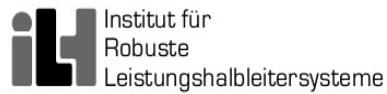




Universität Stuttgart



Fachpraktikum (Bachelor)
6G HARDWARELABOR - DESIGN UND
IMPLEMENTIERUNG EINES HF TRANSCEIVERS

**Versuch 2: Auslegung eines
HF-Verstärkers**

Protokollführer

Lukas Müller

Erik Zimmermann

Farhad Valizada

Betreuer

Simon Haussmann

Eingereicht

am 20.05.2025

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	3
1 Einleitung	4
1.1 Ziel des Versuchs	4
1.2 Relevanz und Anwendungsbereiche von HF-Verstärkern	4
2 Theoretische Grundlagen	5
2.1 Funktion eines HF-Verstärkers	5
2.2 Arbeitspunkteinstellung	6
2.2.1 Dimensionierung des Kollektorwiderstandes	7
2.2.2 Dimensionierung des Basis-Spannungsteilers	7
2.3 Bedeutung der S-Parameter	8
2.3.1 Smith-Diagramm	9
2.4 Koppeltinduktivität	9
3 Hochfrequenz-Simulation	10
3.1 Inbetriebnahme von Keysight Advanced Design System (ADS)	10
3.1.1 Installation von ADS	10
3.1.2 Erstellen eines neuen Projekts	10
3.1.3 Vertrautmachen mit der Benutzeroberfläche	11
3.2 Analyse des Datenblattes zum Transistor BFR181W	11
3.3 DC-Simulation	11
3.3.1 Dimensionierung des Kollektorwiderstandes	12
3.3.2 Dimensionierung des Basis-Spannungsteilers	12
3.4 S-Parameter-Simulation	13
3.4.1 Input- und Output Anpassung	14
4 Technische Umsetzung	16
4.1 Platinenaufbau	16
4.2 Bestückung der PCB	17
4.3 DC-Pegel verifizieren	18
4.4 SOLT-Kalibrierung	19
4.4.1 Verifizierung der Qualität der SOLT-Kalibrierung	20
4.4.2 Messen der S-Parameter	20
4.5 Vergleich zur Simulation	21
5 Fazit	22

Abkürzungsverzeichnis

ADS Advanced Design System

HF Hochfrequenz

6G Sixth Generation

SMA SubMiniature version A

PCB Printed Circuit Board

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Ziel des Versuchs

Ziel des Versuchs ist es, einen HF-Verstärker zu simulieren und dessen Eigenschaften zu analysieren. Dabei wird ein BJT-Transistor verwendet, um die Verstärkung des Signals zu erhöhen. Der Versuch umfasst die Analyse der Eigenschaften des vorliegenden Transistors der Reihe BFR181W, die Berechnung der Widerstände zur Anpassung des Arbeitspunkts, um eine optimale Verstärkung zu erzielen, sowie die Durchführung einer S-Parameter-Simulation zur Überprüfung der Verstärkung und Stabilität des Verstärkers.

1.2 Relevanz und Anwendungsbereiche von HF-Verstärkern

Ein HF-Verstärker ist ein elektronisches Gerät, das Hochfrequenzsignale verstärkt. Diese Signale liegen typischerweise im Frequenzbereich von 3 kHz bis 300 GHz und finden Anwendung in verschiedenen Bereichen, wie der Kommunikationstechnik, Radartechnologie, Satellitenkommunikation sowie in der Medizintechnik. HF-Verstärker sind entscheidend für die Signalübertragung und -verarbeitung in modernen Kommunikationssystemen. Sie werden eingesetzt, um schwache Signale zu verstärken, die von Antennen empfangen werden, und um sicherzustellen, dass die Signale über große Entfernungen übertragen werden können.

In unserem Versuch ist es von großer Bedeutung, die Eigenschaften des BJT-Transistors zu analysieren und die Widerstände so zu dimensionieren, dass ein stabiler Arbeitspunkt erreicht wird, damit bei späteren Versuchen eine Übertragung einer Bilddatei bei einer Frequenz von 1,25 GHz möglich ist.

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen

2.1 Funktion eines HF-Verstärkers

Ein Verstärker ist ein elektronisches Gerät mit mindestens einem aktiven Bauelement, wie zum Beispiel einem Transistor. Das Ziel eines Verstärkers ist es, das Ausgangssignal größer als das Eingangssignal zu machen. Da hierbei dem Signal Leistung hinzugefügt wird, muss ein Verstärker eine eigene Energiequelle besitzen.

Besonders in der Hochfrequenztechnik (HF) spielt der Verstärker eine wichtige Rolle. Soll zum Beispiel mithilfe einer Antenne noch in weiter Entfernung ein Signal gemessen werden, muss dieses zuerst verstärkt werden.

Normalerweise werden im Hochfrequenzbereich Frequenzen von 10 kHz bis 100.000 MHz verstärkt.

2.2 Arbeitspunkteinstellung

Der Arbeitspunkt einer elektronischen Schaltung beschreibt den aktiven Bereich in dem ein Transistor arbeitet ,wenn kein Signal angelegt ist. Der Arbeitspunkt liegt im linearen Bereich des Kennlinienfeldes des Transistors, sodass eine verzerrungsfreie Signalverstärkung möglich ist.

- Wäre der Arbeitspunkt zu niedrig eingestellt, würde der Transistor in den Sperrbereich geraten und das Signal würde unten abgeschnitten werden.
- Wäre der Arbeitspunkt zu hoch eingestellt, würde der Transistor in den Sättigungsbereich geraten und das Signal würde oben abgeschnitten werden.
- Da der Transistor im linearen Bereich arbeitet, reagiert der Transistor proportional auf Änderungen der Basisspannung. Ebenso folgt der Kollektorstrom linear der Basissteuerung. Das führt zu einer Verzerrungsfreien Verstärkung und effizienten Leistungsübertragung

Je nach Einstellung kann die Schaltung unterschiedlich auf das Eingangssignal reagieren. Häufig wird in der Emitterschaltung ein zusätzlicher Emitterwiderstand eingebaut, der zu einer Stromgegenkopplung führt. Dieser Widerstand sorgt dafür, dass der Arbeitspunkt stabil bleibt, auch wenn sich die Temperatur ändert. Da wir bei unserem Versuch mit konstanter Temperatur arbeiten, ist dieser nicht notwendig und wird vernachlässigt.

