



# Entwurf eines Visible Light Communication Senders mit automatischer Amplitudenregelung

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 der elektrischen Schaltungstechnik bewegten mich zu meiner Entscheidung meine Abschlussarbeit im Bereich der Visible light communication (VLC) zu verfassen. Mir wurde die Möglichkeit zuteil, 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 kommunikationstechnischen 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 sowohl konstruktiv, als auch hilfsbereit unterstützt hat.

Des Weiteren gilt mein Dank allen Professoren der Fakultät EIT, die mich im Vorfeld in sehr umfangreichen Vorlesungen und Veranstaltungen mit einem theoretischen sowie auch einem praktischen Basiswissen ideal auf meine Abschlussarbeit vorbereitet haben.

Ein herzliches Dankeschön gilt auch meiner 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

Das Ziel dieser Arbeit ist es, einen VLC-Sender mit einer automatischen Amplitudenregelung und variablem Offset mithilfe eines Arduino Mikrocontrollers zu realisieren. Anschließend war es das Ziel mit dem Aufbau über den physikalischen Kanal, das Licht, eine Übertragungsstrecke aufzubauen. Dazu wurde der von Herrn Prof. Dr. Litzenburger aufgebaute VLC-Empfänger als Gegenstück dieses entwickelten Senders verwendet.

Als Übertragungsmedium wurden Audiosignale gewählt, welche mithilfe einer vom Fraunhofer Institut konzipierten Software namens Dream in die gewünschte Übertragungsform umgewandelt wurden. Dabei handelt es sich um ein Digital Radio Mondiale (DRM)-Signal, welches die Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Modulationsform verwendet.

Entsprechend wurden sowohl geeignete Bauteile für die Hardwarerealisierung, als auch eine kompatible Software zur Simulation und Projektierung dieser Anforderungen ausgewählt, implementiert, und getestet, um die oben aufgeführten Funktionalitäten zu erzielen.



# **Inhaltsverzeichnis**



# **1. Einleitung**

Die Kommunikation über das Medium Licht ist eine neue und äußerst vielversprechende Technologie aus dem Bereich der optischen, drahtlosen Kommunikation, die das sichtbare Spektrum für die Datenübertragung nutzt und sich aufgrund der hohen verfügbaren Bandbreite, des unregulierten sichtbaren Spektrums, und der nicht vorhandenen elektromagnetischen Interferenzen als Lösung für Funkkommunikationssysteme herauskristallisierte. Daneben wird das OFDM als Modulationsverfahren für VLC verwendet, da es in der Lage ist, hohe Datenraten zu erzielen und gleichermaßen mit einer hohen spektralen Effizienz zu übertragen. Zudem werden mithilfe jener die Auswirkungen von Störungen durch Intersymbol-Interferenz (ISI) reduziert.

## **1.1 Motivation**

Der wachsende Drang in der heutigen Zeit, mobil zu sein und die damit drastisch steigende Anzahl an Mobilfunkendgeräten, führt dazu, dass die elektromagnetischen Hochfrequenz (HF)-Bänder immer weiter überfüllt werden. Jedoch müssen Endgeräte jenes nutzen um mit anderen Geräten zu interagieren. In modernen, drahtlosen, mobilen Telekommunikationssystemen sind die gängigsten Technologien der Zugangsnetze zur Datenübertragung die Funkfrequenzen. Mit der steigenden Nachfrage an Hochgeschwindigkeitsdatendiensten steigt die Auslastung des HF-Spektrums. Darüber hinaus leidet die HF-basierte Kommunikation unter Mehrwegeausbreitung, was die Verfügbarkeit und Leistung von Verbindungen reduziert. Dies, zusammen mit der Überlastung des HF-Spektrums, bedeutet, dass nur wenige hochauflösende Kanäle in einem bestimmten Gebiet untergebracht werden können. Schätzungen zufolge finden etwa 70% des drahtlosen Datenverkehrs in Innenräumen statt [?]. Daher müssen Alternativen für drahtlose Kommunikationssysteme, speziell in Innenräumen, in Betracht gezogen werden. Eine solche Alternative sind VLC-Systeme, welche in ihren Anwendungsbereichen in Abbildung 1.1 illustriert werden. VLC nutzt das sichtbare Lichtspektrum, welches sich über eine Wellenlänge von etwa 390 - 700nm erstreckt, und daher im Vergleich zur HF-Kommunikation eine etwa zehntausend mal höhere Bandbreite in der Terahertz Größenordnung bietet.[?]

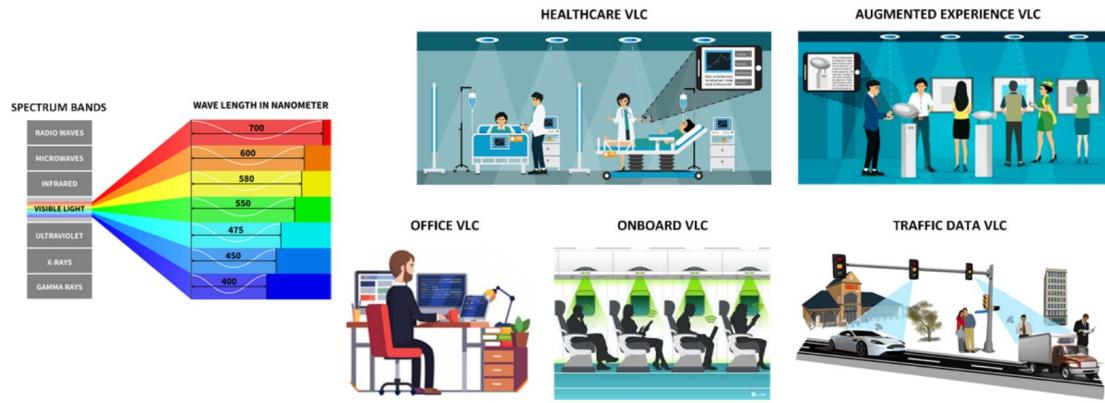


Abbildung 1.1: Wellenlänge und Use Cases von VLC  
[?]

Außerdem bietet es ein lizenzzfreies Spektrum, nicht vorhandene elektromagnetische Interferenzen, und eine erhöhte Sicherheit für Innenraumsysteme, da Licht auf die Dimensionen seines Ausleuchtungskegels beschränkt ist. Dariüber hinaus gilt VLC als ökologische Technologie, da Light Emitting Diode (LED)s energieeffiziente und leicht steuerbare Lichtquellen sind.[?] Außerdem werden die Vorteile von bereits implementierten LED für einen doppelten Zweck der Beleuchtung und der Datenkommunikation genutzt. Da moderne Kommunikationssysteme hohe Datenraten erfordern, muss ein Modulationsverfahren in Betracht gezogen werden, welches in der Lage ist, hohe Datenraten mit hoher spektraler Effizienz zu übertragen.[?] Hierbei wurde OFDM gewählt, welches im Laufe dieser Abschlussarbeit noch weiter eingeleitet und ausgeführt wird.

## 1.2 Ziel der Arbeit

Ziel dieser Abschlussarbeit ist es, einen VLC-Sender mit einem variablen Offset für den Lichtstrom und einer automatischen Amplitudenregelung aufzubauen. Dieser soll es ermöglichen, mittels modulierter Lichtwellen, Audio Daten von Personal Computer (PC) zu PC zu übertragen. Dazu wurden folgende Rahmenbedingungen festgelegt:

- Simulation der analogen Signalverarbeitungsschaltung in LT-Spice
- Projektierung einer Platine für die Komprimierung der Schaltungsgröße
- Konstruktion eines Gehäuses für die Unterbringung der Hardwarekomponenten
- Auseinandersetzung mit dem thermischen Management
- Variabilität des Offsets zur Steuerung des Lichtstroms
- Programmierung einer automatischen Amplitudenregelung
- Modulation und Demodulation des Audio-Sendesignals mittels Dream Software

### 1.3 Vorgehensweise

Zunächst wurde eine allgemeine Literaturrecherche zum Thema VLC angestellt, welche dazu dienen sollte sich einen Überblick über die gegebene Thematik zu verschaffen. Im Anschluss konnte durch das dadurch erlangte Wissen, die Simulation einer notwendigen analogen Signalverarbeitungsschaltung simuliert und dementsprechend theoretisch erprobt werden. Nach Beendigung der Simulation wurde die Schaltung zur Durchführung einer Funktionsprüfung auf einem sogenannten Breadboard aufgebaut. Nach dem sich dieser Prototyp sowohl in der analogen Signalübertragung, als auch im Zusammenspiel mit der digitalen Signalverarbeitungssoftware und Programmierung als funktionell bewährte, konnte ein Platinenlayout erstellt werden. Anschließend wurde die Planung eines Gehäuses durchgeführt, bei welcher viele Faktoren als Rahmenbedingungen vorgesehen wurden. Zu diesen galten unter anderem ein platzsparendes Design und eine gute Wärmeabführung der Leistungsbauteile. Zuletzt konnten Übertragungsstrecken aufgebaut und anhand von Kriterien wie der maximalen Datenrate und verschiedener Übertragungsentfernung evaluiert werden.



## 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 elektro-nischen 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 the-matisiert.

### 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 das klassische DAB+. Am Empfangsort wird das elektrische Signal mittels eines Lautsprechers wieder in ein akustisches Signal umgesetzt.<sup>[?]</sup> Der Lautsprecher erzeugt eine mechanische Welle, die in Hörschall resultiert. Hierbei definiert die Frequenz eine Tonlage und die Amplitu-de, 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 ver-bunden. Diese ermöglichen das menschliche Hören.<sup>[?]</sup> 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 [?], wohingegen Michels ihn zwischen 16 Hz bis 20 kHz ansiedelt [?]. 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.[?]

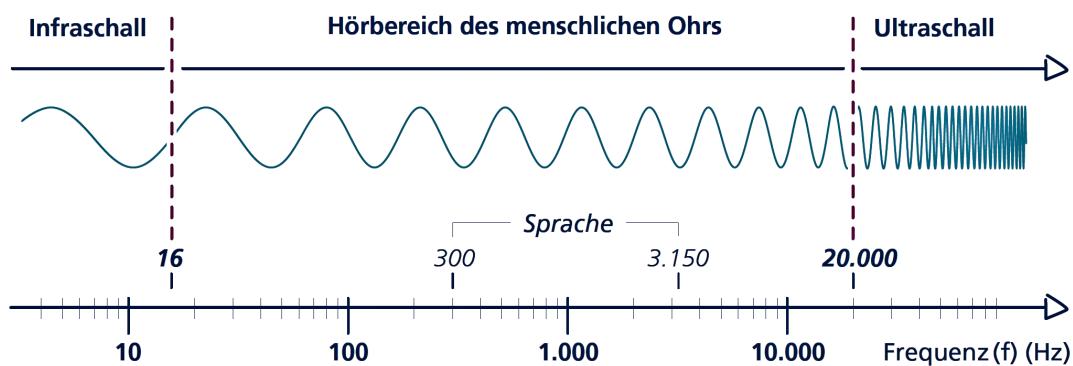


Abbildung 2.1: Hörbereich des menschlichen Ohres  
[?]

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 dessen gesendete Wellen 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 (AD)-Wandlers 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 multipliziert um dessen Werte zu ermitteln. Dieser Vorgang wird Abtastung genannt und in Darstellung 2.2 illustriert. Durch die Ausblendeigenschaft der Impulsfunktion bleiben nach der Multiplikation nur noch die Werte des Signals zu den Abtastzeitpunkten übrig. Zwischen den Abtastzeitpunkten wird jedoch keine Information abgefragt, wodurch der Wert an diesen Stellen Null beträgt. Zur Rekon-

struierung 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.

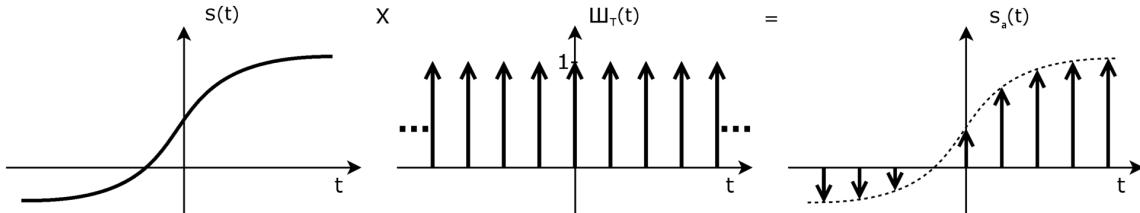


Abbildung 2.2: Abtastung eines Signals  
[14]

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.[?]

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.

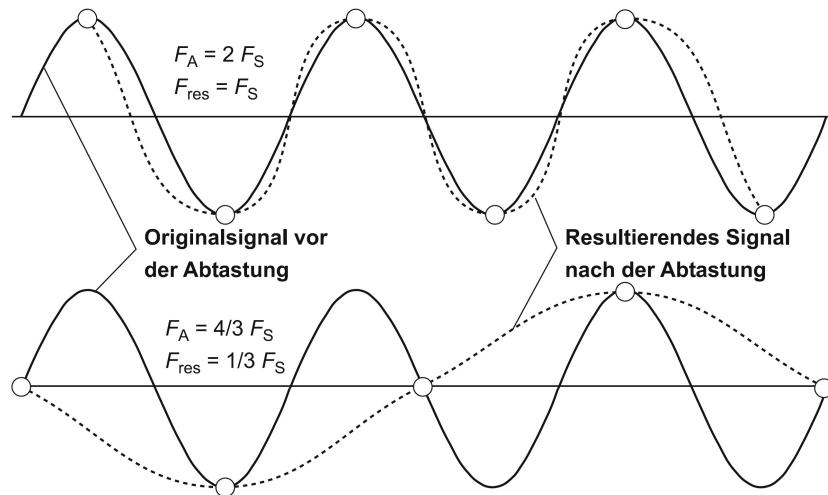


Abbildung 2.3: Vergleich zwischen Abtastung und Unterabtastung eines Signals [?]

Empfehlenswert ist es also, das Shannon Theorem nur als absolute Untergrenze zu wählen und dazu zu neigen die Abtastfrequenz noch deutlich höher als das zweifache und maximal zu messende Signal zu bestimmen.[?] 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, welcher in Abbildung 2.1 illustriert wurde, bei 20 kHz endet. [?]

## 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-Multiplexing (TDM), Space-Division-Multiplexing (SDM) und Frequency-Division-Multiplexing (FDM) eingeführt und beschrieben. Ein besonderes Augenmerk liegt hier auf dem OFDM, einer weiterentwickelten Form des FDM. Zuletzt wird der zentrale Baustein der digitalen Signalverarbeitung in dieser Abschlussarbeit erläutert, das sogenannte 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, falls vorhanden, das Signal einer 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, optisch) 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.[?]

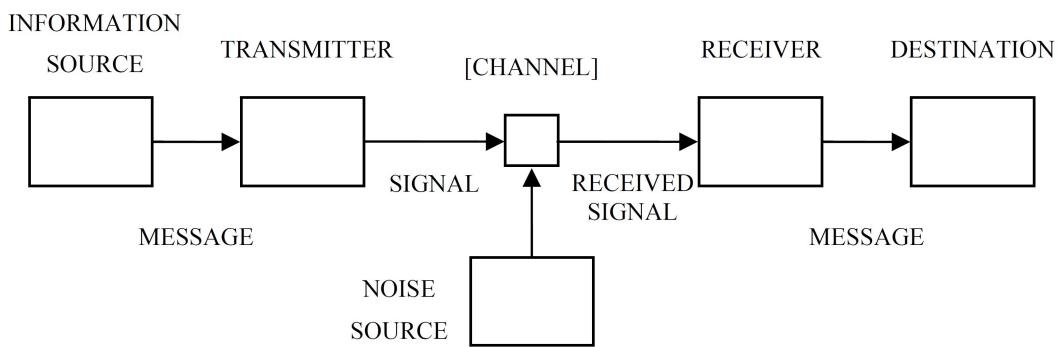


Abbildung 2.4: Nachrichtenübertragung nach Shannon  
[?]

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. Da hierbei der optische Kanal als Übertragungsmedium dient, eignet sich VLC 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]

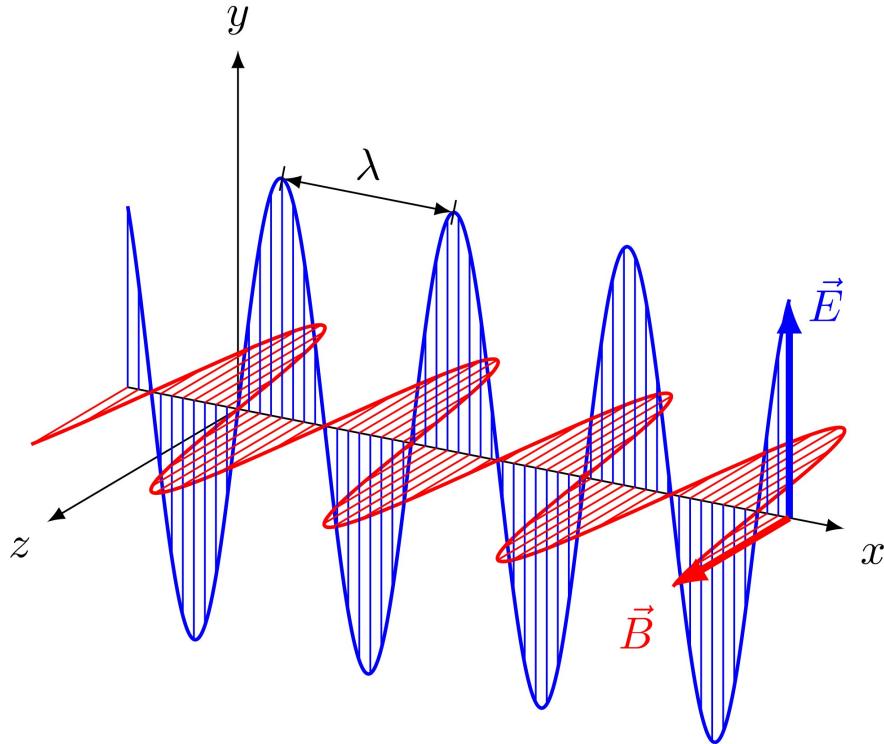


Abbildung 2.5: Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle  
[15]

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

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.[?][?] Um sich jedoch von einer Antenne zu lösen, muss die Wellenlänge  $\lambda$  der elektromagnetischen Welle, welche in Formel 2.2 dargestellt wurde, in die Größenordnung der Antennenabmessung kommen. Da ein Ton von 300Hz jedoch nach Formel 2.2 eine mehrere Kilometer 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.[?][?] Zum Rundfunk existieren jedoch Alternativen. Beispielsweise Fernbedienungen nutzen als Signalform das Licht im Infrarot-Bereich, um Umschaltbefehle 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.

