeitet.

Für eine Abtastrate  $f_s$  von 100 kHz und einer Amplitude  $N$  von 16 Bit ergibt sich nach Gleichung 4.7 eine Datenübertragungsrate  $R$  von 1.6 Mbit/s.

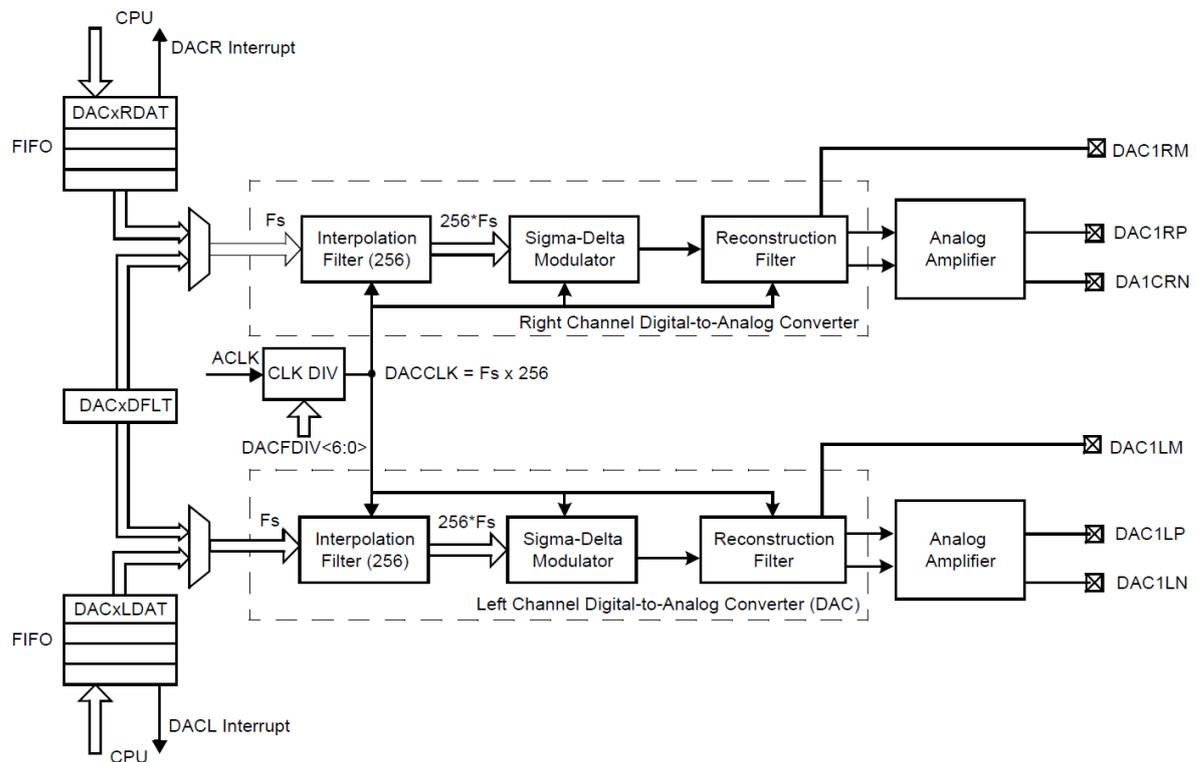
$$R = f_s \cdot N_{Amplitude} \quad (4.7)$$

Dabei ist die Höhe der nötigen Übertragungsrate völlig unabhängig vom Frequenzspektrum des Ausgangssignals. Auch wenn das Spektrum nicht ausgeschöpft wird und die höchste Frequenz sehr viel niedriger liegt, bleibt die Abtastrate und damit auch die Übertragungsrate konstant. Für sehr niedrige Frequenzen ergibt sich dadurch eine sehr hohe Überabtastung, welche mit entsprechender Rechenleistung bedient werden muss. Mikrocontroller sind hier sehr schnell überfordert und können die Abtastwerte nicht in der geforderten Zeit berechnen. Der Rechenaufwand kann umgangen werden, wenn die Werte vorher berechnet werden und dann als Tabelle auf dem Flash des Controllers abgelegt werden. Hier wirkt jedoch der vergleichsweise hohe Speicherplatzbedarf als begrenzender Faktor. Weiter muss beachtet werden, dass sich darüber nur periodische Signalverläufe erzeugen lassen und der Einsatzbereich damit beschränkt ist.

Durch eine Verringerung der Abtastrate lassen sich jedoch die Anforderungen an die Hardware senken. Da die Abtastrate von der Taktfrequenz des A/D-Wandlers abhängig ist, muss die Anpassung über diesen Weg erfolgen. Mikrochip bietet in seiner dsPIC-Serie Mikrocontroller mit integrierten Delta-Sigma-Wandlern und DSP-Funktionalität an. Der Vorteil gegenüber externen D/A-Wandlern liegt in der Flexibilität des Systems. Der Takt lässt sich über Teiler sehr genau anpassen. Die Unterstützung von DSP-Algorithmen kann bei Bedarf eingesetzt werden um über eine Fast Fourier Transform (FFT) Signale ressourcenschonend zu modulieren oder demodulieren. Zusätzlich verfügt der Mikrocontroller über zwei Kanäle, welche sich durch den direkten Zugriff auf die Register sehr genau ansteuern lassen.

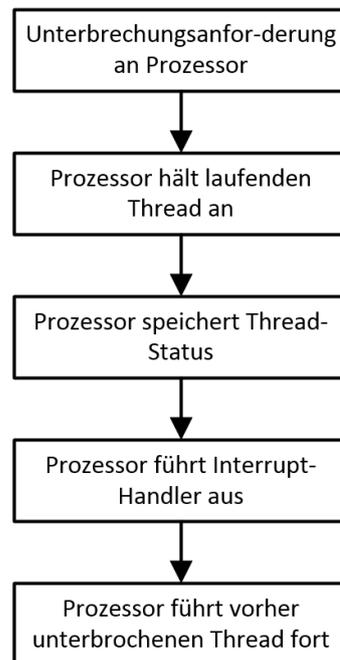
## 4.3 Konfiguration dsPIC33

Jeder Kanal des dsPIC33 verfügt über einen eigenen  $4 \cdot 16\text{Bit}$  tiefen First In – First Out (FIFO)-Puffer (Abbildung 4.9), welcher direkt an den BUS angebunden ist und deswegen mit der Taktfrequenz der CPU arbeitet. Der Puffer ist notwendig, um eine kontinuierliche D/A-Wandlung zu gewährleisten. Wenn die CPU mit anderen Aufgaben beschäftigt ist, und die Daten nicht taktgenau liefern kann, bedient sich der D/A-Wandler aus dem Puffer.



**Abbildung 4.9:** Blockschaltbild vom D/A-Wandler des dsPIC33 [15]

Bis zu vier Takte kann der D/A-Wandler ohne Beeinträchtigung weiter arbeiten, bis der Puffer wieder aufgefüllt werden muss. Der Puffer sollte natürlich immer mit mindestens einem Wert gefüllt sein. Der Füllstand kann über Polling oder durch Auslösen eines Interrupts ermittelt werden. Beim Polling muss die Central Processing Unit (CPU) in regelmäßigen Abständen über die entsprechenden Register des D/A-Wandlers anfragen, ob der Puffer noch ausreichend gefüllt ist. Dafür muss, abhängig vom gewählten Zeitintervall, sehr viel Rechenzeit aufgewendet werden. Sehr viel effizienter ist die Nutzung von Interrupts. Über einen Interrupt kann der CPU signalisiert werden, dass der Wandler Daten benötigt, ohne dass diese immer nachfragen muss. Der Ablauf einer Interrupt Service Routine (ISR) ist aus dem Flussdiagramm in Abbildung 4.10 ersichtlich.



**Abbildung 4.10:** Ablaufdiagramm der ISR

Erhält der Prozessor eine Unterbrechungsanforderung wird der aktuelle Programmablauf zunächst unterbrochen. Danach legt der Prozessor alle Register, inklusive Befehlszähler- und Statusregister auf den Stack ab und springt zur im Interrupt hinterlegten Adresse. Nachdem die ISR abgearbeitet ist, springt die CPU wieder zur Ausgangsadresse zurück und lädt die zuvor gespeicherten Register. Danach wird der zuvor unterbrochene Thread fortgesetzt. Durch das Sichern und Laden der Register entsteht auch bei der Verwendung von Interrupts ein gewisser Overhead. Jedoch ist dieser im Vergleich zu Polling weitaus geringer.

Da Interrupts immer in Hardware realisiert werden, muss der Mikrocontroller diese Funktionen unterstützen. Die dsPic-Serie verfügt über einen voll ausgestatteten Interrupt-Controller, wie er zum Beispiel in der x86-Architektur zum Einsatz kommt. Unterstützt wird eine Interrupt-Vector Tabelle mit bis zu 118 Einträgen. Über die Tabelle kann jedem Interrupt eine separate Sprungadresse zugewiesen werden. Außerdem kann jedem Interrupt verschiedene Prioritäten von 1 bis 7 zugewiesen werden. Sollten mehrere Interrupts auftreten, so kann die ISR für einen Interrupt mit einer höheren Priorität unterbrochen werden, was besonders für zeitkritische Abläufe von Vorteil ist. Weisen beide Interrupts die gleiche Priorität auf, so wird gewartet bis die aktuelle ISR abgeschlossen ist.

Die Konfiguration der Interrupt-Prioritäten erfolgt nach Programmcode 4.1. Den beiden Kanälen des D/A-Wandlers wird mit 7 die höchste Priorität zugewiesen. Die Priorität der

CPU muss mindestens um eine Stufe niedriger sein. Andernfalls wird der Programmablauf nicht für den Interrupt unterbrochen werden.

**Programmcode 4.1:** Konfiguration der Interrupt-Prioritäten für den D/A-Wandler

```

1 SRbits.IPL=0; // CPU-ISR-Prioritaet 0
2 IPC19bits.DAC1LIP=6; // DACL-ISR-Prioritaet 7
3 IPC19bits.DAC1RIP=6; // DACR-ISR-Prioritaet 7

```

Interrupts können wahlweise ausgelöst werden, wenn der Puffer nicht voll ist (Bit=0) oder wenn der Puffer leer ist (Bit=1). Beide Verfahren haben Vor- und Nachteile. Im ersten Fall hat die CPU nur bis zum nächsten Takt des D/A-Wandlers Zeit um den Puffer wieder aufzufüllen. Im zweiten Fall hat die CPU mehr Zeit, da der Puffer nach Auslösen des Interrupts noch drei Werte gespeichert hat. Die ISR wird jedoch öfter aufgerufen, wodurch die CPU-Belastung steigt. Um eine kontinuierliche D/A-Wandlung zu gewährleisten, wird der Interrupt ausgelöst, wenn der Speicher nicht voll ist. Das Bit wird deswegen auf 0 gesetzt:

**Programmcode 4.2:** Konfiguration der Interrupt-Auslösung für den D/A-Wandler

```

1 DAC1STATbits.LITYPE=0; // Interrupt DACR wenn FIFO NICHT voll
2 DAC1STATbits.RITYPE=0; // Interrupt DACL wenn FIFO NICHT voll

```

Um den Takt des D/A-Wandlers und damit auch die Abtastrate festzulegen, müssen neben den Einstellungen im Konfigurationsregister auch die Takteinstellungen für den Controller vorgenommen werden. In Abbildung 4.11 ist die Taktversorgung abgebildet. Um den D/A-Wandler mit einem Takt zu versorgen, bietet der Mikrocontroller gleich mehrere Möglichkeiten. Der Controller wird mit einem 20 MHz Schwingquarz, angeschlossen an *OSC1* und *OSC2*, betrieben und ersetzt damit den eher ungenauen internen FRC Oszillator. RC-Oszillatoren sind ungeeignet, da Phasenrauschen und Jitter sich nachteilig auf das Ausgangssignal auswirken.

Programmcode 4.3 enthält die Konfiguration für das Routing des Taktes.

