



# Projektierung eines Visible Light Communication Senders

Bachelorarbeit

von

**Edmond Krasniqi**

Fakultät für Elektro- und Informationstechnik  
Hochschule Karlsruhe Technik und Wirtschaft

Betreuer: Prof Dr.-Ing. Manfred Litzenburger

Ko-Betreuer: Prof Dr.-Ing. Klaus Wolfrum

Karlsruhe, April 2021



# **Declaration / Erklärung**

Hiermit versichere ich, die vorliegende Bachelor-Thesis ohne unzulässige fremde Hilfe selbstständig verfasst, keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie alle wörtlich oder sinngemäß übernommenen Stellen in der Arbeit gekennzeichnet zu haben.

Edmond Krasniqi  
Karlsruhe, 31.03.2021



# Acknowledgement / Danksagung

*Die Neugier steht immer an erster Stelle eines Problems, das gelöst werden will. — Galileo Galilei*

Im Studiengang Elektro- und Informationstechnik an der Hochschule Karlsruhe – Technik und Wirtschaft in Karlsruhe ist für die Beendigung des Bachelorstudiums eine Bachelor Thesis vorgesehen. Großes Interesse und Begeisterung an Elektrischen Schaltungstechnik bewegten mich zu meiner Entscheidung meine Abschlussarbeit im Bereich der Visible light communication (VLC) zu verfassen. Mir wurde die Möglichkeit zu Teil, vier Monate im Labor der Hochschule Karlsruhe zu forschen, meinen Lösungsansatz zu realisieren und zu Dokumentieren.

Hierbei konnte ich mein im Studium erlangtes Wissen anwenden, mir neue Fähigkeiten aneignen und auch umfangreiche Einblicke in die Elektrotechnik der aktuellsten kommunikationstechnischem Modelle bekommen. Deshalb möchte ich an dieser Stelle der Hochschule Karlsruhe für die produktive und intensive Zusammenarbeit danken. Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof Dr. – Ing. Manfred Litzenburger, der mich während meiner Arbeit sehr engagiert betreut und stets konstruktiv und hilfsbereit unterstützt hat.

Des Weiteren gilt mein Dank Herrn Prof. Dr. - Ing. Manfred Litzenburger und seinen Professorenkollegen, die mich im Vorfeld in sehr umfangreichen Vorlesungen und Veranstaltungen mit sowohl einem theoretischen als auch einem praktischen Basiswissen ideal auf meine Abschlussarbeit vorbereitet haben.

Ein herzliches Dankeschön auch an meine Familie und Freunde ohne deren Unterstützung diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Zur Vereinheitlichung des Sprachgebrauches, verwende ich in dieser Abschlussarbeit Abkürzungen. Ich verweise diesbezüglich auf das hier gegebene Abkürzungsverzeichnis.



# **Kurzfassung**

Hier steht die Kurzfassung



# Inhaltsverzeichnis

<b>Kurzfassung</b>	<b>vii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Ziel der Arbeit . . . . .	1
1.3 Vorgehensweise . . . . .	1
<b>2 Grundlagen</b>	<b>3</b>
2.1 Eigenschaften von Audiosignalen . . . . .	3
2.2 Einführung in die Übertragungstechnik . . . . .	6
2.2.1 Übertragungssystem . . . . .	6
2.2.2 Trägermodulation und Konstellationsdiagramm . . . . .	8
2.2.3 Orthogonales-Frequenzmultiplexverfahren . . . . .	13
2.2.4 Digital Radio Mondiale . . . . .	15
2.3 Hardwarekomponenten . . . . .	18
2.3.1 Leuchtdiode . . . . .	18
2.3.2 Operationsverstärker . . . . .	20
2.3.3 Feldeffekttransistor . . . . .	24
2.3.4 Digital Potentiometer . . . . .	25
2.3.5 DC/DC Spannungswandler . . . . .	25
2.3.6 Arduino UNO V3 . . . . .	27
2.4 Softwaretools . . . . .	27
2.4.1 LT-Spice . . . . .	27
2.4.2 EAGLE . . . . .	27
2.4.3 Arduino IDE . . . . .	28
2.4.4 Dream . . . . .	29
<b>3 System</b>	<b>31</b>
3.1 Analoge Signalverarbeitung . . . . .	31
3.1.1 Simulation in LT-Spice . . . . .	34
3.1.2 Platinenlayout in Eagle . . . . .	35
3.1.3 Thermisches Management . . . . .	36
3.1.4 Planung und Aufbau des Gehäuses . . . . .	38
3.2 Software . . . . .	40
3.2.1 Automatisierte Amplituden-Regelung . . . . .	40

3.2.2    Übertragung mit Dream . . . . .	40
<b>4 Modelle</b>	<b>47</b>
4.1    Aufbau eines Prototypen zur Funktionsprüfung . . . . .	47
4.2    Vorzeige Modell . . . . .	47
<b>5 Evaluation</b>	<b>49</b>
<b>6 Zusammenfassung</b>	<b>51</b>
6.0.1    Abkürzung . . . . .	51
6.0.2    Symbol . . . . .	51
6.0.3    Bild . . . . .	51
6.0.4    Formel . . . . .	52
6.0.5    Tabelle . . . . .	52
6.0.6    Referenz und Zitat . . . . .	52
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>53</b>
<b>Online-Referenzen</b>	<b>55</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>57</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>59</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>61</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>63</b>

# **1. Einleitung**

Hier steht die Einleitung

**1.1 Motivation**

**1.2 Ziel der Arbeit**

**1.3 Vorgehensweise**



## 2. Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen eines neuartigen Übertragungssystems vorgestellt. Da eine Audioübertragung mittels VLC-Technik implementiert werden soll, wird zunächst auf die Eigenschaften eines zu übertragenden Audiosignals eingegangen. Darauf folgend werden einige Grundlagen zur Übertragungstechnik und der verwendeten elektronischen Bauteile erläutert. Zuletzt setzt sich dieses Kapitel mit Programmen auseinander, welche signifikant für die Realisierung der Übertragung sind. Hier werden grundlegende Funktionsweisen sowie deren Rolle in der analogen und digitalen Signalverarbeitung thematisiert.

### 2.1 Eigenschaften von Audiosignalen

Ziel der vorliegenden Abschlussarbeit ist die Übertragung eines Echtzeit-Audio-Signals mithilfe des projektierten VLC-Senders. Deshalb soll im nachfolgenden Kapitel anfänglich im Allgemeinen auf die Übertragung von Audiosignalen eingegangen werden. Praktische Beispiele zu der Übertragung von Audiosignalen über größere Entfernung ergeben sich bei der Übertragung von Sprache und Musik. Hierbei wird zunächst der Hörschall mit Hilfe eines Mikrofons in ein proportionales elektrisches Signal umgewandelt. Dieses Signal wird anschließend auf drahtlosem Wege dem Empfänger übermittelt. Gängige Beispiele für die drahtlose Übertragung sind Wireless Local Area Network (WLAN) und der klassische Rundfunk. Am Empfangsort wird das elektrische Signal mittels eines Lautsprechers wieder in ein akustisches Signal umgesetzt.[PS16] Der Lautsprecher erzeugt eine mechanische Welle, die in Hörschall resultiert. Hierbei definiert die Frequenz eine Tonlage und die Amplitude, in diesem Fall, die Lautstärke des Audiosignals. Beim Auftreffen dieser mechanischen Welle auf das menschliche Trommelfell wird dieses in Schwingung versetzt und regt somit die menschlichen Nerven an. Das Signal wird im Ohr von einer mechanischen Welle in ein elektrisches Signal umgewandelt, das über die Nervenbahnen zum Gehirn gelangt. Im Gehirn wird das elektrische Signal verarbeitet und mit semantischen Informationen verbunden. Diese ermöglichen das menschliche Hören.[Sto19] Die Wahrnehmung von Tönen bei Menschen hängt jedoch nicht nur von der Amplitude und der

Frequenz des Tones ab, sondern auch von der wahrnehmenden Person selbst. Demnach können Menschen nur Töne in einem bestimmten Frequenzbereich wahrnehmen. Frequenzen unterhalb des menschlichen Hörbereichs werden Infraschall genannt, darüber liegende Frequenzen werden als Ultraschall bezeichnet. Dieser Frequenzbereich ist nicht nur von Mensch zu Mensch unterschiedlich, sondern variiert auch mit zunehmendem Alter. Daher kann der Frequenzbereich des menschlichen Hörens nicht pauschal vereinheitlicht werden. Plassmann bringt den Hörbereich zwischen 16 Hz und 16 kHz vor [PS16], wohingegen Michels ihn zwischen 16 Hz bis 20 kHz ansiedelt [MJ12]. Der hörbare Frequenzbereich variiert auch von Lebewesen zu Lebewesen. Hunde haben zum Beispiel ein erheblich feineres Hörorgan als Menschen. Ihr Frequenzbereich erstreckt sich als Folge dessen von 65 Hz bis 45 kHz.[MJ12]

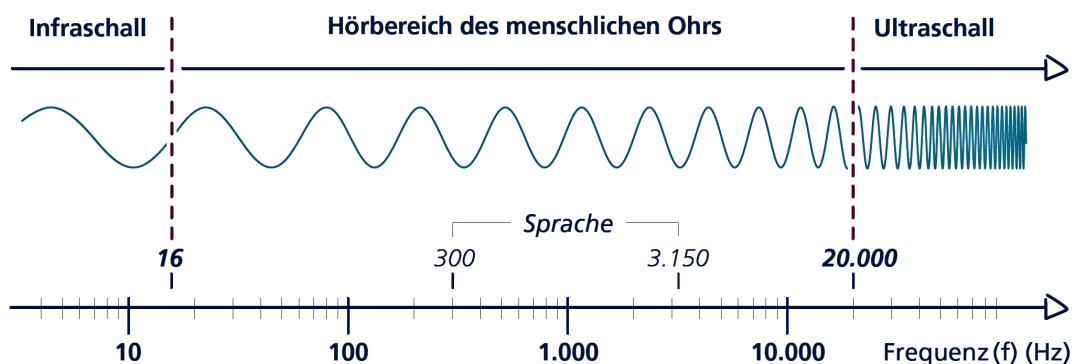


Abbildung 2.1: Hörbereich des menschlichen Ohres  
[MJ12]

Außerdem verändert der Abstand zu einer Quelle zusätzlich die Wahrnehmung des Signals. Die Amplitude einer sich ausbreitenden Welle verringert sich mit zunehmender Distanz, wodurch die Lautstärke abnimmt. Befindet sich eine Quelle außerhalb der Hörreichweite können diese durch analoge oder digitale Kommunikationssysteme abgefangen werden, um eine Übertragung zu ermöglichen. Zur Übertragung und Weiterverarbeitung der beschriebenen mechanischen Welle muss diese zunächst in eine elektrische Größe verwandelt werden. Bei dieser Wandlung wird für Audiosignale ein Mikrofon verwendet. Ähnlich wie es mit dem Trommelfell im menschlichen Ohr passiert, wird im Inneren des Mikrofons eine Membran in Schwingung versetzt und erzeugt dadurch eine elektrische analoge Spannung. Zur digitalen Verarbeitung des Signals muss dieses mithilfe eines Analog-Digital-Wandlers (AD-Wandler) in digitale Werte verwandelt werden. Hierfür wird die Analogspannung in zeitlich äquidistanten Abständen ausgewertet und abgespeichert. Es wird also ein Signal mit einem Dirac-Kamm gefaltet um dessen Werte zu ermitteln. Dieser Vorgang wird Abtastung genannt und in Darstellung 2.2 illustriert. Diese Abtastung spiegelt einzelne Impulse mit Werten des Signals zu den Abtastzeitpunkten wider. Zwischen den Abtastzeitpunkten wird jedoch keine Information abgefragt, wodurch der Wert an diesen Stellen Null beträgt. Zur Rekonstruktion des Originalsignals müssen durch einen Digital-Analog-

Wandler die fehlenden Signalabschnitte interpoliert werden. Um also eine aussagekräftige Abtastung durchzuführen, ist die Korrelation zwischen Abtastfrequenz und Signalfrequenz zu berücksichtigen.

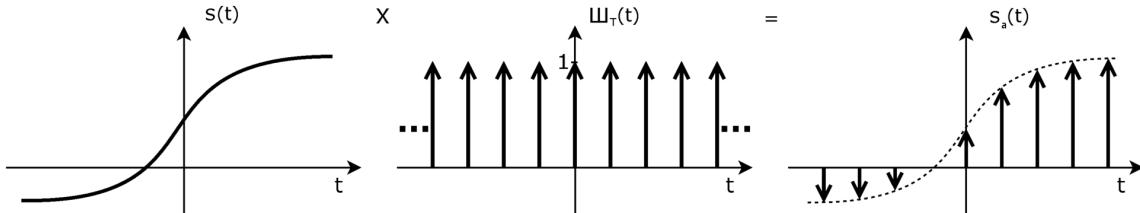


Abbildung 2.2: Abtastung eines Signals  
[14]

In Abbildung 2.2 ist zu erkennen, dass genügend Abtastwerte vorhanden sind, weshalb der Verlauf des Signals im Nachgang detailliert wiedergegeben werden kann. Abtastfrequenz und Signalfrequenz stehen demnach in einem adäquaten Verhältnis zueinander. Je weniger Abtastwerte vorhanden sind, desto größer werden Messabstände. Dies hat zur Folge, dass eine Rekonstruktion des Signales bald nicht mehr möglich ist.[OE08]

Das Abtasttheorem von Shannon besagt, dass für die höchste Signalfrequenz pro Schwingung mindestens zwei mal abgetastet werden muss, um das Signal ausreichend rekonstruieren zu können. Hierbei wird also Formel 2.1 angewendet.

$$F_A \geq 2 \cdot F_S \quad (2.1)$$

Die Variable  $F_A$  bildet hierbei die Abtastfrequenz ab und  $F_S$  steht für die höchste im Signal enthaltende Frequenz. In Abbildung 2.3 wird bei der oberen Abtastung die Regel von Shannon befolgt, wohingegen sie im unteren Teil der Abbildung verletzt wird. An diesem Beispiel ist gut zu erkennen, dass durch die richtige Abtastung eine relativ originalgetreue Rekonstruktion stattfinden kann, während bei einer Unterabtastung das Signal merklich verfälscht rekonstruiert wird. Zuzüglich ist an dieser Darstellung jedoch zu sehen, dass die Abtastung nur den minimalen und den maximalen Wert des Signals abgetastet hat. Dies bedeutet, dass bei einer Phasenverschiebung von  $90^\circ$  nur Nulldurchgänge des Signals abgetastet geworden sind, was eine Rekonstruktion unmöglich gemacht hätte.

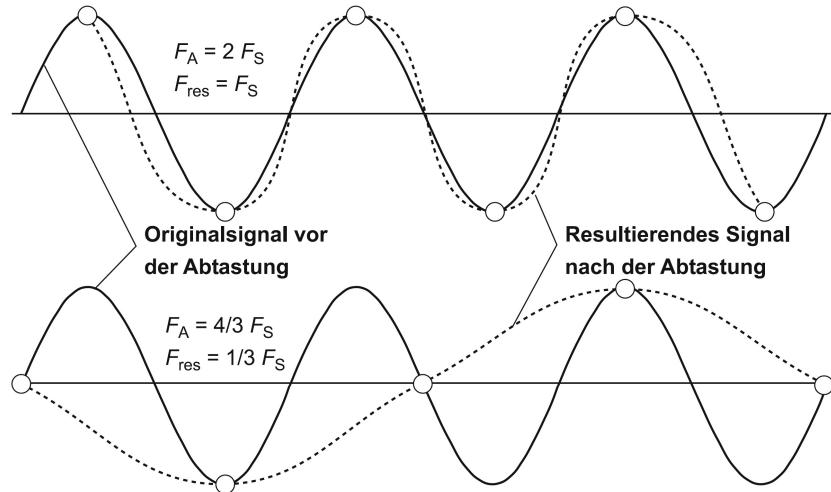


Abbildung 2.3: Vergleich zwischen Abtastung und Unterabtastung eines Signals  
[Sto19]

Empfehlenswert ist es also, das Shannon Theorem nur als absolute Untergrenze zu wählen und dazu zu neigen die Abtastfrequenz noch deutlich höher als das maximale zu messende Signal zu bestimmen.[Sto19] Im Audiobereich wird häufig mit 44,1 kHz oder mit 48 kHz abgetastet und somit das Shannon-Theorem eingehalten, da der Hörbereich des menschlichen Ohrs 2.1 bei 20 kHz endet. [OE08]

## 2.2 Einführung in die Übertragungstechnik

In diesem Kapitel werden die Grundlagen der modernen Übertragungstechnik als Basis für die weiteren Ausführungen erklärt. Zunächst soll der generelle Aufbau eines Übertragungssystems erläutert werden, um anschließend einige gängige digitale Modulationsarten vorzustellen. Hierbei liegt der Fokus besonders auf der Heranführung an die Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM)-Modulation, welche in der später diskutierten Dream-Software Verwendung findet. Der letzte Abschnitt beschäftigt sich mit den Themen der Bandbreitennutzung und des Mehrkanalzugriffs. Hier werden die aus der Mobilfunktechnik bekannten Begriffe Time-Division-Multiple-Access (TDMA), Code-Division-Multiple-Access (CDMA) und Frequency-Division-Multiple-Access (FDMA) eingeführt und beschrieben. Ein besonderes Augenmerk liegt hier auf dem Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) einer weiterentwickelten Form des FDMA. Zuletzt wird der zentrale Baustein der digitalen Signalverarbeitung erläutert, das sogenannte Digital Radio Mondiale (DRM).

### 2.2.1 Übertragungssystem

Ein Übertragungssystem ergibt sich vereinfacht dargestellt aus fünf verschiedenen Komponenten. In Abbildung 2.4 ist eine Skizze eines solchen Übertragungssystems zu sehen. Zunächst ist eine Quelle vonnöten, welche ein zeitkontinuierliches Signal (z.B. Sprache, Musik, Bilddaten, analoge Messwerte) oder ein zeitdiskretes Signal (z.B. Buchstaben, Datensequenzen, abgetastete analoge Signale) zur Verfügung stellt. Die Informationsquelle

(information source) übergibt die Nachricht (message) dem Sender (transmitter). Der Sender übernimmt im System die Aufgabe, die Informationsquelle in ein für die Übertragung geeignetes Format umzuwandeln. Dieses muss auf den später zur Weiterleitung des Signals genutzten Kanal abgestimmt werden, welcher dann das entsprechende Sendesignal (signal) für den Kanal (channel) generiert. Im Kanal addiert sich das Signal der Störquelle (noise source) hinzu, sodass sich das Empfangssignal (received signal) am Empfänger (receiver) ergibt. Dabei gilt es darauf zu achten, den zur Verfügung stehenden Kanal und seine Eigenschaften möglichst effizient zu nutzen und die Störquelle zu minimieren. Sendekanäle sind physikalischer Natur und allgemein fehlerbehaftet. Es wird zwischen drahtlosen Kanälen (elektromagnetisch, akustisch, Infrarot) und drahtgebundenen Kanälen (Kupferleitungen, Glasfaserkabel) unterschieden. Im Anschluss generiert der Empfänger daraus dann die empfangene Nachricht (received message) und leitet jene schließlich der Informationssenke (destination) weiter. In Anbetracht ihrer Anwendung werden diese einzelnen Blöcke des Kommunikationsmodells in weitere Komponenten zerlegt und somit weiter spezialisiert.