### 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 eingeführt und die Bedeutung einer hochfrequenten Trägerfrequenz verdeutlicht. Hier soll nun die Funktionsweise einer Trägermodulation weiter ausgeführt werden.

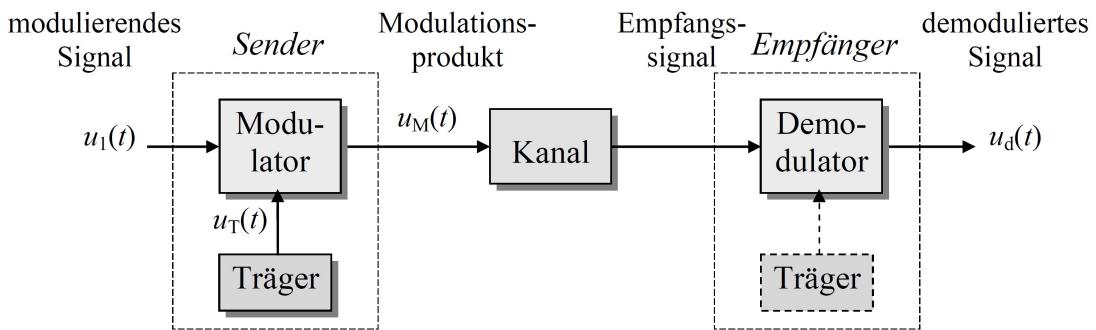


Abbildung 2.6: Blockschaltbild einer Übertragung mit Trägermodulation  
[?]

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. Beim Basisband handelt es sich um den natürlichen Frequenzbereich eines Nutzsignals.[26] Radio-Rundfunk liefert ein Beispiel für eine solche Trägermodulation. Hierbei werden sich die drei variablen Parameter eines sinusförmigen Trägersignales zu eigen gemacht. Dabei handelt es sich um die Frequenz, Amplitude und Phase eines jenen. In Abhängigkeit der benutzten Verfahren ist die Rede von Amplitudenmodulation (AM), Frequenzmodulation (FM) oder Phasenmodulation (PM).[?] Diese Theorie der Trägermodulation soll nun am Beispiel eines AM-Signals und eines FM-Signals veranschaulicht werden.

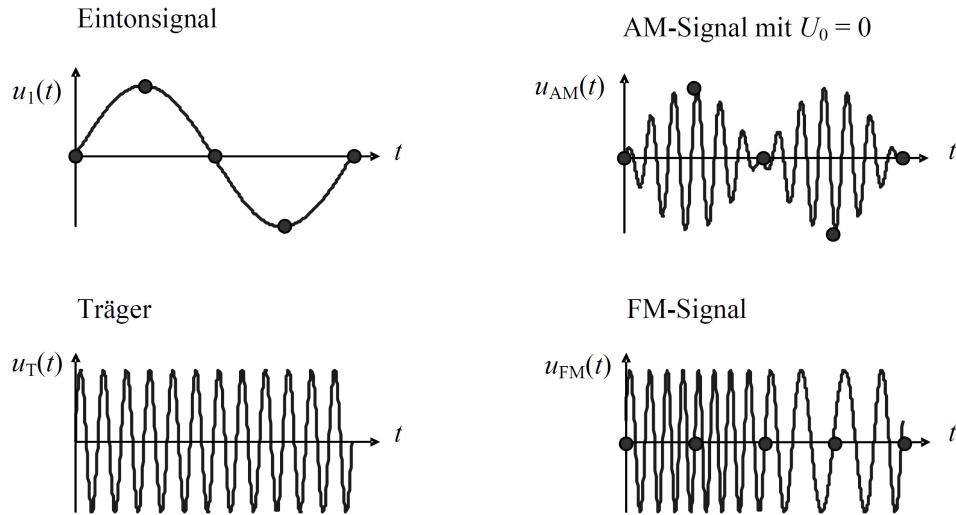


Abbildung 2.7: AM- und FM-Modulation eines Sinusträgers mit einem Eintonsignal  
[?]

Hierbei wird ein analoges Eingangssignal  $u_1(t)$  verwendet. Es findet also keine Wandlung in ein digitales Signal statt. Bei der AM wird 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 Kurve. Durch diesen Vorgang erlangt das Signal eine adäquate Frequenz zur Ablösung einer Antenne.[?][?]

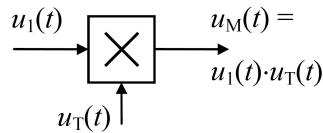


Abbildung 2.8: Trägermultiplikation bei AM  
[?]

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

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 zweiseitigen Form 2-Amplitude-Shift Keying (ASK), 2-Frequency-Shift Keying (FSK) und 2-Phase-Shift Keying (PSK) in Darstellung 2.9 veranschaulicht.

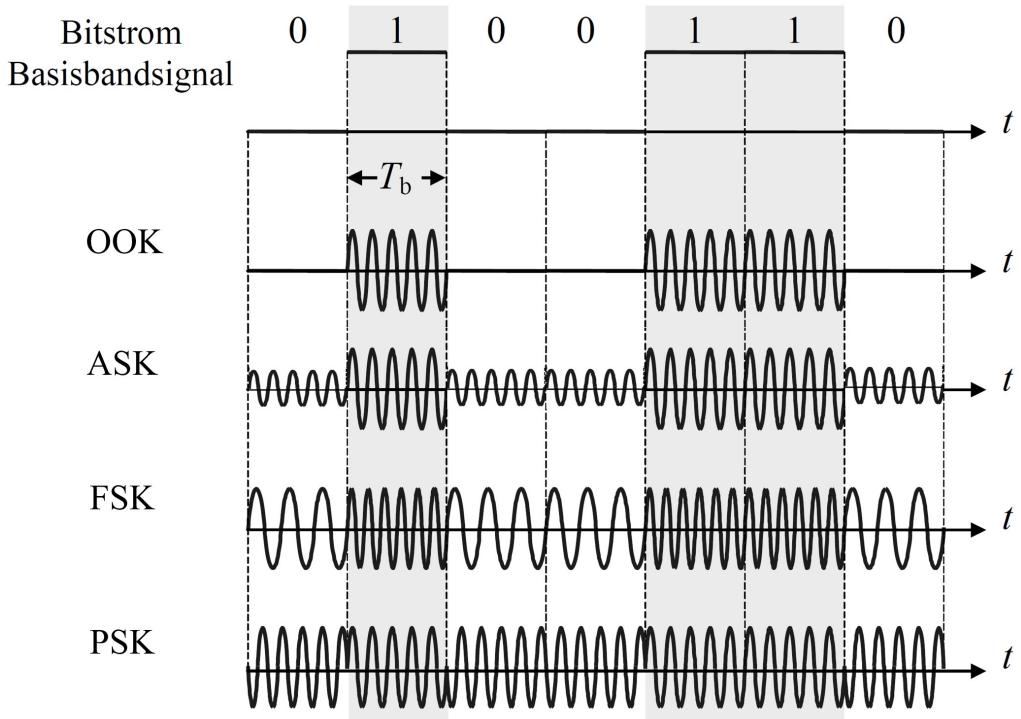


Abbildung 2.9: Binäre Übertragung mit Sinusträger  
[?][01]

Hierbei wurde noch eine weitere Version der AM-Modulation illustriert. Diese nennt sich On-Off-Keying (OOK) und hat bei der Übertragung einer digitalen "1" eine Amplitude und wird jedoch bei der Übertragung einer digitalen "0" auf Null gesetzt. Da unter diesen Voraussetzungen nicht ermittelt werden kann wann die Übertragung endet, wird in der Praxis bei der AM-Modulation ein Zwischenwert mit z.B. halber Amplitude zum Senden einer digitalen "0" verwendet. Ein übertragenes Bit entspricht bei zweiwertigen Modulationen einem Symbol. Modernere Kommunikationssysteme verwenden mittlerweile jedoch höherwertige 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 z.B. als 4-ASK, 4-FSK und 4-PSK bezeichnet werden. Oft wird die Ziffer Vier auch mit dem Buchstaben "Q" für Quadratur ersetzt.[?][?] 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. Und  $\varphi_i$  beschreibt zuletzt die Phasenverschiebung zwischen den einzelnen Symbolen. Zudem ergibt sich die in Formel 2.3 genannte Kreisfrequenz  $\omega$  aus:

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

Da sich durch die konstante Amplitude die Symbole auf einem Kreis befinden, wird zur Maximierung des Abstandes bei der QPSK eine Verschiebung um  $90^\circ$  vorgenommen. Tabelle 2.1 gibt Information über die verschiedenen Phasenlagen die von  $i$  angenommen werden können.[18]

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 Bit in einem Symbol inkorrekt wären. Die Anzahl der differierenden Bit zweier benachbarter Symbole wird auch Hamming Abstand genannt.[17]

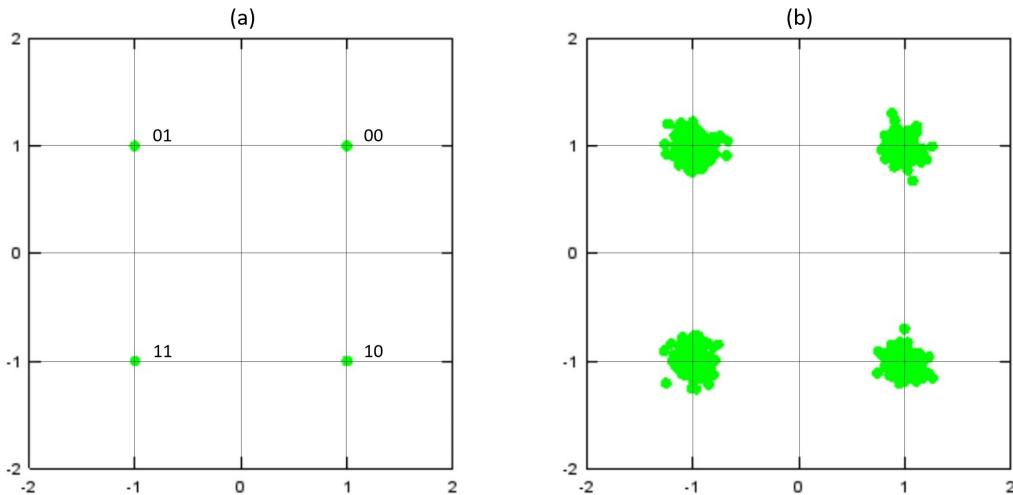


Abbildung 2.10: Konstellationsdiagramm mit  $\varphi_0=45^\circ$  im komplexen Raum  
[16]

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 gegebenen Fall sind das die reelle und die imaginären Achse.[18]

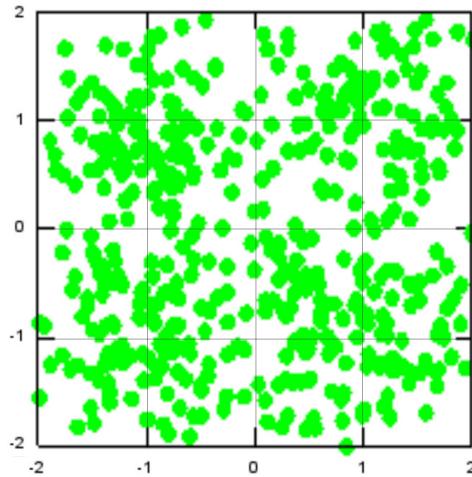


Abbildung 2.11: Konstellationsdiagramm mit  $\varphi_0 = 45^\circ$  mit stark verrauschem Kanal [16]

Ein solches Vorgehen ist jedoch bei höherwertigen PSK-Modulationen nicht mehr sinnvoll, da die Symbolabstände immer geringer werden würden und die Übertragung somit stör-anfälliger wird. Durch die konstante Amplitude würden sich der Symbolabstand auf der Kreisbahn mit steigender Symbolzahl verringern. Sinnvoller ist es also die QPSK so zu erweitern, dass in der Wellengleichung nicht nur  $\varphi_i$  variiert wird, sondern auch die Amplitude  $A$ . Durch diese Erweiterung kann die Bitrate 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 finden.

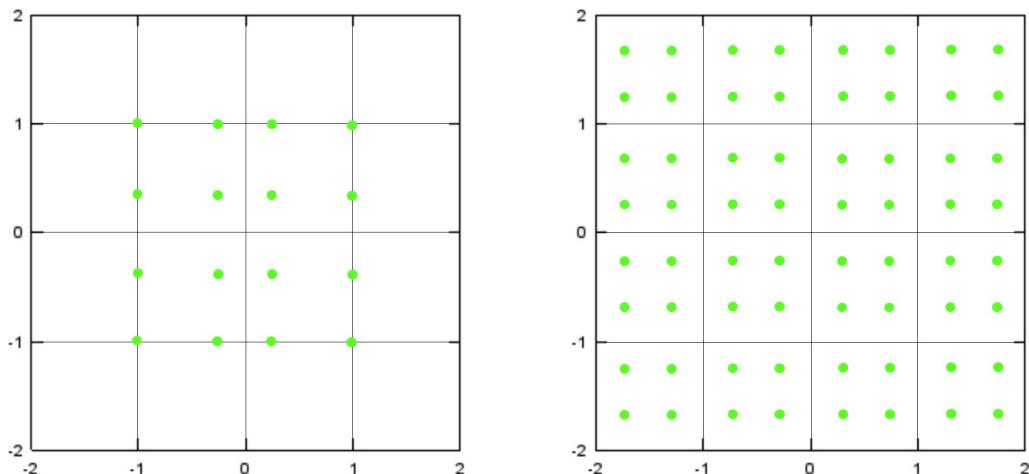


Abbildung 2.12: Konstellationsdiagramme mit 16-QAM und 64-QAM [01][16]

### 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.[?] Da es sich beim Basisband um den natürlichen Frequenzbereich eines Nutzsignals handelt muss der Bandpassbereich noch näher ausgeführt werden. Im Falle dieser Abschlussarbeit bei Audiosignalen also zwischen 0Hz und 20kHz, was als Bandbreite  $B$  bezeichnet wird. Reelle Basisbandsignale wie Audio, weisen jedoch sowohl positive als auch negative spektrale Anteile auf. Aufgrund dessen erstreckt sich die Bandbreite daher symmetrisch von  $-B$  bis  $+B$ . Bei digitalen Modulationsarten hingegen werden meist im komplexen Basisband verarbeitet, welches sich asymmetrisch von  $-B/2$  bis  $+B/2$  erstreckt. Vor der Modulation und nach der Demodulation liegt das Signal im Basisband. Nach der Modulation und vor der Demodulation jedoch, ist das Nutzsignal nicht mehr in der Basisbandlage, sondern auf einen Träger aufmoduliert. Es befindet sich dann im Trägerfrequenzbereich, beziehungsweise dem sogenannten Bandpassbereich.[26]

Da Signale meist nicht endlich sind, sondern eine unendliche Ausbreitung im Frequenzspektrum besitzen, wird die Bandbreite durch eine Kenngröße markiert. Dabei 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 der 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.[?] 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 welche in Tabelle 2.2 näher erläutert werden und diesen Ansatz verfolgen.

Allerdings wurde das in Tabelle 2.2 ausgeführte FDM noch weiterentwickelt und modifiziert. Beim normalen FDM 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

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-Audioübertagung, 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

[27][?]

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 an Daten. Zur Optimierung dieses Verfahrens wurde das Orthogonale-Frequenzmultiplexverfahren (OFDM) entwickelt.

Bei diesem Verfahren werden die 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 mehreren Teilnehmern genutzt werden können. Datenpakete werden also nicht Seriell sondern Parallel versendet.[27] Kommt es innerhalb des OFDM-Signalspektrums zu einer schmalbandigen

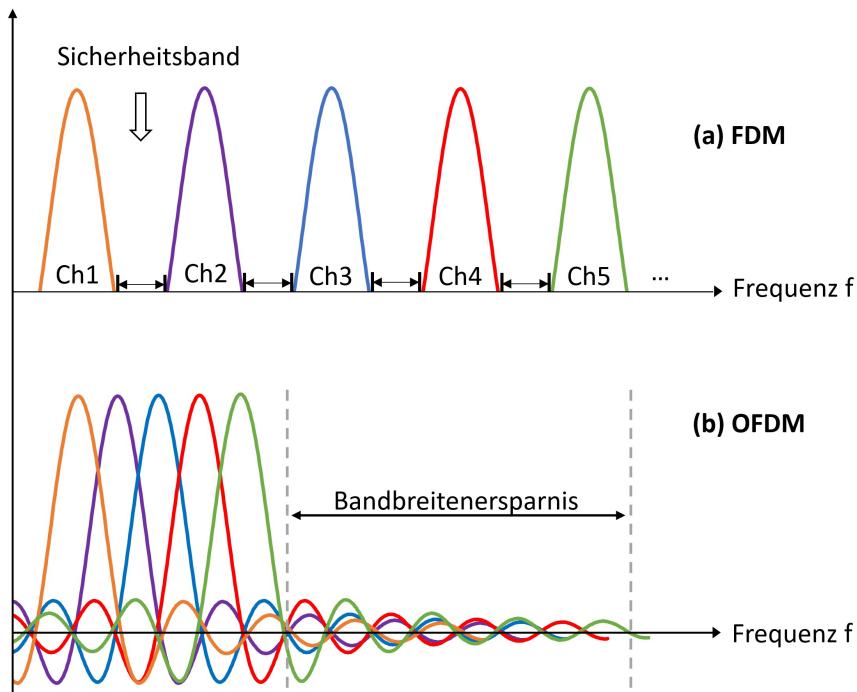


Abbildung 2.13: Spektrale Effizienz des Orthogonalen-Frequenzmultiplexverfahrens  
[01]

Störung, können die von der Störung betroffenen Träger von der Datenübertragung ausgenommen werden, wodurch die Datenrate nur minimal sinkt. Bei einer QAM welche 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. 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 immens 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.