**Programmcode 4.3:** Konfiguration des Routings für den D/A-Wandler

```

1 ACLKCONbits.ASRCSEL=1; // Auxiliary Oscillator POSCCLK
2 ACLKCONbits.AOSCMD=0b00; // Auxiliary Oscillator OFF
3 ACLKCONbits.SELACLK=1; // POSCCLK als DAC-Takt

```

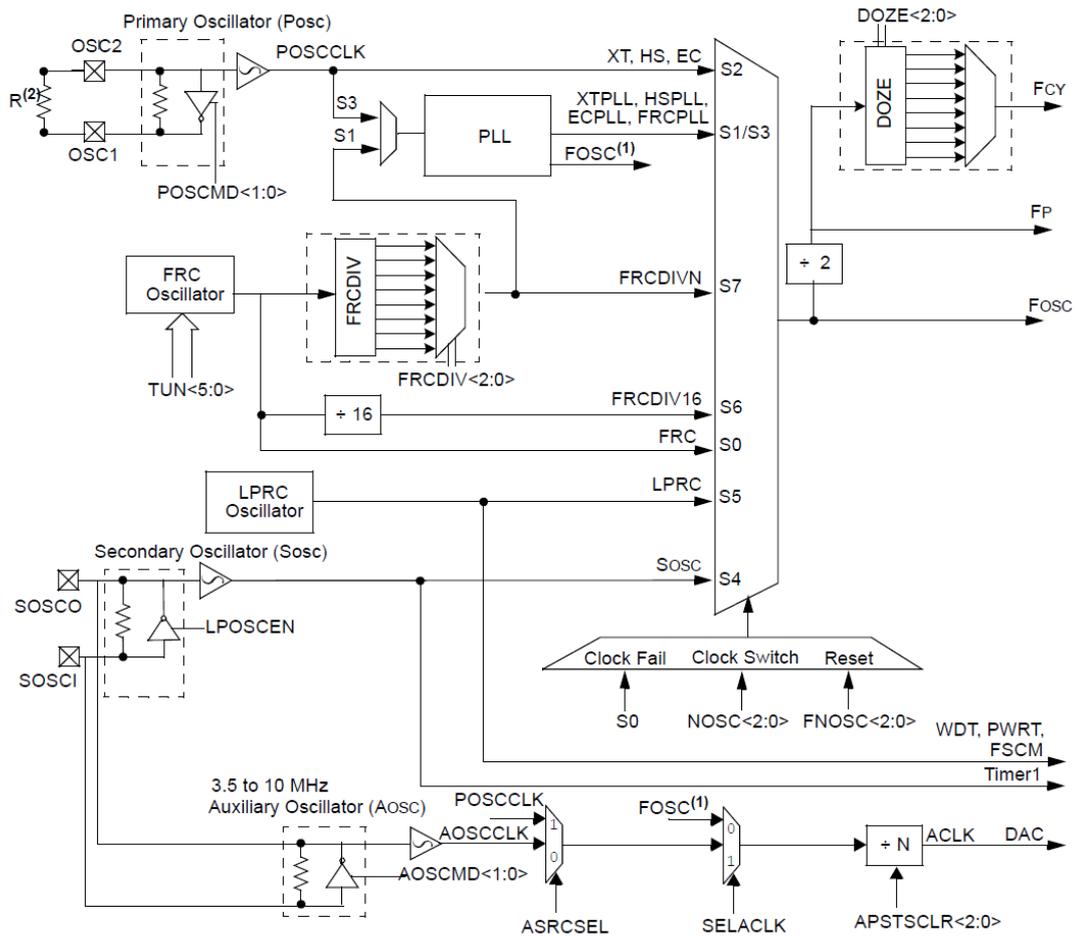


Abbildung 4.11: Taktversorgung (dsPIC33) [15]

Der Takt des D/A-Wandlers kann neben dem Teiler  $APSTSCLR$  noch über einen weiteren Teiler  $DACFDIV$  angepasst werden. Für die Abtastrate gilt bei Verwendung des primären Oszillators:

$$f_{\text{Abtast}} = \frac{f_{\text{POSCCLK}}}{N_{\text{APSTSCLR}} \cdot N_{\text{DACFDIV}} \cdot 256} \quad (4.8)$$

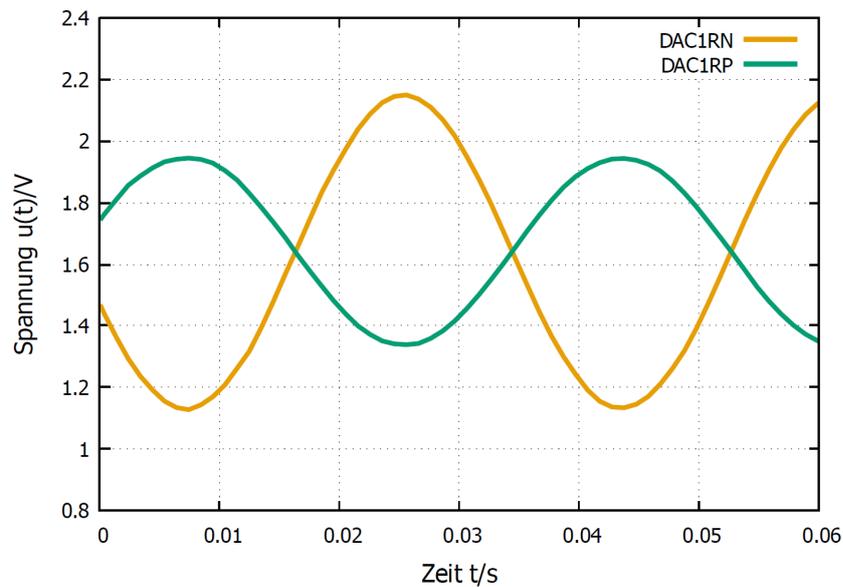
Die 256 im Nenner ergeben sich durch die Interpolation des Delta-Sigma-Wandlers. Setzt man die Werte aus Programmcode 4.4 in Gleichung 4.8 ein, ergibt sich eine Abtastrate von 625 Hz. Damit können Frequenzen bis 260 Hz moduliert werden.

**Programmcode 4.4:** Konfiguration der Teiler für den D/A-Wandler

```

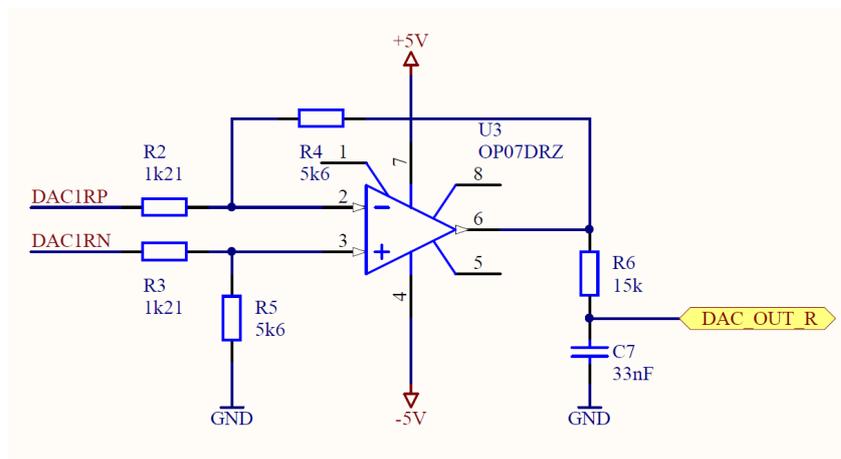
1 ACLKCONbits.APSTSCLR=0b111;           // DAC Vorteiler 1
2 DAC1CONbits.DACFDIV=0b1111100;       // Teiler 125

```



**Abbildung 4.12:** Differenzielles Ausgangssignal für den rechten Kanal des dsPIC33 mit einer Frequenz von 55 Hz bei Vollaussteuerung

Das Ausgangssignal des D/A-Wandlers ist ein differentielles Signal (Abbildung 4.12). Um aus dem differentiellen Signal eine Wechselspannung zu gewinnen, wird jedem Kanal ein Differenzverstärker nachgeschaltet (Abbildung 4.13).



**Abbildung 4.13:** Differenzverstärker für den rechten Kanal des dsPIC33

Wie der Name schon sagt, werden die Eingangssignale voneinander subtrahiert, wodurch man die Differenz erhält und damit die Wechselspannung.

Für die Ausgangsspannung  $U_a$  gilt für Frequenzen bis 260 Hz:

$$U_{DAC\_OUT\_R} = U_{DAC1RN} \cdot \frac{R_2 + R_4}{R_2} + U \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_5} - U_{DAC1RP} \frac{R_4}{R_2} \quad (4.9)$$

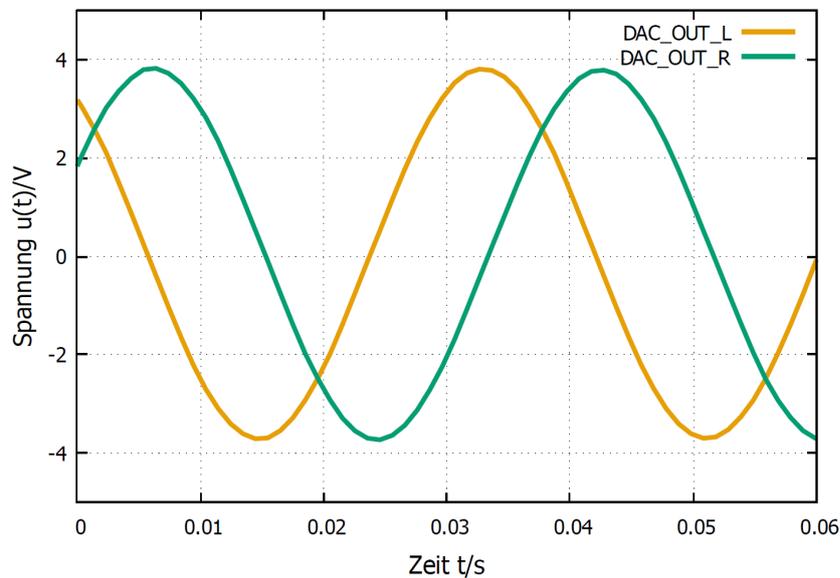
da  $R_2 = R_3$  und  $R_4 = R_5$  vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$U_{DAC\_OUT\_R} = \frac{R_2}{R_1} (U_{DAC1RN} - U_{DAC1RP}) \quad (4.10)$$

Dem Differenzverstärker ist noch ein RC-Filter bestehend aus  $R_6$  und  $C_7$  nachgeschaltet. Der Aufwand ist sehr gering, sollten jedoch hochfrequente Störungen durch umliegende Schaltungsteile eingekoppelt werden, sorgt das Filter dafür, dass die Störungen nicht die Endstufe erreichen und verstärkt werden. Die Grenzfrequenz wurde über Gleichung 4.11 bestimmt und beträgt etwa 320 Hz.

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (4.11)$$

Abbildung 4.14 zeigt das Ausgangssignal des dsPic für beide Kanäle.



**Abbildung 4.14:** Ausgangssignale nach Differenzverstärker für den rechten und linken Kanal des dsPIC33 bei einer Frequenz von 55 Hz und Vollaussteuerung

# 5 Steuereinheit

## 5.1 Hardwareauswahl

Neben der Signalerzeugung muss die Steuerschaltung noch eine Reihe weiterer Aufgaben übernehmen:

- Bedienung über Display und Tastatur
- Steuerung des Kompressors
- Überwachung und Steuerung der Betriebsparameter über das hauseigene InterCom-System (Controller Area Network (CAN))

Um die geforderten Funktionen bereitzustellen, verfügt der dsPIC nicht über eine ausreichende Anzahl an I/O-Ports. Für jene Aufgaben wird deswegen ein weiterer Mikrocontroller eingesetzt. Die Auswahl beschränkt sich auf die PIC32-Serie von Microchip. Für diese Familie sind vom Max-Planck-Institut schon Bibliotheken geschrieben worden, welche eine einfache Konfiguration der CAN-Schnittstelle zur Anbindung an das InterCom ermöglichen. Damit lässt sich der Programmieraufwand erheblich reduzieren. Die 32 Bit-Reihe von Microchip ist in unterschiedlichen Ausführungen erhältlich.

Folgende Rahmenbedingungen müssen erfüllt werden:

- Ausreichende Anzahl an I/O-Ports
- Ausreichende Speicherkapazität (Random-Access Memory (RAM) und Flash)
- Taktfrequenz  $\geq 20$  MHz
- Unterstützung von CAN und Inter-Integrated Circuit (I<sup>2</sup>C)

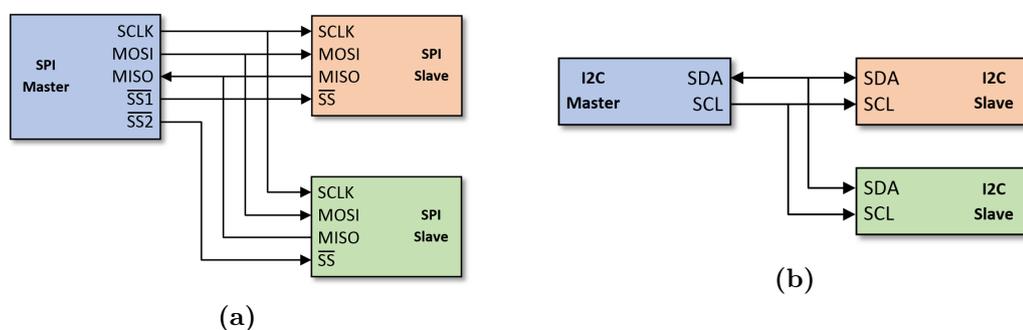
Alle Anforderungen werden für den gewünschten Einsatzzweck vom PIC32MX795F512H erfüllt. Der Controller kann mit einer Taktfrequenz von bis zu 80 MHz betrieben werden

und bietet damit ausreichende Leistungskapazitäten. Die Speicherkapazität des Flash-Speichers ist mit 512 KB mehr als ausreichend. Für die Programmausführung stehen 128 KB zur Verfügung. Von den 64 Pins können bis zu 53 als I/O-Ports konfiguriert werden.

## 5.2 Schnittstellen

### 5.2.1 Schnittstellenauswahl

Um eine Kommunikation zum Display und dsPic herzustellen, kommt entweder I<sup>2</sup>C oder Serial Peripheral Interface (SPI) in Frage. Beide Schnittstellen arbeiten nach dem Master-Slave-Prinzip und übertragen die Daten seriell. Auch die Vernetzung von mehreren Slaves in BUS-Topologie ist möglich. Ob SPI oder I<sup>2</sup>C eingesetzt wird, entscheidet vor allem der Anwendungsreich. Über SPI können generell deutlich höhere Datenraten übertragen werden, dafür ist die Vernetzung aufwendiger. Abbildung 5.1 zeigt den Aufbau beider Übertragungssysteme.