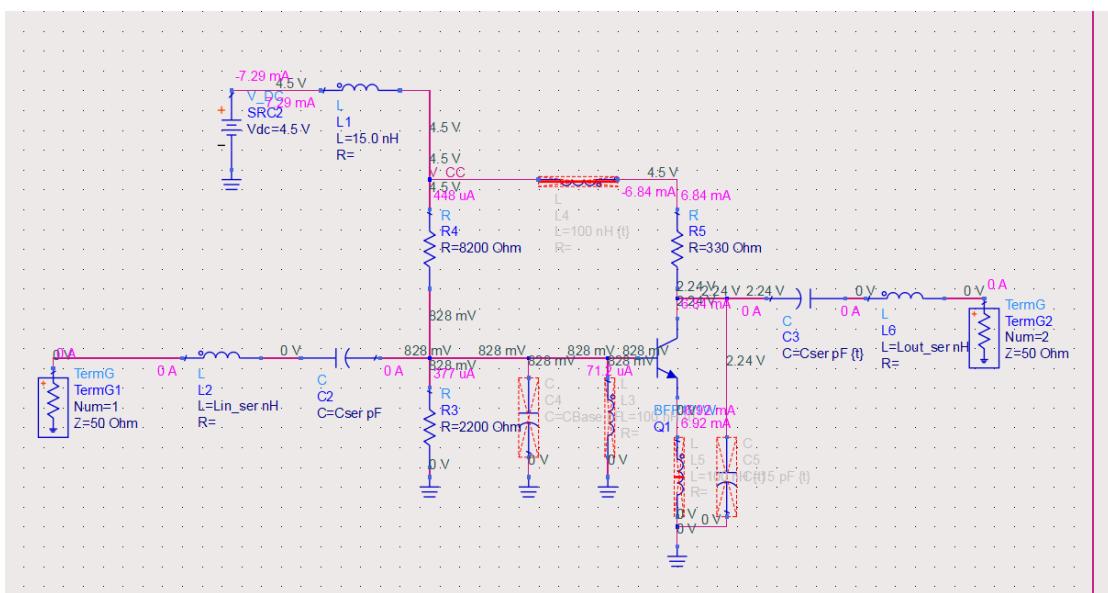


ABBILDUNG 2.1: Emitterschaltung

2.2.1 Dimensionierung des Kollektorwiderstandes

Folgende Spannungswerte seien gegeben:

- $U_{CC} = 4.8 \text{ V}$
- $U_{BE} = 0.77 \text{ V}$

Der Kollektorstrom I_C wird auf 75 % des maximal zulässigen Kollektorstroms $I_{C,\max} = 20 \text{ mA}$ gesetzt. Der Widerstandswert R_5 wird mit folgender Formel berechnet:

$$R_5 = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{4.8 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 320 \Omega \quad (2.1)$$

Bei der Verwendung der E12-Reihe wird eine Faustregel angewendet, nach der man die Widerstandswerte auf die nächstgelegene E12-Reihe aufrundet. Somit beträgt der errechnete Widerstandswert von R_5 330Ω . Dadurch wird der in den Kollektor eingehende Strom begrenzt, was eine Überlastung des Transistors im Dauerbetrieb verhindert. Bei der Wahl eines niedrigeren Widerstandwertes würde der Kollektorstrom I_C den maximalen Kollektorstrom $I_{C,\max}$ überschreiten, was zu einer Überlastung des Transistors führen würde.

2.2.2 Dimensionierung des Basis-Spannungsteilers

Der Basisstrom berechnet sich zu:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (2.2)$$

Für einen typischen Verstärkungsfaktor $\beta = 100$ ergibt sich:

$$I_B = \frac{10 \text{ mA}}{100} = 0,1 \text{ mA} = 100 \mu\text{A} \quad (2.3)$$

Der Querstrom des Spannungsteilers I_Q sollte mindestens das 10-fache des Basisstroms betragen:

$$I_Q = 10 \cdot I_B = 1,0 \text{ mA} \quad (2.4)$$

Die Basisspannung U_B ergibt sich zu:

$$U_B = U_{BE} + U_E \approx 0,77 \text{ V} \quad (2.5)$$

Für die Betriebsspannung $U_{CC} = 4,8 \text{ V}$ ergeben sich die Widerstände R_4 (oben) und R_3 (unten):

$$R_3 = \frac{U_B}{I_Q} = \frac{0,77 \text{ V}}{1,0 \text{ mA}} = 0,77 \text{ k}\Omega \quad (2.6)$$

$$R_4 = \frac{U_{CC} - U_B}{I_Q} = \frac{4,8 \text{ V} - 0,77 \text{ V}}{1,0 \text{ mA}} = 4,03 \text{ k}\Omega \quad (2.7)$$

Nach der Berechnung ergibt sich für R_3 ein Wert von $0,77 \text{ k}\Omega$. In der praktischen Simulation mit ADS zeigte sich jedoch, dass mit diesem Wert ein negatives Gain bei der S-Parameter-Simulation auftritt. Daher wird R_3 nach der E12-Reihe auf $1,0 \text{ k}\Omega$ erhöht, um einen stabilen Arbeitspunkt und ein positives Verstärkungsverhalten zu gewährleisten.

Mit der E12-Reihe werden gewählt:

$$R_3 = 1,0 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

Damit ist der Spannungsteiler dimensioniert, sodass sich der Arbeitspunkt im linearen Bereich des Transistors befindet.

2.3 Bedeutung der S-Parameter

S-Parameter bzw. Streuparameter werden genutzt, um die HF-Eigenschaften eines Netzwerks darzustellen. Sie werden benötigt, um zu verstehen, welche Anteile eines Signals reflektiert, durchgelassen oder zwischen den Ports eines Netzwerks übertragen werden. Sie werden komplex dargestellt, also mit Betrags- und Phasenkomponente.

Die Indexnummerierung folgt dem Energiefluss:

- Verläuft die Energie von Port 1 zu Port 1, heißt der S-Parameter S11.
- Verläuft die Energie von Port 2 zu Port 1, heißt der S-Parameter S21.

Somit können an einem Zweitor folgende S-Parameter auftreten:

- S11 ist der Eingangsreflexionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie viel des Eingangssignals zurückreflektiert wird.
- S21 ist der Vorwärtstransmissionsfaktor. Dieser Parameter gibt die Effizienz der Signalübertragung vom Eingang zum Ausgang an.

- S_{12} ist der Rückwärtstransmissionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie gut Port 1 von Signalen von Port 2 isoliert ist.
- S_{22} ist der Ausgangsreflexionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie viel des Ausgangssignals zurückreflektiert wird.

2.3.1 Smith-Diagramm

Das Smith-Diagramm ermöglicht die grafische Darstellung der S-Parameter. Dafür werden der Real- und Imaginärteil des Reflexionsfaktors in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen und ermöglichen dadurch eine einfachere Impedanzanpassung.

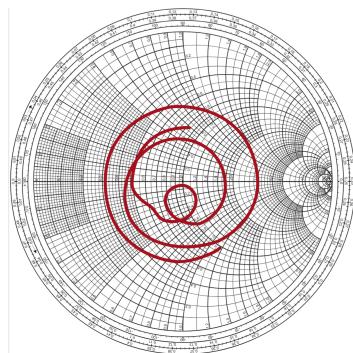


ABBILDUNG 2.2: Smith-Diagramm Beispiel

Quelle: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/s-parameter-verstehen_257831.html#gallery-13

2.4 Koppelkondensator

Die seriellen Kapazitäten C_2 und C_3 bzw. Koppelkondensatoren in einer Emitterschaltung haben mehrere Aufgaben. Zum einen kompensieren sie Störungen, filtern den Gleichanteil aus der Wechselspannung heraus und dienen gleichzeitig als Hochpass.

Kapitel 3

Hochfrequenz-Simulation

In diesem Kapitel wird die Hochfrequenz (**HF**)-Simulation des Transistors BFR181W durchgeführt sowie die Dimensionierung der Widerstände R_3 , R_4 und R_5 aus dem Kapitel 2: “Theoretische Grundlagen” überprüft und belegt.

3.1 Inbetriebnahme von Keysight Advanced Design System (ADS)

3.1.1 Installation von ADS

Die Software Advanced Design System (**ADS**) dient zur Simulation von Schaltungen unterschiedlichen Komplexitätsgrades. In diesem Versuch wird die Software verwendet, um eine Hochfrequenzschaltung zu simulieren und zu analysieren. Die Software bietet eine Vielzahl von Funktionen, darunter die Möglichkeit, Schaltungen zu entwerfen, S-Parameter zu simulieren und verschiedene Analysewerkzeuge zu nutzen.