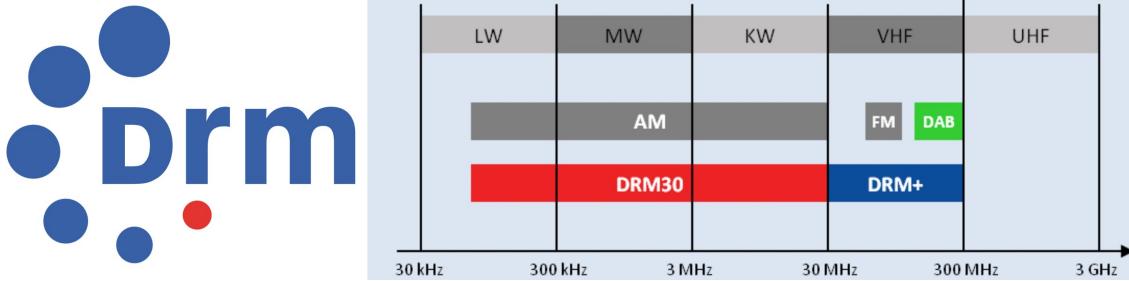


Abbildung 2.14: DRM - Frequenzbereich  
[21]

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 somit 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]

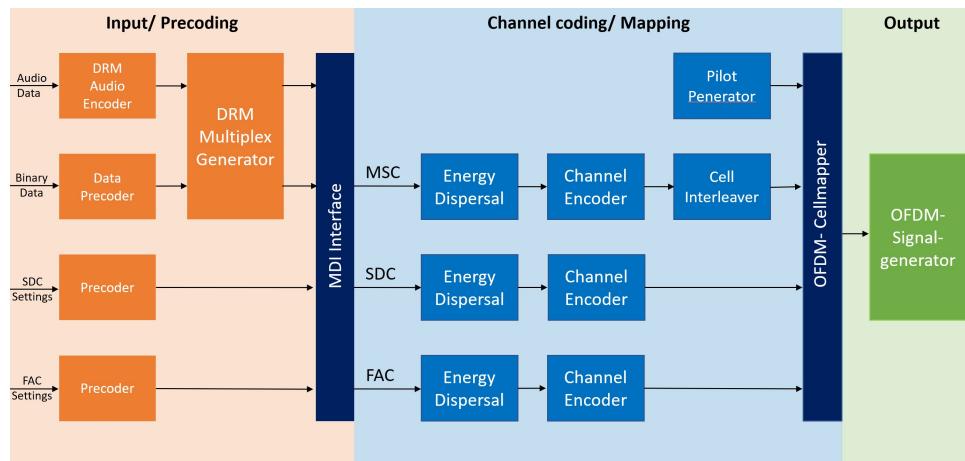


Abbildung 2.15: DRM - Struktur  
[01]

Hierbei wird der FAC 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 Belegung 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][21] Die Coderate steht hierbei für das Verhältnis der Informationssymbole zur Länge der übertragenen Wörter.

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 Datenentitätstyp hat eine eindeutige Nummer, welche seine Datenstruktur definiert. Der Channel Encoder verwendet ein Standard-Mapping mit einer Modulation von 4-PSK oder 16-QAM und einer Gesamtcoderate von 0,5. Ebenso wie der FAC ist auch der SDC mit Equal Error Protection (EEP)-kodiert und hat keinen hoch geschützten Bestandteil. 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.[20][21]

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. Es besteht die Wahl zwischen Standard-Mapping, symmetrisch-hierarchischem oder gemischt-hierarchischem Mapping, wobei nur das Standard-Mapping 16 QAM zulässt. Bei hierarchischer Modulation wird jedes Bit eines hierarchischen Multiplexrahmens auf einen komplexen Zellenquadrantern abgebildet, was bei zu hoher Fehlerrate eine 4-QAM-Dekodierung der MSC-Zellen ermöglicht. Um das MSC noch fehlerresistenter zu machen, ist es möglich, Unequal Error Protection (UEP) zu verwenden und den Multiplex-Rahmen in einen höher oder niedriger geschützten Datenteil aufzuteilen. Ein sogenanntes Cell-Interleaving von entweder 2s (lang) oder 400ms (kurz) schützt die MSC-Daten zusätzlich vor Fehlerbursts. [20][21] Burstfehler (auch Bündelfehler genannt) beschreiben blockweise Störungen eines Signals. Durch diese gestörten Blöcke, könnte es passieren dass eine ganze Folge von Übertragenen Bits nicht mehr die gewünschte Information enthalten.[28] Abbildung 2.16 illustriert eine solche gestört Bitfolge.

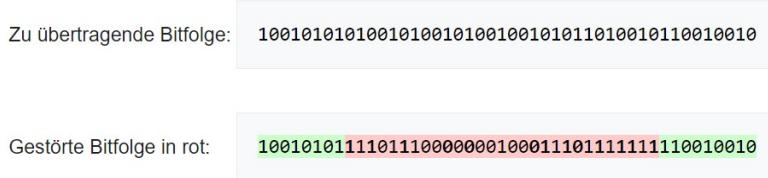


Abbildung 2.16: Burstfehler Beispiel  
[28]

Das Multiplex Distribution Interface (MDI) 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 HF-Verbindungen über große Entferungen, 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 und das DRM eingeführt. Nun sollen relevante Bauteile eines VLC-Senders dargestellt und näher ausgeführt 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, als auch die Datenübertragung mittels eines optischen Kanals zu ermöglichen. Es werden im Folgenden demnach verschiedene Bauteile und deren Bedeutung im Kontext zu dieser Abschlussarbeit verdeutlicht.

### 2.3.1 Leuchtdiode

Eine 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.[?]

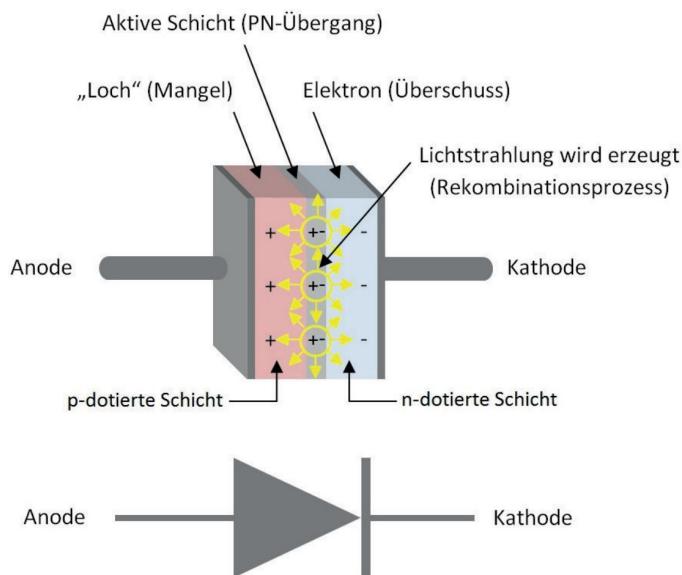


Abbildung 2.17: Strahlungserzeugung in der LED am pn-Übergang  
[?]

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.[?] Die Farbe hängt dabei vom Halbleitermaterial und der genauen Dotierung ab. Zudem ist dieser Rekombinationsprozess stark temperaturabhängig.[?] Wie dieser thermische Faktor jedoch gedämpft wird, wird in einem noch folgenden Kapitel näher erläutert.

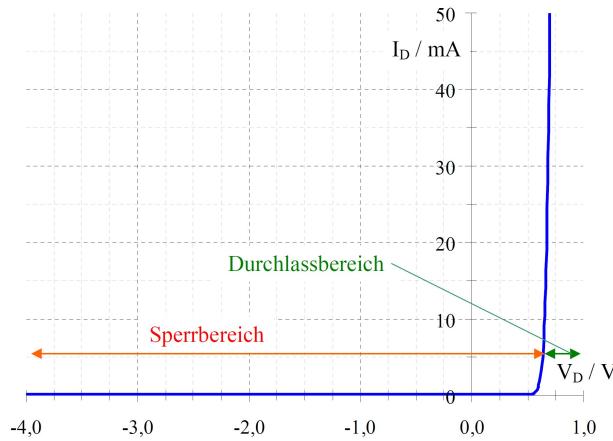


Abbildung 2.18: Diodenkennlinie  
[13]

In der Abbildung 2.18 ist die Strom-/Spannungskennlinie einer Diode in Durchlassrichtung dargestellt. Die Kennlinie einer LED hat den selben Verlauf, jedoch liegt die Durchlassspannung je nach gewählter Farbe nicht bei ca. 0.7V sondern im Bereich von 1,6V (rote LED) bis zu 4V (blaue 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 2.19: Flussspannungen von LEDs verschiedener Farben  
[13]

Wie in Abbildung 2.18 illustriert ist, ändert sich die Spannung in ihrem Verlauf ab einem gewissen Punkt nur noch minimal. Das bedeutet, dass sich ab einer gewissen angelegten

Spannung lediglich der Strom noch weiter erhöhen kann. Da die Leuchttintensität der LED von dieser Höhe des Stromdurchflusses abhängt, führt dies zu dem Schluss, den durchfließenden Strom statt der angelegten Spannung zu regulieren. Wird nun der durch die LED fließende Strom mit der Ausgangsleistung ins Verhältnis gesetzt, ergibt sich ein Zusammenhang wie ihn Abbildung 2.20 zeigt.

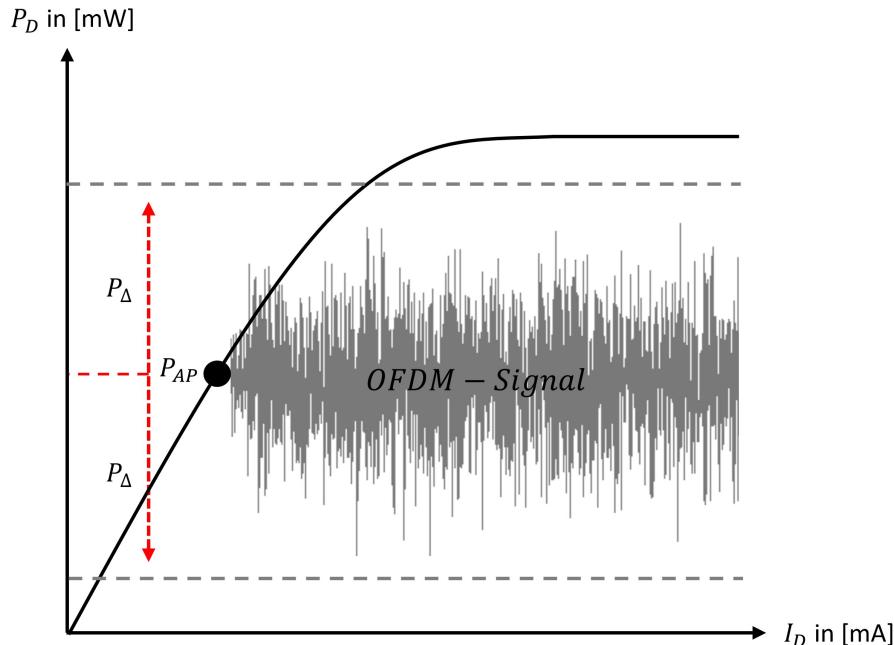


Abbildung 2.20: Kennlinie einer Diode – Lichtleistung zu fließendem Strom  
[01]

An dieser Stelle wird ersichtlich, dass es einen stark nicht-linearen Abschnitt in der Kennlinie gibt, welcher sich durch seine nicht-linearität keineswegs zur Datenübertragung eignet. Des weiteren existieren zwei lineare Bereiche, wobei einer dieser Bereiche keine Steigung hat und sich somit nicht für die Übertragung eignet. Um die etwa mittlere Lichtleistung, gibt es jedoch einen linearen Bereich der eine hohe Steigung vorweist, welcher sich ausgezeichnet für die Übertragung von Daten eignet. Dies bedeutet, dass die LED auf einem Arbeitspunkt (AP) innerhalb diesen linearen Bereichs 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.[?]

### 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 Ausgangsruhepotential von 0V. Deshalb sind in der Regel zwei Betriebsspannungsquellen erforderlich: eine positive und eine negative.“([?],S.491)

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

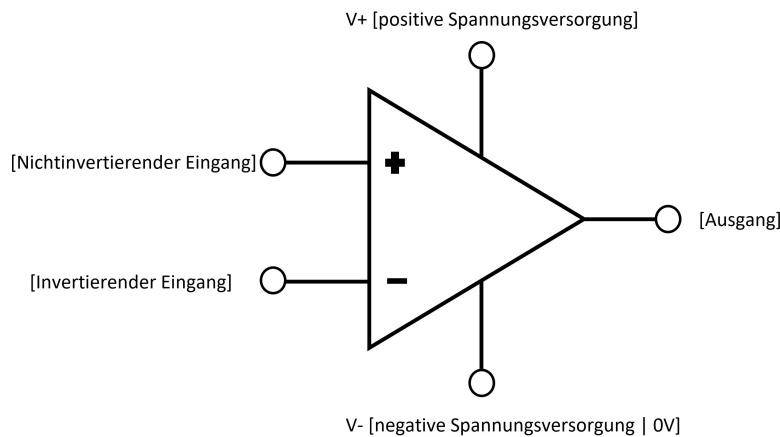


Abbildung 2.21: Operationsverstärker Anschlusschema  
[01]

Sie werden im Allgemeinen in Form einer integrierten Schaltung (Integrated Circuit (IC)) hergestellt. Die in dem Datenblatt eines Operationsverstärkers angegebenen Werte beschreiben seine Eigenschaften ausreichend. Zudem verfügt der OP über einen invertierenden (-) und nicht-invertierenden (+) Eingang.[?] 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 oder G verwendet.[?]

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

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.[?] Zudem fließt kein Steuerstrom, d.h. es fließt kein Strom in die Eingänge des OP, da es einen unendlichen Eingangswiderstand besitzt.[?]

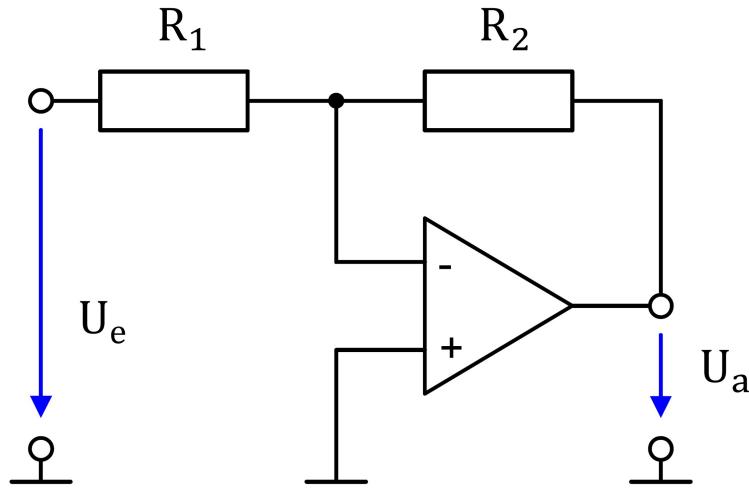


Abbildung 2.22: Invertierender Operationsverstärker  
[01]

Abbildung 2.22 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:

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

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 2.23 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 2.24 dargestellt.

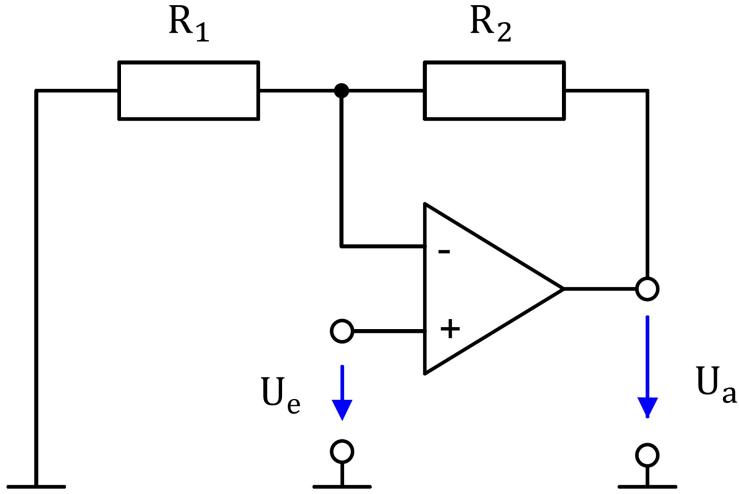


Abbildung 2.23: Nichtinvertierender Operationsverstärker  
[01]

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(Voltage Swing).[?] Eine Ausnahme hierzu sind Rail-to-Rail Verstärker, welche sich dadurch auszeichnen, dass ihre Aussteuergrenzen der Versorgungsspannung entsprechen.

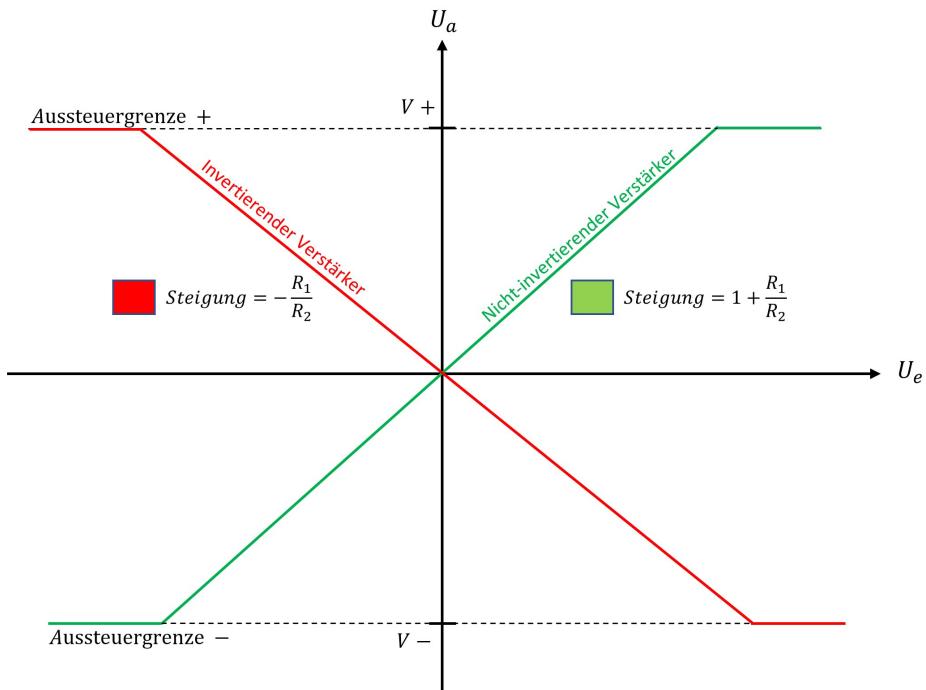


Abbildung 2.24: Theoretische Aussteuergrenze von OPs  
[01]

### 2.3.3 Feldeffekttransistor

Der am häufigsten eingesetzte Leistungsschutzschalter im Spannungsbereich bis etwa 250V ist der 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. In einem MOSFET wird der Strom durch eine Spannung gesteuert. Dies ist eine Eigenschaft, welche sich im Rahmen dieser Abschlussarbeit zu Nutzen gemacht wird. Es gibt vier Grundbauformen 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.[?]