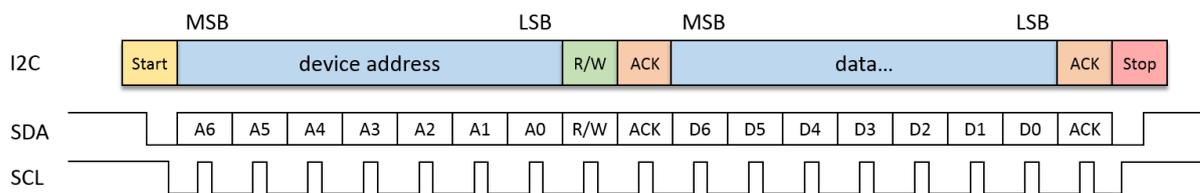
**Abbildung 5.1:** Aufbau des BUS-Systems für (a) SPI und (b) I<sup>2</sup>C

Da SPI vollduplexfähig ist, werden zwei Anschlüsse (MOSI, MISO) für die Datenübertragung benötigt. Dadurch lassen sich zur selben Zeit Daten senden und empfangen. Master und Slave synchronisieren sich über die Taktleitung SCLK. Um eine Übertragung zu signalisieren, ist jeder Slave noch zusätzlich über eine eigene Leitung (SS) mit dem Master verbunden. Der Verdrahtungsaufwand erhöht sich somit mit der Anzahl der Slaves. I<sup>2</sup>C arbeitet hingegen über ein Adresssystem, wodurch auf eine zusätzliche Leitung verzichtet werden kann. Durch die Halbduplexübertragung ist eine Verbindung für die Datenübertragung ausreichend. Über nur zwei Anschlüsse lassen sich somit große Netzwerke mit vielen Teilnehmern aufbauen.

Da dem dsPIC nur Steuersignale übermittelt werden und das Display ebenfalls sehr genügsam ist, wird I<sup>2</sup>C eingesetzt.

### 5.2.2 I<sup>2</sup>C

Die genaue Funktionsweise von I<sup>2</sup>C kann über den Datenrahmen in Abbildung 5.2 erklärt werden.



**Abbildung 5.2:** Datenrahmen für das I<sup>2</sup>C Protokoll mit Datenleitung SDA und Taktleitung SCL

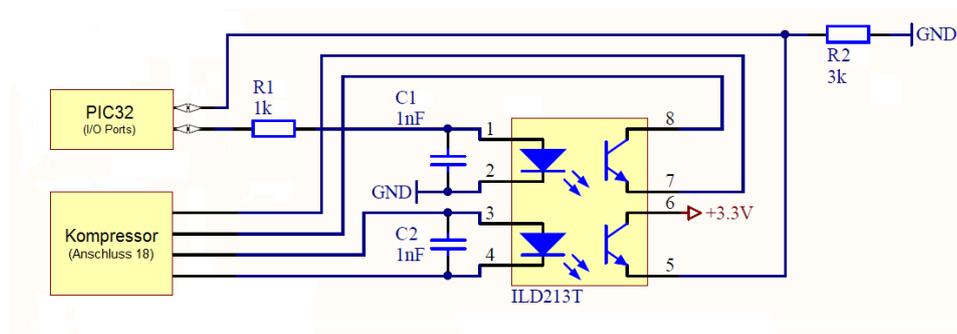
Neben den eigentlichen Daten enthält der Datenrahmen die Adresse und verschiedene Steuersignale. Den Steuersignalen, bestehend aus Start und Stop-Bit, kommt dabei eine besondere Bedeutung zu. Durch sie wird der Beginn und das Ende einer zu übermittelnden Sequenz gekennzeichnet. Um eine Übertragung einzuleiten, wird zuerst das Start-Bit gesendet. Dazu wird SDA vom Master auf Low gezogen, während SCL auf High liegt. Danach folgt die Angabe der 7 Bit langen Adresse des Slaves. Theoretisch können über 7 Bit 128 verschiedene Adressen angesprochen werden. Da 16 für Sonderzwecke reserviert sind, lassen sich jedoch nur 112 Slaves an einem Master betreiben. Nachdem die Adresse übermittelt worden ist, wird das R/W-Bit gesendet. Da die Kommunikation immer vom Master ausgeht, muss über das R/W-Bit mitgeteilt werden, ob Daten gesendet oder empfangen werden sollen. Danach signalisiert der Slave über ein ACKnowledgement (ACK) die Bereitschaft für das Senden oder Empfangen vom Datenpaket. Soll ein weiteres Datenpaket übertragen werden, wird der Erhalt vom Empfänger mit ACK quittiert, andernfalls mit Not ACKnowledgement (NACK). Durch das Stop-Signal kann die Übertragung dann beendet werden. Dazu wird genau wie beim Start-Signal SDA vom Master auf High gezogen.

### 5.2.3 Kompressorsteuerung

Die im Einsatz befindliche Refrigeratorsteuerung unterstützt über Remote ein An- oder Ausschalten des Kompressors. Diese Funktion soll von der neuen Steuerung ebenfalls

unterstützt werden. Um den Kompressor zu starten, muss am Anschluss 18 nach Abbildung 2.10 ein Pegel von 5 V angelegt werden. Befindet sich der Kompressor im Betrieb, wird über eine Rückverbindung 5 V zurück geliefert. Für die Spannungsübertragung wird ein Optokoppler verwendet. Durch die große Entfernung von Kompressor und Refrigeratorsteuerung können Potentialdifferenzen auftreten, welche in den Signalleitungen einen hohen Stromfluss zur Folge haben können.

Optokoppler bestehen aus einer Diode und einem Phototransistor. Die Diode ist über ein kurzes Stück Lichtwellenleiter mit dem Transistor verbunden. Leuchtet die Diode, schaltet der Transistor durch und ein Strom kann fließen. Die Potentialtrennung wird durch die Übertragung von Licht erreicht. Als Optokoppler wird der in der aktuellen Steuerung schon im Einsatz befindliche ILD213T von Vishay verwendet (Abbildung 5.3). Der Optokoppler verfügt über zwei Kanäle und kann somit für die Hin- und Rückverbindung eingesetzt werden.



**Abbildung 5.3:** Schaltungsaufbau für die Ansteuerung des Kompressors über Optokoppler

Da bei einer Potentialtrennung kein Bezugspotential mehr vorhanden ist, werden für Hin- und Rückverbindung jeweils zwei Leitungen benötigt (Abbildung 5.3). Der Anschluss des Kompressors hat deswegen vier Pole. Pin 7 und 8 des Optokopplers werden für die Signalübermittlung verwendet. Um den Transistor durchzuschalten, wird über den I/O-Port des Mikrocontrollers eine Spannung an die Diode angelegt. Über den vorgeschaltet Widerstand  $R_1$  wird der Strom begrenzt. Dioden arbeiten stromgesteuert, ohne Vorwiderstand würde der hohe Strom die Diode zerstören.

Der Strom der Diode wird über folgende Gleichung bestimmt:

$$I_F = \frac{U_{I/O} - U_F}{R_1} \quad (5.1)$$

Setzt man die Spannung des I/O-Ports  $U_{I/O} = 3.3\text{ V}$ , die Flussspannung der Diode  $U_F = 1.2\text{ V}$  und den Widerstand  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$  in die Gleichung 5.1 ein, erhält man einen Strom von  $2.1\text{ mA}$ . Die Stromverstärkung  $CTR_{DC}$  des Transistors beträgt für den ILD213T mindestens 100. Mit Gleichung 5.2 ergibt sich damit über Kollektor und Emitter ein für die Ansteuerung ausreichend hoher Strom von maximal  $210\text{ mA}$ .

$$I_{CE} = I_F \cdot CTR_{DC} \quad (5.2)$$

Der Betriebszustand des Kompressors wird über die Anschlüsse 3 und 4 übermittelt. Der Strom wird durch einen schon vorhanden Widerstand im Kompressor ausreichend begrenzt. Über einen zweiten I/O-Port wird die Spannung an  $R_2$  gemessen. Die Messeingänge sind sehr hochohmig, weshalb  $R_2$  als Pulldown verwendet wird und so für einen definierten Signalpegel sorgt.

## 5.3 Display

### 5.3.1 Displayauswahl

Um eine komfortable Bedienung der Steuerung zu ermöglichen, wird ein Display mit Eingabefeld integriert. Für die Anzeige ist ein monochromes Display ausreichend. Monochrome Displays sind entweder als Zeilendisplay oder Grafikdisplay erhältlich. Zeilendisplays werden zeilenweise angesprochen. Jede Zeile ist in mehrere Blöcke unterteilt, die jeweils ein einzelnes Zeichen ausgeben können. Darüber können zwar mit wenig Aufwand Texte ausgeben werden, Grafiken oder Menüstrukturen lassen sich aber nicht darstellen. Dafür wird ein Grafikdisplay benötigt. Ein Grafikdisplay besteht aus mehreren Pixeln, die alle separat angesteuert werden können. Durch die Art der Ansteuerung steigt aber auch der Programmieraufwand. Um ein einzelnes Zeichen auszugeben, muss dem Display genau mitgeteilt werden, welche Pixel gesetzt werden sollen. Damit ganze Textzeilen ausgegeben werden können, müsste zuerst eine Bibliothek erstellt werden, welche jedes Zeichen mit der relativen Angabe der Pixel enthält. Um den Programmieraufwand zu reduzieren, kann jedoch auf "intelligente Displays" zurückgegriffen werden. Hier ist die Bibliothek bereits im Display selbst integriert. Der Hersteller stellt verschiedene Funktionen bereit, über die sogar relativ einfach ganze Menüstrukturen aufgebaut werden können. Einer dieser Hersteller ist ELECTRONIK ASSEMBLY. Das Display EA eDIP128B-6LWTP bietet

eine Auflösung von 128x64 Bildpunkten und kann wahlweise über I<sup>2</sup>C, SPI oder RS232 angesprochen werden.

### 5.3.2 Funktionsweise

Das Display verwendet ein eigenes Datenübertragungsprotokoll. Das Protokoll ist für alle 3 Schnittstellenarten identisch aufgebaut und ermöglicht die Erkennung einer fehlerhaften Datenübertragung, was von I<sup>2</sup>C selber nicht unterstützt wird. Die Datenübertragung erfolgt in einem festen Rahmen mit Prüfsumme. (Abbildung 5.4)

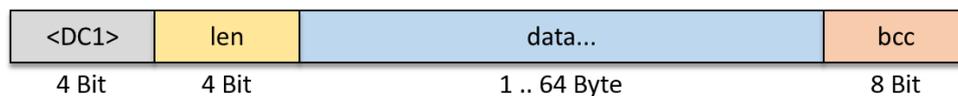


Abbildung 5.4: Datenrahmen des EA eDIP128B-6LWTP

Um nach dem Erhalt der Datenpakete die Übertragung zu beenden, muss das Display ein NACK absetzen. Dafür muss aber auch bekannt sein, wie viele Datenpakete versendet werden. Die Anzahl der Datenpakete wird deswegen über *len* in Byte angegeben. Die Fehlerkontrolle erfolgt über *bcc*.

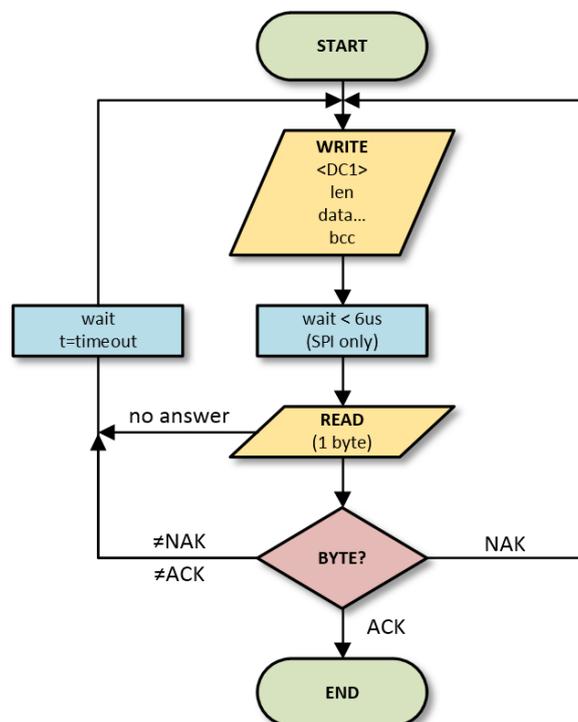


Abbildung 5.5: Ablaufdiagramm für das Datenübertragungsprotokoll des EA eDIP128B-6LWTP

Der Wert errechnet sich aus der Summe aller Datenpakete in Bit, inklusive  $\langle DC1 \rangle$  und  $len$ . Da  $bcc$  nur 8 Bit aufnehmen kann, wird das Ergebnis zum Schluss mit Modulo 256 bearbeitet.

Abbildung 5.5 zeigt den Ablauf einer Datenübertragung. Jedes Paket wird bei erfolgreicher Datenübertragung mit ACK quittiert. Bei einer fehlerhaften Übertragung durch eine falsche Prüfsumme oder einem Empfangspufferüberlauf wird No ACKnowledgement (NAK) zurück gesendet. Das Paket wird darauf hin verworfen und es wird auf eine erneute Übertragung gewartet. Wird keine Quittierung empfangen, muss davon ausgegangen werden, dass mindestens ein Byte nicht übertragen wurde. In diesem Fall muss die Timeoutzeit abgewartet werden, bevor das Paket komplett neu übertragen werden kann.