3.1.2 Erstellen eines neuen Projekts

Die Software ist auf den Rechnern im ILH-Labor bereits installiert.

Nach dem Start der Software wird ein neues Projekt aus den bereits zur Verfügung stehenden Workspaces erstellt.

Diese sind auf der ILIAS-Seite des Praktikums im Dateiarchiv **TransmitterAmpDesign 2024.zip** hinterlegt.

Die Datei wird entpackt und in der Software geöffnet. Außerdem werden die benötigten Bibliotheken aus dem Dateiarchiv **Infineon-RFTransistor-Keysight ADS Design Kit-SM-v02 10-EN.zip** geladen. Diese stehen ebenfalls auf der ILIAS-Seite zur Verfügung.

3.1.3 Vertrautmachen mit der Benutzeroberfläche

Schließlich werden die Tutorials 1 und 2 von ADS durchgearbeitet, um sich mit der Benutzeroberfläche und den grundlegenden Funktionen der Software vertraut zu machen. Zu Beginn der Schaltungsanalyse wird das Schema TX_Amp_Bias.dds geöffnet. Dieses ist in Abbildung 3.1 zu sehen.

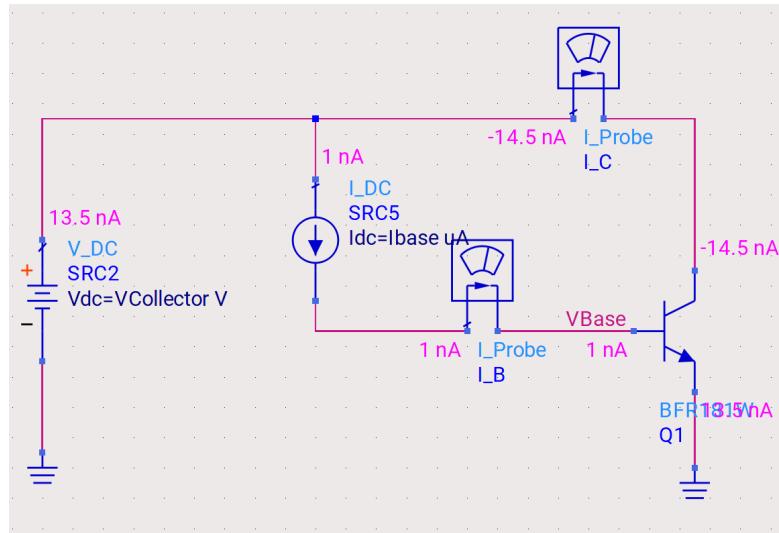


ABBILDUNG 3.1: Schaltbild der Schaltung TX_Amp_Bias.dds in [ADS](#).

3.2 Analyse des Datenblattes zum Transistor BFR181W

Um die Schaltung zu simulieren, wird der Transistor BFR181W aus der verfügbaren Bibliothek verwendet. Die genauen Parameter des Transistors werden aus dem Datenblatt entnommen. Dieses steht ebenfalls auf der ILIAS-Seite des Praktikums zur Verfügung.

Die Tabelle "Maximum Ratings at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified" unten links auf Seite 1 des Dokuments zeigt, dass der maximal zulässige Kollektorstrom $I_{C,\max}$ 20 mA beträgt.

3.3 DC-Simulation

Im Folgenden wird eine DC-Simulation der später aufzubauenden Schaltung durchgeführt. Außerdem werden die Arbeitspunkte optimal durch die Anpassung der Widerstandswerte eingestellt. Die DC-Simulation wird in [ADS](#) durchgeführt, um die DC-Pegel der Schaltung zu überprüfen.

3.3.1 Dimensionierung des Kollektorwiderstandes

Das errechnete Ergebnis aus dem Kapitel 2.2.1 lässt sich anhand der Simulation verifizieren.

Zuerst wird ein Sweep des Kollektorwiderstandes R_5 im Bereich von 100Ω bis $4,7\text{k}\Omega$ durchgeführt. Es ergibt sich folgender Verlauf des Kollektorstroms I_C in Abhängigkeit des Kollektorwiderstandes R_5 :

Einstellung Arbeitspunkt

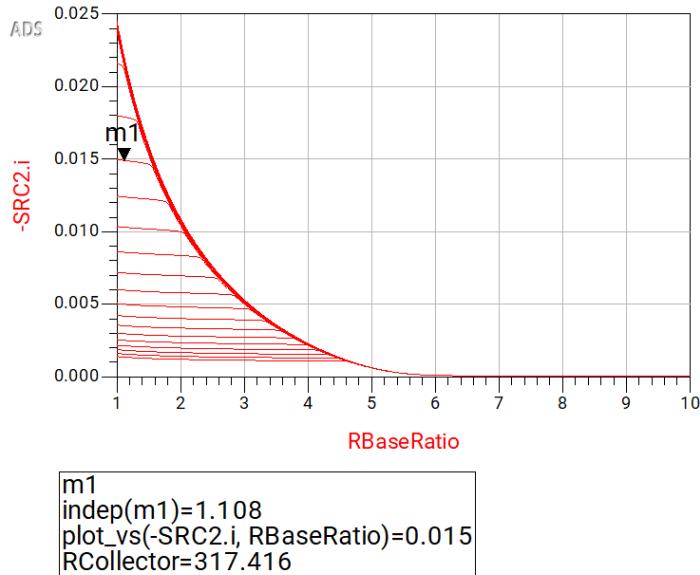


ABBILDUNG 3.2: Verlauf des Kollektorstroms I_C in Abhängigkeit des Kollektorwiderstandes R_5 .

Aus Abbildung 3.2 ist zu erkennen, dass der Kollektorstrom I_C mit steigendem Kollektorwiderstand R_5 abnimmt. Mit dem Marker m1 wird außerdem gezeigt, dass der Kollektorstrom I_C bei einem Widerstandswert von $317,416\Omega$ einen Wert von 15 mA erreicht. Es wird der nächstgrößere Widerstandswert der E12-Reihe gewählt, also 330Ω , damit I_C nicht überschritten wird. Die Ergebnisse der Rechnung werden somit bestätigt.

3.3.2 Dimensionierung des Basis-Spannungsteilers

Um einen Arbeitspunkt mit $I_C \approx 10\text{ mA}$ zu erreichen, wird der Basis-Spannungsteiler dimensioniert. Die Basis-Emitter-Spannung beträgt $U_{BE} \approx 0,7\text{ V}$.