[Wer10]

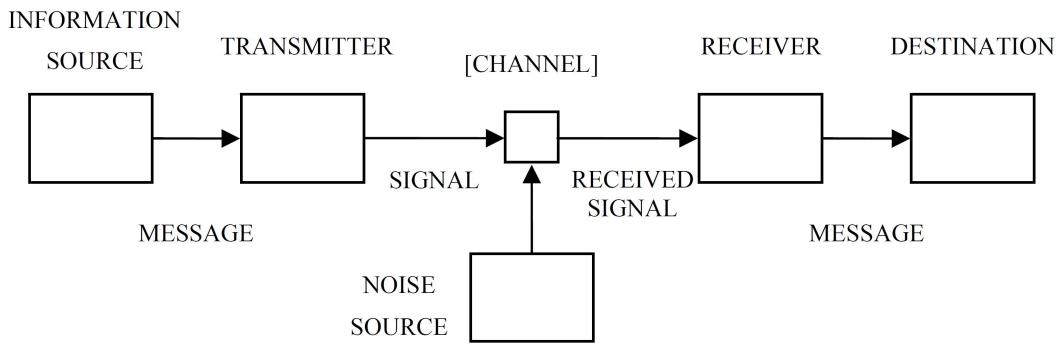


Abbildung 2.4: Nachrichtenübertragung nach Shannon  
[Sha]

Aufgrund der Thematik dieser Abschlussarbeit soll das Augenmerk nun auf ein drahtloses Übertragungssystem gelegt werden. Zur Projektierung eines solchen müssen zunächst der physikalische Kanal und die Signalform festgelegt werden. So verwenden Fernbedienungen beispielsweise als Signalform Licht im Infrarot-Bereich, um Datenbefehle zu übertragen. Nach einem ähnlichen Prinzip funktioniert auch VLC. Die Schwierigkeit ist jedoch, dass der direkte Einfall des Lichts auf den Empfänger gegeben sein muss, weshalb die Reichweite dieser Form der Datenübertragung äußerst begrenzt ist. Daher eignet sie sich beispielsweise nicht für den Mobilfunk. Hier werden üblicherweise elektromagnetische Wellen in Megahertz bis Gigahertz Frequenzbereichen appliziert. Diese Wellen bestehen aus einem magnetischen Feld ( $\vec{B}$ ) und einem elektrischen Feld ( $\vec{E}$ ). Zudem breiten sich jene Felder orthogonal zueinander aus, wie in Abbildung 2.5 veranschaulicht wird.[15]

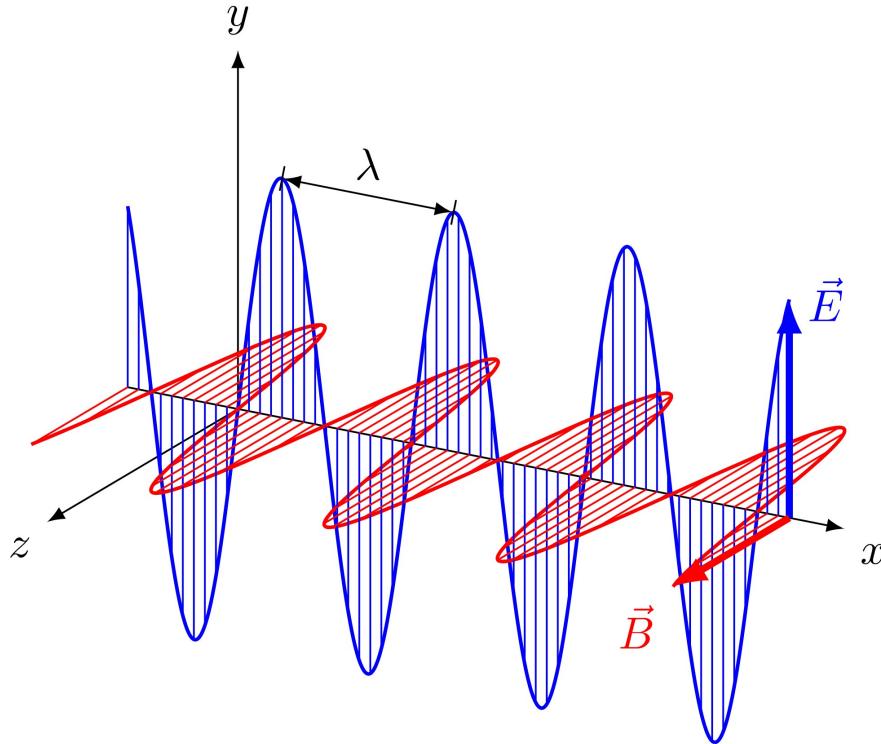


Abbildung 2.5: Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle  
[15]

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.2)$$

Eine solche Form von Wellen ist nicht an ein Ausbreitungsmedium gebunden, weshalb es sich auch im Vakuum (z.B. im Weltraum) ausbreiten kann. Diese Eigenschaft ermöglicht beispielsweise eine Satellitenkommunikation. Zur Erzeugung einer elektromagnetischen Welle wird zunächst eine hochfrequente Wechselspannung benötigt. Diese wird meist durch einen Quarzoszillator erzeugt. Damit sich die Welle nun ausbreiten kann, benötigt sie eine Antenne, von welcher sie sich ablösen kann.[WHT<sup>+</sup>][Wer10] Um sich jedoch von einer Antenne zu lösen, muss die Wellenlänge ( $\lambda$ - 2.2) der elektromagnetischen Welle in die Größenordnung der Antennenabmessung kommen. Da ein Ton von 300Hz jedoch nach Formel 2.2 eine immens lange Antenne benötigen würde, muss mit Alternativen gearbeitet werden. Hieraus entsteht also die Bedingung, eine geeignete Trägerfrequenz zu bestimmen, um jener dann die zu versendende Information aufzumodulieren.[Heu18][Höh13]

### 2.2.2 Trägermodulation und Konstellationsdiagramm

In Kapitel 2.2.1 wurden die Struktur und die Komponenten näher ausgeführt, welche ein Übertragungssystem besitzt. Zudem wurden elektromagnetische Wellen erklärt und die Bedeutung einer hochfrequenten Trägerfrequenz verdeutlicht. Hier soll nun die Funktionsweise eines solchen Vorhabens ausgeführt werden.

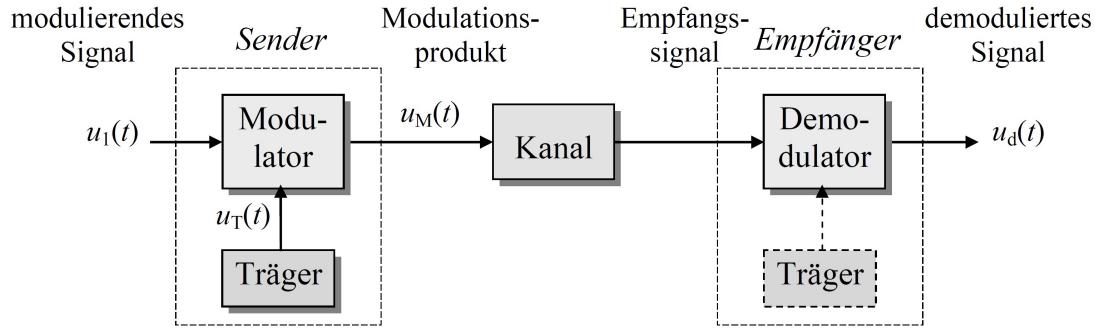


Abbildung 2.6: Blockschaltbild einer Übertragung mit Trägermodulation  
[Wer10]

Liegt nun also ein Signal im Basisband vor, wobei es sich beispielsweise um ein Audiosignal als elektrische Spannung am Ausgang eines Mikrofons handeln könnte, wird es normalerweise in einen höheren Frequenzbereich verschoben um über eine größere Entfernung übertragen zu werden. Radio-Rundfunk liefert ein Beispiel für eine solche Trägermodulation. Hierbei macht man sich die drei variablen Parameter eines sinusförmigen Trägersignals zu eigen. Dabei handelt es sich um die Frequenz, Amplitude und Phase eines jenen. In Abhängigkeit der benutzten Verfahren spricht man von Amplitudenmodulation (AM), Frequenzmodulation (FM) oder Phasenmodulation (PM). [Wer10] Diese Theorie der Trägermodulation soll nun am Beispiel eines AM-Signals und eines FM-Signals veranschaulicht werden.

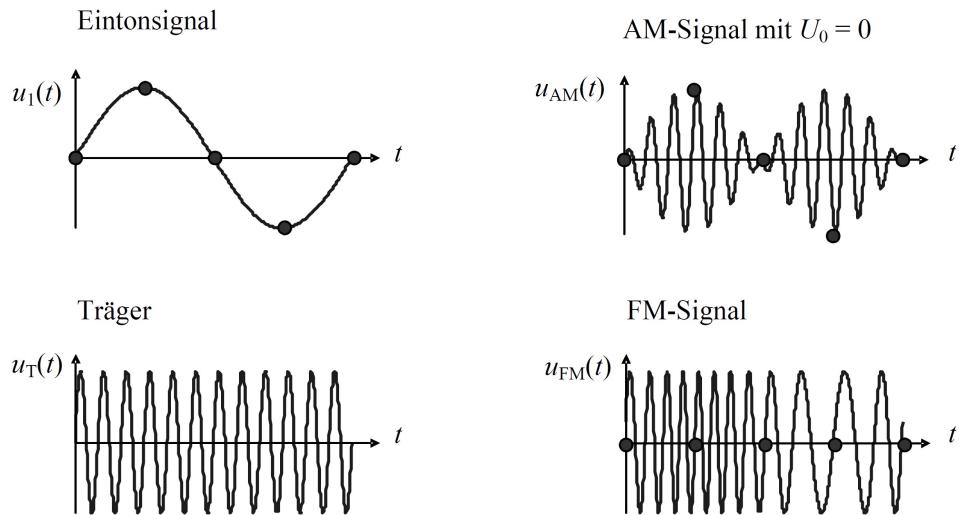


Abbildung 2.7: AM- und FM-Modulation eines Sinusträgers mit einem Eintonsignal  
[Wer10]

Hierbei wird ein analoges Ausgangssignal verwendet. Es findet also keine Wandlung in ein digitales Signal statt. Bei der AM die sinusförmige Trägerfrequenz mithilfe eines Mischers auf das Signal multipliziert. Dabei gibt das Eintonsignal, wie in Abbildung 2.7 die Amplitude der hochfrequenten Trägerfrequenz vor und bildet somit die Einhüllende Kur-

ve. Durch diesen Vorgang erlangt das Signal eine adäquate Frequenz zur Ablösung einer Antenne.[Klo01][Heu18]

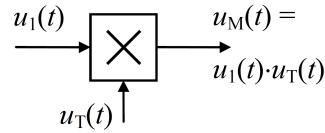


Abbildung 2.8: Trägermultiplikation bei AM  
[Wer10]

Bei Frequenzmodulation wiederum liegt die Information in der Frequenz und nicht in der Amplitude. Abbildung 2.7 illustriert dies. Beim frequenzmodulierten Signal ändert sich nämlich lediglich die Trägerfrequenz, wodurch diese Art von Modulation Störungen gegenüber deutlich resistenter ist, da keine so starke Amplitudenschwankungen auftreten.[Höh13]

Zur Vertiefung des Basiswissen werden nun noch digitale Modulationsarten erläutert. Hierbei wird auch mit der Variation von Frequenz, Amplitude und Phase gearbeitet. Diese drei Grundmodulationsarten sind in ihrer zweiwertigen Form in Darstellung 2.9 veranschaulicht.

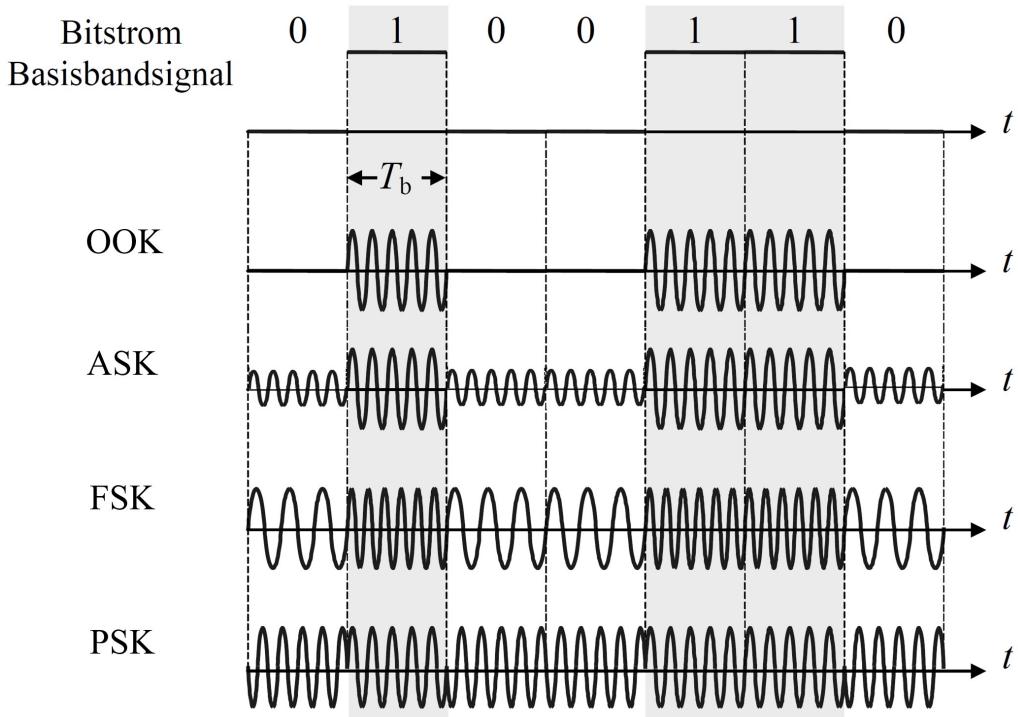


Abbildung 2.9: Binäre Übertragung mit Sinusträger  
[Wer10][01]

Hierbei wurde noch eine weitere Version der AM-Modulation illustriert. Diese nennt sich On-Off-Keying (OOK) und hat bei der Übertragung einer 1 eine Amplitude und wird jedoch bei der Übertragung einer 0 auf Null gesetzt. Da unter diesen Voraussetzungen nicht ermittelt werden kann wann die Übertragung endet, wird hier ein Zwischenwert mit

z.B. halber Amplitude zum Senden einer 0 verwendet. Die übertragenen Bit werden hierbei auch Symbole genannt. Modernere Kommunikationssysteme verwenden mittlerweile jedoch Modulationsarten die es ermöglichen mehrere Bits pro Symbol zu übertragen. Bei zwei Bit werden hierbei vier Zustände benötigt. Daraus entstehen dann Erweiterungen der genannten Modulationsarten, welche 4-Amplitude-Shift Keying (ASK) 4-Frequency-Shift Keying (FSK) und 4-Phase-Shift Keying (PSK) bezeichnet werden. Oft wird die Ziffer Vier auch mit dem Buchstaben Q für Quadratur ersetzt.[WHT<sup>+</sup>][But13] Bei einer QAM wird beispielsweise eine Kombination zweier Modulationsarten verwendet. Dabei werden sowohl die Amplituden- als auch Phasenmanipulation benutzt, um Informationen zu modulieren.

Da im Zuge dieser Abschlussarbeit größtenteils mit einer QAM-Modulation gearbeitet wurde, wird diese näher erläutert. Um jedoch ein besseres Verständnis für den Aufbau einer solchen Modulation zu erlangen, muss der Begriff des Konstellationsdiagramms eingeführt werden. Dies soll am Beispiel einer Quadratur-Phase-Shift Keying (QPSK) veranschaulicht werden. Modulierte Wellen, sind sinusförmig und wie folgt definiert.

$$s_i(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_0 + \varphi_i) \quad (2.3)$$

Dabei steht die Variable  $A$  für eine, bei der QPSK, konstante Amplitude. Die variable  $\varphi_0$  beschreibt zusätzlich die Phase des Referenzsignals. Zudem ergibt sich die in Formel 2.3 genannte Kreisfrequenz  $\omega$  aus:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (2.4)$$

Um die Entfernung der Symbole zu maximieren werden diese bei der QPSK um  $90^\circ$  zueinander verschoben. Tabelle 2.1 gibt Information über die verschiedenen Phasenlagen die von  $i$  angenommen werden können.

Funktion	$\varphi_i$	$\varphi_0$
$s_1(t)$	$0^\circ$	$45^\circ$
$s_2(t)$	$90^\circ$	$45^\circ$
$s_3(t)$	$180^\circ$	$45^\circ$
$s_4(t)$	$270^\circ$	$45^\circ$

Tabelle 2.1: Phasenlagen bei der QPSK

Ein Konstellationsdiagramm illustriert die verschiedenen Symbole, mit Betrag und Phasenlage, im komplexen Raum. Zur Verringerung der Bitfehler wird hier der Gray Code für die Zuordnung von Bits gewählt. Dies hat zu Folge, dass wenn ein Symbol fälschlicherweise dem benachbarten Symbol zugeordnet wird, nur ein Bit fehlerhaft ist. Bei einer Binären Codierung könnte beispielsweise die 00 der 11 zugeordnet werden, wodurch zwei Bitfehler in einem Symbol inkorrekt wären. Die Zahl der Bitänderungen von Symbol zum nächstgelegenen Symbol wird auch Hamming Abstand genannt.[17]

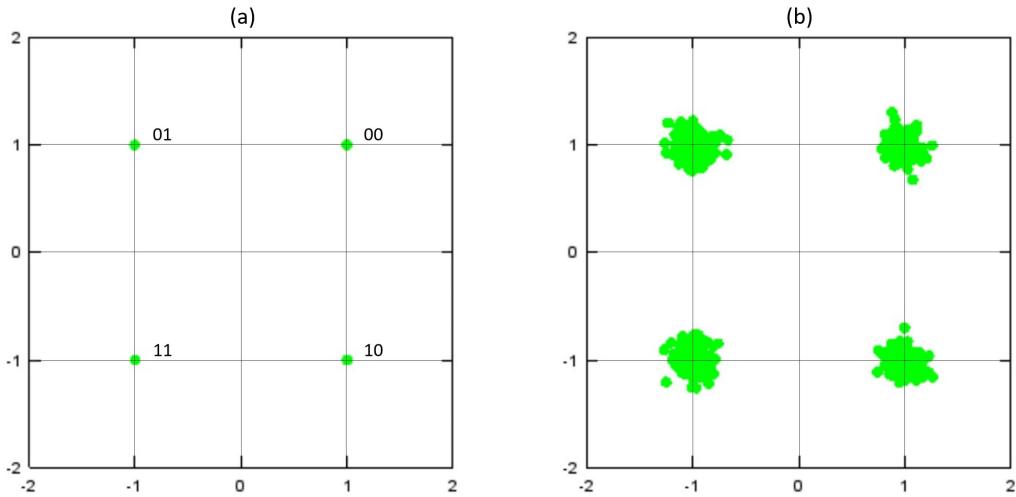


Abbildung 2.10: Konstellationsdiagramm mit  $\varphi_0 = 45^\circ$  im komplexen Raum  
[16]

In Abbildung 2.10 sind zwei Konstellationsdiagramme zu erkennen. Konstellationsdiagramm (a) ist hierbei ein klares rauschfrei empfangenes Signal, (b) hingegen wurde über einen verrauschten Kanal gesendet. Alle empfangenen Symbole häufen sich um die vier Symbolpunkte. Aufgrund des hier nur schwach verrauschten Kanals, können die Symbole noch problemlos zugeordnet werden. Bei einem sehr stark verrauschten Kanal jedoch, wäre diese Entscheidung unmöglich, wie in Abbildung 2.11 zu sehen ist. Daher werden klare Entscheidungsgrenzen definiert, im gegeben Fall sind das die reelle und die imaginären Achse.[18]

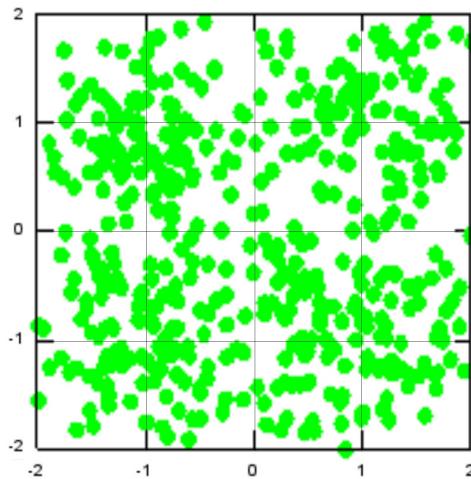


Abbildung 2.11: Konstellationsdiagramm mit  $\varphi_0 = 45^\circ$  mit stark verrauschem Kanal  
[16]

Ein solches Vorgehen ist jedoch bei höherwertigen PSK-Modulationen nicht mehr sinnvoll, da die Symbolabstände immer geringer werden würden und die Übertragung somit störanfälliger wird. Sinnvoller ist es also die QPSK so zu erweitern, dass man in der Wellengleichung nicht nur  $\varphi_i$  variiert, sondern auch die Amplitude  $A$ . Durch diese Erweiterung kann der Bitstrom enorm gesteigert werden. Exemplarisch hierfür sind die in Abbildung 2.12

gezeigten 16-QAM und die 64-QAM welche im Laufe dieser Abschlussarbeit noch Verwendung findet.