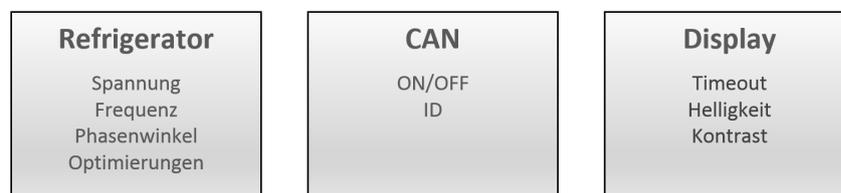


Abbildung 5.6: Menüstruktur des Displays

Abbildung 5.6 zeigt die Menüstruktur, worüber die Einstellungen für Refrigerator, CAN und Display vorgenommen werden können. Unter dem Menüpunkt "Optimierung" kann die Amplitude der Phasen feinjustiert werden. Die Wicklungen des Motors sind nie identisch. Dadurch kann der Strom der zwei Phasen im geringen Maße voneinander abweichen, was zu einem unruhigen Laufverhalten führen kann. Im Displaymenü kann neben Helligkeit und Kontrast auch der Timeout eingestellt werden. Das Display schaltet sich dann nach einer fest definierten Zeit automatisch ab, was die Erzeugung von RFI verringert. Wird ein Taster gedrückt, schaltet sich das Display wieder automatisch ein.

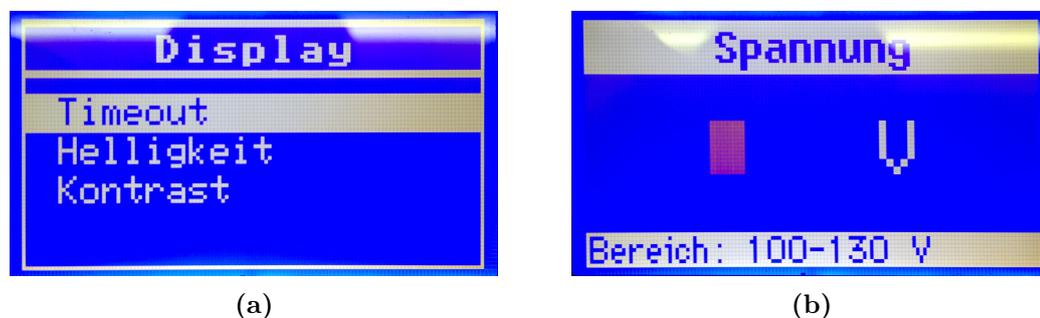
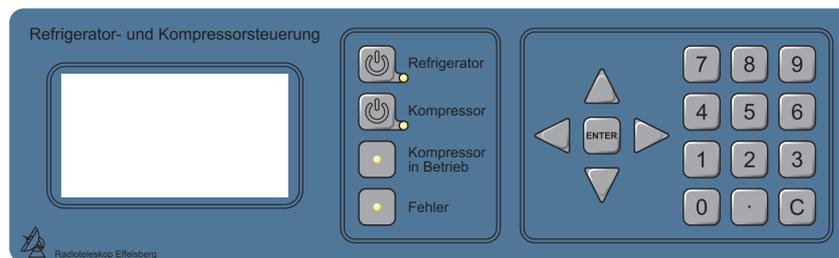


Abbildung 5.7: Displayanzeige, (a) Displayeinstellungen, (b) Spannungseinstellungen

## 5.4 Folientastatur

### 5.4.1 Layout und Funktionsweise

Um durch das Menü zu navigieren oder numerische Eingaben zu tätigen, wird eine Folientastatur eingesetzt. Die Tastatur wird eigens für die Steuerung von einem darauf spezialisierten Unternehmen angefertigt und enthält neben einem numerischen Feld und den Navigationstasten noch zwei zusätzliche ON/OFF Taster für Refrigerator und Kompressor.<sup>2</sup> Der Betriebszustand wird über vier LEDs angezeigt.



**Abbildung 5.8:** Layout der Folientastatur für Refrigeratorsteuerung (Jörg Klein)

Dem Hersteller wurde das Layout mit den Maßen (Abbildung 5.8) und der Schaltplan (Abbildung 5.9) vorgegeben. Das Flachbandkabel der Tastatur ist für die Anbindung über einen 14-poligen ZIF-Connector vorgesehen. Um Anschlüsse einzusparen, wird eine Matrixschaltung eingesetzt. Als Richtwert für ein möglichst günstiges Verhältnis zwischen Anzahl der Anschlussleitungen und Tasteranzahl kann folgende Gleichung angewendet werden:

$$N_{Ports} = 2 \cdot \sqrt{N_{Taster}} \quad (5.3)$$

Das Ergebnis wird aufgerundet, womit man für 19 Taster auf 9 Anschlussleitungen kommt. Damit können inklusive Bezugspotential 11 Verbindungen eingespart werden.

Abbildung 5.10 zeigt die Arbeitsweise am Beispiel einer 3x3 Matrix. Die Matrix besteht aus Zeilen und Spalten. Jede Spalte und Zeile ist an einen eigenen I/O-Port des Mikrocontrollers angeschlossen. Für die Zeilen werden die I/O-Ports als Messeingang konfiguriert, während die I/O-Ports der Spalten als Ausgang konfiguriert sind. Um den Taster abzufragen, wird zur selben Zeit immer nur eine Zeile und eine Spalte aktiviert. Dazu wird eine Spalte auf Ground gelegt, während die anderen hochohmig geschaltet sind. Wird jetzt ein Taster gedrückt, liegt am Messeingang der entsprechenden Zeile Groundpotential an. Um zu ermitteln welcher Taster in der Spalte gedrückt worden ist, müssen der Reihe nach alle

<sup>2</sup>Eine detaillierte Zeichnung mit Größenangaben befindet sich im Anhang.

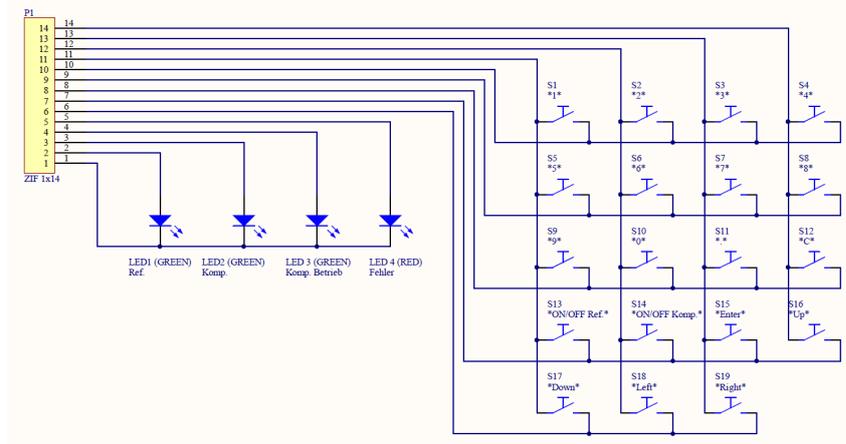


Abbildung 5.9: Schaltplan der Folientastatur für Refrigeratorsteuerung

Zeilen gemessen werden. Danach wird die nächste Spalte auf Ground gezogen, während wieder alle Zeilen gemessen werden. Wenn alle Taster gemessen worden sind, beginnt der Vorgang wieder von vorne. Da die Taster in der Regel nur beim Betätigen für eine sehr kurze Zeitspanne geschlossen sind, muss die Messung der Matrix sehr schnell erfolgen.

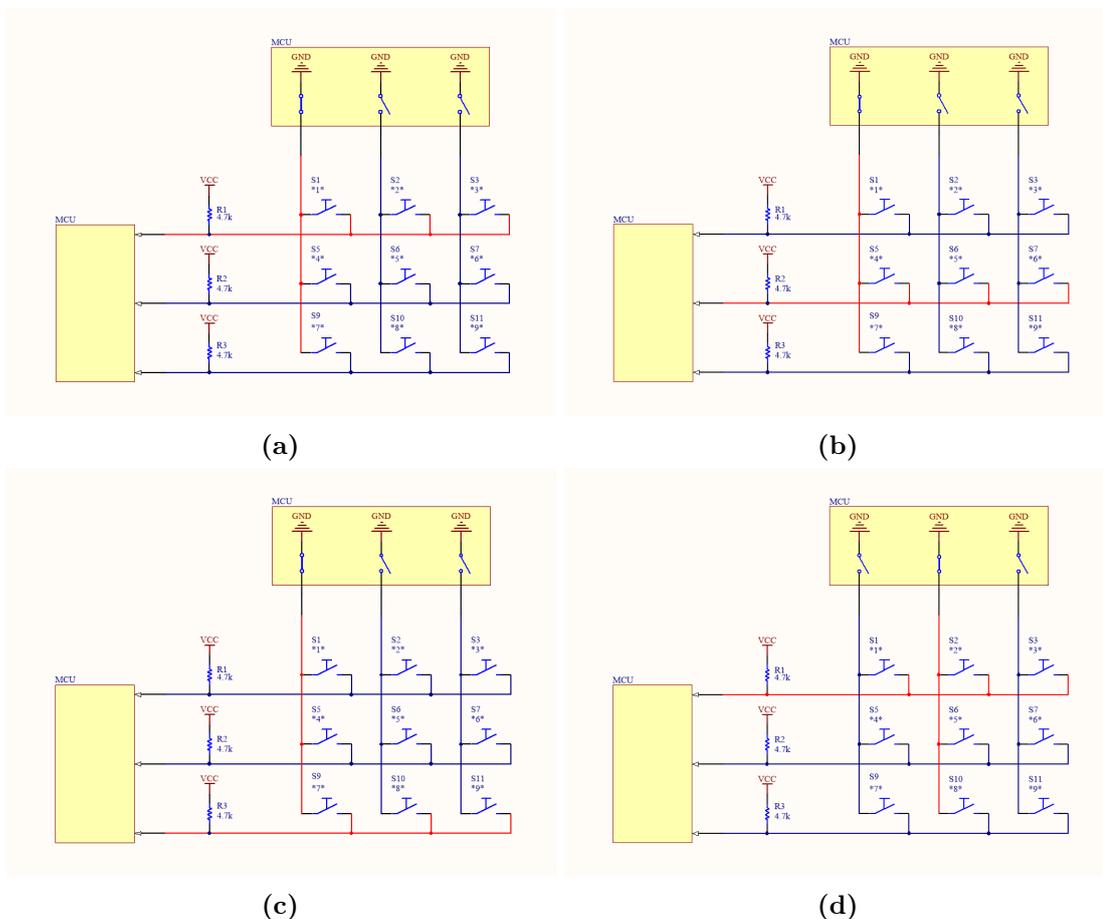
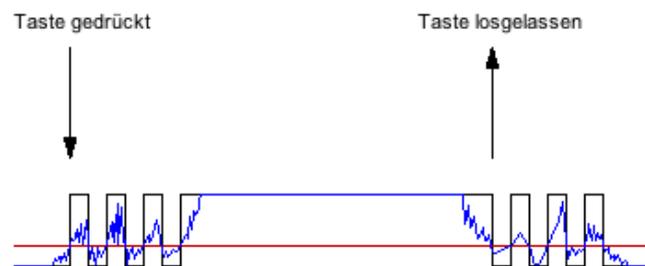


Abbildung 5.10: Messvorgang einer 3x3 Matrix, (a)..(b) Schritt 1..4

## 5.4.2 Entprellvorgang

Mechanische Taster, wie sie in der Folientastatur zum Einsatz kommen, müssen grundsätzlich entprellt werden. Das ist nötig, weil die Taster beim Betätigen mehrmals öffnen und schließen, bis dann letztendlich ein definierter Zustand erreicht wird. Die blaue Linie in Abbildung 5.11 zeigt einen beispielhaften Spannungsverlauf beim Drücken und Loslassen eines Tasters.



**Abbildung 5.11:** Beispielhafter Spannungsverlauf während der Betätigung eines Tasters

Die rote Linie markiert den Schwellwert für den High-Pegel. Erkennbar ist die Schwankung der Spannung kurz nach dem Drücken und Loslassen. Diese Schwankungen können vom Mikrocontroller fälschlicherweise als mehrmaliges Betätigen des Tasters interpretiert werden. Um das zu verhindern, kann der Taster entweder über Hardware oder Software entprellt werden. Früher hat man dafür gerne RC-Filter verwendet. Da die IC-Technologie jedoch immer leistungsfähiger geworden ist, wird heute lieber auf eine Softwarelösung zurückgegriffen. Der Ansatz im Programmcode 5.1 beruht darauf, den Mikrocontroller so lange in einer Schleife laufen zu lassen, bis der Entprellvorgang abgeschlossen ist.

**Programmcode 5.1:** Vollständiger Programmcode

```

1 void debounce( volatile UINT8 *port, UINT8 maske )
2 {
3     UINT8    port_puffer;
4     UINT8    entprellungs_puffer;
5
6     for( entprellungs_puffer=0 ; entprellungs_puffer!=0xff ; )
7     {
8         entprellungs_puffer<<=1;
9         port_puffer = *port;
10        wait();
11        if( (*port & maske) == (port_puffer & maske) )
12            entprellungs_puffer |= 0x01;
13    }
14 }

```

Da der Controller sequenziell arbeitet, wird die Programmausführung und damit die Messung erst fortgeführt, wenn die Schleife verlassen wird und ein definierter Zustand sichergestellt ist. Erkennt der Mikrocontroller einen Tastendruck, wird unmittelbar danach die Funktion zum Entprellen aufgerufen.