Auch hier kann die im Kapitel 2.2.2 berechnete Dimensionierung überprüft werden. Beim Sweepen des Widerstandes R_3 im Bereich von 100Ω bis $4,7\text{k}\Omega$ und des damit verbundenen Spannungsteilers, also auch durch das Sweepen des Widerstandes R_4 , ergibt sich folgender Verlauf des Basisstroms I_B in Abhängigkeit des Widerstandes R_3 :

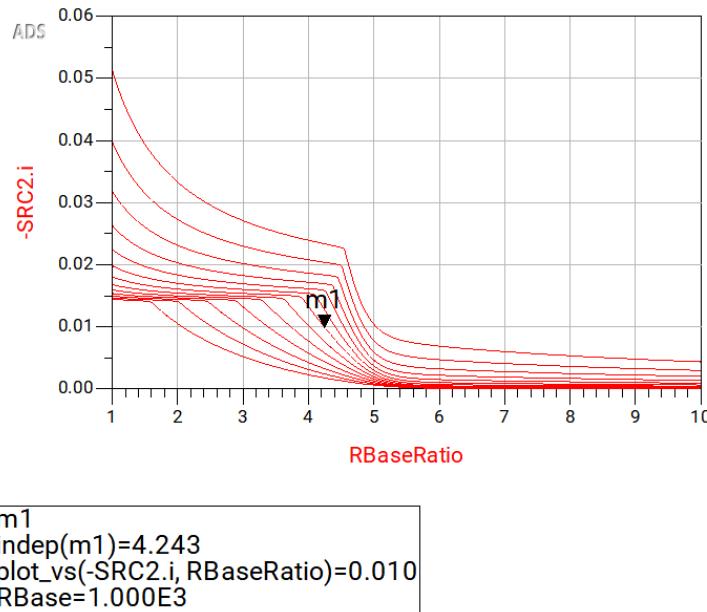


ABBILDUNG 3.3: Verlauf des Basisstroms I_B in Abhängigkeit des Basiswiderstandes R_3 .

Abbildung 3.3 bestätigt, dass der Basiswiderstand R_3 mit einem Wert von $1,0\text{k}\Omega$ einen Kollektorstrom I_C von 10mA ergibt. Hierbei ist auch zu erkennen, dass sich ein R_B -Ratio von $4,243$ ergibt. Das bedeutet, dass der Widerstand R_4 einen Widerstandswert von $4,243\text{k}\Omega$ haben sollte. Bei der Anpassung an die E12-Reihe wird der Widerstandswert auf $4,7\text{k}\Omega$ gewählt. Dies erfüllt die errechneten Bedingungen für die Widerstandswerte und bestätigt die ausgewählte Dimensionierung.

3.4 S-Parameter-Simulation

Schließlich wird die S-Parameter-Simulation durchgeführt. Diese ist wichtig, um einen angemessenen Gain bei der Übertragung zu gewährleisten. Die S-Parameter-Simulation wird in ADS nach folgenden Schritten durchgeführt:

1. Im ADS-Model wird die Kommentierung des S-Parameter-Controllers aufgehoben, also die S-Parameter-Einstellung wird aktiviert.
2. Da jetzt die DC-Simulation überflüssig ist, wird diese deaktiviert.

3. Vor der Simulation wird die Schrittweite des S-Parameter-Controllers auf 250 MHz gesetzt, sodass die Qualität des Frequenz-Sweeps verbessert wird. 

4. Nach der Simulation wird das Ergebnis in einem neuen Fenster angezeigt. Es ergibt sich folgender Verlauf des Gains für verschiedene Frequenzen:

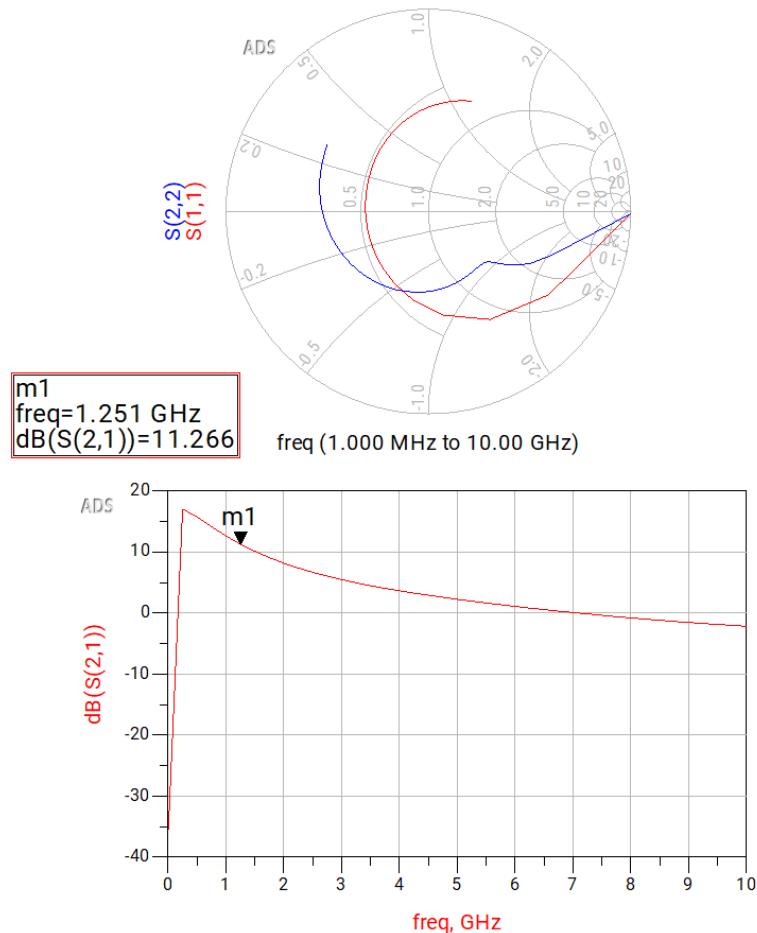


ABBILDUNG 3.4: Ergebnisse der S-Parameter-Simulation.

Hier wählt man die Schaltfläche “Insert A New Marker” aus . Wir setzen den Marker auf den Punkt unserer Arbeitsfrequenz, also bei 1,25 GHz (siehe Abbildung 3.4). Der Marker m1 zeigt eine **Verstärkung (Gain)** von **11,266 dB** an.

Die Ergebnisse der Simulation werden bei der technischen Umsetzung der Schaltung überprüft.

3.4.1 Input- und Output Anpassung

Wir beurteilen die Input- und Output-Anpassung der Schaltung mit Hilfe der durch die in der ADS-Simulation erstellten Grafik zur Auswertung der S-Parameter, hier

dargestellt in Abbildung 3.4. Bei der Grafik handelt es sich um ein, bereits durch die Lehrveranstaltung Grundlagen der Nachrichtenübertragung bekanntes Diagramm, das Smith Diagramm. Hier werden zwei Kurvenverläufe über eine Frequenz von 1 MHz bis hin zu 10 GHz dargestellt. Die rote Kurve $S(1,1)$ zeigt den Eingangsreflexionsfaktor und die blaue Kurve $S(2,2)$ den Ausgangsreflexionsfaktor. Wünschenswert wäre ein Verlauf nahe des Zentrums bei $Z = 1 + j0$ da hier die Reflexion null ist und somit die ganze Leistung übertragen wird. Es gilt:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 0 \Rightarrow Z_L = Z_0 \quad (3.1)$$

Um das zu erreichen muss das Eingangs- und Ausgangsnetzwerk an den Innenwiderstand $Z_0 = 50\Omega$ angepasst werden. In diesem Fall die Bauteile L_2, C_2 für das Eingangsnetzwerk und L_6, C_3 für das Ausgangsnetzwerk.

Kapitel 4

Technische Umsetzung

4.1 Platinenaufbau

Die Platine ist mit mehreren Bauteilen ausgestattet, die bis auf drei selbst zu dimensionierende Widerstände bereits vollständig bestückt ist.