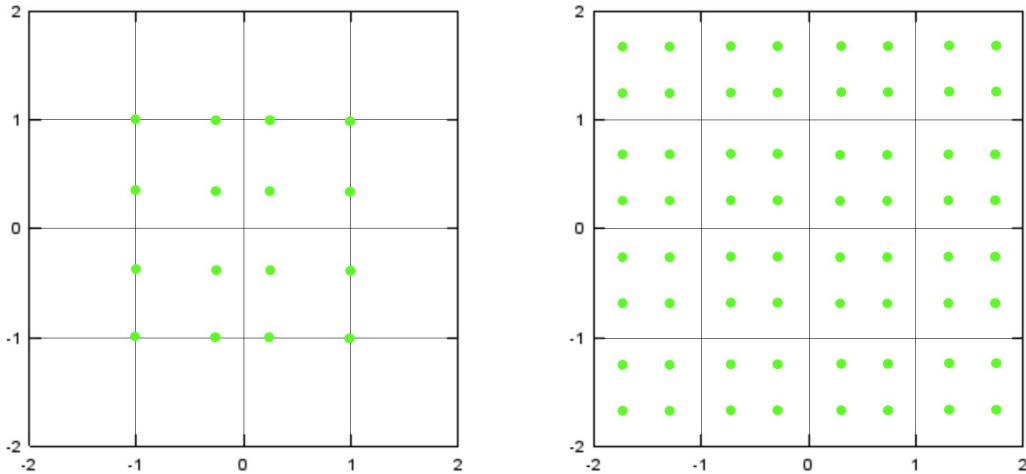


Abbildung 2.12: Konstellationsdiagramme mit 16-QAM und 64-QAM  
[01][16]

### 2.2.3 Orthogonales-Frequenzmultiplexverfahren

Bevor im Verlauf dieses Kapitels das OFDM erläutert wird, muss vorher noch ein weiterer Begriff eingeführt werden. Hierbei handelt es sich um die Bandbreite. Die Bandbreite ist in der Signalverarbeitung eine Kenngröße, welche im Frequenzspektrum die Breite des Intervalls festlegt, in dem die bestimmenden Frequenzanteile eines zu übertragenden Signals liegen. Im vorausgehenden Abschnitt wurden Signale nur im komplexen Basisband betrachtet. Um jedoch Signale drahtlos zu übertragen, müssen diese in Bandpasslage transformiert werden in welcher sie durch obere und untere Grenzfrequenzen charakterisiert werden. Als übliche Kenngröße markiert die 3- dB-Bandbreite die Grenzfrequenz, da das Signal dort weniger als die Hälfte der maximalen Leistung beherbergt.[19] Hierbei wird das Spektrum des zu sendenden Signals sowohl in positiver als auch in negativer Richtung an den Ort Trägerfrequenz verschoben. Die benötigte Bandbreite eines Signals wird durch das Nyquist-Theorem definiert. Dabei steht  $B$  für die Bandbreite und  $f_s$  für die Symbolfrequenz des Signals.

$$B = 2 \cdot f_s \quad (2.5)$$

Die Bandbreite ist in der Kommunikationstechnik außerdem sehr begrenzt weshalb die Optimierung der Bandbreiteneffizienz eine große Rolle spielt. So werden hier möglichst schmalbandige Pulsformungen verwendet um diese Effizienz zu steigern.[WHT<sup>+</sup>] Zudem muss die Bandbreite von beispielsweise dem Netzbetreiber unter sehr vielen Teilnehmern so aufgeteilt werden, dass jeder möglichst störungsfrei nur das empfängt was er Empfangen soll. Um dies zu realisieren wurde der Mehrkanalzugriff entwickelt. Hierbei gibt es einige verschiedene Verfahren 2.2 welche diesen Ansatz verfolgen.

Multiplexverfahren	Definition
Raummultiplexverfahren	Um jeden Sender eine Zone eingerichtet, in der kein anderer Sender auf dergleichen Frequenz sendet. Damit können die benutzten Frequenzen (Kanäle) mehrfach vergeben werden, denn gegenseitige Störungen sind ausgeschlossen. Dieses Verfahren ist jedoch nicht für Mobilfunkanwendungen mit mehreren Teilnehmern im selben Bereich verwendbar.
Zeitmultiplexverfahren	Keine räumliche Trennung der genutzten Bandbreite, sondern eine Trennung der vorhandene Bandbreite in Zeitschlüsse. So wird jedem Teilnehmer ein gewisser Zeitraum zum Senden und Empfangen bereitgestellt. In diesem Zeitraum steht dem Teilnehmer die gesamte Bandbreite des Kanals zur Verfügung, jedoch entstehen bei einer hohen Anzahl von Teilnehmern gezwungenermaßen längere Pausen. Bei einer Echtzeit-Audioübertragung, also einem Telefongespräch, muss der Sender in den Pausen die Daten in einem Buffer abspeichern und Paketweise versenden. Der Empfänger speichert die Daten in einem Buffer, um die Übertragungspausen zu überspielen und dann anhand der empfangenen Pakete in Echtzeit wiederzugeben.
Frequenzmultiplexverfahren	Ein nachrichtentechnisches Multiplexverfahren, bei dem gleichzeitig mehrere Signale auf mehrere Träger verteilt übertragen werden können. Die Träger sind vielen unterschiedlichen Frequenzen zugeordnet, weshalb auch der Begriff Frequenzmultiplex verwendet wird.

Tabelle 2.2: Multiplexverfahren

Allerdings wurde das in Tabelle 2.2 ausgeführte FDMA noch weiterentwickelt und modifiziert. Beim normalen FDMA können die Teilnehmer parallel Daten übertragen, dabei wird die Datenrate jedoch reduziert, da die zur Verfügung stehende Bandbreite kleiner wird und somit zwangsweise die Symbolfrequenz sinkt. Des Weiteren ist in Abbildung 2.13 zu erkennen, dass die Teilbänder nicht direkt nebeneinander positioniert sind. Dementsprechend entstehen Lücken im Spektrum, welche von keinem Teilnehmer belegt werden, wodurch die Bandbreite nicht effizient genutzt wird. Diese Lücken werden auch Sicherheitsband genannt und dienen der Vermeidung von Interkanal-Interferenzen. Diese entstehen, wenn zwei Kanäle zu nahe aneinander positioniert sind und sich deshalb gegenseitig stören. Der Nachteil ist jedoch, dass diese Sicherheitsbänder gleichzeitig auch die genutzte Bandbreite verringern und somit auch den Durchsatz. Zur Optimierung dieses Verfahrens wurde das Orthogonale-Frequenzmultiplexverfahren entwickelt.

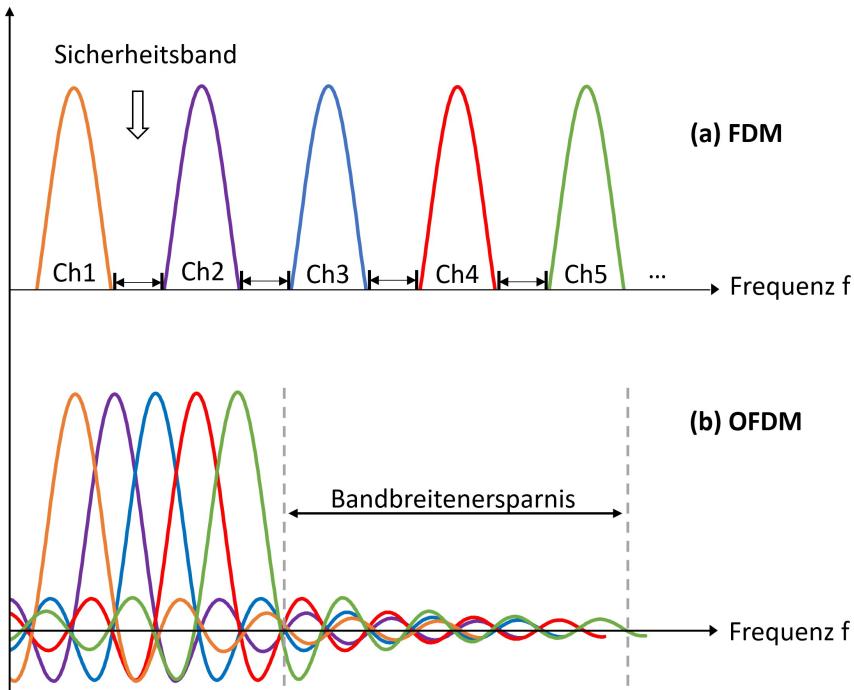


Abbildung 2.13: Spektrale Effizienz des Orthogonalen-Frequenzmultiplexverfahrens  
[01]

Bei diesem Verfahren werden Trägerwellen so angeordnet, dass ein Maximum eines Trägers bei seinen Nachbarträgern jedes Mal auf einem Nulldurchgang liegt. Aus dieser orthogonalen Trägerbeziehung ergibt sich der Name dieses Verfahrens. Zudem wird es nicht nur verwendet, um die Bandbreite für diverse Teilnehmer aufzuspalten, sondern unterteilt entsprechend die einzelnen Teilbänder in viele kleinere Bänder, welche von vielen Teilnehmern genutzt werden können. Datenpakete werden also nicht seriell sondern parallel versendet. Kommt es innerhalb des OFDM-Signalspektrums zu einer schmalbandigen Störung, können die von der Störung betroffenen Träger von der Datenübertragung ausgenommen werden, wodurch die Datenrate nur minimal sinkt. Bei einer QAM die breitbandig mit nur einem Träger übertragen wird, kann dagegen eine schmalbandige Störung im Übertragungskanal die ganze Datenübertragung gefährden. Bei der OFDM wird demnach durch das realisieren schmälerer Bänder die Fehlerwahrscheinlichkeit gesenkt werden. So werden beim OFDM-Verfahren jeweils nur einzelne Träger durch Interferenzen aufgrund von Mehrwegeausbreitung betroffen.

## 2.2.4 Digital Radio Mondiale

Seit Anbeginn des Rundfunks verwenden fast alle Mittelwellen- und Langwellensender die AM zur Übertragung von Audiosignalen. Das Problem hierbei ist, dass das Modulationsschema und die geringe Kanalbandbreite von 10 kHz die Audioqualität einschränken. Deshalb werden in diesen Bändern üblicherweise Sprachsignale übertragen. Ende 2003 veröffentlichte das European Telecommunications Standards Institute (ETSI) die Spezifikation für den digitalen Rundfunk bei 30 MHz unter Verwendung des OFDM Mehrträgerverfahrens. Das System wurde DRM genannt.

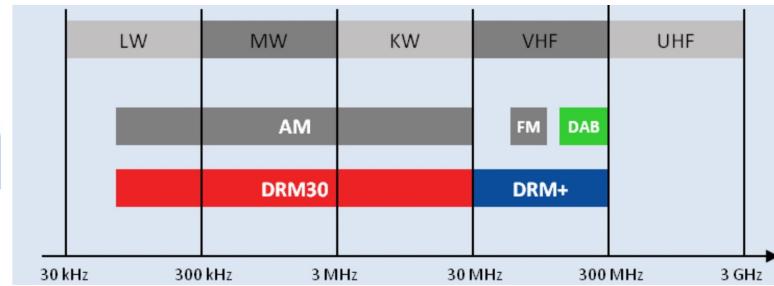


Abbildung 2.14: DRM - Frequenzbereich  
[21]

Bezogen auf die Kanalbandbreite von 10 kHz ist die Datenrate der gestreamten Medien auf etwa 35 kBit/s bei einem Kanal und 72 kBit/s bei Verwendung von zwei Kanälen beschränkt. Obwohl die Bitrate nicht sehr hoch ist, übertrifft die Audioqualität der Streams die Qualität von FM-Mono-Übertragungen bei weitem. Der erweiterte Audio-Codierungsstandard Advanced Audio Coding (AAC) in Kombination mit Spectral Band Replication (SBR) (eine Verlustbehaftete Audiodatenkompression) und parametrischem Stereo bietet hohe Audioqualität bei sehr niedrigen Bitraten (z. B. 22 kBit/s). Und ist so mit ein qualitativ hochwertiger digitaler Ersatz für den derzeitigen analogen Hörfunk in den AM- und FM/Very High Frequency - Ultrakurzwelle (VHF)-Bändern. Eine Übersicht über die Frequenzbänder, in welchen DRM arbeitet, wird in Abbildung 2.14 Dargestellt. Zudem ist die DRM-Übertragungskette durch die drei Kanäle Main Service Channel (MSC), Service Description Channel (SDC) und Fast Access Channel (FAC) gekennzeichnet. Diese werden in Abbildung 2.15 illustriert. [20]

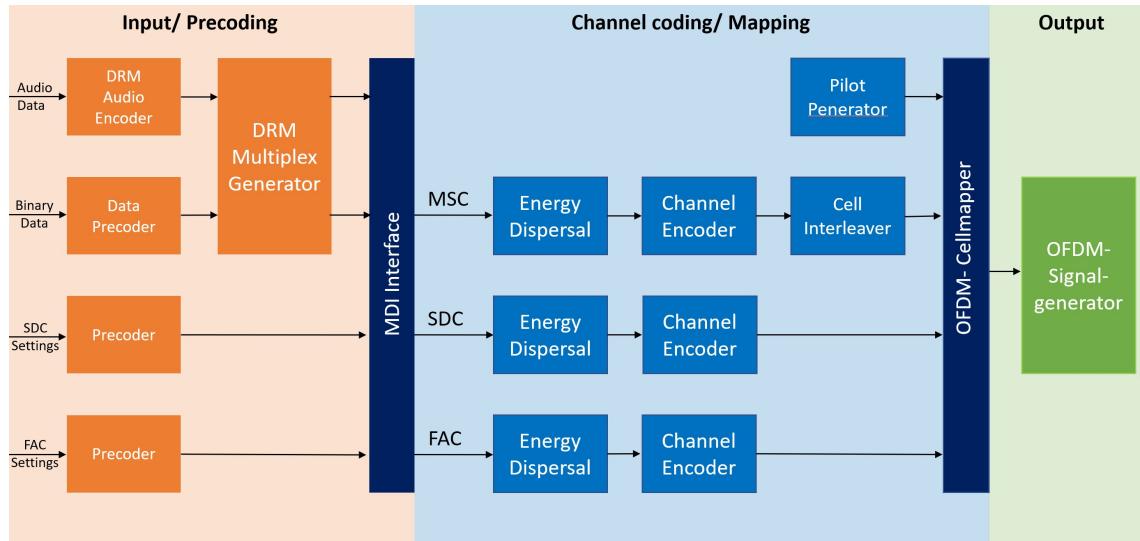


Abbildung 2.15: DRM - Struktur  
[01]

Hierbei wird der Fast Access Channel vom Empfänger verwendet, um Informationen über die OFDM-Signaleigenschaften und die SDC/MSC-Konfiguration zu erhalten. Für

die korrekte Synchronisation und SDC/MSC-Interpretation liest ein Empfänger die Belebung des Spektrums, den Trägerabstand und die QAM-Auflösungsinformationen im FAC-Datenblock. Die feste Coderate von 0,6 und die Verwendung von QAM-Codierung machen den FAC sehr robust gegenüber Fehlern. [20]

Der SDC enthält die für die MSC-Dekodierung benötigten Informationen, wie die Multiplex-Frame-Struktur und weitere Zusatzinformationen. Diese werden in einer sequentiellen Liste von Datenentitäten übertragen. Jeder Daten-Entitätstyp hat eine eindeutige Nummer, welche seine Datenstruktur definiert. Der Channel Encoder verwendet ein Standard-Mapping mit einer Auflösung von 4-PSK oder 16-QAM und einer Gesamtcoderate von 0,5. Ebenso wie der FAC ist auch der SDC mit Unequal Error Protection (UEP)-kodiert und hat keinen hoch geschützten Bestandteil.[20]

Der MSC enthält die eigentlichen Audio- und Datenbits. Dieser kodiert den vom Multiplexer erzeugten Multiplexrahmen und verwendet, je nach Wahl des Users, entweder eine 16- oder 64-QAM mit verschiedenen Mapping-Schemata. Man kann zwischen Standard-Mapping, symmetrisch-hierarchischem oder gemischt-hierarchischem Mapping wählen, wobei nur das Standard-Mapping 16 QAM zulässt. Bei hierarchischer Modulation wird jedes Bit eines hierarchischen Multiplexrahmens auf einen komplexen Zellenquadranten abgebildet, was bei zu hoher Fehlerrate eine 4-QAM-Dekodierung der MSC-Zellen ermöglicht. Um das MSC noch fehlerresistenter zu machen, ist es möglich, UEP zu verwenden und den Multiplex-Rahmen in einen höher oder niedriger geschützten Datenteil aufzuteilen. Normalerweise wird der höher geschützte Teil mit einer höheren Coderate kodiert, was zu mehr Redundanz führt und somit die Wahrscheinlichkeit von Bitfehlern in schlechten Übertragungsszenarien verringert. Ein sogenanntes Cell-Interleaving von entweder 2s (lang) oder 400ms (kurz) schützt die MSC-Daten zusätzlich vor Fehlerbursts. [20]

Das Multiplex Distribution Interface (MDI)-Interface ermöglicht eine räumlich entfernte Verbindung zwischen dem DRM-Inhaltsserver und dem Basisbandmodulator (MDI-Empfänger) über Ethernet. Daher kann das analoge Basisbandsignal sehr nah am Sender erzeugt werden und es besteht keine Notwendigkeit für Hochfrequenz (HF)-Verbindungen über große Entfernung, die dem Ausgangssignal viel Rauschen hinzufügen könnten.[20][21] Um eine solche Struktur aufzubauen und DRM zu übertragen, wurde ein Programm namens Dream DRM verwendet. Dieses wird im weiteren Verlauf dieser Abschlussarbeit noch näher erläutert.