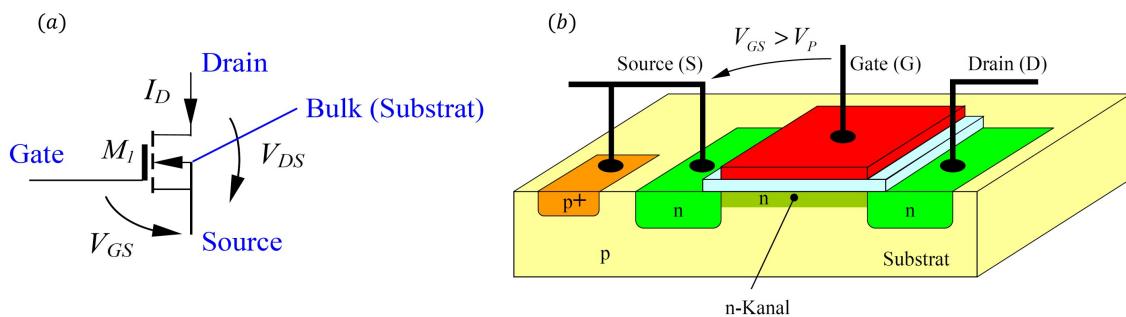


Abbildung 2.25: NMOS Feldeffektransistor  
[13]

In Abbildung 2.25 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 erkennen, dass sich unter dem Gate der n-Kanal gebildet hat.

### 2.3.4 Digital Potentiometer

Um den Strom durch die LED nun digital zu regulieren und zudem die Helligkeit der LED für die Datenübertragung zu variieren, wird ein Digitalpotentiometer benötigt. Hierfür wurde der IC MCP42010 in der  $10\text{k}\Omega$ -Variante mit zwei Kanälen ausgewählt. Dieses Digitalpotentiometer verfügt über eine sogenannte Serial Peripheral Interface (SPI)-Schnittstelle und kann mittels eines Arduino zur Laufzeit angesteuert werden, um dessen Widerstandswert in 256 Schritten zu verändern. Dies ermöglicht eine Variation des Widerstandes in einem Bereich zwischen  $52\Omega$  (00h) und  $10\text{k}\Omega$  (FFh) in  $39\Omega$  Schritten. Bei diesem SPI handelt es sich um ein Bussystem das aus drei Leitungen besteht und für eine synchrone serielle Datenübertragung zwischen verschiedenen ICs konzipiert ist. Die vom IC vorgeschriebene Versorgungsspannung von 5V stellt der Spannungsversorgungspin des Arduino bereit. Außerdem kann dem Datenblatt des ICs entnommen werden, dass dessen Eingangsspannungsbereich an den Widerstandseingängen maximal zwischen -0,6V und +1V über der Versorgungsspannung des Bauteils 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 oder gar einem Schaden an dem Bauteil vorzubeugen.

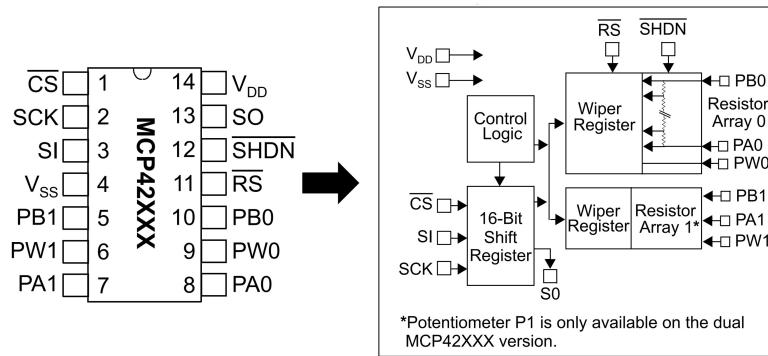


Abbildung 2.26: Aufbau des MCP42010

[31]

Die Funktion der einzelnen Pins die in Abbildung 2.26 sowie die Ansteuerung des ICs durch den Arduino, wird in nachfolgender Tabelle 2.3 dargestellt.

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 [31]

Aufgrund des Anwendungsfalls in dieser Abschlussarbeit, werden einige Pins des MCP42010 nicht benötigt und aus diesem Grund in Tabelle 2.3 mit einem "X" markiert 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. Hierdurch wird gewährleistet, dass die OPs auch die negativen Halbwellen des Wechselstromsignals verarbeiten können. Gleichspannungswandler werden grundsätzlich immer dort eingesetzt, wo die zu Verfügung stehende Eingangsspannung nicht zur Versorgung der im Schaltkreis folgenden elektronischen Bauteile passt.[?] 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  $V_{CC}$ . Laut typischer Beschaltung des Bauteils als einfacher DC-DC-Wandler sind im Datenblatt an den Ausgängen zusätzliche Kondensatoren vorgesehen. 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 2.27 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.

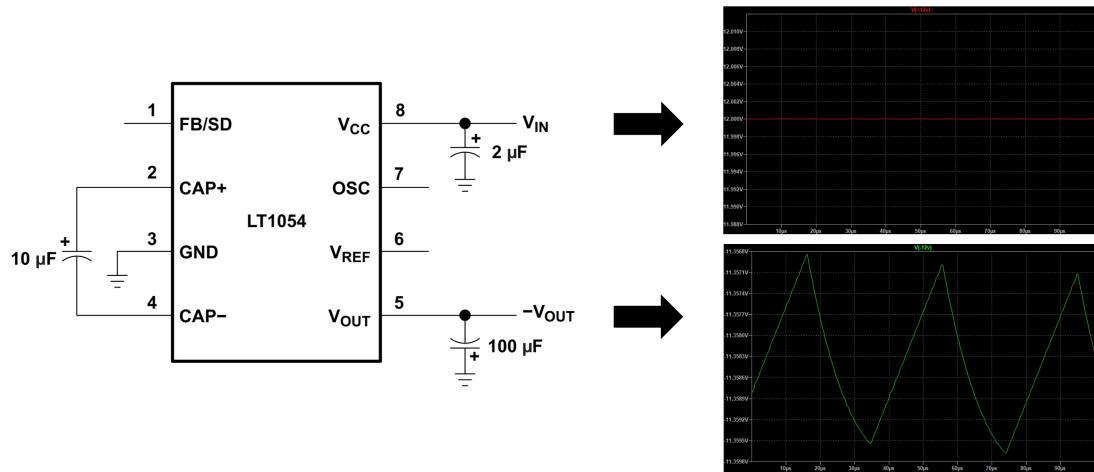


Abbildung 2.27: Beschaltung und erzeugte Spannung des LT1054  
[01]+Datenblatt

Der Spannungswandler arbeitet außerdem intern für die Invertierung mit einer Frequenz 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 Hardwaredkomponenten. 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.[?] [22] Diese eignet sich hervorragend zur Funktionsprogrammierung von ansteuerbaren Komponenten im analogen Signalverarbeitungspfad.

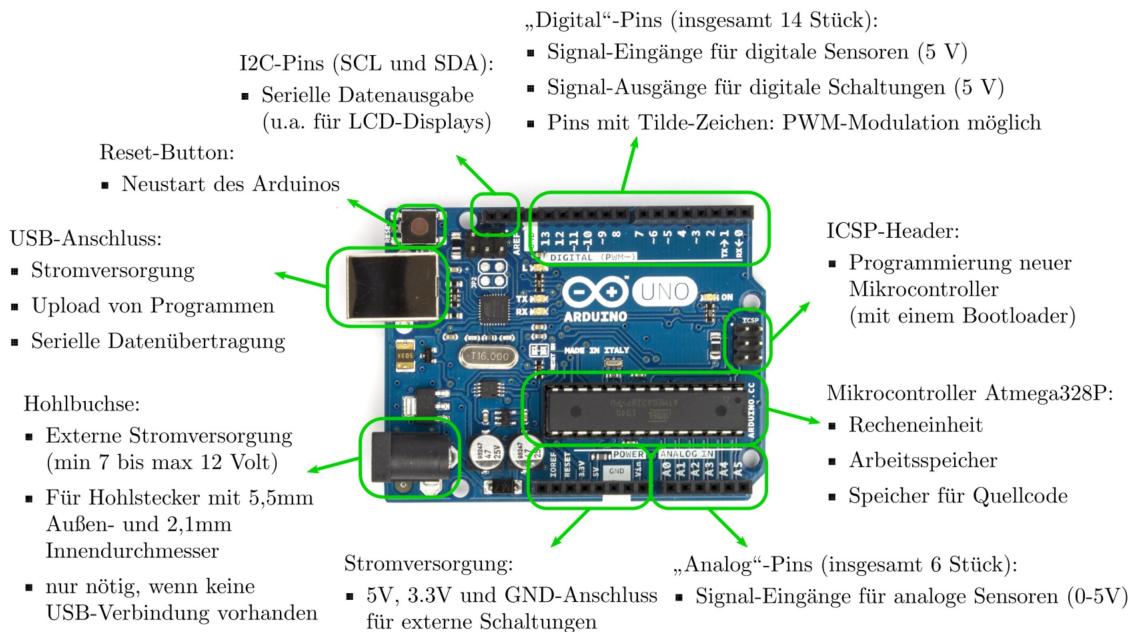


Abbildung 2.28: Aufbau eines Arduino UNO  
[22]

## 2.4 Softwaretools

Nach dem die Hardwarekomponenten näher erläutert wurden, setzt sich dieses Kapitel mit den für die Umsetzung des Projektes relevanten Programmen auseinander. Diese Programme werden für die Simulation, das Design des Platinenlayouts und die Programmierung verwendet.

### 2.4.1 LT-Spice

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

### 2.4.2 Easily Applicable Graphical Layout Editor (EAGLE)

EAGLE ist eine Software zum Designen und Erstellen von Leiterplattenlayouts und Schaltplänen. 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]

### 2.4.3 Arduino IDE

Die Programmiersprachen, welche in der Entwicklungsumgebung zur Verfügung stehen 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.[?]

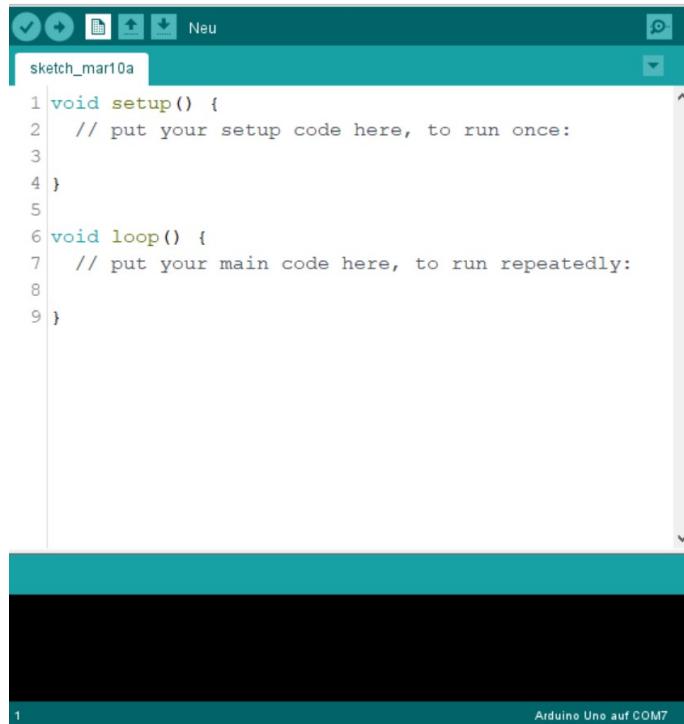


Abbildung 2.29: Arduino IDE  
[01]

Arduino-Programme basieren immer auf einem einheitlichen Grundaufbau. In Abbildung 2.29 ist dieser zu erkennen. Es sind zwei Funktionen namens `setup()` und `loop()` deklariert. Die Funktion `setup()` wird einmalig zu Beginn des Programms aufgerufen, während `loop()` direkt im Anschluss aufgerufen wird und in einer Endlosschleife ausgeführt wird bis der Mikrocontroller stromlos geschaltet wird. Oberhalb der Funktion `setup()` können außerdem noch Präprozessorbefehle implementiert werden.

#### 2.4.4 Dream (Version 2.2.1)

Die Software Dream bietet eine Möglichkeit 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 Mikrofon-Eingang der Soundkarte empfangen. Bei alldem benutzt das Konzept internationale Direktiven für Amateurfunk, Radio und Informationsdienste. Diese Eigenschaft ermöglicht es dem Anwender, 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**

In diesem Kapitel werden die einzelnen analogen Signalverarbeitungskomponenten näher erläutert und zu einem ganzen System zusammengefügt. Da hier sowohl digitale, als auch analoge Signalverarbeitungsbausteine in Einklang gebracht werden sollen, wird zunächst auf die Eigenschaften des analogen Schaltkreises eingegangen. Darauf folgend werden der physikalische Aufbau von Schaltung und Gehäuse, aber auch das thermische Management des Systems thematisiert. Zudem setzt sich dieses Kapitel mit der Ansteuerung der Potentiometer auseinander, welche es dem Sender ermöglichen, den Offset und die Amplitude frei zu variieren. Zuletzt werden Einstellungs- und Evaluierungsparameter der Modulationssoftware Dream für Sender und Empfänger erörtert.

## **3.1 Analoge Signalverarbeitung**

Bei der Signalübertragung über den physikalischen Kanal mit dem, in dieser Abschlussarbeit gewählten, Medium Licht, müssen einige grundlegende Dinge beachtet werden. Im Kapitel 2.3.1 der Leuchtdiode wurden ihre grundlegenden Eigenschaften erklärt, die es 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 bei der Übertragung von Signalen darauf zu achten, die LED nur im linearen Bereich der LED-Kennlinie zu betreiben. Wenn diese im nichtlinearen Bereich der LED betrieben wird, können Verzerrungen auftreten und somit die Übertragung stark gestört werden. Um dieses Problem zu lösen, wird ein Offset verwendet, welcher dem Signal einen positiven Gleichanteil aufaddiert, sodass dieses keine negativen Spannungsanteile mehr enthält. Zudem wurde ein Spannungspuffer eingerichtet um den nötigen Abstand zum Nullpunkt zu garantieren. Dies liefert Gewissheit, dass nur positive Spannungsanteile übertragen werden und somit kein Signalverlust verzeichnet werden muss.

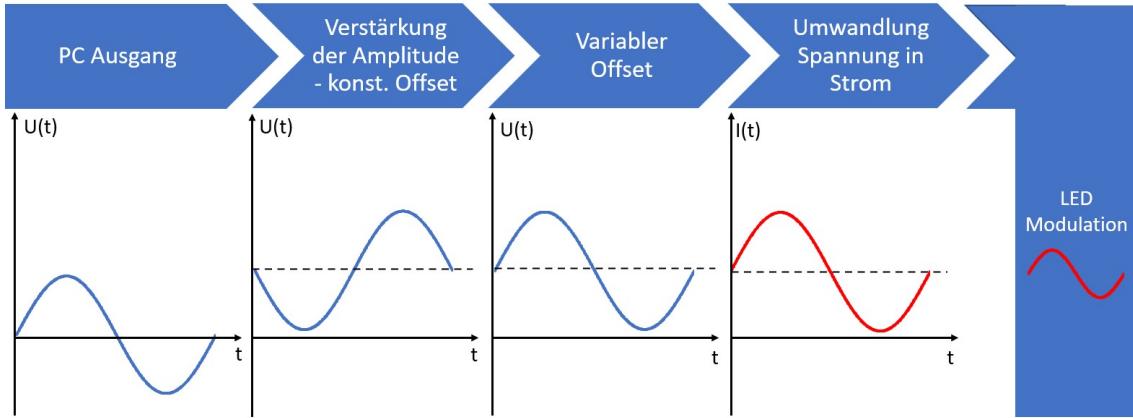


Abbildung 3.1: Signalverarbeitungsschritte  
[01]

In Abbildung ?? 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 ?? ist die Eingangssignalverarbeitungsstufe illustriert.