Zur Erklärung von Abbildung 4.1 hier eine kurze Information zu den wichtigsten Abkürzungen:

- R: Widerstand
- C: Kondensator
- J: Stecker/Relais

Die wichtigsten Bauteile sind:

- J1: Anschluss an den FieldFox (Ausgangssignal)
- J40: Verbindung zum Oszillatoren (Taktquelle für die Schaltung) und Anschluss an den FieldFox (Eingangssignal)
- R47-49: Widerstände zur Arbeitspunkteinstellung
- Oszillatoren (XLL536C50.000000X): HF-Taktsignal
- Transistor (BFR181W)
- Operationsverstärker (U20-LMV651MG/NOPB; U21-NCX2200GW,125)
- USB-UART-IC (FT232RL)

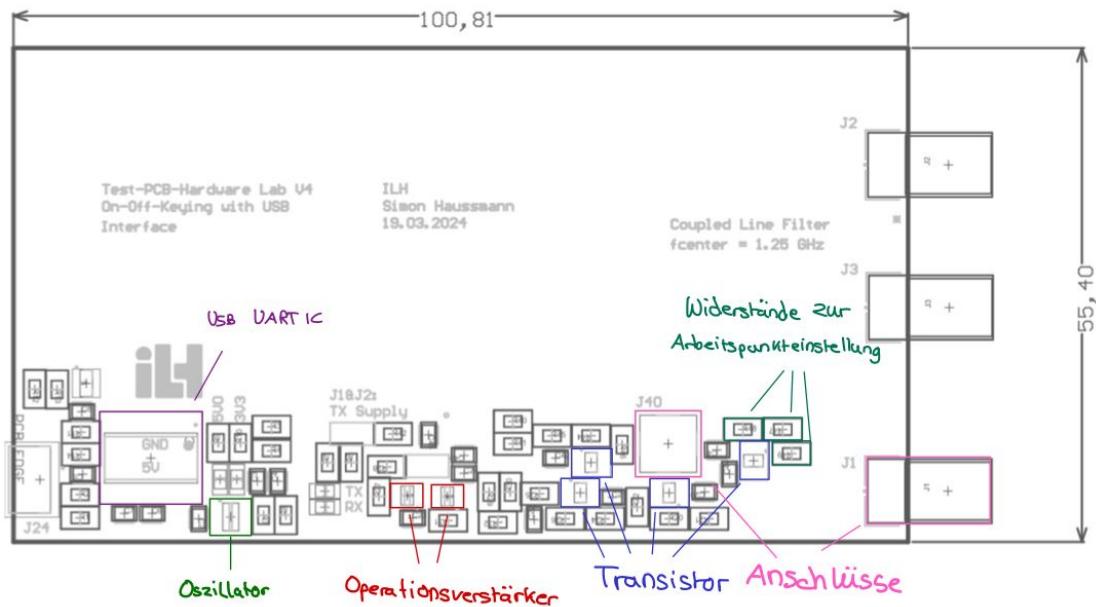


ABBILDUNG 4.1: Bestückungsplan

4.2 Bestückung der PCB

Die in Kapitel 3 bestimmten Widerstände werden nun im Rahmen der praktischen Umsetzung der Schaltung auf die bereits vorbereitete Platine angebracht. Auf dem Bestückungsplan entspricht R47 dem Widerstand R3 mit 1000 Ohm, R48 dem Widerstand R4 mit 4700 Ohm und R49 dem Widerstand R5 mit 330 Ohm. Beim Löten der drei Widerstände wird auf eine saubere und präzise Löttechnik geachtet, um die gewünschte elektrische, mechanische und HF-technische Funktion der Schaltung zu garantieren.

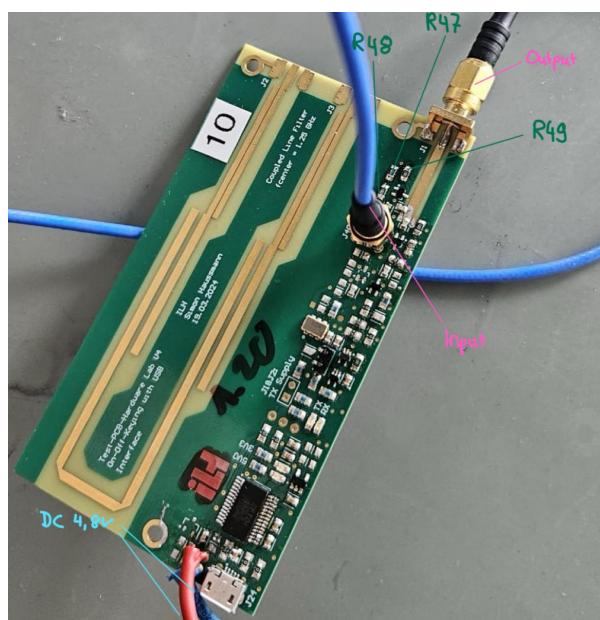


ABBILDUNG 4.2: Bestückte Platine

4.3 DC-Pegel verifizieren

Nach dem Bestücken der Platine wird die Funktionalität der Schaltung überprüft. Hierzu wird eine Versorgungsspannung von 4,8 V angelegt, um die Gleichspannungspegel an den relevanten Punkten der Schaltung zu überprüfen. Die abfallenden Spannungen werden mit einem Oszilloskop gemessen. Relevant sind die Spannungsabfälle über R47, R48 und R49. Diese gemessenen Spannungen werden mit den idealen Werten der Simulation verglichen.

Die Simulation wurde, wie zuvor beschrieben, mit der Software Advanced Design System (ADS) durchgeführt. In der Simulation fällt über R47 eine Spannung von 0,811 V, über R48 eine Spannung von 3,989 V und über R49 eine Spannung von 1,27 V ab. Wir überprüfen nun, ob sich unsere Messung mit den simulierten Werten deckt.

Widerstand	Simulation [V]	Messung [V]
R47	0,811	0,809
R48	3,989	3,991
R49	1,27	1,26

TABELLE 4.1: Vergleich von simulierten und gemessenen Spannungswerten

Die gemessene Werte sind sehr nah an den simulierten Werten und ermöglicht das Vorausschreiten mit dem Versuch.

4.4 SOLT-Kalibrierung

Das Ziel der SOLT-Kalibrierung ist es systematische Messfehler, bedingt durch den Messaufbau selbst (Kabel, Adapter, ...) zu eliminieren, um ein präzises Messergebnis zu erreichen. Dafür werden die Messfehler selbst gemessen, um sie bei der richtigen Messung, rauszurechnen. Es gibt dafür vier Kalibrierstandards.

- Short (Kurzschluss): Der Kurschluss führt zu einer Kompletten Leistungsreflexion mit einer Phasenverschiebung von 180 Grad.
- Open (Leerlauf): Der angeschlossene Leerlauf reflektiert die gesamte Leistung mit einer Phasenverschiebung von 0 Grad
- Load (Abschluss/Last): Ein Lastwiderstand wird angeschlossen. Der Widerstand absorbiert die gesamte Leistung ohne Reflexion und hilft bei der Leistungsanpassung
- Through (Durchgang): Dabei werden beide Messports des VNA miteinander verbunden. Dies ermöglicht eine Korrektur von Phasen- und Amplitudenfehlern des Übertragungspfades.



ABBILDUNG 4.3: Kalibrierungsgerät am Keysight FieldFox

Die Kalibrierung wird am Keysight FieldFox durchgeführt. Sie erfolgt über sieben Schritte, die vom Gerät angeleitet werden. Danach ist das Gerät bereit für die Messung.

4.4.1 Verfizierung der Qualität der SOLT-Kalibrierung

Unter Beibehaltung des Messaufbaus werden nun die S-Parameter, der bei der Kalibrierung verwendeten Kabel, betrachtet. Ist die Kalibrierung gelungen sollte unter optimalen Bedingungen bei den Streuparametern keine Dämpfung mehr angezeigt werden, da die Kalibrierung die Kabeldämpfung herausrechnet. In unserem Fall zeigt die Messung eine kleine Abweichung, ist jedoch sehr nahe am Optimum. Es ist daher keine erneute Kalibrierung von Nöten.