## 6 Endstufe

### 6.1 Hardwareauswahl

Um den Motor des Refrigerators anzutreiben, muss das Sinussignal nach dem Differenzverstärker noch weiter verstärkt werden. Sehr energieeffiziente Verstärker nutzen dafür normalerweise PWM. Selbst in der Audiotechnik arbeiten immer mehr Endstufen über diese Technik mit der Induktivität des Lautsprechers als Filter. Die hohe Effizienz hat jedoch seinen Preis, das Spektrum eines PWM-Signals enthält wegen der steilen Flanken sehr hohe Frequenzanteile. Die höheren Frequenzanteile im Leistungssignal können zwar durch ein Filter entfernt werden, die Schaltung selbst strahlt jedoch trotzdem über einen breiten Frequenzbereich, was in der EMV immer wieder für Probleme sorgt. Da eine Verstärkung über PWM deswegen nicht in Frage kommt, wird Analogtechnik eingesetzt. Diese wird wegen ihrer hervorragenden Klangeigenschaften auch heute noch in hochwertigen Verstärkern eingesetzt.

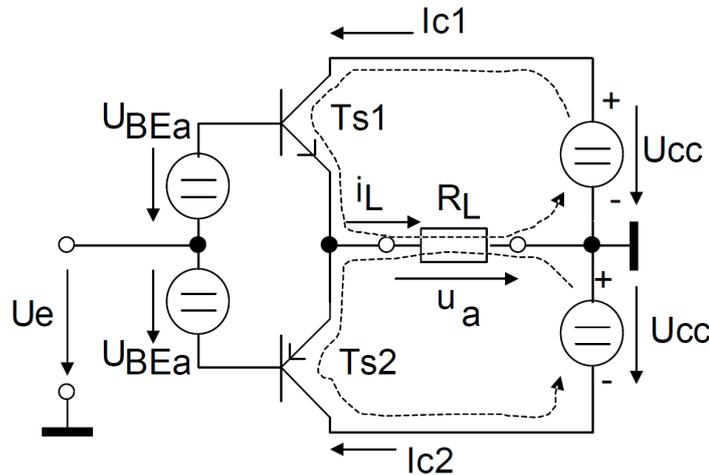
Um den passenden Verstärker auszuwählen, müssen die Maximalwerte der auftretenden Spannungen und Ströme bekannt sein. Der Motor des Refrigerators wird mit einer Spannung von  $U_{eff}$  130 V bei einer Leistung  $P$  von 100 W betrieben. Wird Gleichung 6.1 nach  $I$  umgestellt, ergibt sich ein Gesamtstrom von 0.77 A.

$$P = U_{eff} \cdot I_{eff} \quad (6.1)$$

Jede Phase führt dabei einen Strom von etwa 0.385 A. Um die Amplitude von Spannung und Strom zu erhalten, müssen die Effektivwerte mit dem Faktor  $\sqrt{2}$  multipliziert werden. Daraus ergibt sich eine Spannung von etwa 184 V bei einem Strom von 0.54 A je Phase.

Für die Verstärkung wird der PA92 von Apex eingesetzt. Mit einem Spannungsbereich von -200 V bis +200 V und einem Strom von bis zu 4 A ist das Bauteil für die Verstärkung aus-

reichend dimensioniert. Der PA92 arbeitet nach dem Prinzip eines Gegentaktverstärkers der Klasse AB. Die Grundschaltung eines Verstärkers dieser Bauart ist in Abbildung 6.1 erkennbar.



**Abbildung 6.1:** Grundschaltung eines Klasse AB-Verstärkers in Gegentaktschaltung [13]

Für die Verstärkung werden zwei Transistoren eingesetzt.  $Ts1$  verstärkt die positive und  $Ts2$  die negative Halbwelle. Beide Transistoren arbeiten in Kollektorschaltung. Über die beiden Spannungsquellen  $U_{BEa}$  wird an den Transistoren eine Vorspannung angelegt. Transistoren schalten erst ab einer Spannung von mindestens  $0.7\text{ V}$ . Durch die Vorspannung werden auch Eingangsspiegel unterhalb dieser Spannung verstärkt, was gerade für Wechselspannungen von großer Bedeutung ist. Leider fließt durch die Vorspannung auch immer ein konstanter Strom, wodurch die Effizienz sinkt. Der theoretische Wirkungsgrad bei Vollaussteuerung  $\eta_n$  kann über Gleichung 6.4 berechnet werden.

$$P_{amax} = 0.5 \cdot \frac{U_{cc}^2}{R_L} \quad (6.2)$$

$$P_v = 2 \cdot \frac{U_{cc}^2}{R_L} \left( \frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right) \quad (6.3)$$

$$\eta_n = \frac{P_{amax}}{P_{amax} + P_v} = \frac{0.5 \cdot \frac{U_{cc}^2}{R_L}}{0.5 \cdot \frac{U_{cc}^2}{R_L} + 2 \cdot \frac{U_{cc}^2}{R_L} \cdot \left( \frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right)} = \frac{1}{1 + 4 \cdot \left( \frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right)} = \frac{\pi}{4} = 78,5\% \quad (6.4)$$

Der Wirkungsgrad liegt in Realität jedoch niedriger und beträgt zwischen 60 bis 70%.

## 6.2 Schaltungsaufbau

### 6.2.1 Grundbeschaltung

Abbildung 6.2 zeigt den PA92 mit Beschaltung als Spannungsfolger. Durch den differentiellen Eingang kann der Verstärker wie ein Operationsverstärker (OPV) beschaltet werden.<sup>3</sup>

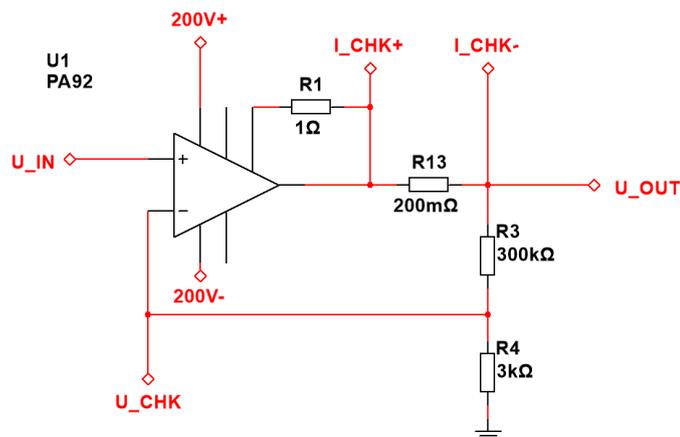


Abbildung 6.2: Apex PA92 mit Beschaltung

Über den Widerstand  $R_1$  wird der Strom begrenzt. Der Wert kann dem Datenblatt entnommen werden und limitiert den Strom auf 650 mA. Die Rückkopplung erfolgt über einen zur Last parallel geschalteten Spannungsteiler bestehend aus  $R_3$  und  $R_4$ .

Für die Ausgangsspannung  $U_{out}$  gilt:

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{R_3}{R_4} \quad (6.5)$$

$R_{13}$  dient der Stromüberwachung und wird im Abschnitt 6.2.3 näher beschrieben.

### 6.2.2 Spannungsüberwachung

Die Spannung wird zuerst über den Impedanzwandler U4 hochohmig abgegriffen (Abbildung 6.3). Damit wird verhindert, dass die Rückkopplung des Verstärkers durch einen

<sup>3</sup>Ein vollständiger Schaltplan für die Endstufe befindet sich im Anhang.

zu geringen Messwiderstand negativ beeinflusst wird. Da der A/D-Wandler des Mikrocontrollers nur im Bereich der eigenen Versorgungsspannung messen kann, wird danach die Amplitude verringert und der Wechselanteil entfernt. Die Amplitude wird über den Spannungsteiler  $R_{15}$  und  $R_{16}$  auf 1.5 V angepasst. Um den Spannungsteiler nicht zu belasten, folgt danach ein weiterer Impedanzwandler U3. Der Wechselanteil wird über einen Offset entfernt. Dafür wird der Spannungsteiler bestehend aus  $R_{18}$  und  $R_8$  verwendet. Über den Kondensator  $C_2$  wird verhindert, dass U3 den Offset über die Rückkopplung wieder ausgleicht.

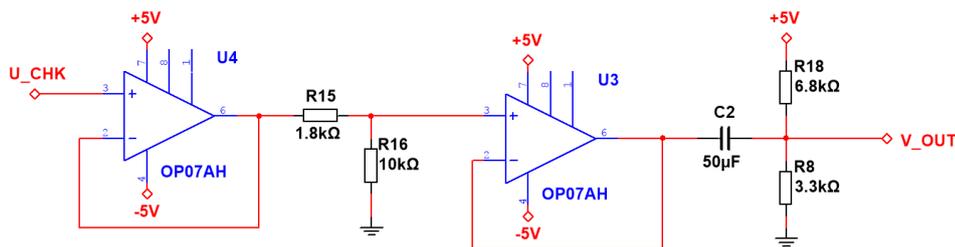


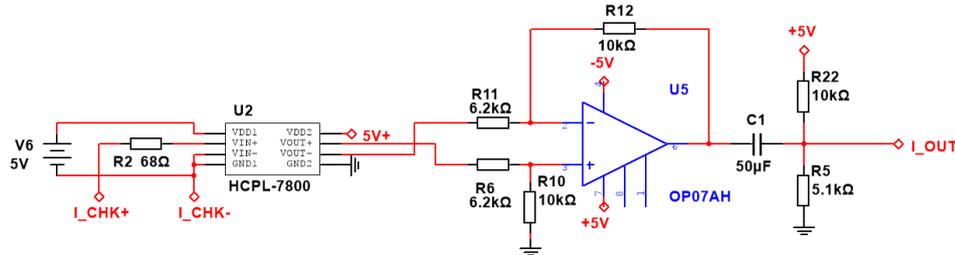
Abbildung 6.3: Schaltungsaufbau für die Spannungsmessung am Apex PA92

### 6.2.3 Stromüberwachung

Für die Strommessung wird der Messwiderstand  $R_{13}$  (Abbildung 6.2) verwendet. Der Stromfluss berechnet sich aus dem Spannungsabfall und dem Widerstandswert von  $R_{13}$ . Für eine verlustarme Messung beträgt der Widerstand nur 200 mΩ. Um den Spannungsabfall zu messen, kann nicht wie bei der Spannungsüberwachung eine OPV-Schaltung verwendet werden. Für die Messung mit einem OPV wird ein näherungsweise konstantes Bezugspotential benötigt. Grund dafür ist eine nicht ausreichende Gleichtaktunterdrückung (CMRR). Über die Gleichtaktunterdrückung wird ausgedrückt, wie wenig sich die Ausgangsspannung ändert, wenn sich die beiden Eingangsspannungen um den gleichen Betrag ändern. Bei einem idealen OPV ist dieser Wert unendlich hoch. In der Praxis sind jedoch nur 80 bis maximal 140 dB realistisch.

Ein konstantes Bezugspotential kann jedoch über die galvanisch getrennte Spannungsquelle V6 ermöglicht werden (Abbildung 6.4). Die Quelle speist den Trennverstärker und wird gleichzeitig auf das niedrigere Potential des Messwiderstandes gelegt. Die Spannungsquelle “floatet“ damit zusammen mit U2 auf dem Potential des Messwiderstandes. Das Bezugspotential des Trennverstärkers kann am Ausgang dann wieder auf Ground gelegt werden. Über das gemeinsame Bezugspotential kann der Mikrocontroller dann die Spannung messen. Um aus dem differentiellen Ausgangssignal des Trennverstärkers wieder eine

Wechselspannung zu erhalten, wird dem Differenzverstärker U5 nachgeschaltet. Danach wird, wie auch bei der Spannungsüberwachung, der Wechselanteil über den Spannungsteiler  $R_{22}$  und  $R_5$  zusammen mit dem Kondensator  $C_1$  entfernt.



**Abbildung 6.4:** Schaltungsaufbau für die Strommessung am Apex PA92

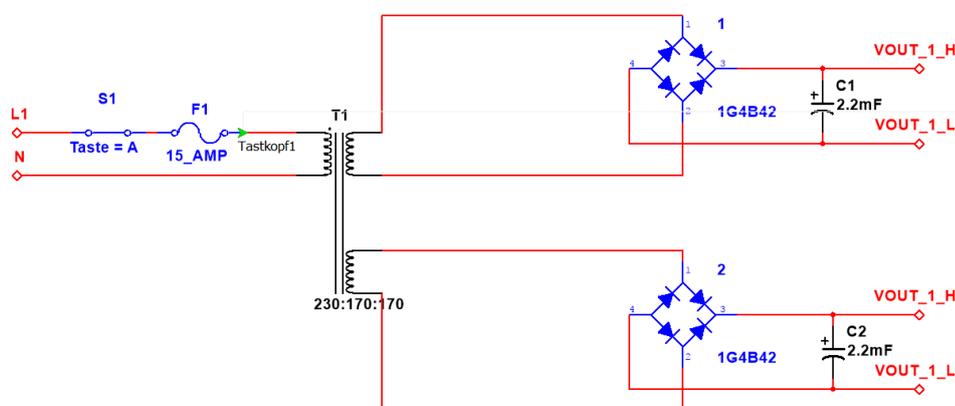
## 7 Netzteil

Die Spannungsversorgung für die Komponenten der Endstufe erfolgt über einen Transformator mit Brückengleichrichter und nachgeschaltetem Spannungsregler. Auch hier kann die PWM-Technik aus schon genannten Gründen nicht eingesetzt werden. Der Transformator ermöglicht jedoch eine Spannungsversorgung, die durch die niedrigen Frequenzen kaum RFI emittiert.