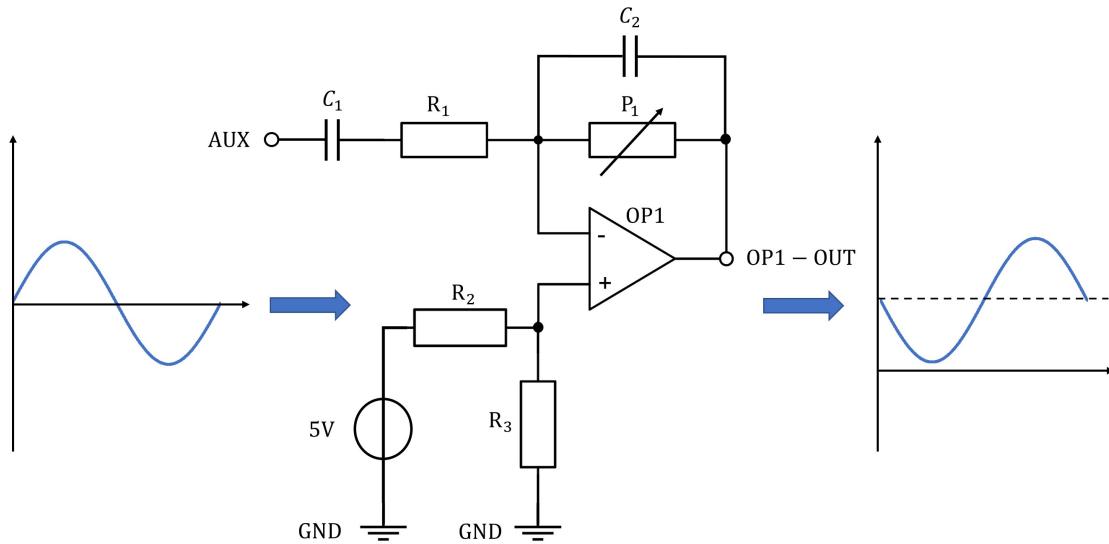


Abbildung 3.2: Eingangssignalverarbeitungsstufe  
[01]

Der Schlüsselfaktor in der Eingangsstufe ist der variable Widerstand im Rückkopplungspfad des OPs. Hierbei handelt es sich um ein digitales Potentiometer, welches sich über

die SPI-Schnittstelle des Arduino zur Laufzeit beliebig verändern lässt. Die Schwierigkeit in der Implementierung dieses Bauteils liegt jedoch darin, dass es keine hohen 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 Wechselspannungssignal mit einer Amplitude von etwa 1V Root-Mean-Square (RMS) handelt, wurden in dieser Schaltung Vorkehrungen getroffen, um die negativen Anteile dieses Signals in positive Anteile zu transferieren. Um dieses Vorhaben zu realisieren, wurde auf den nicht-invertierenden Eingang des OPs mithilfe eines Spannungsteilers  $R_3$  und  $R_2$  eine Spannung angelegt. Diese soll das Potential des OPs so anheben, dass das Alternating Current (AC)-Signal aus der Soundkarte direkt mit einem Offset addiert wird und somit keine negativen Anteile mehr besitzt. Um die Soundkarte vor der Direct Current (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 1V RMS muss also ein Mindestoffset von 1V RMS zum Signal hinzu addiert werden. Um hier jedoch mit der Amplitude trotz Verstärkung innerhalb des erlaubten Spannungsbereiches von  $-0,6V < U < 6V$  zu bleiben, wurde ein fester Offset von 2,15V gewählt. Die Wahl dieses Wertes ist auch auf die gegenseitige Beeinflussung des Offsets und der Verstärkung zurückzuführen. Der Offset steigt auch also mit zunehmender Amplitudenverstärkung. Zudem wurde eine maximale Verstärkung von  $A = 1,6$  hinzugezogen wodurch sich der Spannungsbereich, selbst bei einer maximalen Verstärkung, stets in einem Bereich von  $-0,2V < U < 5,7V$  befindet. Dies ist in Abbildung ?? illustriert.

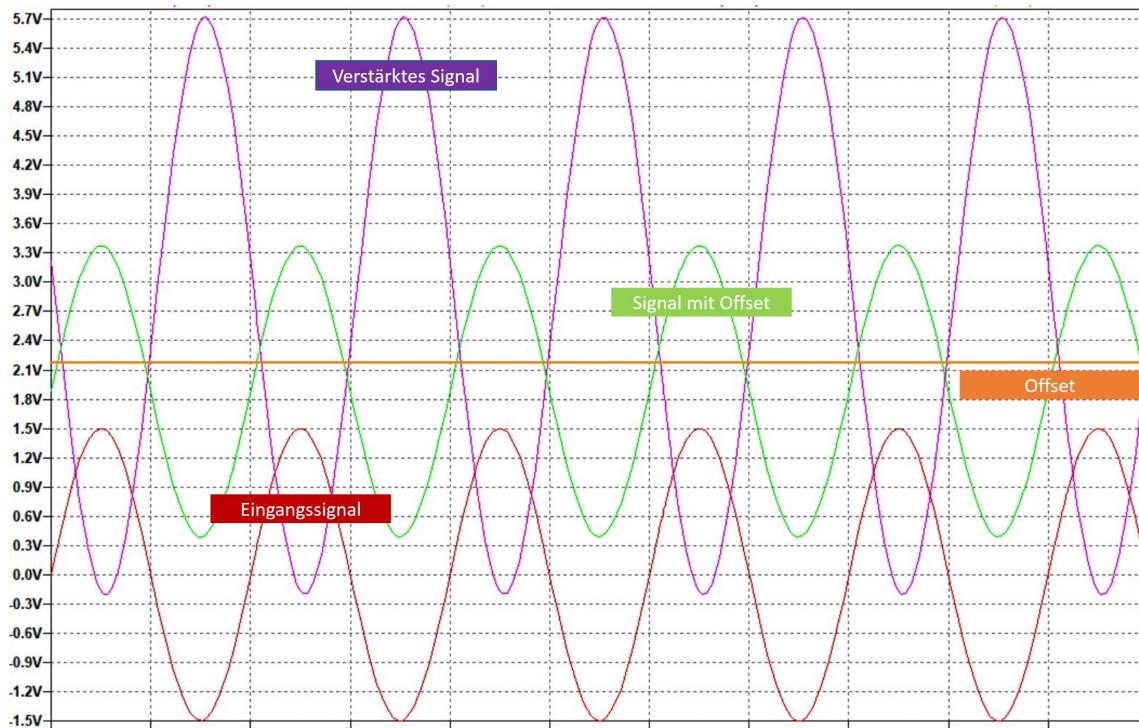


Abbildung 3.3: Simulation von Offset und Verstärkung  
[01]

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.

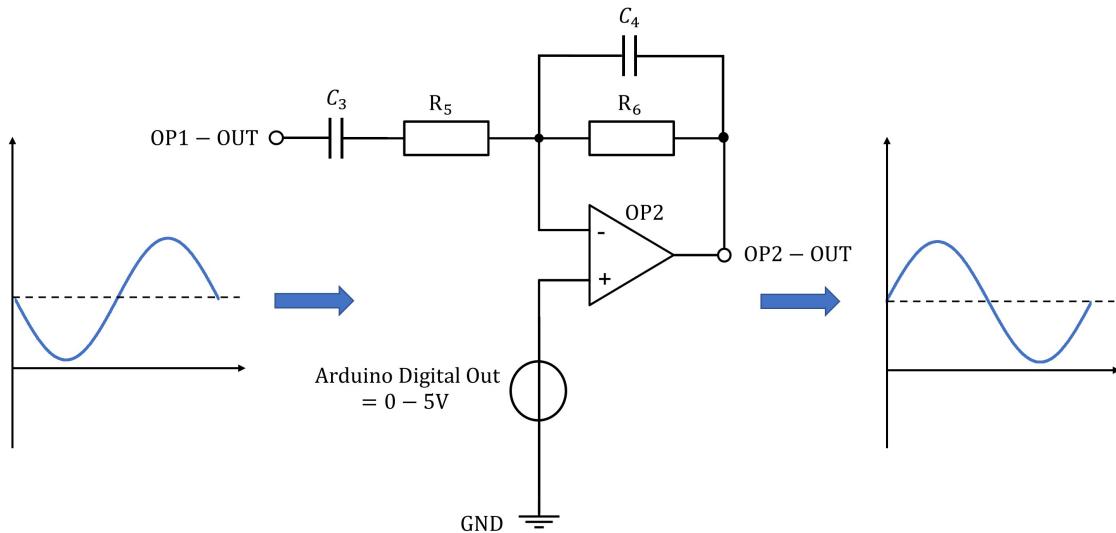


Abbildung 3.4: Zweite Signalverarbeitungsstufe  
[01]

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 Ausgang des OPs ist über den Widerstand  $R_8$  auf den invertierenden Eingang rückgekoppelt. Zudem ist der invertierende Eingang zusätzlich mit der Source des Transistors  $M_1$  verbunden. Dies sorgt dafür, dass zwischen den Eingängen des OPs kein Spannungsunterschied herrschen kann, da der OP versucht beide Eingänge auf das Selbe Potential zu heben. Der Ausgang des OPs steuert also das Gate des MOSFETs. Seine hohe Leerlaufverstärkung zwingt das Gate von  $M_1$  auf die für das durchschalten erforderliche Spannung. Dadurch wird die Spannung, welche an  $OP2 - OUT$  anliegt, als Strom auf die den Source Kontakt des MOSFETs gespiegelt.

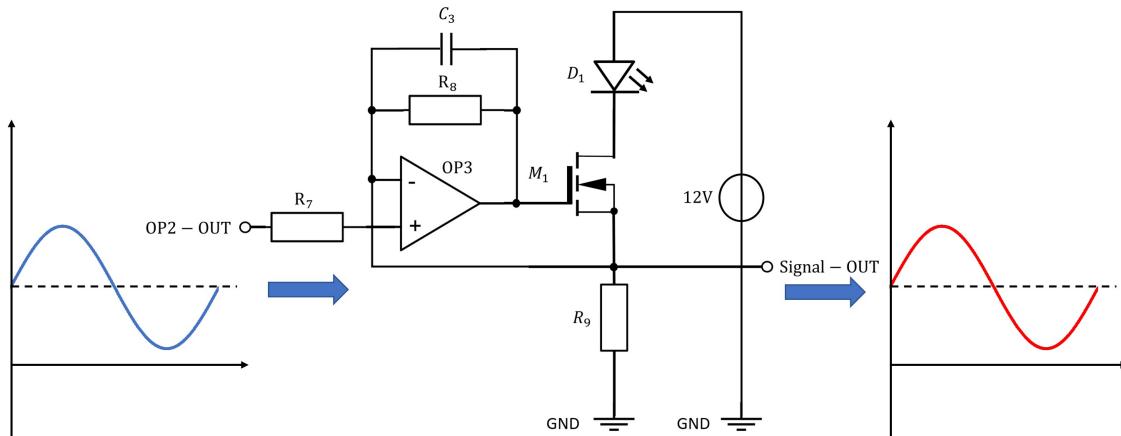


Abbildung 3.5: LED- Treiber als Endstufe  
[01]

Durch die Simulation des Stromflusses durch  $R_9$  konnte der Stromfluss in der LED berechnet werden.[08] Dieser Strom im LED-Treiber erzeugt über dem Leistungswiderstand eine Anhebung des Potentials am invertierenden 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 von  $3,9\Omega$ . Aus diesem Grund fließt durch die LED, den MOSFET und den Leistungswiderstand ein sehr hoher Strom. Dieser hohe Strom ist signifikant für eine hell leuchtende LED, welche zur Übertragung des Signals dient.

### 3.2 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]

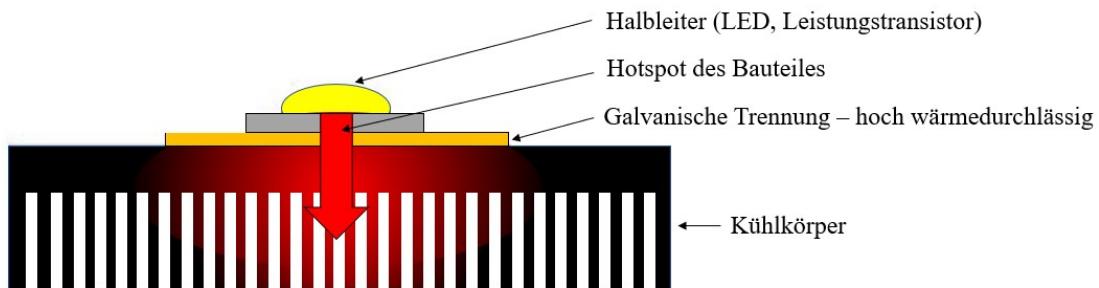


Abbildung 3.6: Montageschema eines Kühlkörpers  
[01]

Um gegen diese Hitzeentwicklung vorzugehen, wird für die kritischen Bauteile somit ein Kühlkörper vorgesehen. Dieser soll die Wärme vom Bauteil weg-, und nach außen hin abführen. 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.[?]

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

$$R_{thK} = \frac{\vartheta_i - \vartheta_u}{P} - (R_{thG} + R_{RthM}) \quad (3.1)$$

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. Für die Umgebungstemperatur  $\vartheta_u$  wurde eine konstanter Wert von 25° angenommen, dies ist darauf zurückzuführen, dass der Sender später in Labor und Innenräumen Verwendung findet. Zur Auslegung der Kühlkörper wurden also folgende Berechnungen durchgeführt:

---

Faktor	Bedeutung
$\vartheta_i$	Herstellerangabe der Halbleiters zur max. Sperrsichttemperatur
$\vartheta_u$	Umgebungstemperatur in $^{\circ}C$
$P$	Die am zu kühlenden Halbleiter maximal anfallende Leistung in Watt
Rth	Wärmewiderstand allgemein in $\frac{K}{W}$
RthG	Herstellerangabe zum inneren Wärmewiderstand des Halbleiters
RthM	Wärmewiderstand der Montagefläche
RthK	Wärmewiderstand des Kühlkörpers

---

Tabelle 3.1: Variablen zur Berechnung des Kühlkörpers  
[11]

$$P_{LED} = U_{LED} \cdot I_G = 3,12V \cdot 1,42A = 4,43W \quad (3.2)$$

$$P_{MOSFET} = U_{MOSFET} \cdot I_G = 4,1V \cdot 1,42A = 5,86W \quad (3.3)$$

Wodurch sich der Wärmewiderstand der Kühlkörper für die LED zu

$$R_{thK-LED} = \frac{35^{\circ}C - 25^{\circ}C}{4,43W} - (1\frac{{}^{\circ}C}{W} + 0,1\frac{{}^{\circ}C}{W}) = 1,36\frac{{}^{\circ}C}{W} \quad (3.4)$$

berechnet und der Wärmewiderstand des MOSFET aus

$$R_{thK-MOSFET} = \frac{50^{\circ}C - 25^{\circ}C}{5,86W} - (1,15\frac{{}^{\circ}C}{W} + 0,1\frac{{}^{\circ}C}{W}) = 3,22\frac{{}^{\circ}C}{W} \quad (3.5)$$

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

### 3.3 Software

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der, in der Arduino IDE programmierten, Ansteuerung des Zwei-Kanal Digitalpotentiometers zur Variation des Offsets und der Amplitude. Dabei soll das prinzipielle Funktionsschema und dessen Implementierung zum Ausdruck gebracht werden. Im Anschluss werden die Konfigurierung und Evaluierung der Übertragung via Dream Software näher beschrieben und charakterisiert.

#### 3.3.1 Offset-Regelung

Um ein Potentiometer mit dem Arduino einlesen zu können, muss einer der analogen Eingabepins des Arduino verwendet werden. Da Potentiometer drei Anschlüsse besitzen, schließt man einen der äußeren Kontakte des Schleifenwiderstands an der 5V Spannungsquelle an und den anderen auf Ground. Den mittleren Anschluss, welcher für die Variabilität des Potentiometer steht, wird mit dem analogen Eingang A0 des Arduino verbunden. Abbildung ?? illustriert dies.

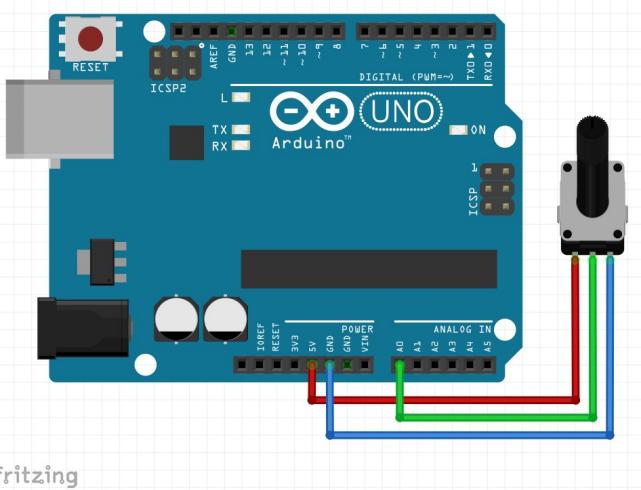


Abbildung 3.7: Anschlusschema des Potentiometer  
[01][24]

Der analoge Pin A0 wird in der Arduino IDE durch die Funktion `analogRead()` eingelesen. Die Arduino-Boards beherbergen einen 10-Bit-Analog-zu-Digital-Konverter. Dies hat zur Folge, dass das Board Eingangsspannungen zwischen 0 und 5 V auf Integer-Werte zwischen 0 und 1023 mappt. Die erreichte Auflösung ist damit auf dem gegebenen Arduino UNO etwa 4,9 mV per Bit.[23] Diese 1023 Bit gilt es dann durch vier zu teilen, da das im Zuge dieser Abschlussarbeit verwendete Digitalpotentiometer nur in 256 Stufen angesteuert werden kann. Der Wert wird dann über die SPI Schnittstelle an das Digitalpotentiometer gesendet und verändert somit dessen Widerstandswert. Somit kann der Offsetwert extern in das Programm geschrieben werden. Dies ist notwendig um die Höhe des Offsets im Code zu hinterlegen. Somit kann der aktuelle Wert über das Liquid Crystal Display (LCD) ausgegeben werden. Das Anschlusschema des LCD wird in der folgenden Abbildung illustriert.

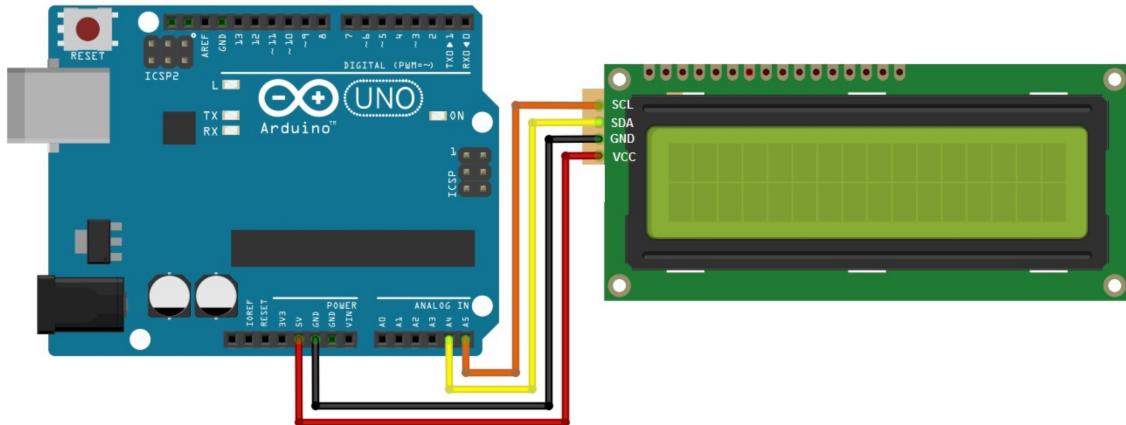


Abbildung 3.8: Anschlusschema des LCD  
[29]

Hierbei wird das LCD von der Inter-Integrated Circuit (I2C)-Bus-Schnittstelle des Arduino angesteuert. Zur Implementierung dieser Funktion ist in der Arduino IDE eine Beispieldokumentation zu finden. Beim I2C-Bus handelt es sich um einen Master-Slave Bus, bei welchem ein Datentransfer immer durch einen Master, hier den Arduino, initiiert wird. Das Bus-System arbeitet als Zweidraht-System. Der Serial Data (SDA)-Pin sendet hierbei bidirektional die Daten und Serial Clock (SCL)-Pin sendet Takt-Impulse welche symbolisieren, wann welcher Teilnehmer angesprochen wird. Zuletzt benötigt das LCD noch eine 5V Spannungsversorgung und einen Masse Anschluss.[30]

### 3.3.2 Automatisierte Amplitudenregelung

Um die Amplitudenregelung zu realisieren, musste zunächst die Amplitude am analogen Eingang des Arduino eingelesen werden. Hierbei wurde am Ausgang der ersten Verstärkerstufe, welche in Abbildung ?? illustriert wurde, ein Messpunkt vorgesehen, welcher auf den Pin A1 des Arduino geführt wurde. Dieser kann Spannungen im Bereich von 0-5V auslesen, weshalb die maximale Verstärkung der ersten Verstärkerstufe auf diesen gegebenen Bereich limitiert wurde. Abbildung ?? illustriert schematisch ein solches Auslesen eines Signals mit dem analogen Eingang eines Arduino.