4.4.2 Messen der S-Paramter

Nach der Kalibrierung werden die S-Paramter der Schaltung gemessen. Der für den direkten Vergleich relevante S-Parameter ist S21. Dieser ist in Abbildung 4.4 dargestellt.



ABBILDUNG 4.4: S-Paramter S21

4.5 Vergleich zur Simulation

Im Versuch konnten wir ein Gain von 1.613 dB erreichen. Erwartet wurde der simulierte Gain von etwa 11.3 dB. Die Abweichung kann auf verschiedene Faktoren zurückgeführt werden:

- Die verwendeten Bauteile weichen von den idealen Werten ab und sind teilweise nicht für Hochfrequenztechnik geeignet.
- Die Induktivitäten und Kapazitäten der Leiterbahnen werden nicht in der Simulation berücksichtigt.
- Temperaturschwankungen verschieben den Arbeitspunkt des Transistors
- Messungenauigkeite des Spektrumanalysators

Kapitel 5

Fazit

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Simulation des HF-Verstärkers erfolgreich war. Die Aufgaben wurden sinnvoll bearbeitet und stimmen mit der Theorie im Rahmen der Messungenauigkeit überein.

Zum ersten mal in in der Geschichte unseres langen Studium hatten wir die berauschende Erfahrung einen HF-Verstärker in der freien Wildbahn zu beobachten. In den Vorlesungen und Prüfungen mussten wir schon oft die Arbeitspunkteinstellung durchrechnen. Doch durch die E12 Reihe wurde es deutlich schwieriger die richtige Dimensionierung der Widerstände zu finden. Diese Herausforderung war uns zum Anfang des Versuches nicht bewusst. Wir haben alle drei unseren Horizont erweitert und freuen uns auf mehr:)

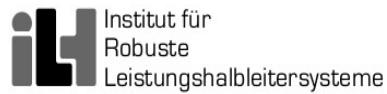
Literaturverzeichnis

- [1] Infineon Technologies AG: *BFR181W Silicon NPN RF Transistor*, Datenblatt, 2017. Online verfügbar unter: https://ilias3.uni-stuttgart.de/ilias.php?baseClass=ilrepositorygui&cmdNode=z5:o1&cmdClass=ilObjFileGUI&cmd=sendfile&ref_id=4067156 (zugegriffen am 19.05.2025)
- [2] Advanced Test Equipment Corp.: *What is an RF Amplifier?*, o.J.. Online verfügbar unter: <https://www.atecorp.com/solutions/what-is-an-rf-amplifier> (zugegriffen am 17.05.2025)
- [3] Wikipedia: *Verstärker (Elektrotechnik)*, o.J.. Online verfügbar unter: [https://de.wikipedia.org/wiki/Verst%C3%A4rker_\(Elektrotechnik\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Verst%C3%A4rker_(Elektrotechnik)) (zugegriffen am 17.05.2025)
- [4] Denisowski, Paul: *S-Parameter verstehen*. In: Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, o.J.. Online verfügbar unter: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/s-parameter-verstehen_257831.html#galler-7 (zugegriffen am 18.05.2025)
- [5] Simon Haussmann: *Schaltplan_PCB_V4*, 15. April 2024. In: Institut für Robuste Leistungshalbleitersysteme, Universität Stuttgart. Online verfügbar unter: https://ilias3.uni-stuttgart.de/ilias.php?baseClass=ilrepositorygui&cmdNode=z5:o1&cmdClass=ilObjFileGUI&cmd=sendfile&ref_id=4067155 (zugegriffen am 19.05.2025)
- [6] Denisowski, Paul: *Understanding the Smith chart*. In: Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, o.J.. Online verfügbar unter: https://www.rohde-schwarz.com/uk/products/test-and-measurement/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/understanding-the-smith-chart_257989.html# (zugegriffen am 19.05.2025)
- [7] Schnabel, Patrick: *Arbeitspunkteinstellung*. In: Elektronik-Kompendium Online verfügbar unter: <https://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/1506301.htm> (zugegriffen am 20.05.2025)

- [8] Ruppert, Klaus: *Reflexionsfaktor*. In: Wikipedia Online verfügbar unter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Reflexionsfaktor> (zugegriffen am 20.05.2025)
- [9] Dr. Latzel, Georg: *SOLT Kalibrierung*. In: dl6gl Amateurfunk : <https://dl6gl.de/vnwa-kalibrierung.html> (zugegriffen am 20.05.2025)
- [10] Prof. Jan Hesselbarth: *Allgemein Wissen*. In: Nachrichtentechnik 1 : [Nachrichtentechnik1Skript](#) (zugegriffen am 20.05.2025)



Universität Stuttgart



Fachpraktikum (Bachelor)
6G HARDWARELABOR - DESIGN UND
IMPLEMENTIERUNG EINES HF TRANSCEIVERS

**Versuch 3: Design und Simulation eines
Coupled-Line Filters**

Protokollführer

Lukas Müller

Erik Zimmermann

Farhad Valizada

Betreuer

Simon Haussmann

Eingereicht am

03.06.2025

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	3
1 Einleitung	4
1.1 Ziel des Versuchs	4
1.2 Bedeutung von Coupled-Line-Filtern in 6G-Systemen	4
2 Theoretische Grundlagen	6
2.1 Filter	6
2.2 Prinzip von Coupled-Line-Filtern	7
2.3 Eigenschaften von Microstrip-Leitungen	7
2.4 Charakteristische Leitungslänge und Filterordnung	8
2.5 Bedeutung der S-Parameter	8
2.6 Smith-Diagramm	9
3 Verwendete Geräte und Messaufbau	10
4 Praktische Umsetzung	11
4.1 Messung der S-Parameter im NA-Modus	11
4.2 Anschluss an den Transmitter und Messung im SA-Modus	12
4.2.1 Leistungsmessung des Transmitters ohne Filter	12
4.2.2 Leistungsmessung des Transmitters mit Filter	13
4.3 Vergleich des gefilterten und ungefilterten Spektrums	13
5 Simulation mit ADS	14
5.1 Auswahl der Technologie und Erstellung des Substrat-Files	14
5.2 Leitungsdimensionierung	15
5.2.1 Berechnung der Leitungsbreite ($Z_0 = 50 \Omega$)	15
5.2.2 Verifizierung der berechneten Leitungsbreite	16
5.2.3 Charakteristische Länge der Koppelleitungen	16
5.2.4 Simulation im Vergleich zur Praxis	18
5.3 2.5D EM-Simulation des Coupled-Line-Filters	19
5.3.1 Erstellung und Simulation des Layouts (ohne Knick)	19
5.3.2 Anpassung mit Knick im Layout	20
5.3.2.1 Berechnung der Länge des Knicks	20
5.3.2.2 Anpassung des Schematic und Re-Simulation	21
5.3.3 Vergleich der 2.5D EM-Simulation mit der 1D-Simulation	22
5.3.4 Auswirkungen auf die S-Parameter	22

6 Fazit	23
Literaturverzeichnis	24

Abkürzungsverzeichnis

ADS	Advanced Design System
HF	Hochfrequenz
6G	Sixth Generation
SMA	SubMiniature version A
PCB	Printed Circuit Board
MIMO	Multiple Input Multiple Output

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Ziel des Versuchs

Im dritten Versuch im Rahmen des 6G-Hardwarelabors soll ein Coupled-Line-Filter entworfen und simuliert werden. Dazu wird der Filter zunächst in ADS entworfen, simuliert und optimiert. Anschließend soll der Filter in einem Messaufbau realisiert und die S-Parameter gemessen werden. Ziel ist es, die Eigenschaften des Filters zu verstehen und die Ergebnisse der Simulation mit den Messergebnissen zu vergleichen.