### 7.1 Spannungsversorgung Endstufe

#### 7.1.1 Transformatorschaltung

Damit der Motor mit einer effektiven Spannung von 130 V angesteuert werden kann, benötigt der Leistungsverstärker eine Gleichspannung von  $\pm 193$  V. Die Anbindung ans Versorgungsnetz erfolgt über einen Ringkerntransformator mit einer Ausgangsspannung von 170 V.<sup>4</sup>



**Abbildung 7.1:** Schaltungsaufbau mit Transformator und Brückengleichrichter

<sup>4</sup>Ein vollständiger Schaltplan für das Netzteil befindet sich im Anhang.

Damit Schwankungen aus dem Versorgungsnetz abgefangen werden können, liegt die Amplitude mit 225 V deutlich über der für den Motor benötigten Spannung. Die Netzversorgung darf um  $\pm 10\%$  schwanken. Im ungünstigsten Fall bleiben also von 225 V nur noch 202 V übrig. Der verbleibende Puffer von 9 V wird für Gleichrichtung und Spannungsstabilisierung benötigt. Die Gleichrichtung erfolgt nach Abbildung 7.1 über einen Brückengleichrichter und Kondensator mit ausreichender Kapazität. Für die Auslegung muss der Stromfluss und die Höhe der tolerierbaren Brummspannung beachtet werden. Über die Schaltungssimulation wurde bei einer Brummspannung von 2.5 V eine Kapazität von 2.2 mF ermittelt.

### 7.1.2 Spannungsregelung

Um den Leistungsverstärker mit Spannung zu versorgen, wird ein analoger Spannungsregler eingesetzt. Der Spannungsregler hat die Aufgabe, die Brummspannung zu entfernen und Netzschwankungen auszugleichen. Abbildung 7.2 zeigt den Schaltungsaufbau als Längsregler mit einer Ausgangsspannung von 193 V.

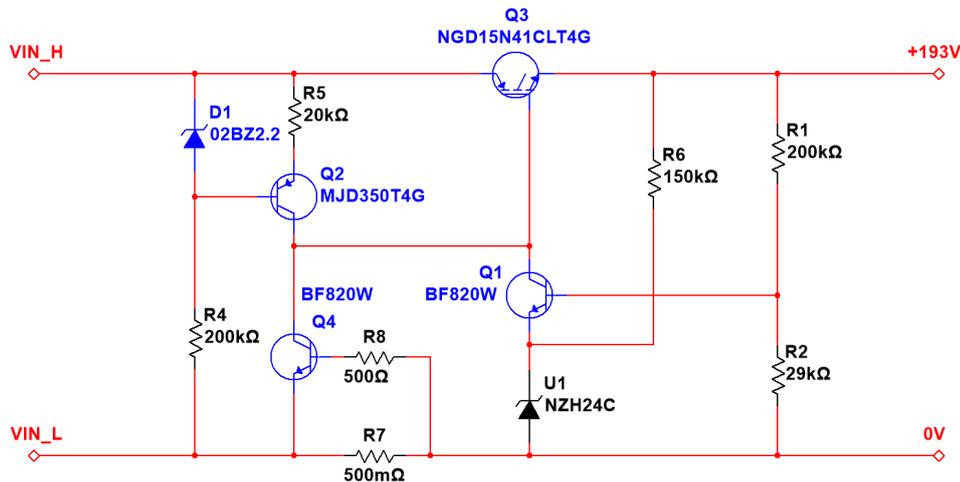


Abbildung 7.2: Schaltungsaufbau für den Spannungsregler

Damit die Ausgangsspannung stabil bleibt, wird der Strom über den IGBT Q3 in Abhängigkeit von der Spannung geregelt. Wird eine Spannung am Eingang angelegt, ist das Gate zunächst positiver als der Emitter. Über den Spannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  erhöht sich die Spannung zwischen Basis und Kollektor von Q1. Die Spannung steigt so lange an, bis die Diodespannung und die Basis-Emitter-Spannung von Q1 erreicht wird. Danach schaltet Q1 durch und die Spannung am Gate sinkt, wodurch eine Rückkopplung erfolgt. Der Transistor Q4 dient der Strombegrenzung. Entspricht der Spannungsabfall über  $R_7$

etwa 0.7 V, schaltet der Transistor durch und die Kollektorspannung an Q2 wird mit der Gatespannung an Q3 auf fast 0 V herunter gezogen.

Die Schaltung wird zweimal benötigt, einmal für die positive und einmal für die negative Spannungsversorgung. Da über den Transformator eine galvanische Trennung erfolgt, erhält man über das Zusammenschalten der beiden Regler eine symmetrische Ausgangsspannung von  $\pm 193$  V.

### 7.1.3 Spannungsversorgung

Neben der Spannungsversorgung für die Leistungsverstärker werden noch die Versorgungsspannungen für die OPVs (Abbildung 7.3) und für beide Trennverstärker (Abbildung 7.4) benötigt.

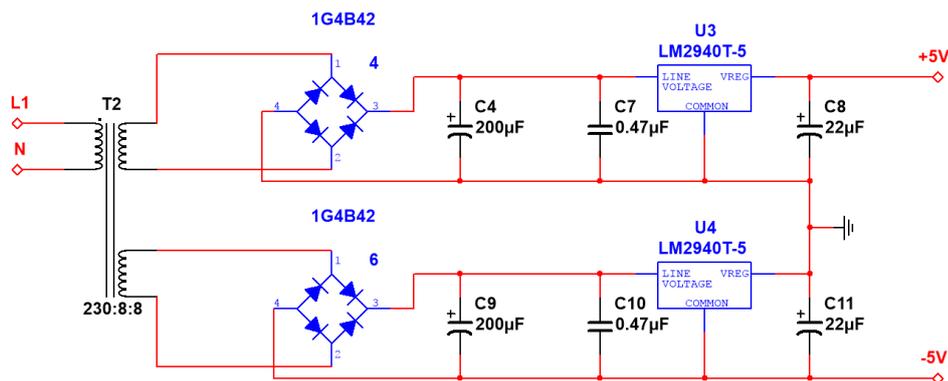


Abbildung 7.3: Schaltungsaufbau für die Spannungsversorgung der OPVs

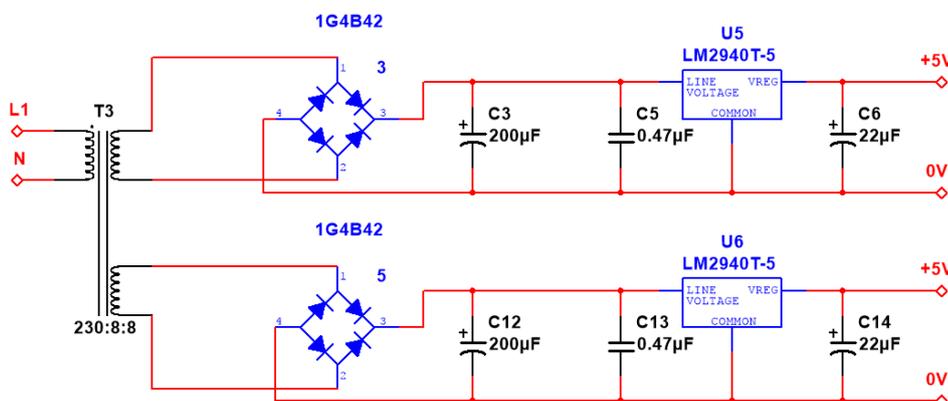
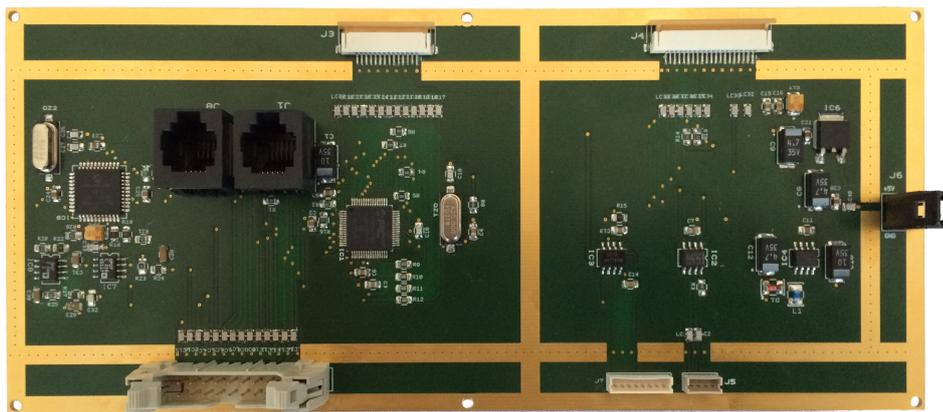


Abbildung 7.4: Schaltungsaufbau für die Spannungsversorgung der Trennverstärker

Das Grundkonzept für die Spannungsversorgung des Leistungsverstärkers wird auch hier angewendet. Für die Spannungsregler kann aufgrund der geringeren Spannung jedoch auf ein fertiges Bauteil zurückgegriffen werden. Die Schaltungen sind für einen Strom von bis 100 mA ausgelegt. Dadurch kann die Kapazität der Kondensatoren deutlich geringer ausfallen. Um die Schwingungsneigung zu verringern, wird der Spannungsregler zusätzlich mit zwei weiteren Kondensatoren beschaltet.

## 8 Fazit

Für den Refrigerator konnte ein Konzept entwickelt werden, welches eine saubere Ansteuerung ermöglicht, ohne dabei Empfänger oder Umgebung signifikant zu stören. Das System ist sehr flexibel aufgebaut, wodurch auch später noch Anpassungen vorgenommen werden können. Durch die Anbindung an das ICom-System ist eine Überwachung des Betriebszustandes möglich, was die Zuverlässigkeit erhöht. Hin und wieder kann es dazu kommen, dass der Displacer verschmutzt, wodurch sich die Last erhöht und der Refrigerator nach einer gewissen Zeit blockiert. Durch die Messung von Strom und Spannung in der Endstufe kann später über die Phasenverschiebung der Lastwinkel ermittelt werden. Eine bevorstehende Blockade kann damit frühzeitig erkannt werden. Die Steuerplatine (Abbildung 8.1) konnte fertig gestellt werden und wurde erfolgreich getestet. Für die Schaltung von Netzteil und Endstufe erfolgte die Prüfung der Funktionstüchtigkeit nur in der Simulation. Aufgrund der beschränkten Bearbeitungszeit war es leider nicht mehr möglich die Schaltung im Versuchsaufbau zu testen.



**Abbildung 8.1:** Steuerplatine mit PIC32 und dsPIC33 (Walter Schmitz)

# Anhang

## Pflichtenheft



# Refrigeratorsteuerung für 2-Phasen Motoren in Effelsberg

K. Christ, R. Keller, D. Dillbohner, N. Aderhold

Max-Planck-Institut für Radioastronomie

Elektronik Abteilung

Auf dem Hügel 69

53121 Bonn, den 22/12/2014



MAX-PLANCK-GESELLSCHAFT



## Übersicht

Die hier beschriebene Einheit dient der Ansteuerung der im 100 m Teleskop verwendeten CTI 350 Refrigeratoren zur Kühlung der Empfangssysteme. Die Refrigeratorsteuerung ist ein eigenständiges Gerät, welches über eine ICOM Einheit mittels CAN-Bus mit der Teleskopsoftware kommuniziert.

## Refrigerator

Hersteller/Modell: CTI Cryogenic 350  
Leistungsaufnahme: 100 Watt  
Spannungsversorgung: 130 V AC zweiphasig, 90° Phasendifferenz  
Betriebsfrequenz: 50 bis 60 Hz

## Steuereinheit

Eingangsspannung: 230 V AC einphasig

Ausgangsspannung: True Sinus, 70 bis 130 V, einstellbar in 1 V Schritten  
Zweiphasig mit variabler Phasendifferenz von 85 bis 95°  
Frequenz von 45 bis 65 Hz, einstellbar in 1 Hz Schritten

Randbedingungen: Geringe RFI  
Geringe Rückwirkungen auf das Versorgungsnetz  
Es ist eine hohe Effizienz bei geringen Vibrationen anzustreben

## Funktionsüberwachung

Die Überwachung der Betriebsparameter erfolgt über CAN-Bus.

Folgende Informationen können abgefragt werden:

- Betriebszustand
- Motorstrom
- Motorbetriebszeit

Die Informationen können zusätzlich über eine Anzeige am Gerät ausgegeben werden.

## Steuerung

Über ein Bedienelement können mithilfe der Anzeige die Grundeinstellungen vorgenommen werden. Refrigerator und Kompressor sollen über CAN-Bus aus der Ferne ein- oder ausgeschaltet werden können.

### Benutzerschnittstellen:

- Anzeige inkl. Bedienelement
- Schalter Netzspannung
- Schalter Refrigerator
- Schalter Kompressor



## Mechanischer Aufbau

Die Einheit wird als 19" Einschub realisiert, sodass sie in die Effelsberger 19" Racks eingebaut werden kann. Die Tiefe der Einschübe ist 235 mm. Die Höhe ist auf maximal 2 Höheneinheiten begrenzt.

## Kompressor

Um den Kompressor zu starten muss über ein Verbindungskabel eine Spannung von 5 V DC angelegt werden. Der Betriebszustand wird über eine weitere Verbindung mit ebenfalls 5 V DC zurückgeliefert. Das Gerät soll in der Lage sein diese Spannung steuerbar zur Verfügung zu stellen und den Betriebszustand lokal und über das ICOM-System auszugeben.