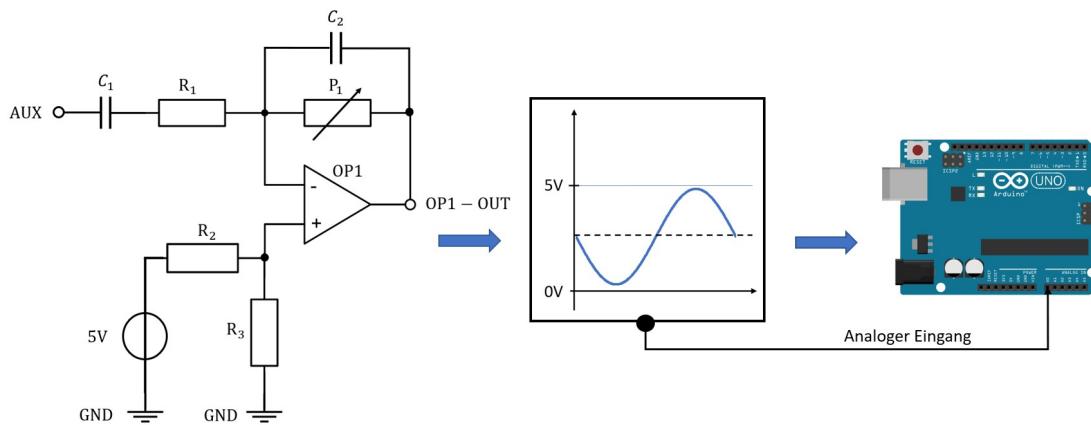


Abbildung 3.9: Anschlusschema zur Amplitudenmessung  
[01][24]

Da die erste Verstärkerstufe ein maximales Eingangssignal von 1V RMS vorweist, wird dieses mit einem Offset versehen und so weit verstärkt, dass es sich immer noch innerhalb der gesetzten Spannungsgrenzen befindet. Durch dieses Vorgehen kann hierbei der Spannungsbereich von 0V - 5V gut ausgenutzt werden. Wenn also eine zu kleine Amplitude gemessen wird, steuert der Arduino das digitale Potentiometer so an, dass sich die Verstärkung des OPs und somit auch die Amplitude des Signals Schritt für Schritt erhöhen. Dies geschieht bis diese wieder in dem vorher experimentell ermittelten, für die Übertragung optimalen, Amplitudenbereich liegen. Hierzu wurde von dem gemessenen Signal sowohl das Minimum, als auch das Maximum simuliert. Dadurch konnten Grenzen gebildet werden, welche den optimalen Übertragungsbereich darstellen.

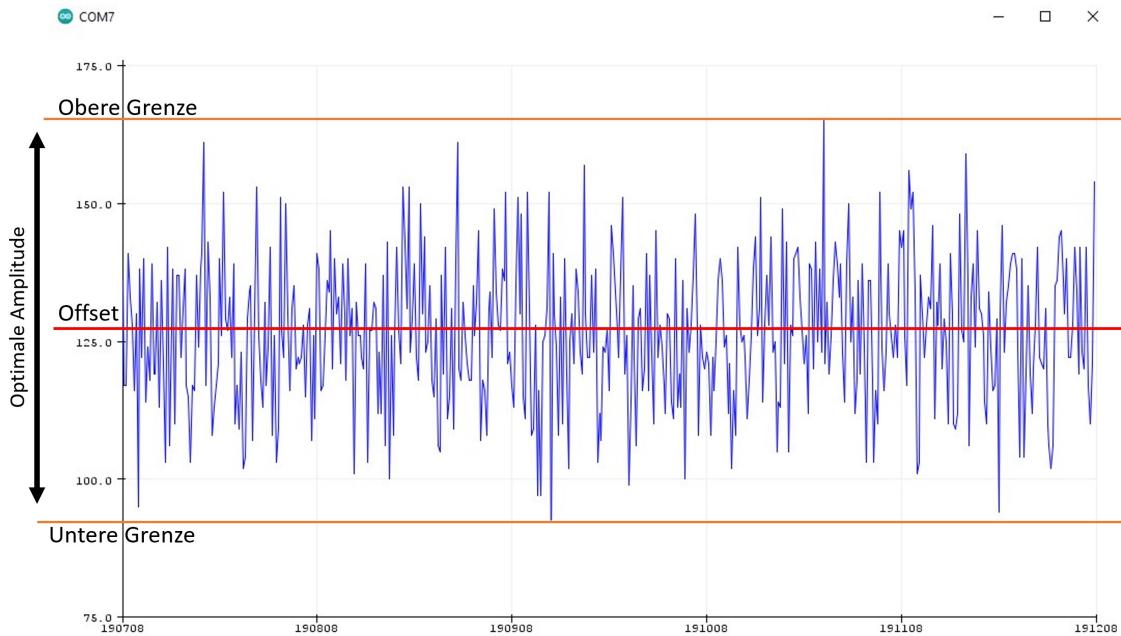


Abbildung 3.10: Plot der gemessenen Amplitude im Seriellen Plotter des Arduino IDE [01]

Abbildung ?? veranschaulicht den optimalen Amplitudenbereich. Durch den fest eingestellten Offset von 2.5V, welcher einer digitalen "127" entspricht, bewegt sich das über den analogen Eingang des Arduino gemessene Audio-Signal, um genau diesen Wert. Zudem nutzt das Programm eine Datenstruktur um das Maximum in einem Fenster von gemessenen Daten zu bestimmen. Abhängig von diesem ermittelten momentanen Maximum wird der Regelzyklus eingeleitet. Bei Überschreitung der Oberen Grenze wird das Signal demnach gedämpft und bei einer Unterschreitung verstärkt. In Folge dessen wurde an den Amplitudengrenzen ein Schwellwert mit der digitalen Wertigkeit von +"10" und -"10" vorgesehen um einer zu hohen Empfindlichkeit in der Regelung vorzubeugen.

### 3.3.3 Modulation mit Dream (Version 2.2.1)

Nun sollen Audio Echtzeitdaten in DRM-Format moduliert und über die projektierte Hardware versendet werden. Deshalb wird im folgenden erläutert, wie die Dream Software (Version 2.2.1) zu verwenden ist. Sie verfügt über zwei verschiedene Möglichkeiten, aufgerufen zu werden. Zum Ersten im Sendemodus und zum Zweiten im Empfangsmodus, wodurch bei einer Übertragung die Benutzung von zwei verschiedenen Computern vorausgesetzt wird. Für das interne Routing des Audiosignals wird zusätzlich noch eine Software namens Virtual Audio Cable (VAC) vorgestellt. "Dream" bietet zudem umfangreiche Einstellungsoptionen, um sowohl Rauschen als auch andere Störungen zu minimieren. Die wichtigsten Parameter für die korrekte Benutzung und potentielle Fehlersuche werden in den folgenden zwei Kapiteln näher erläutert.

#### 3.3.3.1 Virtual Audio Cable

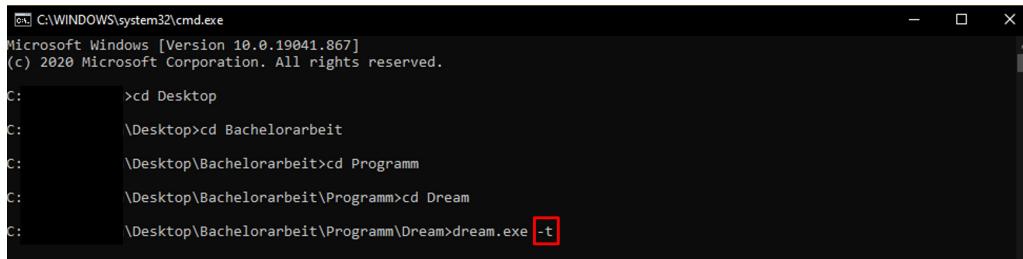
Virtual Audio Cable ist eine Software, mit der man eine Vielzahl virtueller Audiogeräte auf dem Computer implementieren kann, um diese im Anschluss mit anderen Programmen ohne den geringsten Qualitätsverlust zu verwenden.[25] So wird dieses Programm in dieser Abschlussarbeit zum Routen der Audiodaten in der Dream Software verwendet. Der Vorgang muss jedoch nur auf der Sendeseite beachtet werden, da die Audio Daten hier dem Programm im Sendemodus zugeführt und dann über den Auxiliary (AUX) Anschluss ausgegeben werden müssen. Dieses Vorgehen ist in Abbildung ?? dargestellt. Beim Empfänger hingegen ist VAC nicht notwendig, da dort über den Mikrofoneingang des Computers die Daten empfangen werden. Jener stellt in der Dream Software demnach den Eingang dar, wohingegen die Lautsprecher des Computers den Ausgang darstellen.



Abbildung 3.11: Internes Audiorouting  
[01]

#### 3.3.3.2 Dream Transmitter

In diesem Kapitel wird das Einrichten der Dream Software auf der Senderseite behandelt. Dies ist ein signifikanter Baustein zur Realisierung der Übertragung. Um Dream im Übertragungsmodus zu starten, muss die Dream.exe-Datei im Command Fenster mit einem angefügten  $-t$  aufgerufen werden, wie in Abbildung ?? präsentiert wurde.



```
C:\WINDOWS\system32\cmd.exe
Microsoft Windows [Version 10.0.19041.867]
(c) 2020 Microsoft Corporation. All rights reserved.

C: >cd Desktop
C: \Desktop>cd Bachelorarbeit
C: \Desktop\Bachelorarbeit>cd Programm
C: \Desktop\Bachelorarbeit\Programm>cd Dream
C: \Desktop\Bachelorarbeit\Programm\Dream>dream.exe -t
```

Abbildung 3.12: Dream im Command Prompt aufrufen  
[01]

Alternativ kann jedoch eine Verknüpfung erstellt und modifiziert werden wie in Abbildung ?? gezeigt wurde. Dabei handelt es sich um eine nachhaltige und unkomplizierte Methode, da der Übertragungsmodus hier schlicht mit zwei Mausklicks gestartet werden kann. Es ist jedoch darauf zu achten, dass das Zielverzeichnis nicht verändert wird.

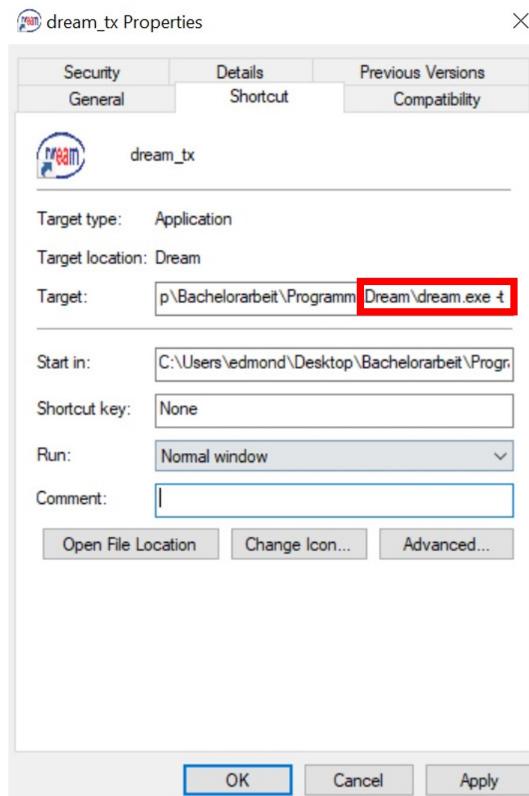


Abbildung 3.13: Modifizierung für den Sendemodus  
[01]

Im Anschluss kann der Übertragungsmodus gestartet werden. Dieser ist durch eine Vielzahl einstellbarer Parameter charakterisiert.

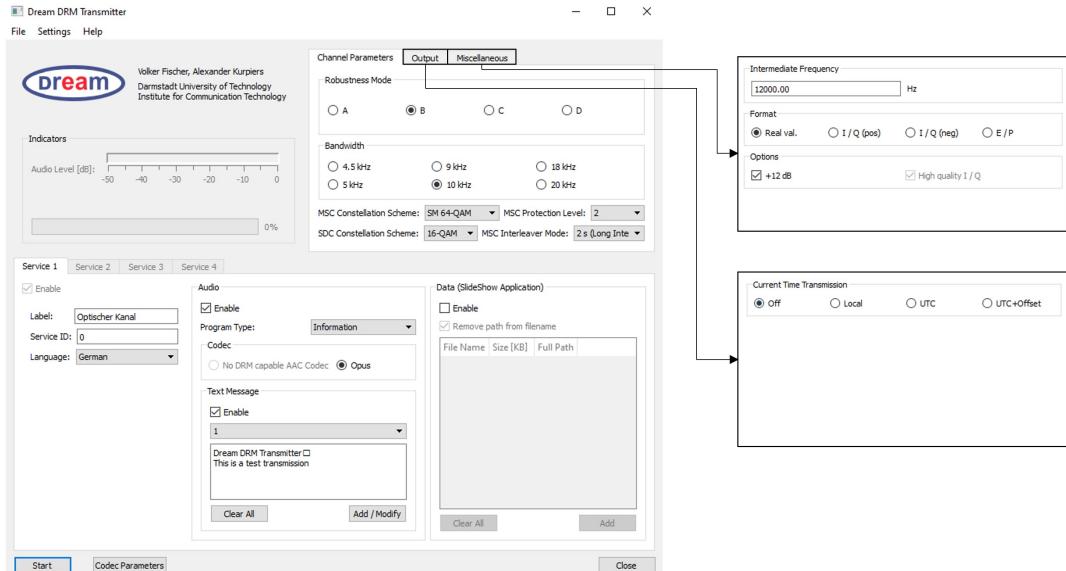


Abbildung 3.14: Transmitter Modus

[01]

Parameters	Beschreibung
<b>Mode/ BW</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, längere 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.
<b>Interl. Depth</b>	Die Bandbreite ist die Bruttobandbreite des aktuellen DRM-Signals. 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 MSC- und SDC-Kanals an. Für den MSC-Kanal sind einige hierarchische Modi definiert, die einen sehr stark geschützten Dienstkanal bieten können.
<b>Prot. Level</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 EEP verwendet wird, gilt nur die Schutzstufe von Teil B.
<b>No. 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</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]

### 3.3.3.3 Dream Receiver

Das Gegenstück des Dream Transmitters, der Dream Receiver, wird durch die Dream.exe standardmäßig geöffnet. Deshalb ist hierbei keinerlei spezielle Aufrufmethodik notwendig. Der Evaluations Dialog liefert detaillierte Informationen über die empfangenen DRM-Parameter und visualisiert diese in verschiedenen Diagrammen. In Abbildung ?? wird beispielsweise ein empfangenes DRM-Spektrum illustriert. Hierzu können demnach einige Eigenschaften eingelesen werden. In den folgenden Tabellen werden, für die Übertragung und das Verständnis des Evaluationsdialogs bedeutende, Parameter näher erläutert.

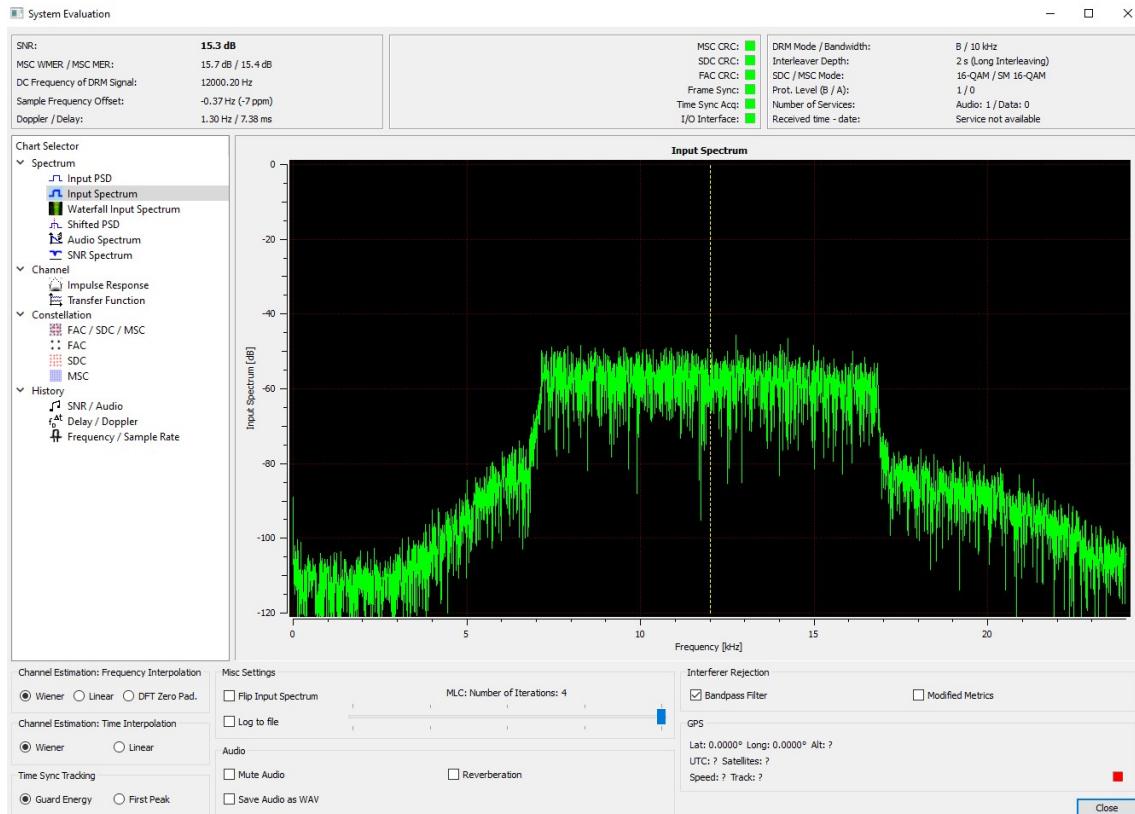


Abbildung 3.15: Dream Receiver Evaluation  
[01]

Chart	Beschreibung
<b>SNR</b>	Das Signal to Noise Ratio (SNR) wird hier als wert angegeben.
<b>Main Plot</b>	Die graphische Darstellung verschiedener Parameter des empfangenen DRM-Signals.