1.2 Bedeutung von Coupled-Line-Filtern in 6G-Systemen

Da 6G-Systeme bei hohen Frequenzen betrieben werden und zudem kompakte Bauformen erfordern, sind Coupled-Line-Filter eine wichtige Komponente. 6G erfordert massive MIMO-Technologien, die eine hohe Anzahl von Antennen und damit auch eine Vielzahl von Filtern benötigen. Somit sind der Platzbedarf und die Effizienz der Filter von großer Bedeutung. Sie ermöglichen die Realisierung von Filtern mit hoher Selektivität und geringer Einfügedämpfung, was für die Signalqualität in 6G-Systemen entscheidend ist. Durch die Verwendung von Microstrip-Technologie können diese Filter auf kleinen Leiterplatten und somit in integrierten Schaltungen (MMICs) realisiert werden, was sie ideal für moderne Kommunikationssysteme macht. Es kommt außerdem zu einer geringen Dispersion der Phasengeschwindigkeit, was zu einer hohen Bandbreite und geringen Verzerrungen führt. Dies ist besonders wichtig für die Übertragung von hochfrequenten Signalen in 6G-Systemen, die eine hohe Datenrate und geringe Latenz erfordern.¹

¹Vgl. J.-S. Hong, M. J. Lancaster: *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, siehe Literaturverzeichnis.

Zunächst wird auf die theoretischen Grundlagen des Coupled-Line-Filters eingegangen.

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen

2.1 Filter

Unter einem Filter (in der Elektrotechnik) versteht man eine Schaltung bzw. ein System, das Frequenzen eines Signals selektiv dämpft. Das Ziel hierbei ist es, bestimmte Frequenzen durchzulassen, während andere gedämpft werden, um Rauschanteile zu reduzieren und die Signalqualität zu verbessern. Er kann auch dazu genutzt werden, um Signale gezielt auf einen Frequenzbereich zu begrenzen.

Es gibt vier primäre Filtertypen:

- **Tiefpassfilter:** Niedrige Frequenzen werden durchgelassen, hohe Frequenzen werden gedämpft (Entfernung hochfrequenten Rauschens)
- **Hochpassfilter:** Niedrige Frequenzen werden gedämpft, hohe Frequenzen werden durchgelassen (Entfernung von DC-Anteilen)
- **Bandpassfilter:** Lassen nur einen bestimmten Frequenzbereich durch (z.B. Kontrast zwischen Bildelementen erhöhen)
- **Bandsperrfilter:** Unterdrücken eine bestimmte Frequenz bzw. einen Frequenzbereich (bekannte Störungen bei bekannten Frequenzen entfernen)

In unserem Versuch wird ein Coupled-Line-Filter verwendet. Dieser ist standardmäßig ein Bandpass.

2.2 Prinzip von Coupled-Line-Filtern

Ein Coupled-Line-Filter besteht aus zwei parallelen Übertragungsleitungen (Transmission Lines), die so nahe beieinander liegen, dass sich ihre elektromagnetischen Felder gegenseitig beeinflussen. Diese elektromagnetische Kopplung hat sowohl induktive als auch kapazitive Anteile.

Wird ein Hochfrequenzsignal über ein Coupled-Line-Filter übertragen, hängt es stark von der Frequenz des Signals ab, wie viel Leistung am Ausgang ankommt. Je nach Frequenz ist der Energieaustausch zwischen den gekoppelten Leitungen effizienter oder weniger effizient. Das kann man sich zunutze machen, um gewünschte Frequenzen durch den Filter zu lassen und unerwünschte zu dämpfen bzw. zu sperren.

2.3 Eigenschaften von Microstrip-Leitungen

Microstrip-Leitungen (Streifenleitungen) gehören zu einer bestimmten Klasse von Wellenleitern. Besonders in der Hochfrequenztechnik kommen sie zum Einsatz. Um eine Microstrip-Leitung zu bauen, wird ein dünner leitfähiger Streifen, wie Kupfer, auf einem Dielektrikum, wie FR4, aufgebracht.

2.4 Charakteristische Leitungslänge und Filterordnung

Um die gewünschte Filtercharakteristik zu erreichen, muss die Länge der Microstrip-Leitungen auf die Frequenz des Signals angepasst werden. Typischerweise werden die Leitungen auf ein Viertel der Wellenlänge des Signals ausgelegt:

$$c_{\text{Medium}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (2.1)$$

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c_{\text{Medium}}}{4 \cdot f_c} = \frac{c_0}{4 \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (2.2)$$

Die Filterordnung gibt an, wie viele parallele Übertragungsleitungen in einem Filter verbaut sind. Werden z.B. drei gekoppelte Resonatorabschnitte verwendet, spricht man von Filterordnung 3. Durch höhere Filterordnungen kann die Steilheit des Amplitudengangs beim Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich erhöht werden, was eine bessere Selektion der Frequenzen ermöglicht.

2.5 Bedeutung der S-Parameter

S-Parameter bzw. Streuparameter werden genutzt, um die HF-Eigenschaften eines Netzwerks darzustellen. Sie werden benötigt, um zu verstehen, welche Anteile eines Signals reflektiert, durchgelassen oder zwischen den Ports eines Netzwerks übertragen werden. Sie werden komplex dargestellt, also mit Betrags- und Phasenkomponente.

Die Indexnummerierung folgt dem Energiefluss:

- Verläuft die Energie von Port 1 zu Port 1, heißt der S-Parameter S11.
- Verläuft die Energie von Port 2 zu Port 1, heißt der S-Parameter S21.

Somit können an einem Zweitor folgende S-Parameter auftreten:

- S11 ist der Eingangsreflexionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie viel des Eingangssignals zurückreflektiert wird.
- S21 ist der Vorwärtstransmissionsfaktor. Dieser Parameter gibt die Effizienz der Signalübertragung vom Eingang zum Ausgang an.
- S12 ist der Rückwärtstransmissionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie gut Port 1 von Signalen von Port 2 isoliert ist.

- S₂₂ ist der Ausgangsreflexionsfaktor. Dieser Parameter gibt an, wie viel des Ausgangssignals zurückreflektiert wird.

2.6 Smith-Diagramm

Das Smith-Diagramm ermöglicht die grafische Darstellung der S-Parameter. Dafür werden der Real- und Imaginärteil des Reflexionsfaktors in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen und ermöglichen dadurch eine einfachere Impedanzanpassung.

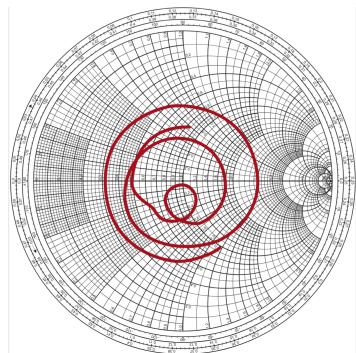


ABBILDUNG 2.1: Smith-Diagramm Beispiel

Quelle: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/s-parameter-verstehen_257831.html#gallery-13

Kapitel 3

Verwendete Geräte und Messaufbau

In diesem Versuch wurden folgende Geräte verwendet:

- **Keysight FieldFox Network Analyzer N9918A:** Zur Messung der S-Parameter des Filters.
- **Signalgenerator:** Zur Erzeugung eines Testsignals, das durch den Filter geleitet wird.
- **Transmitterschaltung:** HF-Transceiver, der ein Signal bei 1,20 GHz erzeugt (siehe Schaltplan_PCB_V4).
- **Coupled-Line-Filter:** Das zu messende Filter, das in ADS entworfen und simuliert wurde (siehe Schaltplan_PCB_V4).
- **Taschenrechner Casio fx-991DEX:** Zur Durchführung von Berechnungen während des Versuchs.