## 2.3 Hardwarekomponenten

Im letzten Kapitel wurden grundlegende Bestandteile einer digitalen Signalmodulation erörtert. Nun sollen relevante Bauteile eines VLC-Senders dargestellt und näher erläutert werden. Hierbei handelt es sich nun um jene Komponenten, welche als Sender und Kanal in Abbildung 2.4 charakterisiert wurden. Diese Hardwarekomponenten sind essenziell, um sowohl die analoge Signalverarbeitung, also auch die Datenübertragung mittels dem optischen Kanal zu ermöglichen. Es werden im Folgenden also verschiedene Bauteile und deren Bedeutung im Kontext zu dieser Abschlussarbeit verdeutlicht.

### 2.3.1 Leuchtdiode

Eine Light Emitting Diode (LED) ist ein Licht-emittierendes Halbleiter-Bauelement mit einem pn-Übergang. Ihre elektrischen Eigenschaften stimmen mit der einer Standard Diode überein, wodurch sie in nur eine Richtung leitend ist und in die entgegengesetzte Stromrichtung sperrt. Wenn durch einen eingekoppelten elektrischen Strom die LED in Durchlassrichtung betrieben wird, findet eine Lichtemission statt.[Sla]

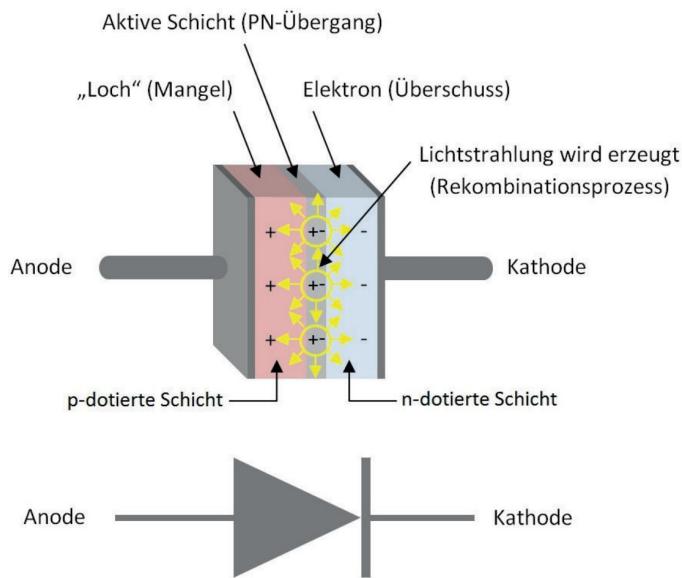


Abbildung 2.16: Strahlungserzeugung in der LED am pn-Übergang  
[Sla]

Der Grundsatz der Lichterzeugung in einer LED beruht auf einem Halbleiterkristall, der durch das Einbringen von Fremdatomen so dotiert ist, dass in der Diode zwei Gebiete entstehen. In einem Gebiet entsteht ein Elektronenüberschuss und in dem anderen Gebiet entstehen Löcher. Durch das Injizieren von Elektronen aus der positiv dotierten Seite in die Sperrsicht rekombinieren sich Löcher und Elektronen, wodurch Energie in Form von Licht abgegeben wird.[Sla] Die Farbe hängt dabei vom Halbleitermaterial und der genauen Dotierung ab. Zudem ist dieser Rekombinationsprozess stark temperaturabhängig.[HMGK18] Dies wird in einem noch folgenden Kapitel näher erläutert.

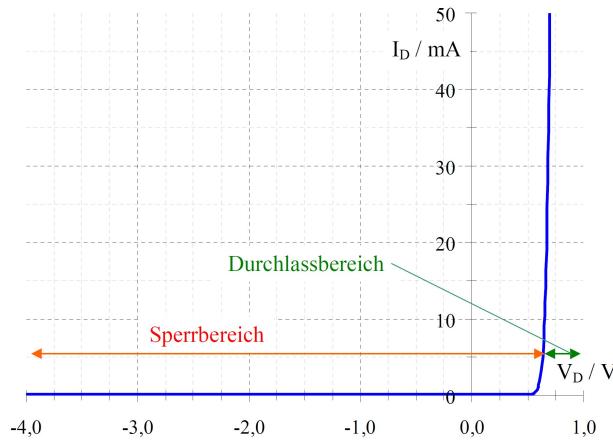


Abbildung 2.17: Diodenkennlinie  
[13]

In der Abbildung 2.17 ist die Strom-/Spannungskennlinie einer Diode in Durchlassrichtung dargestellt. Die Kennlinie einer LED hat den selben Verlauf, jedoch ist die Durchlassspannung je nach gewählter Farbe nicht bei ca. 0.7V sondern bei bis zu 4V bei einer blauen LED.[13]

Farbe	Wellenlänge $\lambda$ in nm	Flussspannung $V_{D0}$ in Volt	Werkstoff
Infrarot	$\lambda > 760$	$V_{D0} < 1,9$	Galliumarsenid (GaAs) Aluminiumgalliumarsenid (AlGaAs)
■ Rot	$610 < \lambda < 760$	$1,63 < V_{D0} < 2,03$	Aluminiumgalliumarsenid (AlGaAs) Galliumarsenidphosphid (GaAsP) Aluminiumgalliumindiumphosphid (AlGaInP) Galliumphosphid (GaP)
■ Orange	$590 < \lambda < 610$	$2,03 < V_{D0} < 2,10$	Galliumarsenidphosphid (GaAsP) Aluminiumgalliumindiumphosphid (AlGaInP) Galliumphosphid (GaP)
■ Gelb	$570 < \lambda < 590$	$2,1 < V_{D0} < 2,18$	Galliumarsenidphosphid (GaAsP) Aluminiumgalliumindiumphosphid (AlGaInP) Galliumphosphid (GaP)
■ Grün	$500 < \lambda < 570$	$2,18 < V_{D0} < 2,48$	Indiumgalliumnitrid (InGaN) Galliumnitrid (GaN) Galliumphosphid (GaP) Aluminiumgalliumindiumphosphid (AlGaInP) Aluminiumgalliumphosphid (AlGaP)
■ Blau	$450 < \lambda < 500$	$2,48 < V_{D0} < 3,7$	Zinkselenid (ZnSe) Indiumgalliumnitrid (InGaN) Siliziumkarbid (SiC)
■ Violett	$400 < \lambda < 450$	$2,76 < V_{D0} < 4,0$	Indiumgalliumnitrid (InGaN)
Ultraviolett	$230 < \lambda < 400$	$3,1 < V_{D0} < 4,4$	Aluminiumnitrid (AlN) Aluminiumgalliumnitrid (AlGaN) Aluminiumgalliumindiumnitrid (AlGaInN)

Abbildung 2.18: Flussspannungen von LEDs verschiedener Farben  
[13]

Wie in Abbildung 2.17 illustriert ist, ändert sich die Spannung in ihrem Verlauf ab einem gewissen Punkt nur noch minimal. Das bedeutet, dass sich ab einer gewissen angeleg-

ten Spannung lediglich der Strom noch weiter erhöhen kann. Da die Leuchttintensität der LED von dieser Höhe des Stromdurchflusses abhängt, führt dies zu der Betrachtung, den durchfließenden Strom statt der angelegten Spannung zu regulieren. Stellt man nun den durch die LED fließenden Strom mit der Ausgangsleistung ins Verhältnis, ergibt sich ein Zusammenhang wie ihn Abbildung 2.19 zeigt.

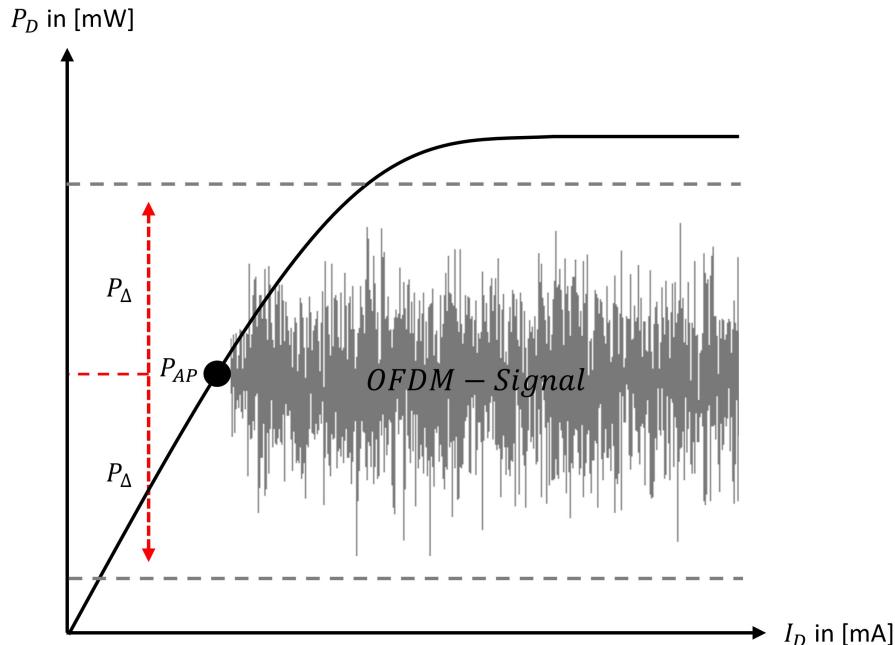


Abbildung 2.19: Kennlinie einer Diode – Lichtleistung zu fließendem Strom [01]

An dieser Stelle wird verdeutlicht, dass es zwei außerordentlich nicht-lineare Abschnitte in der Kennlinie gibt, welche sich durch ihre stark nicht-linearen Eigenschaften keineswegs zur Datenübertragung eignen. Zwischen diesen Bereichen, um die etwa mittlere Lichtleistung, gibt es jedoch einen linearen Bereich, welcher sich ausgezeichnet für die Übertragung von Daten eignet. Dies bedeutet, dass die LED auf einem festen Arbeitspunkt (AP) betrieben werden muss. Dieser Arbeitspunkt liefert der Diode einen immensen Aktionsradius, wodurch eine maximale Aussteuerung der Amplitude des Signals und somit eine verbesserte Konstellation zur Signalübertragung gewährleistet wird. [KA19]

### 2.3.2 Operationsverstärker

„Im Grunde besteht kein Unterschied zwischen einem normalen Verstärker und einem Operationsverstärker. Beide dienen dazu, Spannungen bzw. Ströme zu verstärken. Während die Eigenschaften eines normalen Verstärkers jedoch durch seinen inneren Aufbau vorgegeben sind, ist ein Operationsverstärker so beschaffen, dass seine Wirkungsweise überwiegend durch eine äußere Gegenkopplungs-Beschaltung bestimmt werden kann. Um dies zu ermöglichen, werden Operationsverstärker als gleichspannungsgekoppelte Verstärker mit hoher Verstärkung ausgeführt. Damit keine zusätzlichen Maßnahmen zur Arbeitspunkteinstellung erforderlich werden, verlangt man ein Eingangs- und Ausgangsrührpotential von 0V.“

Deshalb sind in der Regel zwei Betriebsspannungsquellen erforderlich: eine positive und eine negative.“([TSG08],S.491)

Ein Operationsverstärker (OP) kann also mit einem Differenzverstärker von theoretisch unendlicher Verstärkung verglichen werden. Diese bezeichnet man als Leerlaufverstärkung. Schließlich führt das dazu, dass eine Gesamtverstärkung der Schaltung von einer zusätzlichen externen Verdrahtung abhängt. Diese wird von einem rückgekoppelten Netzwerk hergestellt und nennt sich Schleifenverstärkung.[Lut12]

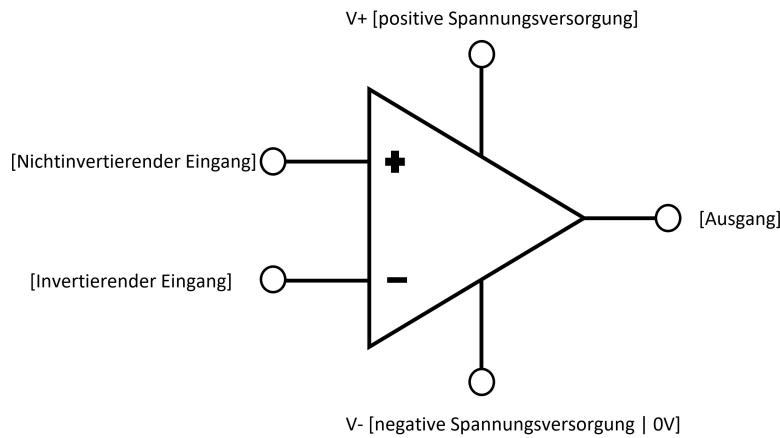


Abbildung 2.20: Operationsverstärker Anschlusschema  
[01]

Sie werden im Allgemeinen in Form einer integrierten Schaltung (Integrated Circuit (IC)) hergestellt, da die in dem Datenblatt eines Operationsverstärkers angegebenen Werte ausreichend beschrieben werden. Zudem verfügt der OP über einen invertierenden (-) und nicht-invertierenden (+) Eingang.[Fed17] Daraus können zwei der OP-Grundschaltungen extrahiert werden. Um das Verhältnis zwischen der Ausgangsspannung  $U_a$  und der Eingangsspannung  $U_e$  zu berechnen werden häufig die Parameter A und G verwendet.[TSG08]

$$A = \frac{U_a}{U_e} \quad (2.6)$$

Außerdem haben OPs einen unendlich großen Eingangswiderstand und einen sehr geringen Ausgangswiderstand. Das Ruhepotential zwischen dem invertierenden und nicht-invertierenden Eingang ist beinahe Null, weshalb zwischen beiden Eingängen keine Spannung abfällt.[TSG08] Zudem fließt kein Steuerstrom, d.h. es fließt kein Strom in die Eingänge des OP, da es einen unendlichen Eingangswiderstand besitzt.[Fed17]

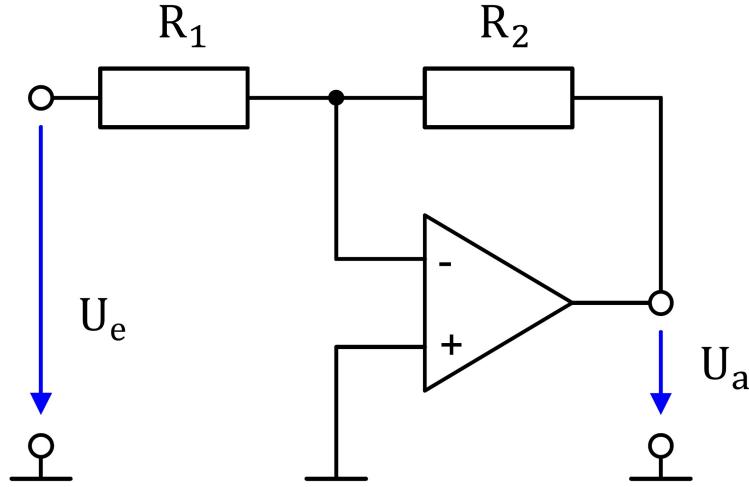


Abbildung 2.21: Invertierender Operationsverstärker  
[01]

Abbildung 2.21 zeigt die klassische Schaltung eines invertierenden Operationsverstärkers mit Rückkopplungszweig. Dieser definiert über den Widerstand  $R_2$  die Schleifenverstärkung, indem auf den invertierten Eingang ein Teil des Ausgangssignals zurückgeführt wird. Bei einem steigenden Ausgangssignal wird so dem steigenden Eingangssignal entgegengewirkt. Dies gewährleistet, dass das Ausgangssignal nicht unendlich verstärkt werden kann. Der invertierende Eingang wird mit Masse verbunden. Zuletzt wird hier die Spannungsverstärkung  $A$  der invertierenden Grundschaltung über den Rückkopplungspfad bestimmt. Diese ergibt sich hier also zu:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.7)$$

und das negative Vorzeichen bedeutet, dass hier eine Phasendrehung des Signals um  $180^\circ$  stattgefunden hat. Der invertierende Verstärker besitzt zudem die Fähigkeit Signale zu dämpfen. Daher wird er häufig für Filterschaltungen und messtechnische Zwecke benutzt.

Die folgende Abbildung 2.21 illustriert den nicht-invertierenden Operationsverstärker in seiner Grundschaltung. Die Spannungsverstärkung berechnet sich anhand der Spannungsversteiler Beziehung

$$U_a = U_e \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = U_e \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.8)$$

daraus ergibt sich dann

$$A = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.9)$$

Wegen seines kleinen Ausgangs- und großen Eingangswiderstandes eignet sich diese OP-Schaltung sehr gut als Wechselspannungsverstärker und Impedanzwandler. Die Übertaugungskennlinie ist in Abbildung 2.23 dargestellt.

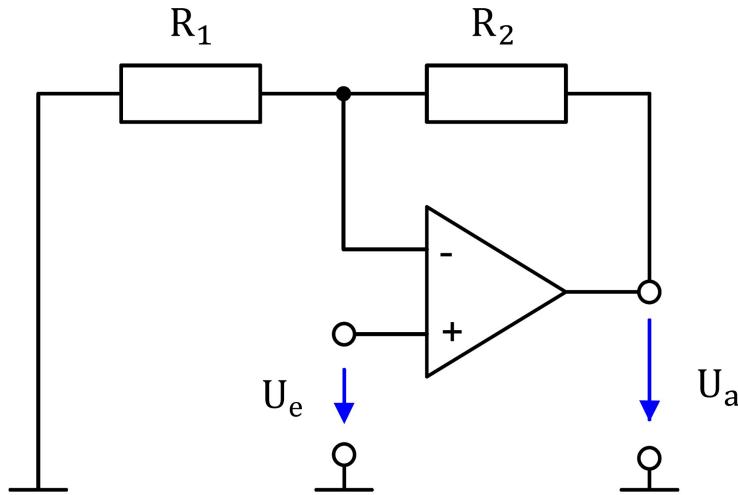


Abbildung 2.22: Nichtinvertierender Operationsverstärker  
[01]

Es zeigt auch die maximale Aussteuerbarkeit am Ausgang der OPs, welche innerhalb  $V - < U_a < V +$  liegt. Werden entweder positive oder negative Grenzen erreicht, kann  $U_a$  nicht weiter ansteigen. Dieser Zustand nennt sich Übersteuerung. Die klassischen Aussteuergrenzen liegen in etwa 1V unter der Versorgungsspannung.[Fed17] Eine Ausnahme hierzu sind Rail-to-Rail Verstärker.