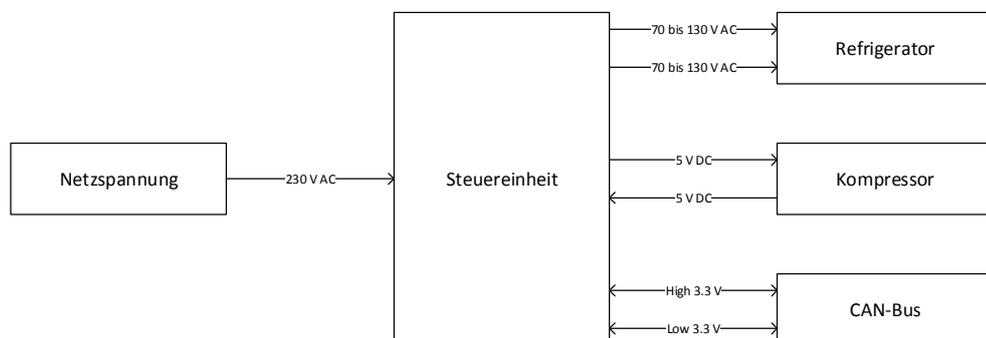
## Schnittstellen

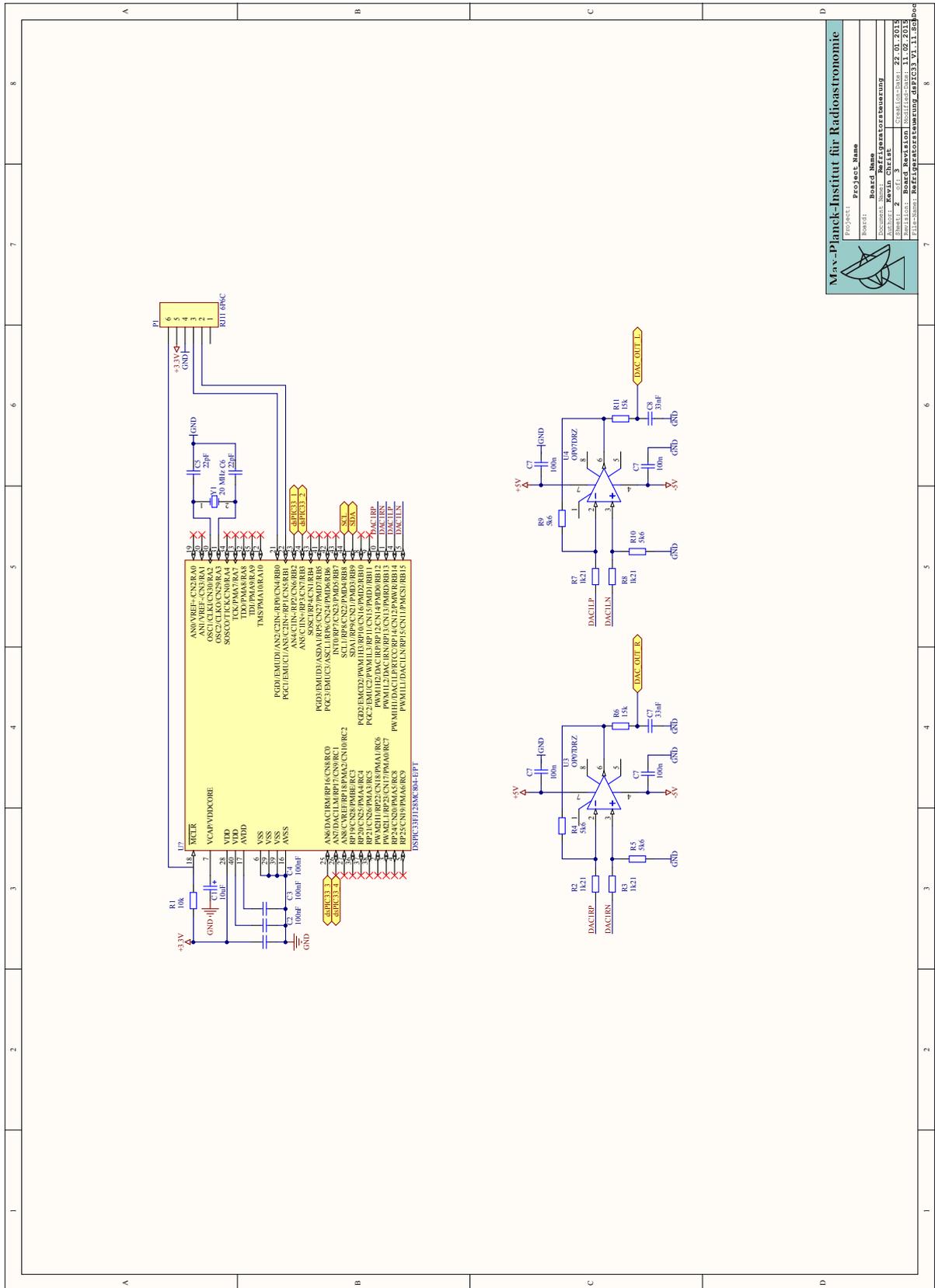
Die Anschlüsse für die neue Steuereinheit werden von dem im Einsatz befindlichen Geräten übernommen.

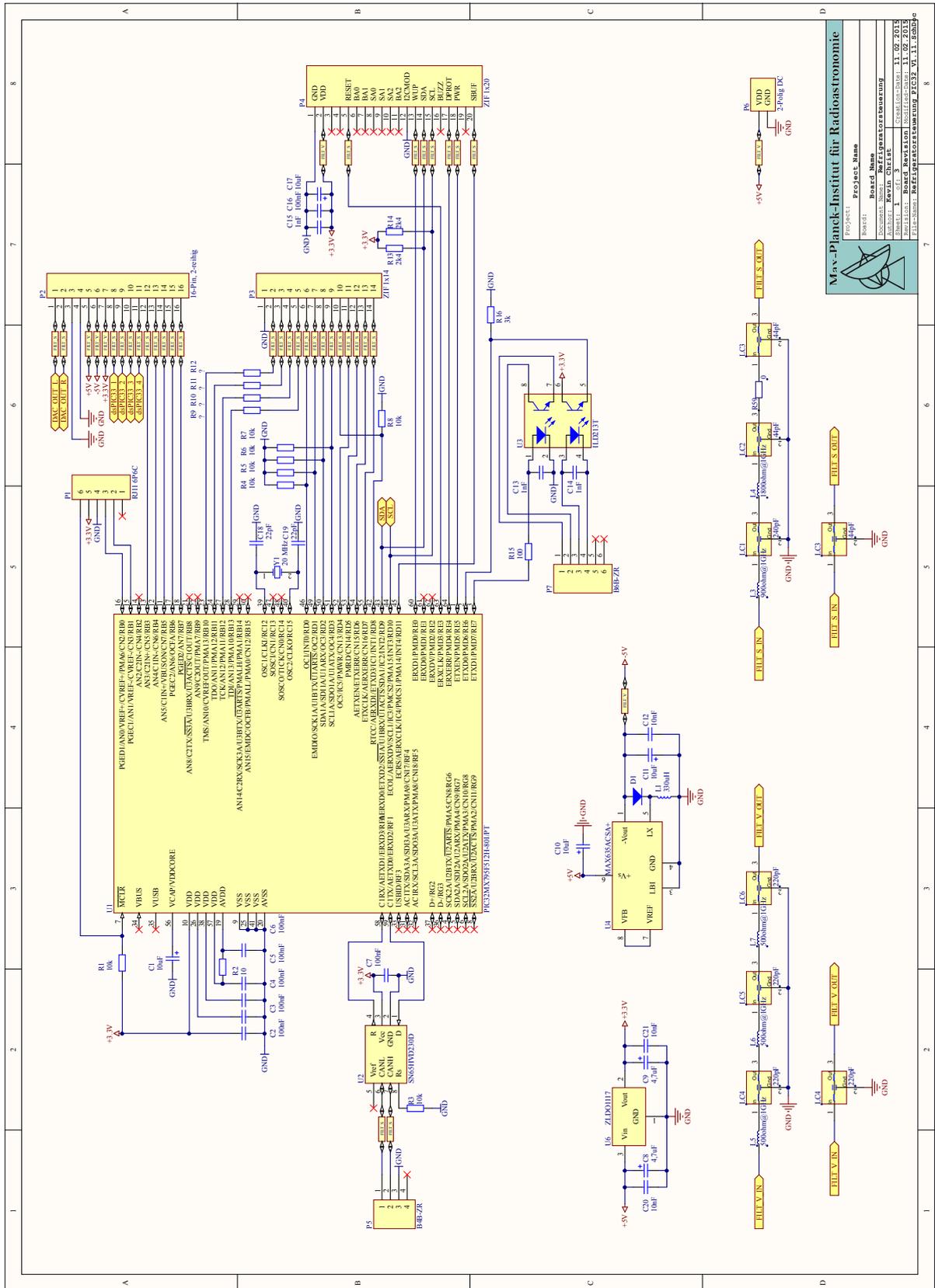
### Anschlüsse:

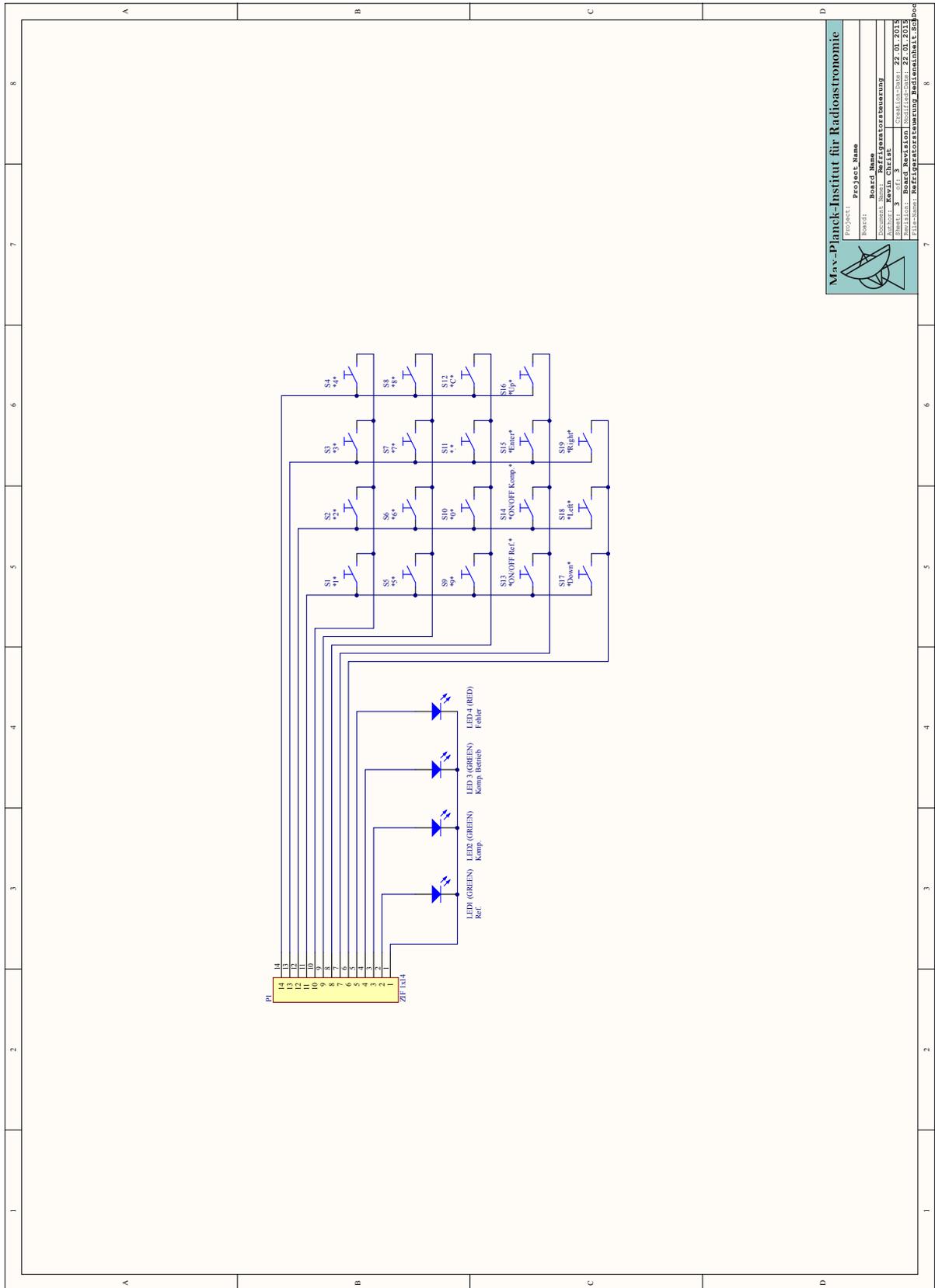
- Spannungsversorgung Steuereinheit
- Spannungsversorgung Refrigerator
- Signalleitung Kompressor
- Übertragungsleitung CAN-Bus