Tabelle 3.3: Beschreibung des DRM Charts[04][21]

Measurements	Beschreibung
<b>DC 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) LED 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 Channels (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 dafür, ob der Empfänger auf eine DRM-Übertragung synchronisiert ist oder nicht.
<b>SDC 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 den Status der 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. 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 3.4: Messeinheiten zur Evaluation des DRM-Empfangs  
[04] [21]

---

Advanced Settings	Beschreibung
<b>Frequency Interpolation</b>	Mit diesen Einstellungen kann das Verfahren zur Kanalschätzung 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> - Einfache 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 SNRs.
<b>Time Sync Tracking</b>	Mit diesen Einstellungen können die Methoden zur Durchführung der Zeitsynchronisation ausgewählt werden.
<b>Flip Input Spectrum</b>	Wenn dieses Kontrollkästchen aktiviert wird, wird das Eingangsspektrum gespiegelt oder invertiert.
<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 Trägerfrequenz im Front-End 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 einer 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 3.5: Erweiterte Einstellungen in Dream  
[04][21]



## 4. Modell

Dieses Kapitel befasst sich mit der Herangehensweise an die praktische Umsetzung des Modells zur Vorführung seiner Funktion. In den vorausgegangenen Kapiteln wurden jegliche Grundlagen und theoretische Veranschaulichungen vertieft, welche notwendig sind, um nun anwendungsorientiert in einem gegenständlichen elektrischen Sender manifestiert zu werden. Daher wurde zur Erstellung eines Modells zunächst eine LT-Spice Simulaion des analogen Signalverarbeitungsschaltkreises erstellt. Zudem beschäftigt sich dieses Kapitel mit der Planung und Erstellung eines Platinenlayouts zur Komprimierung der Realisierungsgröße des Schaltkreises. Im Anschluss wird der Aufbau eines Gehäuses thematisiert, welches zur Unterbringung aller physikalischer Komponenten dienen soll.

### 4.1 Simulation in LT-Spice

Zunächst wurde das vorausgegangene theoretische Wissen mit einer LT-Spice Simulation überprüft. So konnten eventuelle Fehler bei der Dimensionierung ermittelt und verbessert werden. Hierbei wurden die analogen Schaltungsteile, welche in Kapitel ?? näher ausgeführt wurden, zusammengefügt. Zudem wurde der DC/DC-Wandler mit in die Schaltung eingebunden, um die OPs mit einer negativen Spannung zu versorgen. Die Versorgungsspannungen wurden durch Tiefpassfilter an den OPs erweitert, um hier hochfrequente Störungen zu filtern. Des Weiteren wurde ein DC-Abblock-Kondensator zwischen Soundkarte und der ersten Stufe der analogen Signalverarbeitung vorgesehen, um der Schaltung nur das reine AC-Signal zuzuführen. Abbildung ?? illustriert die simulierte Schaltung in der Darstellung des LT-Spice Softwarefensters.

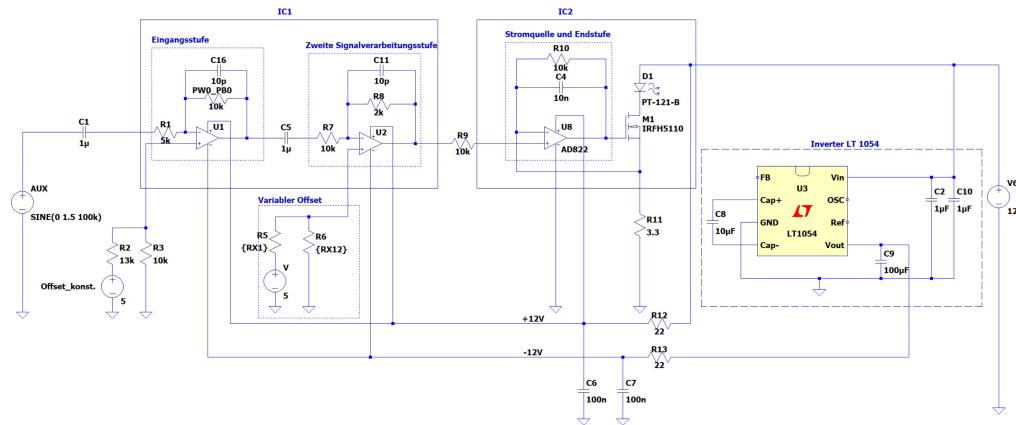


Abbildung 4.1: LT-Spice Simulation der Signalverarbeitung  
[01]

## 4.2 Platinenlayout in EAGLE

Bei dem Entwurf des Platinenlayouts für den Sender wurde ein besonderes Augenmerk auf die Trennung von Signal- und Leistungspfaden gelegt, um mögliche Interferenzen der beiden Pfade zu minimieren.

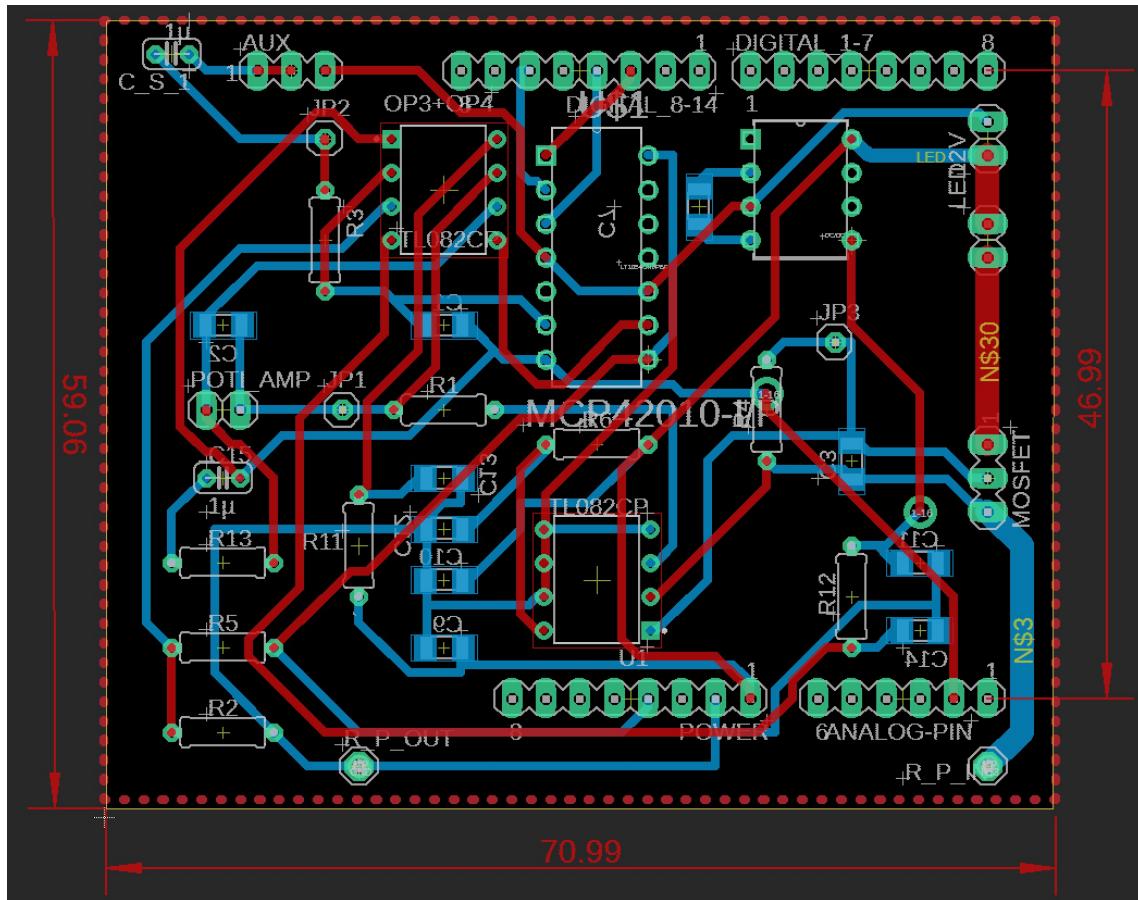


Abbildung 4.2: EAGLE Auszug der Platine  
[01]

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 der rechten Seite der Platine und somit möglichst weit vom Signalverarbeitungspfad entfernt. In der Schaltung fließen teilweise Ströme von bis zu 1,42A. 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 sind in Tabelle ?? zu finden. Diese sind signifikant für die Dimensionierung des Platinenlayouts. 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 4.1: Richtlinien zu Leiterbahnbreite und Leiterbahnabständen  
[29]

Hinzu wurden auf der Platine für die Operationsverstärker, das Digitalpotentiometer und den DC/DC Spannungswandler IC-Sockel aufgelötet. Das ermöglicht den schnellen Austausch von defekten Bauteilen, sowie bei der Fertigung der Platine, möglichen thermischen Beschädigungen vorzubeugen. Um die Bauform der Platine möglichst kompakt zu halten, wurde eine Dual-Layer Platine entworfen. Hierbei werden sowohl auf der Vorder-, als auch auf der Rückseite Leiterbahnen vorgesehen und ausgefräst. Die Leiterbahnen auf der Rückseite sind in Abbildung ?? durch die blauen Leiterbahnen dargestellt. Des Weiteren wurden im Signalverarbeitungspfad nach jeder Stufe Messpunkte vorgesehen, um die Fehlersuche zu erleichtern und nachträglich einzelne Funktionsprüfungen durchzuführen. Außerdem ist zu beachten, dass die Bauteile im Leistungspfad durch den hohen Stromfluss eine hohe thermische Abgabe an Energie verzeichnen müssen. Um die dadurch entstehende Wärme besser abzuführen, wurden Kühlkörper vorgesehen. Wie diese berechnet und dimensioniert werden, wird in Kapitel ?? näher erläutert. Um die Schaltung störresistenter zu gestalten, wurden die gegebenen freien Flächen auf beiden Seiten der Platine mit dem Massepotential ausgefüllt.

### 4.3 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 konstruiert. Hierbei wurde so platzsparend wie möglich gearbeitet. Aussparungen für die Datenschnittstelle, Audiobuchse 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. Des weiteren wurde eine Aussparung für einen mit 12V betriebenen Lüfter vorgesehen. Dieser soll zusätzlich für einen Luftstrom im inneren des Gehäuses sorgen und somit eine bessere Kühlung gewährleisten. Abbildung ?? und Abbildung ?? veranschaulichen die 3D-Ansicht dieses Gehäuses.

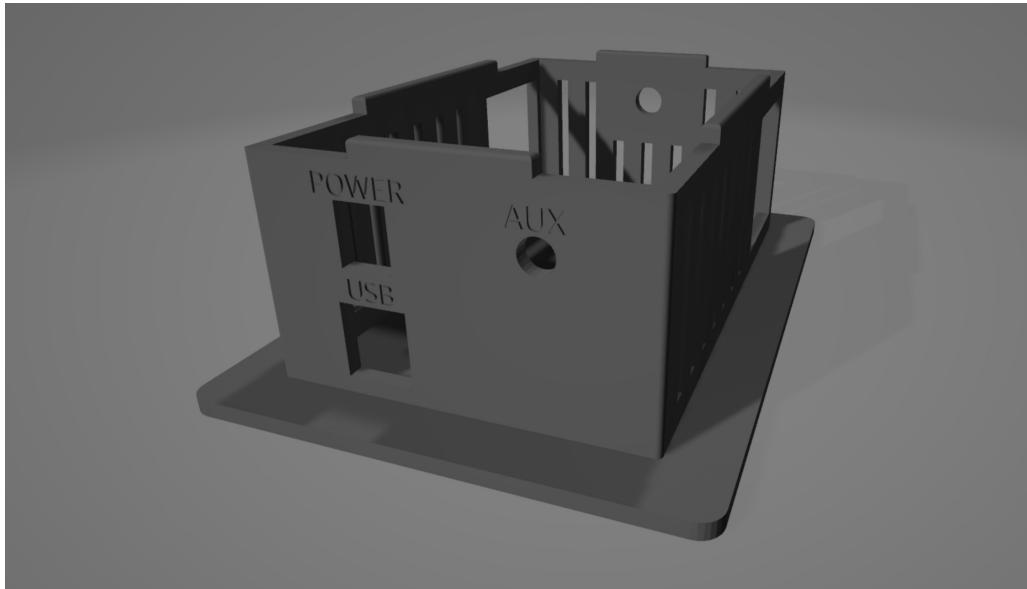


Abbildung 4.3: Boden des 3D-Drucks  
[01]

Der Arduino wird am Boden des Gehäuses fixiert und bietet die Basis des analogen Schaltungsteils. Da sich Leistungswiderstand, Transistor und Leuchtdiode im Betrieb erhitzen, wurden die zugehörigen Kühlkörper nah am Lüfter montiert.



Abbildung 4.4: Boden des 3D-Drucks  
[01]

Zusätzlich wurde im Deckel eine Öffnung für den Einbau eines LCD vorgesehen, um dort Statusinformationen des Senders visuell auszugeben. Für das Zu- und das Abschalten der Spannungsversorgung wurde nachträglich im Deckel noch ein Schalter verbaut.

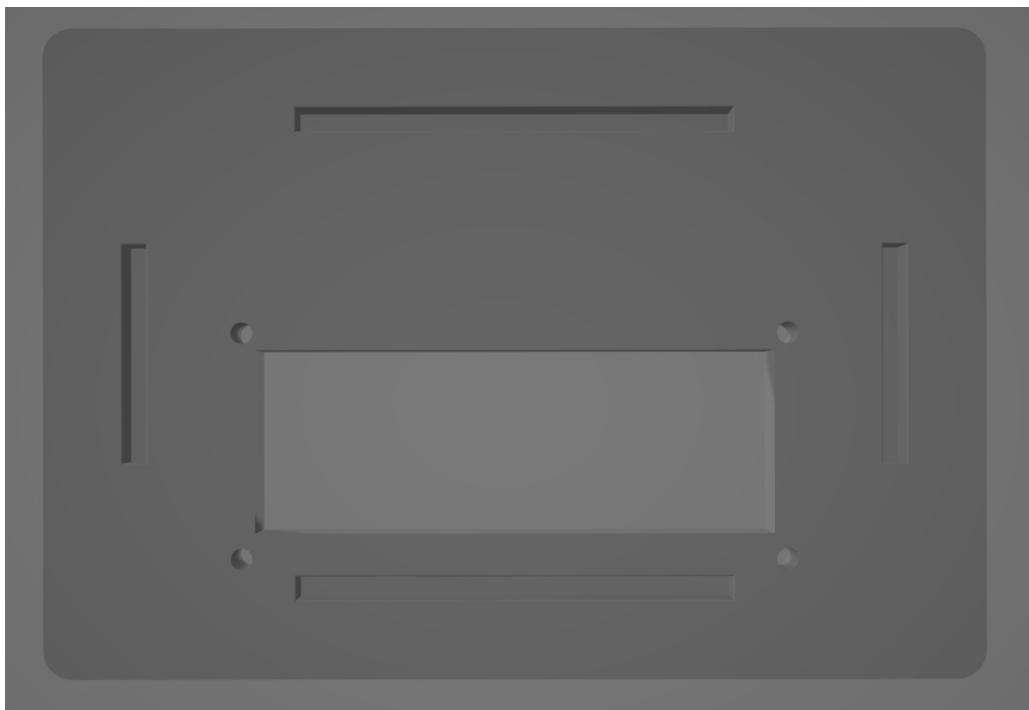


Abbildung 4.5: Deckel des 3D-Drucks  
[01]



## 5. Evaluation

Im Vorausgegangenen wurde der Aufbau des Senders umfangreich geschildert. Nun soll dieser in seiner Funktion evaluiert werden. Hierzu dienen die in Abbildung ?? illustrierten und in Tabelle ?? näher erläuterten und vom Sender einstellbaren Parameter. Diese wurden unter verschiedenen Kriterien evaluiert. Hierzu diente beispielsweise das Erreichen eines höheren Datendurchsatzes. Diese Messungen wurden unter optimalen Bedingungen durchgeführt. So wurden fremde Lichtquellen, wie die Deckenbeleuchtung und auch das Tageslicht, bewusst minimiert. Zur Übertragung wurde in dieser Evaluation grundsätzlich eine Zwischenfrequenz von 12 kHz sowie eine Bandbreite des Signals von 10 kHz verwendet.

Durch das Testen der verschiedenen Robustness Modes konnte die Wahl auf Mode B beschränkt werden, da hier experimentell die besten Übertragungsresultate erzielt werden konnten. Mode A, bei welchem ein höhere Datenrate von 34,8 kbps übertragen werden kann, hat sich in den Übertragungstests als weniger störresistent herausgestellt. Modes C und D hingegen, sind Störungen gegenüber weniger anfällig. Dies jedoch zu einer geringen Datenrate, worunter die Audioqualität der Übertragung teilweise stark leidet. Mode B liefert hier als Folge dessen den besten Kompromiss zwischen Audioqualität und Störresistenz.

Als variable Parameter dienen nun also die Modulationsart der MSCs, sowie die Protection und Interleaver Modes. Tabelle ?? veranschaulicht die Messergebnisse der verschiedenen Konstellationen der Einstellungen des Senders. Hierbei konnte ermittelt werden, dass bei einer Erhöhung des Protection Levels wie erwartet die Datenrate der Übertragung sinkt. Dies ist auf die in Unterkapitel 2.2.4 Coderate zurückzuführen. Je höher also das Protection Level (wobei 0 hier den größten Schutz bietet), desto geringer ist letztendlich die Code-Rate, also das Verhältnis der Informationssymbole zur Länge der Wörter. Es werden demnach bei einem höheren Schutz mehr Redundante Bits in die Daten miteinkodiert, um die eigentlich interessanten Nutzdaten bei der Dekodierung besser rekonstruieren zu können.