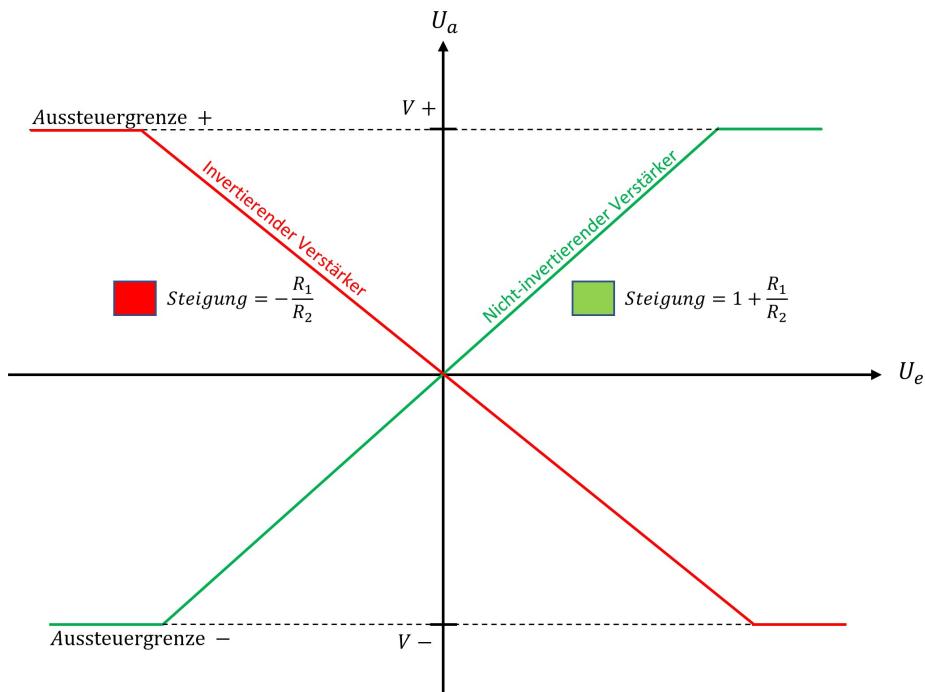


Abbildung 2.23: Operationsverstärker  
[01]

### 2.3.3 Feldeffekttransistor

Die am häufigsten eingesetzten Leistungsschutzschalter im Spannungsbereich bis etwa 250V sind Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (MOSFET).[07] Hierbei handelt es sich um eine Sonderform der Transistoren, welche auch unipolare Transistoren genannt werden. Sie besitzen einen Kanal aus Halbleitermaterial, auf dem horizontal zur Stromrichtung ein elektrisches Feld entsteht, welches den Querschnitt des Kanals verändert. Damit wird der Stromfluss durch das Bauteil geregelt. Im einem MOSFET steuert eine Spannung den Strom. Es gibt vier Grundbaufomren von MOSFET. Einen Negativ-Metall-Oxid-Halbleiter (NMOS) und einen Positiv-Metall-Oxid-Halbleiter (PMOS) Typus und davon jeweils eine selbstsperrende und eine selbst leitende Variante. Im Anwendungsfall dieser Abschlussarbeit wird ein NMOS verwendet.[HMGK18]

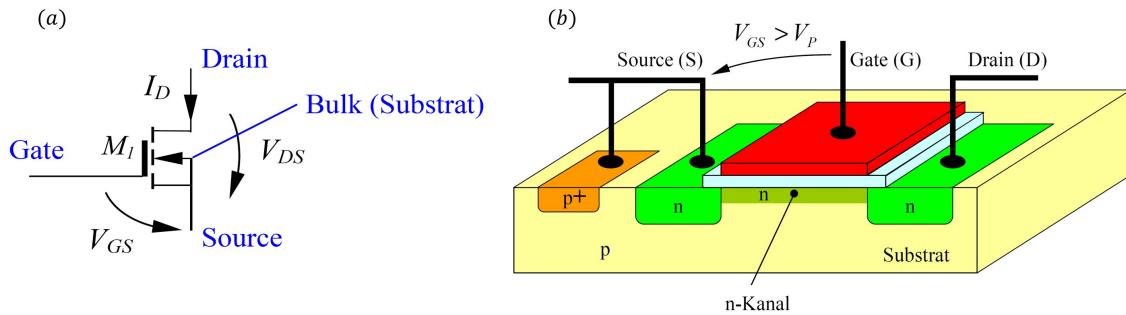


Abbildung 2.24: NMOS Feldeffektransistor  
[13]

In Abbildung 2.24 ist unter (a) das Schaltsymbol, sowie Spannungs- und Strombepfeilung eines NMOS aufgeführt. Unter (b) ist der NMOS nach anlegen einer Spannung zu sehen. Dabei ist zu observieren, dass sich unter dem Gate der n-Kanal gebildet hat.

### 2.3.4 Digital Potentiometer

Um den Strom durch die LED digital zu regulieren und demgemäß die Helligkeit der LED für die Datenübertragung zu variieren, wird ein Digitalpotentiometer benötigt. Hierfür wurde der IC MCP42010 in der  $10k\Omega$ -Variante mit 2 Kanälen ausgewählt. Dieses Digitalpotentiometer kann über ein Serial Peripheral Interface (SPI) mittels eines Arduino angesteuert werden, um dessen Widerstandswert in 256 Schritten zu verändern. Dies ermöglicht eine Variation des Widerstandes in einem Bereich zwischen  $52\Omega$  (00h) und  $10k\Omega$  (FFh) in 39Ω Schritten. Die vom IC vorgeschriebene Versorgungsspannung von 5V stellt der Spannungsversorgungspin des Arduino bereit. Außerdem kann dem Datenblatt des ICs die Information entnommen werden, dass dessen Eingangsspannungsbereich an den Widerstandeingängen maximal zwischen -0.5V und 6V liegen darf. Da der IC in dieser Schaltung mit 5V betrieben wird, dürfen die Widerstandeingänge mit einer Spannung von maximal -0.6V bis 6V belastet werden. Das ist ein äußerst wichtiges Kriterium für die Auslegung der Schaltung, da hier über die Grenzen der maximalen Amplitude entschieden werden muss, um unerwünschten Nebeneffekten vorzubeugen.

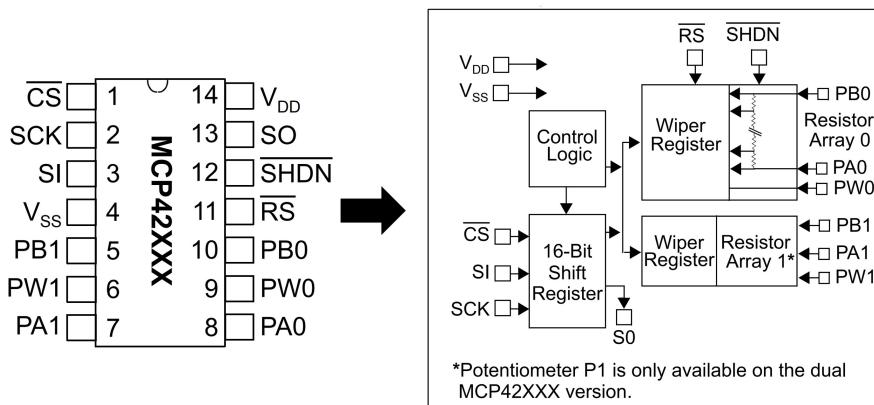


Abbildung 2.25: Aufbau des MCP42010  
[MCP03]

Die Funktion der einzelnen Pins und wie man den IC mit dem Arduino verbindet, wird in nachfolgender Tabelle 2.3 beschrieben.

Aufgrund des Anwendungsfalls in dieser Thesis, werden Pin 11 und Pin 12 des MCP42010 nicht benötigt und aus diesem Grund nicht am Arduino angeschlossen.

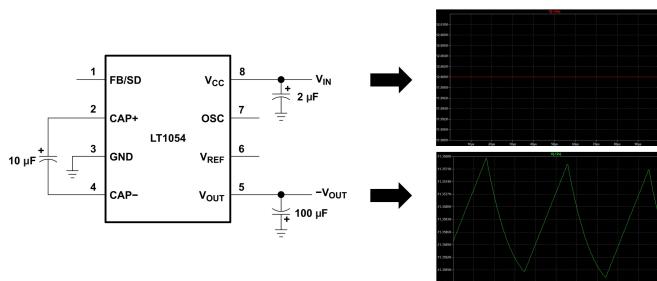
### 2.3.5 DC/DC Spannungswandler

Ein Gleichspannungswandler, oder auch DC-DC-Wandler, wandelt eine der Schaltung zugeführte Eingangsgleichspannung in eine geregelte Ausgangsgleichspannung, welche ein anderes Spannungsniveau als die Eingangsspannung aufweist. Diese kann beispielsweise niedriger, höher oder auch invertiert sein. Da die zu übertragenden Daten am Ausgang der Soundkarte als reine Wechselspannung anliegen, wird eine negative Spannungsquelle für die vorhandenen Operationsverstärker benötigt, um kein Risiko auf Datenverluste einzugehen. Gleichspannungswandler werden grundsätzlich immer dort eingesetzt, wo die

Pin Nr.	Name	Funktion	Arduino Pin Nr.
1	$\overline{CS}$	Chip Select	10
2	SCK	Serial Clock	13
3	SI	Serial Data Input	11
4	$V_{SS}$	Ground	Ground
5	PB1	Terminal B Connection For Pot 1	X
6	PW1	Wiper Connection For Pot 1	OP-1 Minus
7	PA1	Terminal A Connection For Pot 1	OP-1 Out
8	PA0	Terminal A Connection For Pot 0	5V
9	PW0	Wiper Connection For Pot 0	OP-2 Offset
10	PB0	Terminal B Connection For Pot 0	Ground
11	$\overline{RS}$	Reset Input	X
12	$\overline{SHDN}$	Shutdown Input	X
13	SO	Data Out for Daisy-Chaining	X
14	$V_{DD}$	Power	5V

Tabelle 2.3: Anschlussinformation und Pinbelegung des MCP42010

zu Verfügung stehende Eingangsspannung nicht zur Versorgung der im Schaltkreis folgenden elektronischen Bauteile passt.[AbcderPowerModuleGrundlagen.pdf] Aufgrund der Unkonventionalität, sowohl eine negative als auch eine positive Spannungsquelle simultan an die Platine anzuschließen, wandelt der DC/DC-Spannungswandler diese negative Spannung direkt auf der Platine um. Der LT1054 wird auch "negative voltage generator" genannt. Das ist ein Bauteil, welches eine negative Ausgangsspannung erzeugt. Diese ist proportional zur Eingangsspannung  $V_{CC}$ . Zum Nutzen dieses Bauteils als einfachen DC-DC-Wandler mit invertierender Funktion muss es laut Datenblatt an den Ausgängen mit zusätzlichen Kondensatoren beschalten werden. Aufgrund dessen, dass der DC-DC-Wandler mit negativen Spannungen arbeitet, ist es signifikant, im Falle der Nutzung von Elektrolytkondensatoren, auf die Polung der Kondensatoren zu achten. Jene sind unidirektional, was in Abbildung 2.26 illustriert ist. Zusätzlich ist zu erkennen, dass am negativen Ausgang des DC-DC-Wandlers nicht genau -12V anliegen sondern etwa -11.35V. Dies ist auf den Wirkungsgrad des DC-DC-Wandlers zurückzuführen und ist unter - Voltage Loss - im Datenblatt zu finden.

Abbildung 2.26: Beschaltung und erzeugte Spannung des LT1054  
[01]+Datenblatt

Der Spannungswandler arbeitet außerdem intern für die Invertierung mit einer Nennfrequenz von 25kHz. Da die zu übertragenden Daten auch nahe diesem Bereich liegen, empfiehlt es sich, den Pfad der Signalverarbeitung und den der Spannungsinvertierung auf der Platine möglichst weit auseinander zu platzieren, um möglichen parasitären Störungen vorzubeugen.

### 2.3.6 Arduino UNO V3

Die Arduino-Plattform besteht prinzipiell aus der auf C und C++ basierenden Entwicklungsumgebung und der zu programmierenden Hardware[02]. Vorteilhaft ist hier die gute Dokumentation und eine große Menge an Bibliotheken zum Einbinden externer Hardwaredatenblätter. Ein zusätzlicher Vorteil der Plattform liegt in ihrer Quelloffenheit. Alle zugehörigen Komponenten sind demnach 'Open Source'. Das hat zur Folge, dass Codes der Bibliotheken und des Bootloaders frei zur Verfügung stehen und nach Belieben verändert werden können. Auch die Architektur der Hardware ist offen gelegt, weshalb Hersteller eigene kompatible Boards konstruieren und verkaufen können. Durch die Unabhängigkeit von Programmierer und Hersteller entsteht eine erschwingliche Hardware, welche bezüglich der Quelloffenheit ohne Einschränkungen programmiert werden kann.[10 - Evans, Beginning Arduino Programming. Apress, 2011, ISBN: 978-1-4302-3777-8] Diese eignet sich hervorragend zur Funktionsprogrammierung von ansteuerbaren Komponenten im analogen Signalverarbeitungspfad.

## 2.4 Softwaretools

### 2.4.1 LT-Spice

LT-Spice ist eine SPICE-basierte Computersoftware zur Simulation analoger, elektronischer Schaltungen. Diese wurde vom Halbleiterhersteller Analog Devices (ursprünglich von Linear Technology) entwickelt. Es ist die am weitesten verbreitete und verwendete SPICE-Software in der Elektro-Simulationsbranche. Obwohl es sich um freie Software handelt, ist LT-Spice nicht künstlich eingeschränkt, um seine Funktionalität einzuschränken.[03] Diese Simulationssoftware wurde im Rahmen dieser Arbeit zur Erprobung und Simulation des analogen Signalverarbeitungsschaltkreises verwendet.

### 2.4.2 EAGLE

EAGLE ist eine Software zum Designen und Erstellen von Leiterplattenlayouts. Die Software verfügt über einen Schaltplan- und einen Layouteditor, sowie über eine sehr umfassende Bibliothek an Bauteilen, welche sehr unkompliziert und individuell erweiterbar ist.[05][06]

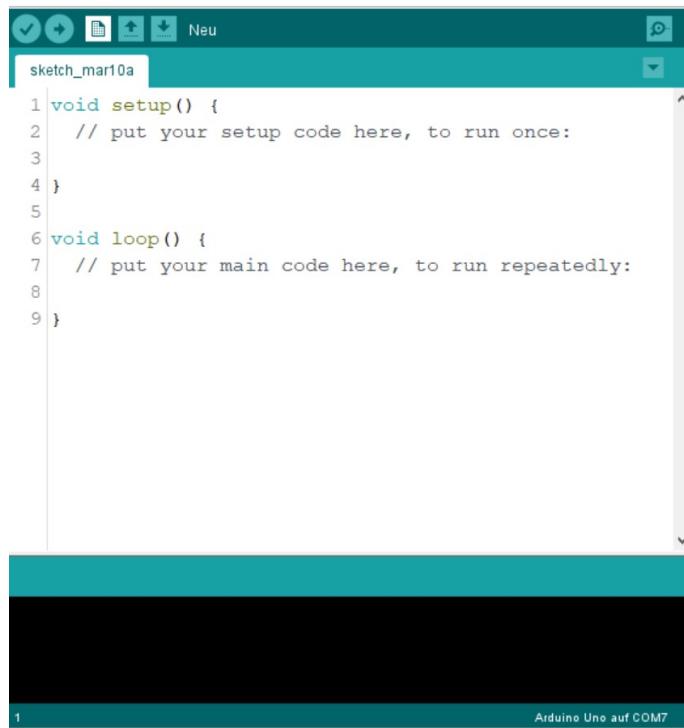
Signifikant für die Dimensionierung des Platinenlayouts ist Tabelle 2.4. Hier werden die verschiedenen Leiterbahnbreiten und Leiterbahnabstände dargestellt, welche für ein funktionierendes Platinenlayout unabdingbar sind.

Spannung [V]	Max. Strombelastung [A]	Leiterbahnbreite [mil]	Leiterbahnabstand[mil]
5	0.6	6	8
10	0.8	8	13
30	2.0	20	30
150	2.7	30	50
230	3.5	50	100

Tabelle 2.4: Richtlinien zu Leiterbahnbreite und Leiterbahnabständen

### 2.4.3 Arduino IDE

Die Sprachen, welche in der Entwicklungsumgebung genutzt werden sind C und in kleineren Umfängen auch C++. In den Standardbibliotheken der Entwicklungsumgebung sind die für die Programmierung erheblichsten Funktionen zusammengefasst. Um weitere Funktionen zu nutzen, können dementsprechend zusätzliche Bibliotheken eingebunden werden. Der Editor mit integriertem Compiler ist ein weiterer Bestandteil des Integrated Developer Environment (IDE). In diesem wird der Code geschrieben, kompiliert und auf das Board überspielt. User benötigen also nur eine Software, um ihre Mikrocontroller in vollen Umfängen nutzen zu können. Dieses IDE bietet außerdem die Möglichkeit, Bibliotheken oder gar Programmbeispiele herunterzuladen.[?]

Abbildung 2.27: Arduino IDE  
[01]

Arduino-Programme basieren immer auf einem einheitlichen Grundaufbau. In Abb. ist dieser zu erkennen. Es sind zwei Funktionen namens `setup()` und `loop()` deklariert. `Setup()`

wird einmalig zu Beginn des Programms aufgerufen, während `loop()` direkt im Anschluss aufgerufen wird, bis der Mikrocontroller stromlos geschaltet wird. Oberhalb der Funktion `setup()` können außerdem noch Präprozessorbefehle programmiert werden.

#### 2.4.4 Dream

Die Software Dream bietet eine Alternative um Radiosignale auf dem Computer zu empfangen und auch zu senden. Sie war ursprünglich als Forschungsprojekt des Fraunhofer Instituts angesetzt. Signale, welche nicht über den PC empfangen werden können, werden über den Mikrofoneingang der Soundkarte empfangen. Bei alldem benutzt das Konzept internationale Direktiven für Amateurfunk, Radio und Informationsdienste. Diese Eigenschaft ermöglicht es dem User, FM, AM und DRM zu senden und zu empfangen. Außerdem visualisiert die Software in Echtzeit zahlreiche Daten, Statistiken und Diagramme des empfangenen Signals. [04] Die Modulation und das Senden des OFDM-Signals über die konstruierte Hardware erfolgt durch diese Software und wird in den folgenden Kapiteln noch weiter intensiviert.



## 3. System

### 3.1 Analoge Signalverarbeitung

Bei der Signalübertragung über den optischen Kanal mit dem in dieser Arbeit gewählten Medium Licht, müssen einige grundlegende Dinge beachtet werden. Im Kapitel 2.3.1 der Leuchtdiode wurden ihre grundlegenden Eigenschaften erklärt, die es sich hier nun zu verwenden gilt. Eine bekannte Schwierigkeit ist die Übertragung von negativen Wellen. Diese können nicht übertragen werden, da Licht keinen negativen Wert annehmen kann. Hinzu ist man bei der Übertragung von Signalen darauf bedacht, nur im linearen Bereich der LED-Kennlinie Daten zu übertragen. Wenn man diese nämlich im nichtlinearen Bereich der LED überträgt, können Verzerrungen auftreten und somit die Übertragung stark gestört werden. Um jenes Problem zu lösen, wird ein Offset verwendet, welcher das Signal so positiv verschiebt, dass dieses keine negativen Anteile mehr besitzt. Zudem wurde ein Spannungspuffer eingerichtet um zusätzlich die Amplitude zu verstärken. Dies liefert Gewissheit, dass nur positive Spannungsanteile übertragen werden und somit kein Signalverlust verzeichnet werden muss.