## Blockschaltbild









**Max-Planck-Institut für Radioastronomie**

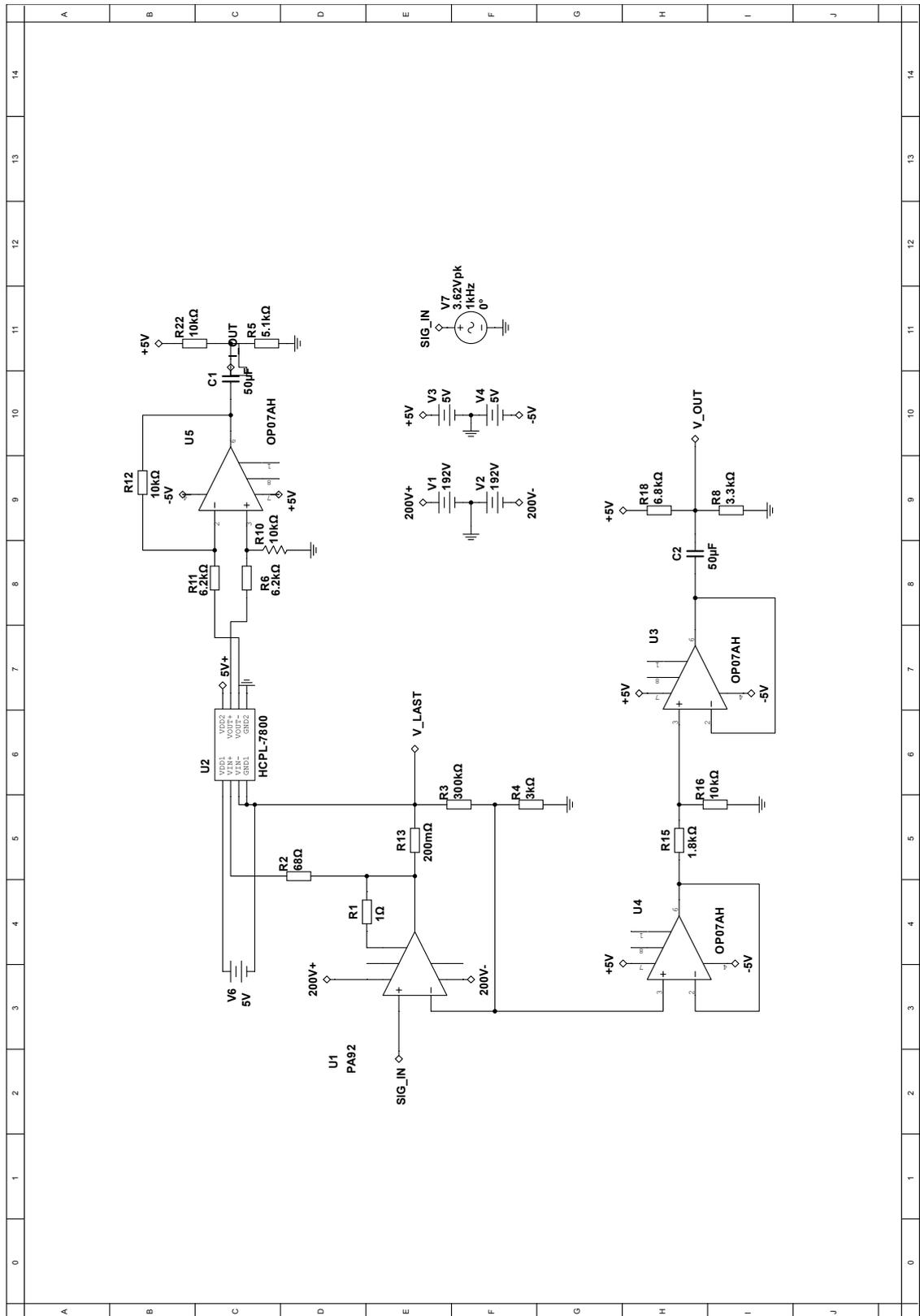


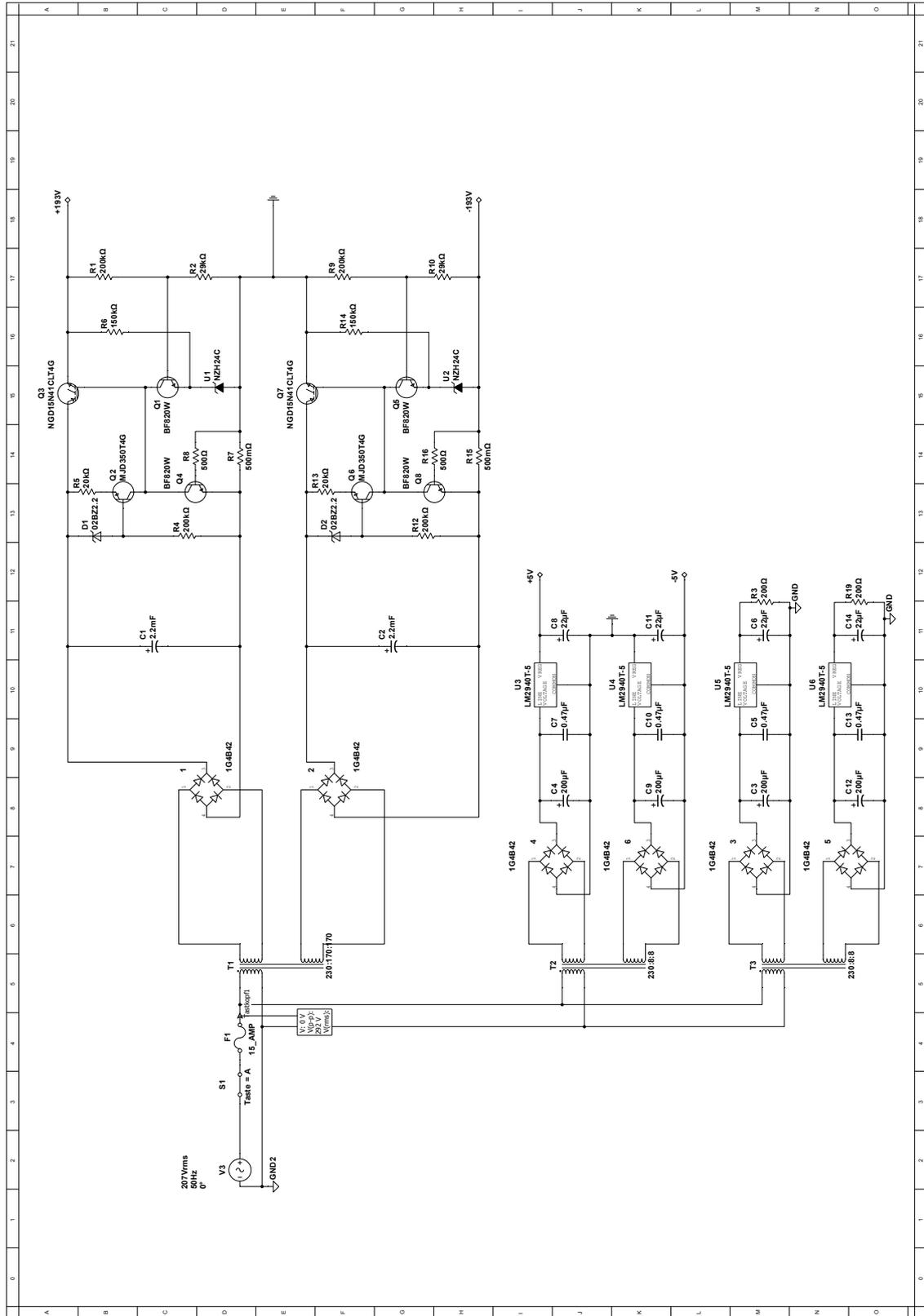
PROJECT:	Project Name
BOARD:	Board Name
DOCUMENT:	Document Name
DATE:	Date
VERSION:	Version
REVISION:	Revision
FILE NAME:	File Name

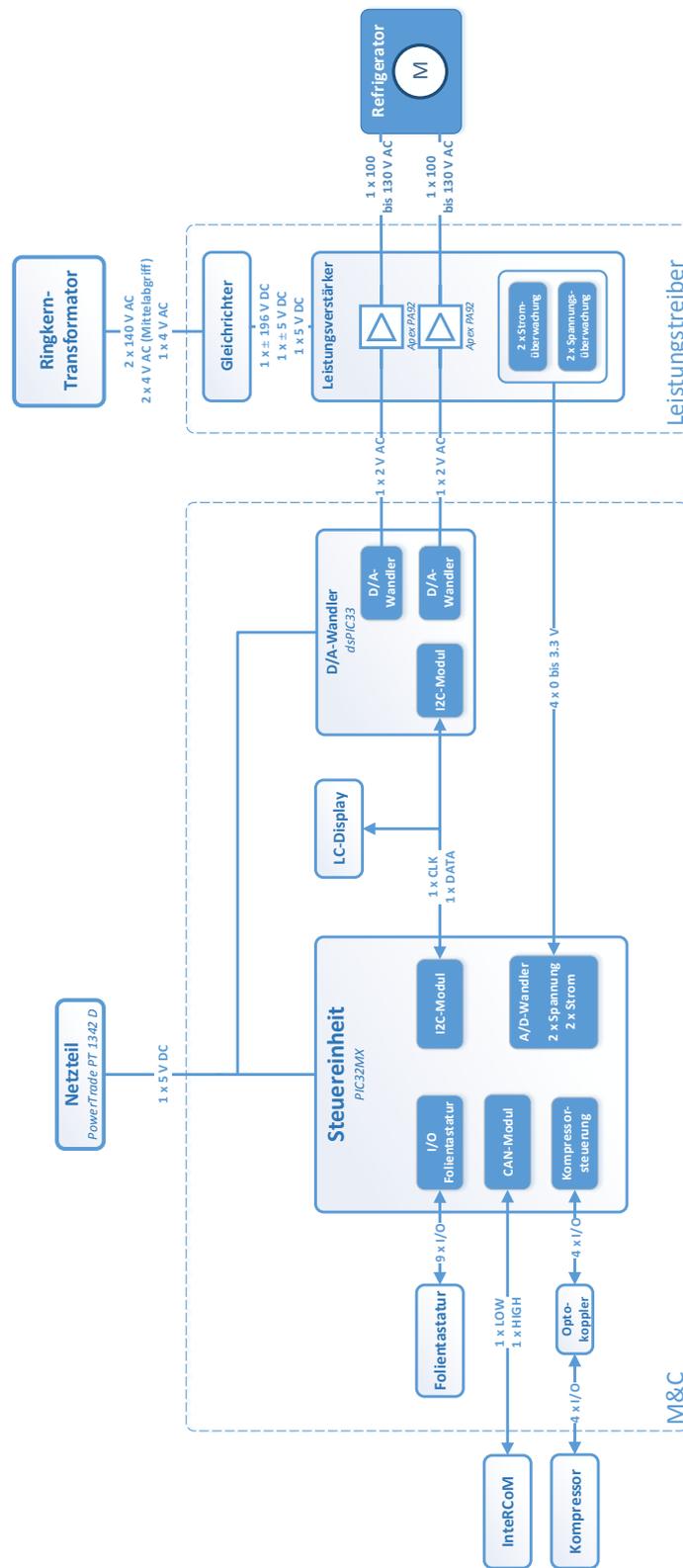
Document Name: **Reflyanforbauung**  
 Date: **2018-01-22**  
 Version: **3**  
 Revision: **0**  
 File Name: **Board Revision**

Date: **22.01.2018**  
 Version: **3**  
 Revision: **0**  
 File Name: **Reflyanforbauung**









# Literaturverzeichnis

- [1] Dezember 2014. URL: <http://de.wikipedia.org/wiki/Scottschaltung>.
- [2] Feb. 2015. URL: <http://en.wikipedia.org/wiki/Cryocooler>.
- [3] Jan. 2015. URL: [http://de.wikipedia.org/wiki/Galvanische\\_Kopplung](http://de.wikipedia.org/wiki/Galvanische_Kopplung).
- [4] Jan. 2015. URL: [http://de.wikipedia.org/wiki/Kapazitive\\_Kopplung](http://de.wikipedia.org/wiki/Kapazitive_Kopplung).
- [5] Jan. 2015. URL: <http://de.wikipedia.org/wiki/Gegeninduktion>.
- [6] Feb. 2015. URL: [http://de.wikipedia.org/wiki/Nahfeld\\_und\\_Fernfeld\\_\(Antennen\)](http://de.wikipedia.org/wiki/Nahfeld_und_Fernfeld_(Antennen)).
- [7] Jan. 2015. URL: [http://de.wikipedia.org/wiki/Direct\\_Digital\\_Synthesis](http://de.wikipedia.org/wiki/Direct_Digital_Synthesis).
- [8] Jan. 2015. URL: <https://prezi.com/elsd8k377i1l/embedded-systems-pulsweitenmodulation/>.
- [9] Jan. 2015. URL: [http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma\\_D.html](http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma_D.html).
- [10] H.H. Austmann u. a. *Elektronik Für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Springer-Lehrbuch. Springer London, Limited, 2005. ISBN: 9783540264873. URL: [http://books.google.de/books?id=ApYit0AP%5C\\_r8C](http://books.google.de/books?id=ApYit0AP%5C_r8C).
- [11] *Betriebsanleitung CTI 350*. Feb. 2013.
- [12] *Betriebsanleitung CTI 8500*. März 2013.
- [13] Prof. Haggemiller (FH Regensburg). “Grundlagen der Leistungsverstärker”.
- [14] Prof. Dr. Erich Rummich. *Elektrische Schrittmotoren und -antriebe*. expert Verlag, 2005.
- [15] *Section 33. Audio Digital-to-Analog Converter (DAC)*. Microchip. 2009.

# Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorstehende Arbeit selbständig angefertigt und mich fremder Hilfe nicht bedient habe. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß veröffentlichtem oder nicht veröffentlichtem Schrifttum entnommen sind, habe ich als solche kenntlich gemacht.

---

Datum

---

Unterschrift