Datenrate [kbps]	Modulation	MSC Protection Level	MSC Interleaver Mode
11.64	16-QAM	0	0.4s (Short Intervall)
14.56	16-QAM	1	0.4s (Short Intervall)
11.64	16-QAM	0	2s (Long Intervall)
14.56	16-QAM	1	2s (Long Intervall)
17.46	64-QAM	0	0.4s (Short Intervall)
20.96	64-QAM	1	0.4s (Short Intervall)
24.74	64-QAM	2	0.4s (Short Intervall)
27.44	64-QAM	3	0.4s (Short Intervall)
17.46	64-QAM	0	2s (Long Intervall)
20.96	64-QAM	1	2s (Long Intervall)
24.74	64-QAM	2	2s (Long Intervall)
27.44	64-QAM	3	2s (Long Intervall)

Tabelle 5.1: Evaluation des Signals auf eine Übertragung über 5m  
[04]

Zur Veranschaulichung und Bewertung der Übertragung eines DRM-Signals wurden im folgenden die Konstellationsdiagramme für MSC (16-QAM), FAC (16-QAM) und SDC (4-QAM) dargestellt. Teil (a) dieser Abbildungsreihe beschreibt eine missglückte Darstellung bei welcher Konstellationspunkte nicht mehr fehlerfrei ihrer ursprünglichen Position zugeordnet werden können, wodurch eine fehlerfreie Übertragung nicht zu Stande kommen kann. (b) hingegen beschreibt den erfolgreichen Übertragungsfall, da hier Konstellationspunkte nur kleine Streuungen erfahren und noch relativ fehlerfrei zugeordnet werden können.

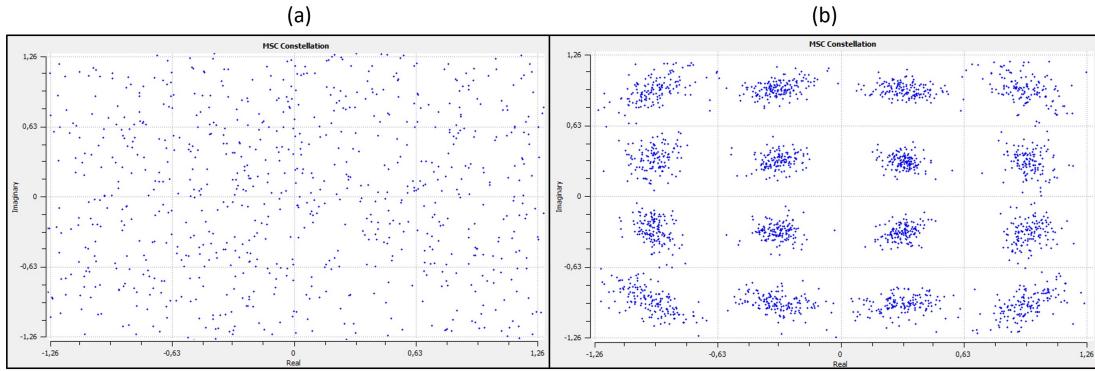


Abbildung 5.1: Konstellationsdiagramm des MSC  
[01]

Wie in Teil (a) der Abbildungsreihe zu sehen ist, schwankt die Phase nur in einem Bereich, in dem die empfangenen Symbole noch sicher einem der vordefinierten Symbole zugeordnet werden können. Bei stärkerer Schwankung wie in Teil (b) veranschaulicht, ist diese Zuordnung nicht mehr möglich. Um einem solchen Effekt der Phasenverschiebung entgegen zu wirken, werden bei solchen Übertragungen Präambeln benutzt. Dabei handelt es sich um vordefinierte Rahmen in Form einer festgelegten Bitfolge, die sowohl Sender als

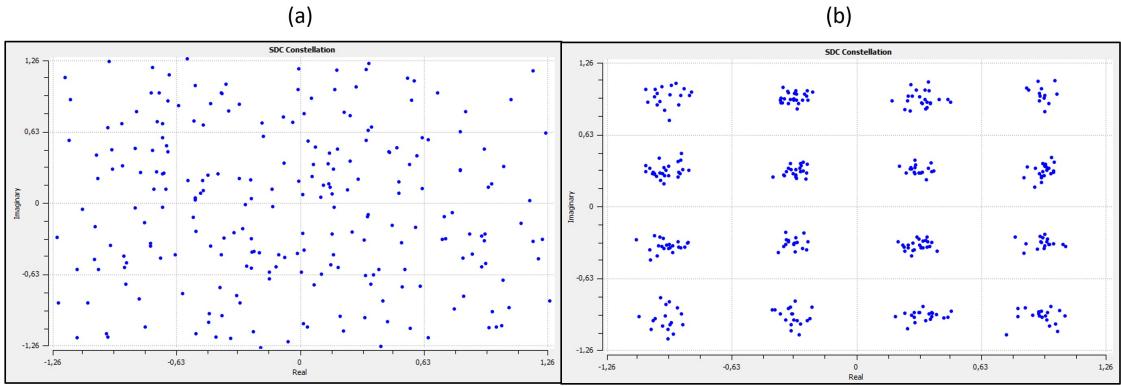


Abbildung 5.2: Konstellationsdiagramm des FAC  
[01]

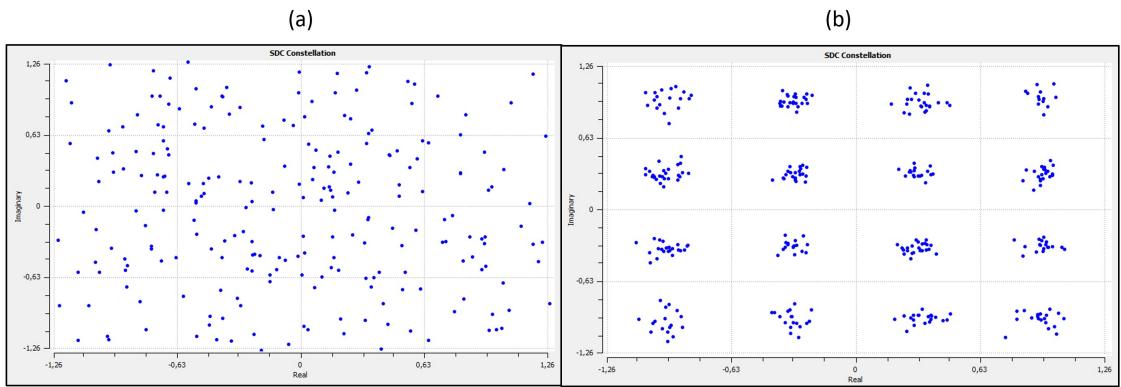


Abbildung 5.3: Konstellationsdiagramm des FAC  
[01]

auch Empfänger entsprechend vorliegt. Hierdurch kann der Empfänger seine Parameter so anpassen, bis sie mit der Präambel einhergehen. So kann die richtige Phase detektiert und der Phasenversatz kompensiert werden.

Des weiteren wurde ein Test zur Detektierung der maximalen Übertragungsreichweite durchgeführt. Aufgrund der etwas begrenzten Datenrate, mussten bei der Übertragung Kompromisse zwischen einem höheren Fehlerschutz für eine bessere Empfangssicherheit und der damit zusammenhängenden niedrigeren Bitrate für die Audioübertragung gefunden werden. Die Einstellungen dieser Übertragung sind in Tabelle ?? dargestellt. Hierbei konnte eine maximale Reichweite von 11.24m erprobt werden.

Datenrate [kbps]	Modulation	MSC Protection Level	MSC Interleaver Mode
14.56	16-QAM	1	2s long intervall

Tabelle 5.2: Einstellungen des Sendesignals bei maximaler Reichweite  
[04]



## 6. Fazit

Zusammenfassend konnte gezeigt werden, dass im Zuge dieser Abschlussarbeit ein funktionierender VLC-Sender aufgebaut werden konnte. Die in der Einleitung im Kapitel 1.2 festgelegten Rahmenbedingungen konnten ausnahmslos eingehalten und in einem Aufbau umgesetzt werden. Zudem wurden noch einige extras wie das Status LCD, das 3D-Druck-Gehäuse und der Lüfter zur Anregung des Luftstroms im Gehäuse, mit eingearbeitet werden um die Funktionen des VLC-Senders zu erweitern.

Bei der Implementierung der Amplitudenregelung wurde jedoch klar, dass der Arduino sich zum auslesen des Sendesignals nicht optimal eignet. Aufgrund seiner zu niedrigen Abtastfrequenz von 15kHz kann somit das Signal von 20kHz nicht vollständig rekonstruiert werden. Der Arduino liefert über das im Code definierte Fenster im Zuge dieser Abschlussarbeit jedoch ein ausreichend quantitatives Ergebnis, mit welchem eine Amplitudenregelung zu genüge durchgeführt werden kann. Eine gute Alternative um diesen Schritt zu optimieren, liefert beispielsweise ein Programmable System on Chip (PSoC)-Mikrocontroller. Dieser besitzt einen Delta-Sigma-AD-Wandler, welcher sich gut für messtechnische Anwendungen eignet. Der PSoC 5LP z.B. enthält einen solchen Delta-Sigma-AD-Wandler, welcher eine maximale Abtastrate von bis zu 384kHz bei einer 8 Bit Auflösung besitzt. So mit könnte der Mikrocontroller den Signalverlauf genauer abtasten, besser rekonstruieren und die Amplitudenregelung dementsprechend weiter präzisiert werden.

Des weiteren limitiert das Digitale Potentiometer in der Rückkopplung der ersten analogen Signalverarbeitungsstufe, durch seine obere Spannungsgrenze von 6V die maximale Amplitudenverstärkung. Dies hat zur Folge, dass sehr schwache Signale durch die Amplitudenregelung nicht stark genug verstärkt werden können.?



# Literaturverzeichnis

- [But13] J. Butler, *Wireless Networking in the Developing World*, Apr. 2013.
- [Eva11] B. Evans, *Beginning Arduino Programming*. Apress, Berkeley, CA, 2011.
- [Fed17] J. Federau, *Operationsverstärker*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017.
- [GAZK] Z. Ghassemlooy, L. N. Alves, S. Zvanovec, and M.-A. Khalighi, “Visible Light Communications,” p. 591.
- [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 Maschinenbau*, 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.
- [NBJ<sup>+</sup>] S. Naser, L. Bariah, W. Jaafar, S. Muhaidat, and M. Al-Qutayri, “Optical Rate-Splitting Multiple Access for Visible Light Communications,” p. 17.

- [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.
- [Ste15] J. Stephan, *ABC Der Powermodule: Funktionsweise, Aufbau und Handling eines Power Moduls*. Swiridoff, Jul. 2015, vol. 1.
- [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.

# 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

- [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/Elektrromagnetische\\_Welle](https://de.wikipedia.org/wiki/Elektrromagnetische_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=drm&lang=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
- [22] Aufbau eines Arduino UNO  
<https://www.grund-wissen.de/elektronik/arduino/aufbau.html>  
Abgerufen 2021-03-15
- [23] analogRead()  
<https://www.arduino.cc/reference/de/language/functions/analog-io/analogread/>  
Abgerufen 2021-03-12
- [24] Fritzing Beta Version  
<https://fritzing.org/>  
Abgerufen 2021-03-12
- [25] Virtual Audio Cable  
<https://virtual-audio-cable.de.uptodown.com/windows>  
Abgerufen 2021-03-24

- [26] Basisband  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Basisband>  
Abgerufen 2021-03-29
- [27] Orthogonal Frequency Division Multiplex  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Orthogonales\\_Frequenzmultiplexverfahren](https://de.wikipedia.org/wiki/Orthogonales_Frequenzmultiplexverfahren)  
Abgerufen 2021-03-29
- [28] Burstfehler  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Burstfehler>  
Abgerufen 2021-03-29
- [29] Liquid Crystal Display  
[https://create.arduino.cc/projecthub/Arnov\\_Sharma\\_makes/lcd-i2c-tutorial-664e5a](https://create.arduino.cc/projecthub/Arnov_Sharma_makes/lcd-i2c-tutorial-664e5a)  
Abgerufen 2021-04-05



# Abbildungsverzeichnis

1.1	Wellenlänge und Use Cases von VLC . . . . .	2
2.1	Hörbereich des menschlichen Ohres . . . . .	6
2.2	Abtastung eines Signals . . . . .	7
2.3	Vergleich zwischen Abtastung und Unterabtastung eines Signals . . . . .	8
2.4	Nachrichtenübertragung nach Shannon . . . . .	9
2.5	Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle . . . . .	10
2.6	Blockschatzbild einer Übertragung mit Trägermodulation . . . . .	11
2.7	AM- und FM-Modulation eines Sinusträgers mit einem Eintonsignal . . . . .	12
2.8	Trägermultiplikation bei AM . . . . .	12
2.9	Binäre Übertragung mit Sinusträger . . . . .	13
2.10	Konstellationsdiagramm mit $\varphi_0=45^\circ$ im komplexen Raum . . . . .	14
2.11	Konstellationsdiagramm mit $\varphi_0 = 45^\circ$ mit stark verrauschem Kanal . . . . .	15
2.12	Konstellationsdiagramm 16-QAM und 64-QAM . . . . .	15
2.13	Spektrale Effizienz des Orthogonalen-Frequenzmultiplexverfahren . . . . .	18
2.14	DRM - Frequenzbereich . . . . .	19
2.15	DRM - Struktur . . . . .	19
2.16	Burstfehler Beispiel . . . . .	20
2.17	Strahlungserzeugung in der LED am pn-Übergang . . . . .	21
2.18	Diodenkennlinie . . . . .	22
2.19	Flussspannungen von LEDs verschiedener Farben . . . . .	22
2.20	Kennlinie einer Diode – Lichtleistung zu fließendem Strom . . . . .	23
2.21	Operationsverstärker Anschlusschema . . . . .	24
2.22	Invertierender Operationsverstärker . . . . .	25
2.23	Nichtinvertierender Operationsverstärker . . . . .	26
2.24	Theoretische Aussteuergrenze von OPs . . . . .	26
2.25	NMOS Feldeffektransistor . . . . .	27
2.26	Aufbau des MCP42010 . . . . .	28
2.27	Beschaltung und erzeugte Spannung des LT1054 . . . . .	29
2.28	Aufbau eines Arduino UNO . . . . .	30
2.29	Arduino IDE . . . . .	32
3.1	Signalverarbeitungsschritte . . . . .	34
3.2	Eingangssignalverarbeitungsstufe . . . . .	34
3.3	Simulation von Offset und Verstärkung . . . . .	35

3.4 Zweite Signalverarbeitungsstufe . . . . .	36
3.5 LED- Treiber als Endstufe . . . . .	37
3.6 Montageschema eines Kühlkörpers . . . . .	38
3.7 Anschlusschema des Potentiometer . . . . .	40
3.8 Anschlusschema des LCD . . . . .	41
3.9 Anschlusschema zur Amplitudenmessung . . . . .	42
3.10 Plot der gemessenen Amplitude im Seriellen Plotter der Arduino IDE . . . . .	43
3.11 Internes Audiorouting . . . . .	44
3.12 Dream im Command Prompt aufrufen . . . . .	45
3.13 Modifizierung für den Sendemodus . . . . .	45
3.14 Transmitter Modus . . . . .	46
3.15 Dream Receiver Evaluation . . . . .	47
4.1 LT-Spice Simulation der Signalverarbeitung . . . . .	52
4.2 EAGLE Auszug der Platine . . . . .	52
4.3 Boden des 3D-Drucks . . . . .	54
4.4 Boden des 3D-Drucks . . . . .	55
4.5 Deckel des 3D-Drucks . . . . .	55
5.1 Konstellationsdiagramm des MSC . . . . .	58
5.2 Konstellationsdiagramm des SDC . . . . .	59
5.3 Konstellationsdiagramm des FAC . . . . .	59

# Tabellenverzeichnis

2.1	Phasenlagen bei der QPSK . . . . .	14
2.2	Multiplexverfahren . . . . .	17
2.3	Anschlussinformation und Pinbelegung des MCP42010 [31] . . . . .	28
3.1	Variablen zur Berechnung des Kühlkörpers . . . . .	39
3.2	Beschreibung der Dream-Transmitter-Parameter . . . . .	46
3.3	Beschreibung des DRM . . . . .	47
3.4	Messeinheiten zur Evaluation des DRM-Empfangs . . . . .	48
3.5	Erweiterte Einstellungen in Dream . . . . .	49
4.1	Richtlinien zu Leiterbahnbreite und Leiterbahnabständen . . . . .	53
5.1	Evaluation des Signals auf eine Übertragung über 5m . . . . .	58
5.2	Einstellungen des Sendesignals bei maximaler Reichweite . . . . .	59



# Abkürzungsverzeichnis

AAC	Advanced Audio Coding
AC	Alternating Current
AD	Analog-Digital
AM	Amplitudenmodulation
AP	Arbeitspunkt
ASK	Amplitude-Shift Keying
AUX	Auxiliary
CRC	Cyclic Redundancy Check
DA	Digital Analog
DC	Direct Current
DRM	Digital Radio Mondiale
EAGLE	Easily Applicable Graphical Layout Editor
EEP	Equal Error Protection
EMV	Elektro-Magnetische-Verträglichkeit
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FAC	Fast Access Channel
FM	Frequenzmodulation
FSK	Frequency-Shift Keying
HF	Hochfrequenz
I2C	Inter-Integrated Circuit
IC	Integrated Circuit
IDE	Integrated Developer Environment
ISI	Intersymbol-Interferenz
LCD	Liquid Crystal Display
LED	Light Emitting Diode

LT	Linear Technology
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
PC	Personal Computer
PM	Phasenmodulation
PMOS	Positiv-Metall-Oxid-Halbleiter
PSK	Phase-Shift Keying
PSoC	Programmable System on Chip
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation
QPSK	Quadratur-Phase-Shift Keying
RMS	Root-Mean-Square
SBR	Spectral Band Replication
SCL	Serial Clock
SDA	Serial Data
SDC	Service Description Channel
SNR	Signal to Noise Ratio
SPI	Serial Peripheral Interface
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
UEP	Unequal Error Protection
VAC	Virtual Audio Cable
VHF	Very High Frequency - Ultrakurzwelle
VLC	Visible light communication
WLAN	Wireless Local Area Network