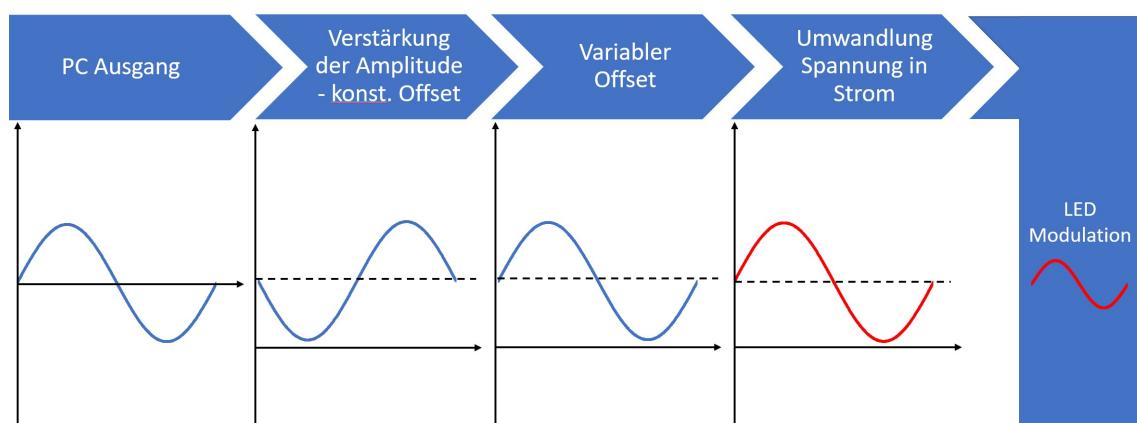


Abbildung 3.1: Signalverarbeitungsschritte  
[01]

In Abbildung 3.1 werden die Verschiedenen Stufen der Signalübertragung veranschaulicht. Da es sich an dieser Stelle um ein nichtlineares System handelt, dürfen die Signalverarbeitungsstufen nicht beliebig vertauscht werden. Eine solche Veränderung der Reihenfolge könnte zur Verfälschung des Signals führen.

Die analoge Signalverarbeitungsschaltung wurde in drei Stufen aufgeteilt. Die OP-Grundschaltungen wurden hierfür so modifiziert, dass Amplitude und Offset variabel einstellbar sind und mögliche auftretende Fehler vermieden werden. In Abbildung 3.2 ist die Eingangssignalverarbeitungsstufe illustriert.

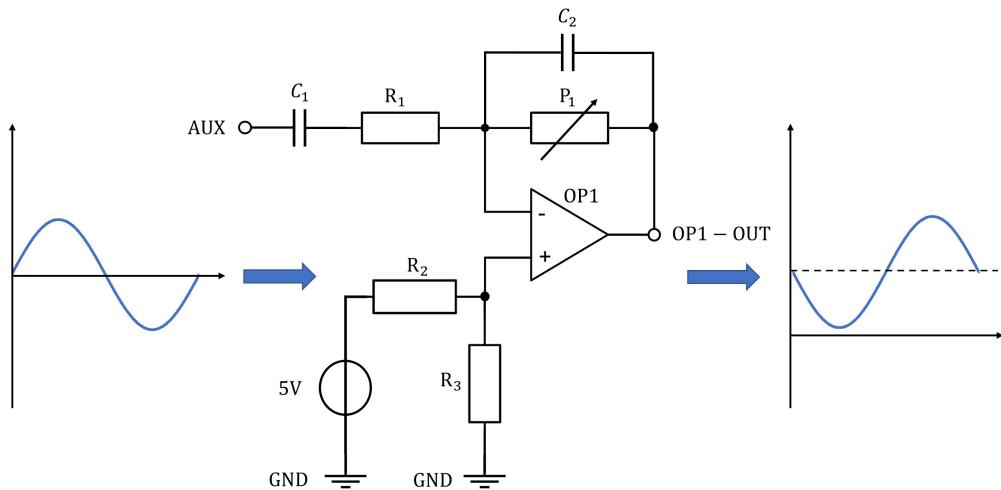


Abbildung 3.2: Eingangssignalverarbeitungsstufe  
[01]

Der Schlüsselfaktor in der Eingangsstufe ist der variable Widerstand im Rückkopplungspfad des OPs. Hierbei handelt es sich um ein Digitales Potentiometer, welches sich über SPI vom Arduino zur Laufzeit beliebig verändern lässt. Die Schwierigkeit in der Implementierung dieses Bauteiles liegt jedoch darin, dass es keine negativen Spannungen verträgt. Aus dem Datenblatt ist ersichtlich, dass es nur mit Spannungen von  $-0,6V < U < 6V$  sorgfältig arbeiten kann. Da es sich bei dem zu verarbeitenden Audiosignal um ein Wechselstromsignal mit einer Amplitude von etwa 1,5V handelt, wurden in dieser Schaltung Vorkehrungen getroffen um die negativen Anteile dieses Signals in positive Anteile zu konvertieren. Um dieses Vorhaben zu realisieren wurde auf den nichtinvertierenden Eingang des OPs mithilfe eines Spannungsteilers  $R_3$  und  $R_2$  eine Spannung angelegt. Diese soll das Potential des OPs so anheben, dass das AC-Signal aus der Soundkarte direkt mit einem Offset addiert wird und somit keine negativen Anteile mehr besitzt. Um die Soundkarte vor der DC-Spannung zu schützen wurde ein DC Abblockkondensator  $C_1$  am Signaleingang vorgesehen. Dieser ist für AC-Signale komplett durchlässig. Aufgrund der Annahme einer maximalen Amplitude von 1,5V muss also ein Mindestoffset von 0,9V auf das Signal addiert werden. Um hier jedoch die Amplitude trotz Verstärkung innerhalb des erlaubten Spannungsbereiches von  $-0,6V < U < 6V$  bleiben wurde ein fester Offset von 2,15V gewählt. Zudem würde eine maximale Verstärkung von  $A = 2$  hinzugezogen wodurch sich der Spannungsbereich, selbst bei einer maximalen Verstärkung, stets in einem Bereich von

$-0,2V < U < 5,7V$  befindet. Dies ist in 3.3 illustriert.

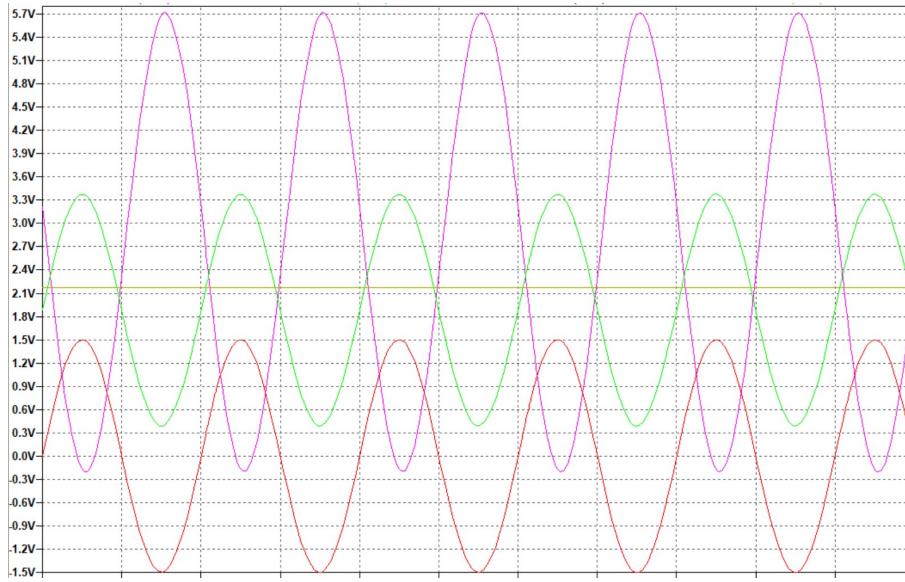


Abbildung 3.3: Simulation von Offset und Verstärkung  
[01]

Somit kann gewährleistet werden, dass das Digitale Potentiometer zunehmend in einem legitimen Spannungsbereich betrieben wird.

Der zweite OP der Schaltung sorgt in der Signalkette für einen weiteren Offset welcher die Grundhelligkeit der LED regelt. Da hier keine negative Spannung auftritt, kann das Digitale Potentiometer direkt angeschlossen werden.

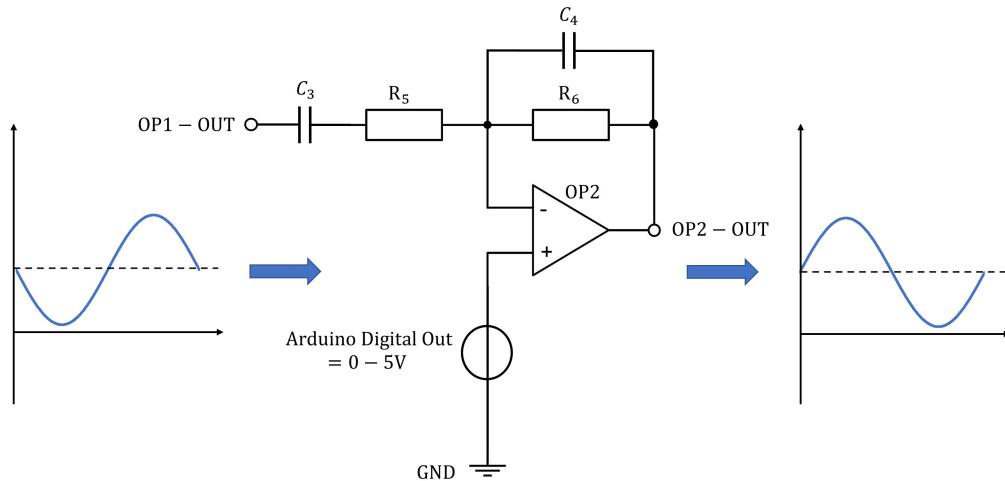


Abbildung 3.4: Zweite Signalverarbeitungsstufe  
[01]

Die sehr hohe Vorwärtsverstärkung und die differentielle Eingangscharakteristik des OPs können genutzt werden, um eine nahezu ideale spannungsgesteuerte Stromquelle oder einen Spannungs-zu-Strom-Wandler zu realisieren. Es ist jedoch zu beachten, dass die umzuwandelnde Eingangsspannung an den nicht invertierenden Eingang des OPs angelegt wird. Der

invertierende Eingang ist in Rückkopplung mit einem Ende des Widerstands  $R_1$  und der Source des Transistors  $M_1$  verbunden. Dies sorgt dafür, dass zwischen den Eingängen des OPs kein Spannungsunterschied herrscht. Der Ausgang des OPs steuert also das Gate des MOSFETs. Seine hohe Leerlaufverstärkung zwingt das Gate von  $M_1$  auf die erforderliche Spannung. Dadurch wird die Spannung, welche an  $OP2 - OUT = U_{R1}$  anliegt auf die Source des MOSFETs gespiegelt. Draus ergibt sich der Strom zu:

$$I_{R1} = \frac{U_{R1}}{R_1} \quad (3.1)$$

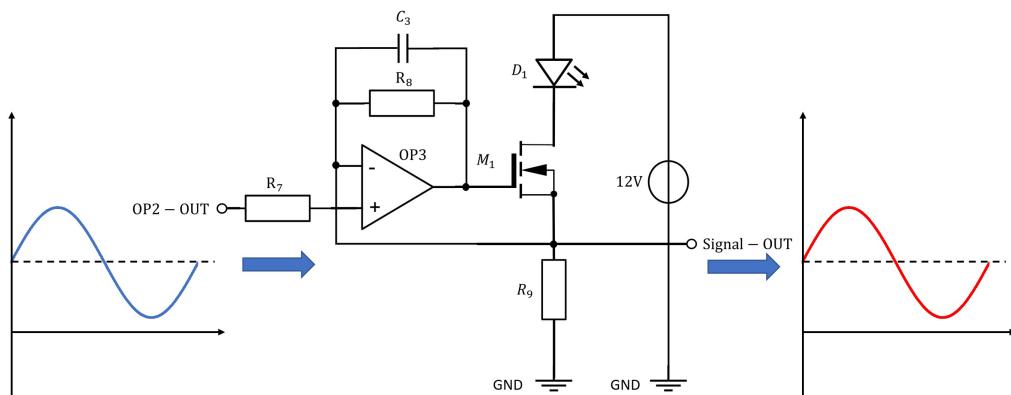


Abbildung 3.5: LED- Treiber als Endstufe  
[01]

Durch die Bekanntheit des Stromflusses durch  $R_1$  kann nun durch kirchhoffssche Regeln auf den Stromfluss in der LED geschlossen werden.[08] Dieser Strom wiederum erzeugt über selbigen Widerstand eine Anhebung des Potentials am - Eingang des OPs. Auf diese Weise versucht der OP seine beiden Eingänge auf das gleiche Potential anzuheben. Beim Leistungswiderstand  $R_9$  handelt es sich um einen sehr kleinen Widerstand, weshalb durch die LED, den MOSFET und den Leistungswiderstand ein sehr hoher Strom fließt. Dieser sorgt für eine hell leuchtende LED zur Übertragung des Signals.

### 3.1.1 Simulation in LT-Spice

Das vorausgegangene theoretische Wissen wurde zudem mit einer LT-Spice Simulation überprüft. So konnten eventuelle Fehler bei der Dimensionierung ermittelt und verbessert werden werden.

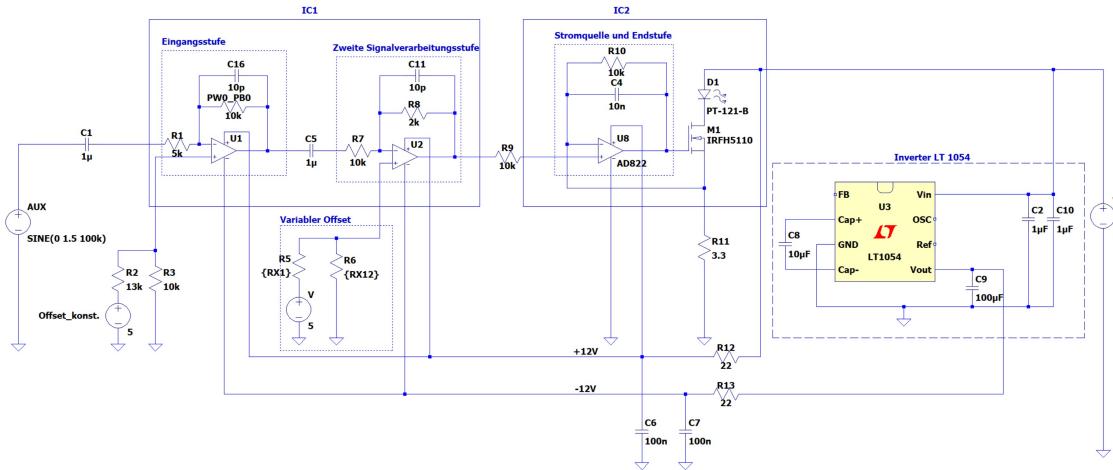


Abbildung 3.6: LT-Spice Simulation der Signalverarbeitung  
[01]

### 3.1.2 Platinenlayout in Eagle

Beim Platinenlayout Entwurf vom Senders wurde ein besonderes Augenmerk auf die Trennung von Signal und Leistungswegen geachtet.

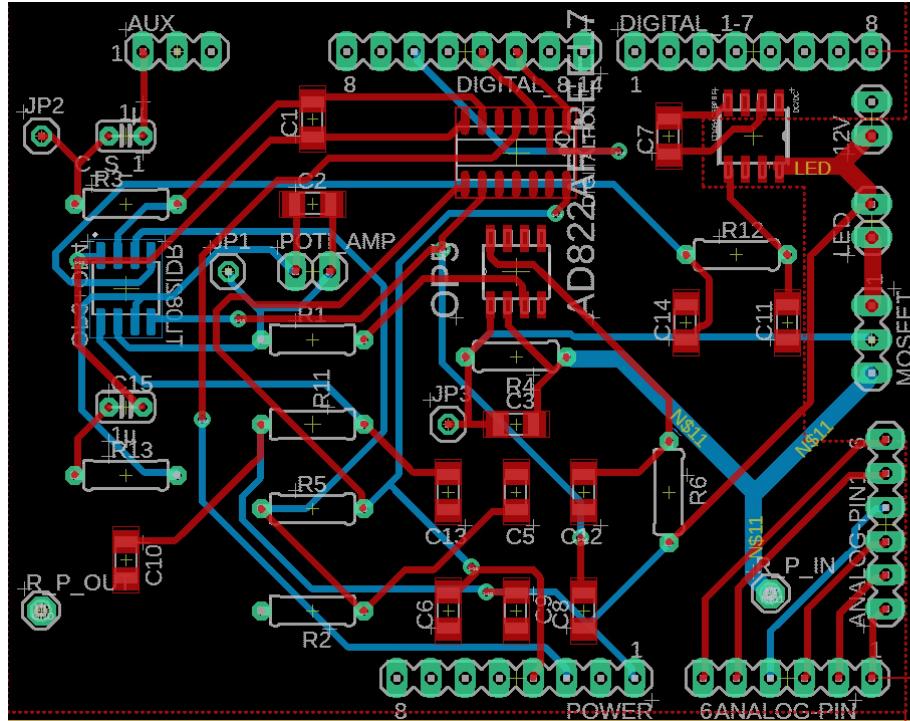


Abbildung 3.7: Eagle Auszug der Platine  
[01]

Im unteren Bereich der Platine befindet sich der Leistungswiderstand, welcher sich von  $R - P - IN$  zu  $R - P - OUT$  erstreckt. Zuzüglich befinden sich der DC/DC Spannungswandler, LED und MOSFET, die signifikanten Bauteile der Stromquelle auf des Rechten

Seite der Platine und somit möglichst weit vom Signalverarbeitungspfad entfernt. In der Schaltung fließen teilweise Ströme bis 1,35A. Da es bei solch hohen Strömen zu Problemen mit der Elektro-Magnetische-Verträglichkeit (EMV) kommen kann, wurde der Signalweg linksseitig auf der Platine positioniert. Außerdem wurden die Leiterbahnen im Leistungspfad besonders breit ausgelegt, da hier große Ströme fließen. Genaue Informationen über die Dimensionierung der Leiterbahnen und Abstände ist in Tabelle 2.4 zu finden. Auf der Platine wurden für die Operationsverstärker, das Digitalpotentiometer und den DC/DC Spannungswandler IC-Sockel aufgelötet. Das ermöglicht den schnellen Austausch von defekten Bauteilen. Die komplette Schaltung des VLC-Senders wurde auf die Größe einer kleinen gefrästen Platine untergebracht. Deshalb wurden Leitungen auf der Rückseite der Platine verlegt. Diese sind in Abbildung 3.7 durch die Blauen Leiterbahnen dargestellt. Des weiteren wurden im Signalverarbeitungspfad nach jeder Stufe Pins vorgesehen, um die Fehlersuche zu erleichtern und nachträglich einzelne Funktionsprüfungen durchzuführen. Hinzu ist zu beachten, dass die Bauteile im Leistungspfad durch den hohen Stromfluss eine hohe thermische Abgabe an Energie verzeichnen müssen. Um diese zu reduzieren wurden Kühlkörper vorgesehen. Wie diese Berechnet und Dimensioniert werden wird in Kapitel 3.1.3 näher erläutert. Um die Schaltung zuletzt noch zusätzlich weniger Störanfällig zu gestalten, wurden die gegebenen freien Flächen auf beiden Seiten der Platine mit dem Masse Potential ausgefüllt.

### 3.1.3 Thermisches Management

Wie im vorherigen Kapitel schon erwähnt, fließt durch den Leistungsstrang der Schaltung ein sehr hoher Strom. Durch diesen hohen Stromfluss kommt es zu einer immensen Hitzeentwicklung in den Bauteilen. Um jedoch die einwandfreie Funktion von elektronischen Halbleiterbauelementen zu gewährleisten, ist die Einhaltung der vom Hersteller angegebenen maximalen Sperrsichttemperaturen unerlässlich. Solch eine Sperrsichttemperatur lässt sich nur bei geringer Leistungsanforderung ohne Kühlung einhalten. Zudem sind die Einbaulage, der Einbauort, die Geschwindigkeit und Temperatur der Umgebungsluft variable Größen die miteinzukalkulieren sind.[10]

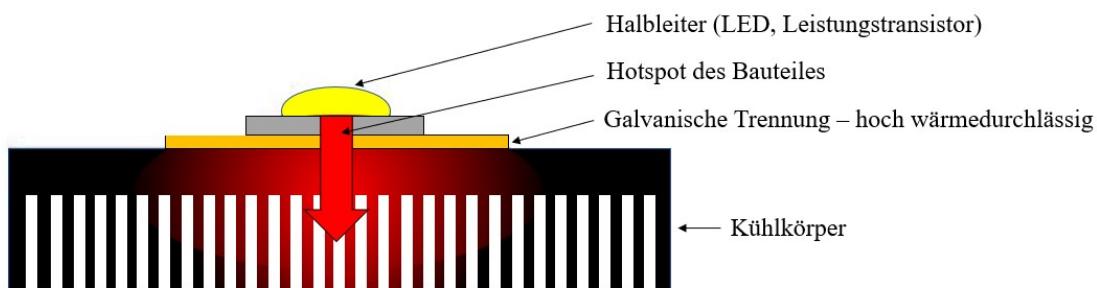


Abbildung 3.8: Montageschema eines Kühlkörpers  
[01][12]

Um gegen diese Hitzeentwicklung vorzugehen wird für die kritischen Bauteile somit ein Kühlkörper vorgesehen. Diese sollen die Wärme vom Bauteil weg und nach außen hin ab-

führen. In dem hier gegebenen elektrischen Stromkreis, werden zwei Halbleiter als kritische und zu kühlende Bauteile betrachtet. Zunächst die LED zum Übertragen des Signals und zum zweiten der MOSFET.[LP14]

Zur Auswahl eines geeigneten Kühlkörpers für ein Halbleiterbauelement ist die Berechnung des Wärmewiderstandes unerlässlich. Dafür werden die in Tabelle 3.1 aufgeführten Variablen in folgende Gleichung eingesetzt.

$$R_{thK} = \frac{\vartheta_i - \vartheta_u}{P} - (R_{thG} + R_{RthM}) \quad (3.2)$$

Faktor	Bedeutung
$\vartheta_i$	Herstellerangabe der Halbleiters zur max. Sperrsichttemperatur
$\vartheta_u$	Umgebungstemperatur in $^{\circ}\text{C}$
$P$	Die am zu kühlenden Halbleiter maximal anfallende Leistung in Watt
$R_{th}$	Wärmewiderstand allgemein in $\frac{K}{W}$
$R_{thG}$	Herstellerangabe zum innerer Wärmewiderstand des Halbleiters
$R_{thM}$	Wärmewiderstand der Montagefläche
$R_{thK}$	Wärmewiderstand des Kühlkörpers

Tabelle 3.1: Variablen zu berechnung des Kühlkörpers  
[11]

Für die Berechnung der Kühlkörper wurden zudem Berechnungen zur Verlustleistung des MOSFETs und der LED vorgenommen. Es wird bewusst überdimensioniert. Dazu wurde beispielsweise für die LED mit einem Wirkungsgrad von 0 % gerechnet. Unter diesen Umständen würde die Verlustleistung 100 % betragen. LEDs haben jedoch tatsächlich einen Wirkungsgrad von ca. 25 - 50 %. Die maximalen Verluste werden natürlich bei voller Helligkeit verzeichnet. Zur Auslegung der Kühlkörper wurden also folgende Berechnungen durchgeführt:

$$P_{LED} = U_{LED} \cdot I_G = 3,12V \cdot 1,42A = 4,43W \quad (3.3)$$

$$P_{MOSFET} = U_{MOSFET} \cdot I_G = 4,1V \cdot 1,42A = 5,86W \quad (3.4)$$

Wodurch sich der Wärmewiderstand der Kühlkörper für die LED zu

$$R_{thK-LED} = \frac{35^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{4,43W} - (1\frac{{}^{\circ}\text{C}}{W} + 0,1\frac{{}^{\circ}\text{C}}{W}) = 1,36\frac{{}^{\circ}\text{C}}{W} \quad (3.5)$$

berechnet und der Wärmewiderstand des MOSFET aus

$$R_{thK-MOSFET} = \frac{50^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{5,86W} - (1,15\frac{{}^{\circ}\text{C}}{W} + 0,1\frac{{}^{\circ}\text{C}}{W}) = 3,22\frac{{}^{\circ}\text{C}}{W} \quad (3.6)$$

ergibt. Gewählt wurde zuletzt für sowohl LED als auch MOSFET ein Kühlkörper in der Größenordnung von  $3 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

### 3.1.4 Planung und Aufbau des Gehäuses

In den vorausgegangenen Unterkapiteln wurden sowohl die Schaltungsteile, als auch die Wichtigkeit einer ausreichenden Kühlung der Bauteile verdeutlicht. Nun galt es all diese Hardwarekomponenten zu einem großen ganzen zusammen zu fassen um somit ein in sich beständiges System zu schaffen. Demnach wurde für die kompakte und ansehnliche Unterbringung aller Hardwarekomponenten ein 3D-Druck-Gehäuse projektiert. Hierbei wurde so platzsparend wie möglich gearbeitet. Aussparungen für die Datenschnittstelle und Spannungsversorgung wurden so angeordnet, dass diese jederzeit zugänglich sind. Zudem wurden drei Seiten mit ausreichend Lüftungsschlitzten bestückt, um der Wärmeentwicklung im Gehäuse entgegen zu wirken. Um diese thermische Entwicklung noch weiter unter Kontrolle zu bringen wurde eine Aussparung für einen mit 12V betriebenen Lüfter vorgesehen. Dieser soll den Luftstrom im Gehäuse anregen um somit eine bessere Kühlung zu gewährleisten. Abbildung 3.9 veranschaulicht die 3D-Ansicht dieses Gehäuses.

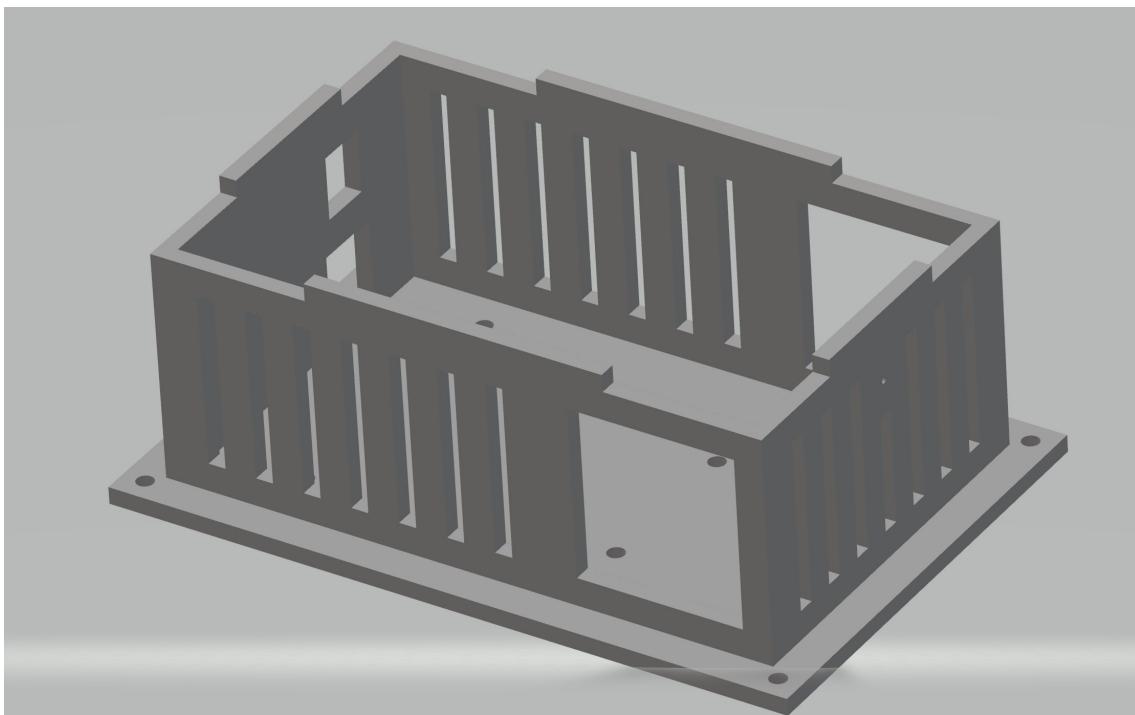


Abbildung 3.9: Boden des 3D-Drucks  
[01]

Der Arduino wird am Boden des Gehäuses fixiert und bietet die Basis des Analogen Schaltungsteils. Da sich Leistungswiderstand, Transistor und Leuchtdiode im Betrieb stark erhitzen, wurden die zugehörigen Kühlkörper nah am Lüfter montiert. Zusätzlich wurde im Deckel eine Öffnung für den Einbau eines LCD-Displays vorgesehen um dort Daten visuell am Sender auszugeben. Für die Datenübertragung wurde eine Auxiliary (AUX)-Buchse in der Nähe der Spannungsversorgung verbaut.

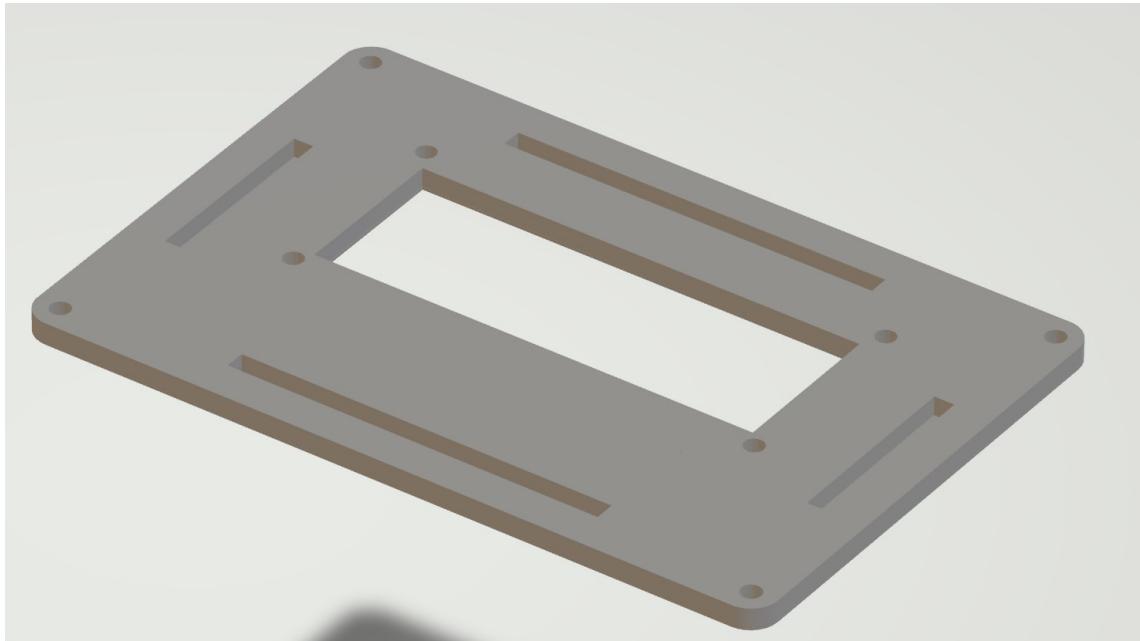


Abbildung 3.10: Boden des 3D-Drucks  
[01]

## 3.2 Software

### 3.2.1 Automatisierte Amplituden-Regelung

In Abbildung 16 wird die zur Steuerung Grundlegende Funktion des Programms erklärt, der zugehörige Quellcode kann im Kapitel Programmcode nachgelesen werden. Nach Initialisierung der Helligkeit der Lampe durch den Benutzer (Zwischen 0 und 255) wird aufgrund des gewählten Bereichs eine von zwei Berechnungen für die Amplitude vorgenommen. Dies kommt von der Begrenzung der Amplitude nach oben und unten durch die LED. Falls sich der Offset, was hier für die Helligkeit steht, nun in der Mitte befindet, kann die Amplitude des Signals Maximal werden. Weil durch diese Einordnung Werte zwischen 0 und 127 erreichen kann, wird der Wert der Amplitude noch mit einem Faktor von 2 Multipliziert. Der Zusammenhang zwischen Digitalwert und Verstärkung kann in Kapitel Berechnung der Amplitudenverstärkung nachgelesen werden.

Durch den möglichen Widerstandsbereich des Digitalpotentiometers von 52 bis 10k lässt sich ein Spannungsteiler für die Spannungsquelle zur Einstellung des Amplituden Offsets mithilfe des OPs realisieren. Die Berechnung dafür zeigt Abbildung 17.

4.2.2 Berechnung der Amplitudenverstärkung Wie in Kapitel Digital Potentiometer MCP42010 und Kapitel Berechnung des Amplitudenoffset beschrieben, lässt sich durch den Digitalpotentiometer ein absoluter Widerstandsbereich von 52 bis 10k einstellen. Für die Amplitudenverstärkung des Signals wird der Widerstand zwischen Schleiferkontakt RW0 und Kontakt RB0 abgegriffen. Dieser berechnet sich wie in Abbildung 19 gezeigt. Quelle: Datenblatt Abbildung 19: Berechnung des Widerstandsverhältniss Damit kann ein Rückkopplungswiderstand von 52 bis 10 k erreicht werden. Die Verstärkung eines Invertierenden Verstärkers berechnet sich lt. Gleichung 1 mit dem vorgesehenen 10 k Vorwiderstand zu Verstärkungsfaktoren von  $V=-5,2 \cdot 10^3$  bis  $V= -1$ .

### 3.2.2 Übertragung mit Dream

Das Programm verfügt auf zwei verschiedene Möglichkeiten aufgerufen werden. Zum ersten im Sendemodus und zum zweiten im Empfangsmodus. Zudem bietet Dream umfangreiche Einstellungsoptionen um sowohl Rauschen oder aber auch andere Störungen zu minimieren. Die wichtigsten Parameter für die Korrekte Benutzung werden in den folgenden zwei Kapiteln näher erläutert.

#### 3.2.2.1 Dream Transmitter

Zum Start der Software "Dream" im Übertragungsmodus muss das Programm mit dem parameter "-t" gestartet werden. Die einfachste Möglichkeit für einen Programmstart mit Parameter bietet eine Verknüpfung, welche wie in Abbildung 15 gezeigt, angepasst wird. Das Zielverzeichnis darf dabei nicht verändert werden! Dieser Schritt muss nur einmal gemacht werden und man kann jederzeit den Übertragungsmodus starten indem man die Dream software über diese geänderte Verknüpfung startet.

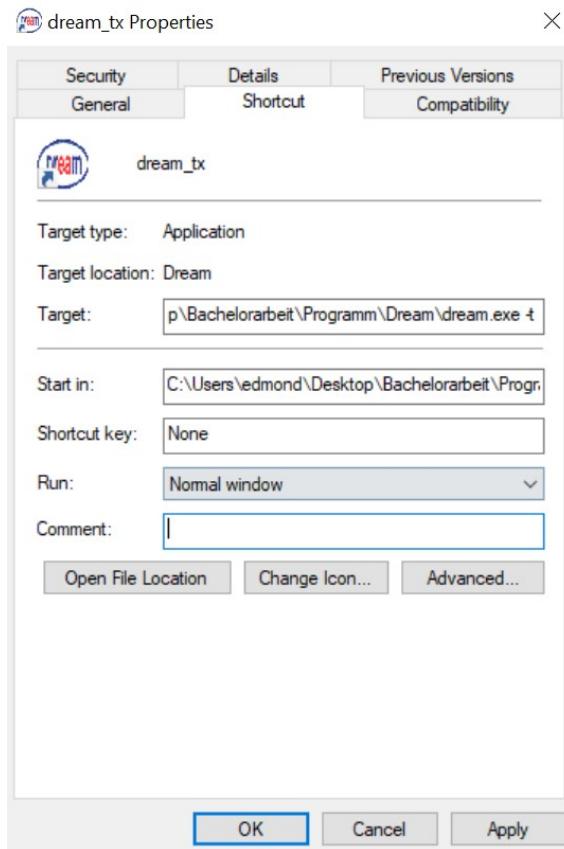


Abbildung 3.11: Modifizierung für den Sendemodus  
[01]



Abbildung 3.12: Internes Audiorouting  
[01]

### 3.2.2.2 Dream Receiver

Der Evaluation Dialog liefert detaillierte Informationen über die empfangenen DRM-Parameter. Hier können Parameter sowie einige Diagramme eingesehen werden. In den folgenden Tabellen, werden für die Übertragung bedeutende Parameter näher erläutert.

Parameters	Beschreibung
<b>DRM mode/ bandwidth</b>	In einem DRM-System sind vier mögliche Robustheitsmodi definiert, um das System an unterschiedliche Kanalbedingungen anzupassen.: <b>Mode A:</b> Gaußsche Kanäle, mit geringem Fading. <b>Mode B:</b> Zeit- und frequenzselektive Kanäle, mit längerer Verzögerungsspanne. <b>Mode C:</b> Wie Robustheitsmodus B, jedoch mit höherer Dopplerspreizung. <b>Mode D:</b> Wie Robustheitsmodus B, jedoch mit starker Verzögerung und Dopplerspreizung. Die Bandbreite ist die Bruttobandbreite des aktuellen DRM-Signals.
<b>Interleaver Depth</b>	Die Symbol-Interleavertiefe kann entweder kurz (ca. 400 ms) oder lang (ca. 2 s) sein. Je länger der Interleaver, desto besser kann der Kanaldecoder Fehler aus langsam schwindenden Signalen korrigieren. Aber je länger die Interleaver-Länge, desto länger die Verzögerung, bis Audio zu hören ist.
<b>SDC / MSC</b>	Zeigt die Modulationsart des SDC- und MSC-Kanals an. Für den MSC-Kanal sind einige hierarchische Modi definiert, die einen sehr stark geschützten Dienstkanal bieten können.
<b>Prot. Level (B/A)</b>	Die Fehlerschutzstufe des Kanalcodierers. Für 64-QAM gibt es vier Schutzstufen, die im DRM-Standard definiert sind. Schutzstufe 0 hat den höchsten Schutz, während Stufe 3 den niedrigsten Schutz hat. Die Buchstaben A und B sind die Bezeichnungen für den höher und niedriger geschützten Teil eines DRM-Blocks, wenn UEP verwendet wird. Wenn Equal Error Protection (EEP) verwendet wird, gilt nur die Schutzstufe von Teil B.
<b>Number of Services</b>	Hier wird die Anzahl der im DRM-Stream übertragenen Audio- und Datendienste angezeigt. Die maximale Anzahl der Streams beträgt vier.
<b>Received time - date</b>	Dieses Label zeigt die empfangene Zeit und das Datum in UTC an. Diese Information wird im SDC-Kanal übertragen.

Tabelle 3.2: Beschreibung der Dream-Transmitter-Parameter

[04]

Measurements	Beschreibung
<b>Direct Current Frequency Offset</b>	Dieser Offset entspricht der resultierenden Soundkarten-Zwischenfrequenz des Frontends. Diese Frequenz ist nicht auf einen bestimmten Wert beschränkt, sondern nur darauf, dass das DRM-Spektrum vollständig innerhalb der Bandbreite der Soundkarte liegen muss.
<b>Sample Frequency Offset</b>	Offset der Abtastrate des lokalen Computers zum Digital Analog (DA)-Wandler im Sender.
<b>Doppler / Delay</b>	Die Dopplerfrequenz ist eine Angabe darüber, wie schnell sich der Kanal mit der Zeit ändert. Je höher die Frequenz ist, desto schneller sind die Kanaländerungen.
<b>I/O Interface LED</b>	Diese LED zeigt den aktuellen Status der Soundkartenschnittstelle an. Das gelbe Licht zeigt an, dass die Audioausgabe korrigiert wurde. Da die Abtastrate des Senders und des lokalen Computers unterschiedlich sind, kommt es von Zeit zu Zeit zu einem Über- oder Unterlauf der Audiopuffer und eine Korrektur ist notwendig.
<b>Time Sync Acq LED</b>	Diese LED zeigt den Zustand der Timing-Erfassung (suche nach dem Beginn eines OFDM-Symbols) an. Sobald die Erfassung abgeschlossen ist, bleibt diese LED grün.
<b>Frame Sync LED</b>	Der DRM-Frame-Synchronisationsstatus wird mit dieser Cyclic Redundancy Check (CRC) symbolisiert. Auch diese LED ist nur im Erfassungszustand des Dream-Empfängers aktiv. Im Tracking-Modus ist diese LED immer grün.
<b>FAC CRC LED</b>	Diese LED zeigt die zyklische Redundanzprüfung (CRC) des Fast Access Channel (FAC) des DRM an. Wenn die CRC-Prüfung des FAC erfolgreich war, wechselt der Empfänger in den Tracking-Modus. Die FAC-LED ist die Anzeige, ob der Empfänger auf eine DRM-Übertragung synchronisiert ist oder nicht.
<b>SRC CRC LED</b>	Diese LED zeigt das CRC-Prüfergebnis des SDC an, der ein logischer Kanal des DRM-Streams ist. Diese Daten werden in ca. 1-Sekunden-Intervallen übertragen und enthalten Informationen über Senderkennung, Audio- und Datenformat usw. Der Fehlerschutz ist normalerweise geringer als der Schutz des FAC.
<b>MSC CRC LED</b>	Diese LED zeigt den Status des MSC. Dieser Kanal enthält die eigentlichen Audio- und Datenbits. Die LED zeigt die CRC-Prüfung des AAC-Core-Decoders an. Wenn die SBR-CRC falsch ist, aber die AAC-CRC in Ordnung ist, kann man immer noch etwas hören (die hohen Frequenzen sind in diesem Fall natürlich nicht vorhanden). Wenn diese LED rot leuchtet, sind Unterbrechungen des Tons zu hören. Leuchtet die LED gelb, bedeutet das, dass nur ein 40 ms Audio-Frame-CRC falsch war. Dies verursacht normalerweise keine hörbaren Störungen.

Tabelle 3.3: Messeinheiten zur Evaluation des DRM-Empfangs

Advanced Settings	Beschreibung
<b>Frequency Interpolation</b>	Mit diesen Einstellungen kann das Verfahren zur Kanalschätzung in Frequenzrichtung ausgewählt werden.
<b>Time Interpolation</b>	Mit diesen Einstellungen kann das Verfahren zur Kanalschätzung in Zeitrichtung ausgewählt werden. <b>Wiener</b> - Die Wiener-Interpolation verwendet eine Schätzung der Statistik des Kanals, um einen optimalen Filter zur Rauschunterdrückung zu entwerfen. <b>Linear</b> - Enfache lineare Interpolationsmethode, um die Kanalschätzung zu erhalten. Die Real- und Imaginärteile des geschätzten Kanals werden linear interpoliert. Dieser Algorithmus verursacht die geringste CPU-Belastung und die Audiodaten werden schneller dekodiert, aber er schneidet im Allgemeinen schlechter ab als die Wiener Interpolation, insbesondere bei niedrigen Signal to Noise Ratio (SNR)s.
<b>Time Sync Tracking</b>	Mit diesen Einstellungen können die Methoden zur Nachführung der Zeitsynchronisation ausgewählt werden.
<b>Flip Input Spectrum</b>	Wenn Sie dieses Kontrollkästchen aktivieren, wird das Eingangsspektrum gespiegelt oder invertiert. Dies ist erforderlich, wenn der Mischer im Front-End das untere Seitenband verwendet.
<b>Mute Audio</b>	Der Ton kann durch Aktivieren dieses Kontrollkästchens stumm geschaltet werden. Die Reaktion auf das Aktivieren oder Deaktivieren dieses Kontrollkästchens wird durch die Audiopuffer um ca. 1 Sekunde verzögert.
<b>MLC, Number of Iterations</b>	Im DRM wird ein mehrstufiger Kanalcodierer verwendet. Mit diesem Code ist es möglich, den Dekodervorgang im Dekodierer zu iterieren, um das Dekodierergebnis zu verbessern.
<b>Log File</b>	Wenn dieses Kontrollkästchen aktiviert wird, schreibt Dream zwei Arten von Protokolldateien über den aktuellen Empfang eines Audiodienstes mit AAC-Quellcodierung, eine Standard- und eine lange Protokolldatei. Beide Dateien werden in das Verzeichnis geschrieben, in dem sich die Dream-Anwendung befindet.
<b>Freq</b>	Im Textfeld kann die aktuell gewählte Frequenz am Frontend eingegeben werden. Diese Frequenz wird in die Protokolldatei geschrieben und in der Datei Dream.ini gespeichert.
<b>Save Audio as WAV</b>	Speichern Sie das Audiosignal als PCM-Wave-Datei in Stereo mit 16 Bit und 48 kHz Abtastrate. Wenn Sie dieses Kontrollkästchen aktivieren, kann der Benutzer einen Dateinamen für die Aufnahme wählen.
<b>Filter</b>	Wenn Sie das Kontrollkästchen aktivieren, wird ein Bandpassfilter aktiviert, um Störungen von Nachbarkanälen zu reduzieren. Die Filterbandbreite wird automatisch auf die Bandbreite des aktuellen DRM-Signals eingestellt.

Tabelle 3.4: Erweiterte Einstellungen in Dream

[04]

Chart	Beschreibung
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio (SNR) estimation is plotted as a bar and as a value.
<b>Main Plot</b>	Graphical display of different vectors of the DRM decoder.

Tabelle 3.5: Beschreibung des DRM Charts[04]



## **4. Modelle**

**4.1 Aufbau eines Prototypen zur Funktionsprüfung**

**4.2 Vorzeige Modell**



## **5. Evaluation**



## 6. Zusammenfassung

Hier sind einige Beispiele.

### 6.0.1 Abkürzung

So verwende ich eine Abkürzung IC und so erneut IC.

### 6.0.2 Symbol

So füge ich ein Symbol ein  $h_s$ .

### 6.0.3 Bild

So füge ich ein Bild ein:



Abbildung 6.1: Bild Unterschrift  
[WWHX17]



Abbildung 6.2: Bild Unterschrift1 [Sti19]

So beziehe ich mich auf das Bild 6.1

#### 6.0.4 Formel

$$F_A \geq 2 \cdot F_S \quad (6.1)$$

So beziehe ich mich auf die Formel 6.1

#### 6.0.5 Tabelle

Stimmen für SleepyJoe	davon gefaked	Sieger
80000000	80000000	Donald

Tabelle 6.1: Unterschrift der Tabelle

So beziehe ich mich auf die Tabelle 6.1

#### 6.0.6 Referenz und Zitat

Referenzierung auf ein Kapitel 2.26. 5 Zitat einfügen

[Sti19]. So verwende ich eine Online Quelle [01]

# Literaturverzeichnis

- [But13] J. Butler, *Wireless Networking in the Developing World*, Apr. 2013.
- [Fed17] J. Federau, *Operationsverstärker*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017.
- [Heu18] H. Heuermann, *Hochfrequenztechnik: Komponenten für High-Speed- und Hochfrequenzschaltungen*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2018.
- [HMGK18] E. Hering, R. Martin, J. Gutekunst, and J. Kempkes, Eds., *Elektrotechnik und Elektronik für Maschinenbauer*, ser. VDI-Buch. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018.
- [Höh13] P. A. Höher, *Grundlagen der digitalen Informationsübertragung*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013.
- [KA19] M. Kavehrad and R. Aminikashani, *Visible Light Communication Based Indoor Localization*, 1st ed. CRC Press, Nov. 2019.
- [Klo01] R. Klostermeyer, *Digitale Modulation*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2001.
- [LP14] C. J. Lasance and A. Poppe, Eds., *Thermal Management for LED Applications*, ser. Solid State Lighting Technology and Application Series. New York, NY: Springer New York, 2014, vol. 2.
- [Lut12] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbauelemente*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [MCP03] “Single/Dual Digital Potentiometer with SPI Interface,” p. 32, 2003.
- [MJ12] G. Michels and N. Jaspers, *Sonographie – organ- und leitsymptomorientiert*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [OE08] B. Owsinski and S. Englefried, *The Mastering Engineer’s Handbook: The Audio Mastering Handbook*, 2nd ed., Boston, MA : Thomson Course Technology PTR, 2008.
- [PS16] W. Plaßmann and D. Schulz, Eds., *Handbuch Elektrotechnik*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016.
- [Sha] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” p. 55.

- [Sla] U. Slabke, *LED-Beleuchtungstechnik*, 1st ed. VDE Verlag.
- [Sti19] L. Stiny, *Aktive elektronische Bauelemente: Aufbau, Struktur, Wirkungsweise, Eigenschaften und praktischer Einsatz diskreter und integrierter Halbleiter-Bauteile*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2019.
- [Sto19] D. Stotz, *Computergestützte Audio- und Videotechnik: Multimediatechnik in der Anwendung*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2019.
- [TSG08] U. Tietze, C. Schenk, and E. Gamm, *Electronic Circuits*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [Wer10] M. Werner, *Nachrichtentechnik: eine Einführung für alle Studiengänge ; mit 47 Tabellen*, 7th ed., ser. Studium Nachrichtentechnik. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2010.
- [WHT<sup>+</sup>] J. Wheat, R. Hiser, J. Tucker, A. Neely, and A. McCullough, “Understand How Wireless Communication Works,” p. 411.
- [WWHX17] Z. Wang, Q. Wang, W. Huang, and Z. Xu, *Visible Light Communications: Modulation and Signal Processing*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2017.

# Online-Referenzen

- [01] Eigene Darstellung
- [02] What is Arduino?  
<https://www.arduino.cc/en/Guide/Introduction>  
Abgerufen 2021-02-09
- [03] LT-Spice  
<https://en.wikipedia.org/wiki/LTspice>  
Abgerufen 2021-02-13
- [04] Dream  
<http://www.mynetcologne.de/nc-keilje/drm/dream/index.htm>  
Abgerufen 20201-03-10
- [05] Was ist Eagle?  
<https://www.autodesk.de/products/eagle/overview>  
Abgerufen 2021-03-10
- [06] Eagle  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Eagle\\_\(Software\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Eagle_(Software))  
Abgerufen 2021-03-10
- [07] IGBT or MOSFET: Choose Wisely.  
<https://www.infineon.com/dgdl/choosewisely.pdf?fileId=5546d462533600a40153574048b73edc>  
Abgerufen 2021-03-15
- [08] Precision Voltage to Current Converter  
<https://wiki.analog.com/university/courses/electronics/text/chapter-4>  
Abgerufen 2021-03-15
- [10] Berechnung eines Kühlkörpers  
<https://www.fischerelektronik.de/fileadmin/fischertemplates/download/Katalog/technischeerlaeuterungen/>  
Abgerufen 2021-03-16
- [11] Wärmewiderstand beim Kühlkörper  
<https://www.fischerelektronik.de/service/technische-informationen/kuehlkoerper-berechnen/>  
Abgerufen 2021-03-16

- [12] Galvanische Trennung  
<https://www.cmc.de/page/thermal-management/>  
Abgerufen 2021-03-16
- [13] Vorlesungsskript Elektronik  
Prof. Dr.-Ing. Rudolf Koblitz - Hochschule Karlsruhe - Technik und Wirtschaft
- [14] Abtastfrequenz  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Abtastung\\_\(Signalverarbeitung\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Abtastung_(Signalverarbeitung))  
Abgerufen 2021-03-17
- [15] Elektromagnetische Welle  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetische\\_Welle](https://de.wikipedia.org/wiki/Elektromagnetische_Welle)  
Abgerufen 2021-03-18
- [16] Octave/Matlab - Communication System  
[http://www.sharetechnote.com/html/Octave\\_Matlab\\_Communication.html](http://www.sharetechnote.com/html/Octave_Matlab_Communication.html)  
Abgerufen 2021-03-19
- [17] Hamming Abstand  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Hamming-Abstand>  
Abgerufen 2021-03-19
- [18] Vorlesungsskript Nachrichtentechnik  
Prof. Dr.-Ing. Franz Quint - Hochschule Karlsruhe - Technik und Wirtschaft
- [19] Bandbreite  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Bandbreite>  
Abgerufen 2021-03-20
- [20] The Hitchhikers Guide to Digital Radio Mondiale (DRM)  
<https://www.drm-sender.de/?page=drmlang=en>  
Abgerufen 2021-03-21
- [21] Digital Radio Mondiale  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Digital\\_Radio\\_Mondiale](https://de.wikipedia.org/wiki/Digital_Radio_Mondiale)  
Abgerufen 2021-03-21

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Hörbereich des menschlichen Ohres . . . . .	4
2.2	Abtastung eines Signals . . . . .	5
2.3	Vergleich zwischen Abtastung und Unterabtastung eines Signals . . . . .	6
2.4	Nachrichtenübertragung nach Shannon . . . . .	7
2.5	Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle . . . . .	8
2.6	Blockschaltbild einer Übertragung mit Trägermodulation . . . . .	9
2.7	AM- und FM-Modulation eines Sinusträgers mit einem Eintonsignal . . . . .	9
2.8	Trägermultiplikation bei AM . . . . .	10
2.9	Binäre Übertragung mit Sinusträger . . . . .	10
2.10	Konstellationsdiagramm mit $\varphi_0 = 45^\circ$ im komplexen Raum . . . . .	12
2.11	Konstellationsdiagramm mit $\varphi_0 = 45^\circ$ mit stark verrauschem Kanal . . . . .	12
2.12	Konstellationsdiagramm 16-QAM und 64-QAM . . . . .	13
2.13	Spektrale Effizienz des Orthogonalen-Frequenzmultiplexverfahren . . . . .	15
2.14	DRM - Frequenzbereich . . . . .	16
2.15	DRM - Struktur . . . . .	16
2.16	Strahlungserzeugung in der LED am pn-Übergang . . . . .	18
2.17	Diodenkennlinie . . . . .	19
2.18	Flussspannungen von LEDs verschiedener Farben . . . . .	19
2.19	Kennlinie einer Diode – Lichtleistung zu fließendem Strom . . . . .	20
2.20	Operationsverstärker Anschlusschema . . . . .	21
2.21	Invertierender Operationsverstärker . . . . .	22
2.22	Nichtinvertierender Operationsverstärker . . . . .	23
2.23	Operationsverstärker . . . . .	23
2.24	NMOS Feldeffektransistor . . . . .	24
2.25	Aufbau des MCP42010 . . . . .	25
2.26	Beschaltung und erzeugte Spannung des LT1054 . . . . .	26
2.27	Arduino IDE . . . . .	28
3.1	Signalverarbeitungsschritte . . . . .	31
3.2	Eingangssignalverarbeitungsstufe . . . . .	32
3.3	Simulation von Offset und Verstärkung . . . . .	33
3.4	Zweite Signalverarbeitungsstufe . . . . .	33
3.5	LED- Treiber als Endstufe . . . . .	34
3.6	LT-Spice Simulation der Signalverarbeitung . . . . .	35

3.7	Eagle Auszug der Platine . . . . .	35
3.8	Montageschema eines Kühlkörpers . . . . .	36
3.9	Boden des 3D-Drucks . . . . .	38
3.10	Boden des 3D-Drucks . . . . .	39
3.11	Modifizierung für den Sendemodus . . . . .	41
3.12	Internes Audiorouting . . . . .	41
6.1	Titel für das Abbildungsverzeichnis . . . . .	51
6.2	Titel für das Abbildungsverzeichnis1 . . . . .	52

# Tabellenverzeichnis

2.1	Phasenlagen bei der QPSK . . . . .	11
2.2	Multiplexverfahren . . . . .	14
2.3	Anschlussinformation und Pinbelegung des MCP42010 . . . . .	26
2.4	Richtlinien zu Leiterbahnbreite und Leiterbahnabständen . . . . .	28
3.1	Variablen zu berechnung des Kühlkörpers . . . . .	37
3.2	Beschreibung der Dream-Transmitter-Parameter . . . . .	42
3.3	Messeinheiten zur Evaluation des DRM-Empfangs . . . . .	43
3.4	Erweiterte Einstellungen in Dream . . . . .	44
3.5	Beschreibung des DRM . . . . .	45
6.1	Unterschrift der Tabelle . . . . .	52



# Symbolverzeichnis

$h_s$  Test [s]



# Abkürzungsverzeichnis

AAC	Advanced Audio Coding
AM	Amplitudenmodulation
AP	Arbeitspunkt
ASK	Amplitude-Shift Keying
AUX	Auxiliary
CDMA	Code-Division-Multiple-Access
DRM	Digital Radio Mondiale
EMV	Elektro-Magnetische-Verträglichkeit
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FAC	Fast Access Channel
FDMA	Frequency-Division-Multiple-Access
FM	Frequenzmodulation
FSK	Frequency-Shift Keying
HF	Hochfrequenz
IC	Integrated Circuit
IDE	Integrated Developer Environment
LED	Light Emitting Diode
MDI	Multiplex Distribution Interface
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
MSC	Main Service Channel
NMOS	Negativ-Metall-Oxid-Halbleiter
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-Off-Keying
OP	Operationsverstärker

PM	Phasenmodulation
PMOS	Positiv-Metall-Oxid-Halbleiter
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation
QPSK	Quadratur-Phase-Shift Keying
SBR	Spectral Band Replication
SDC	Service Description Channel
SPI	Serial Peripheral Interface
TDMA	Time-Division-Multiple-Access
UEP	Unequal Error Protection
VHF	Very High Frequency - Ultrakurzwelle
VLC	Visible light communication
WLAN	Wireless Local Area Network