Kapitel 4

Praktische Umsetzung

4.1 Messung der S-Parameter im NA-Modus

Die PCB mit dem Coupled-Line-Filter wird mit dem Fieldfox an beiden Ausgängen angeschlossen, woraufhin die S-Parameter dessen im Network-Analyzer-Modus vermessen werden. Folgende Leistungsspektriten kommen zustande:

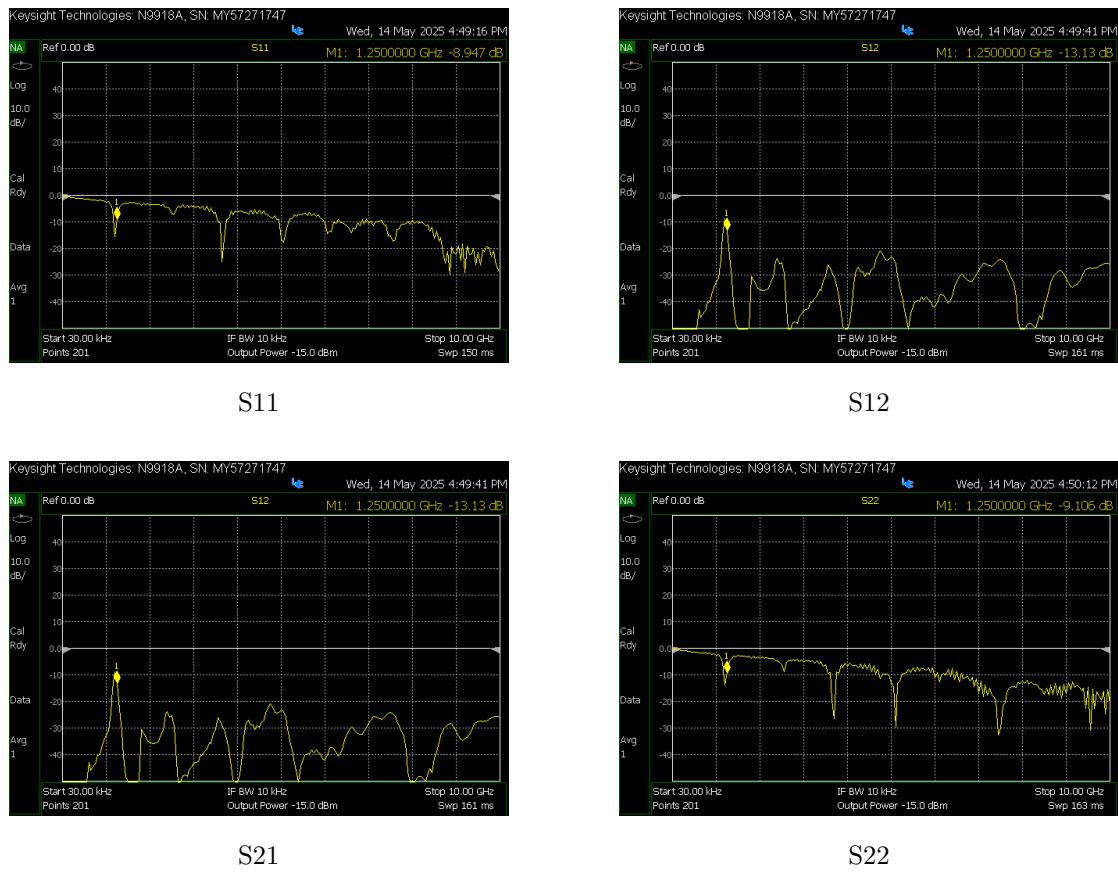


ABBILDUNG 4.1: Gemessene S-Parameter des Coupled-Line-Filters.

Diese Diagramme zeigen die entsprechenden Dämpfungen in Abhängigkeit von der Frequenz. Das Spektrum beginnt bei 30 kHz und endet bei 10 GHz, was unten im jeweiligen Diagramm abzulesen ist.

Man erkennt im Diagramm S12 bzw. S21 einen kleinen Peak bei 1,25 GHz, was darauf hindeutet, dass der Filter bei dieser Frequenz einen höheren Dämpfung aufweist. Die Dämpfung ist in diesem Fall bei S12 und S21 am geringsten und beträgt -13,13 dB, was darauf hinweist, dass der Filter in der Lage ist, Signale bei 1,25 GHz gut zu übertragen. Dies ist genau die Frequenz, bei der der bereitgestellte Transmitter funktioniert.

4.2 Anschluss an den Transmitter und Messung im SA-Modus

Als Nächstes wird der Filter vom FieldFox abgekoppelt und mit dem Transmitter mittels einer SMA-Verbindung zur Erzeugung eines Signals verbunden. Am Transmitter wird hierbei eine Spannung VCO von 5 V angelegt. Der Transmitter erzeugt ein Signal bei 1,20 GHz, welches durch den Filter geleitet wird. Der FieldFox wird in den Spectrum-Analyzer-Modus versetzt, um die Leistung des Signals zu messen. Somit ist die Messung bei 1,20 GHz von Relevanz, da dies die Frequenz ist, bei der der Filter am besten funktioniert.

4.2.1 Leistungsmessung des Transmitters ohne Filter

Folgendes Leistungsspektrum am Transmitter ohne Filter wird gemessen:

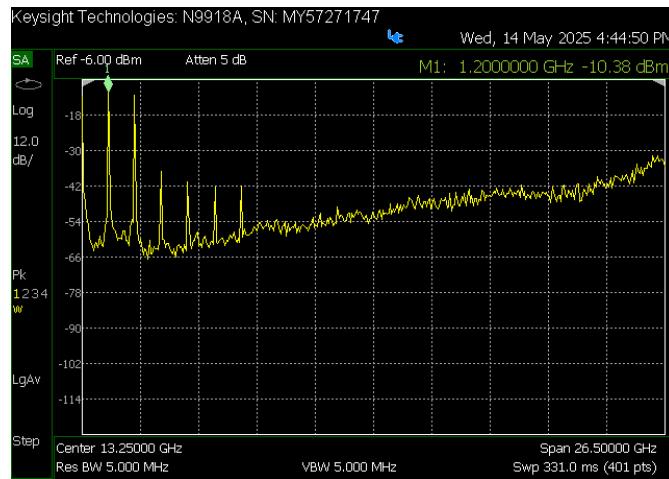


ABBILDUNG 4.2: Leistungsspektrum des Transmitters ohne Filter.

Dieses zeigt einen Peak bei 1,20 GHz, was die Frequenz des Signals ist, das der Transmitter erzeugt. Die Leistung des Signals beträgt etwa -10 dBm.

4.2.2 Leistungsmessung des Transmitters mit Filter

Im Anschluss wird der Filter zwischen dem Transmitter und dem FieldFox geschaltet, um die Leistung des Signals zu messen, das durch den Filter geleitet wird. Folgendes Leistungsspektrum wird gemessen:

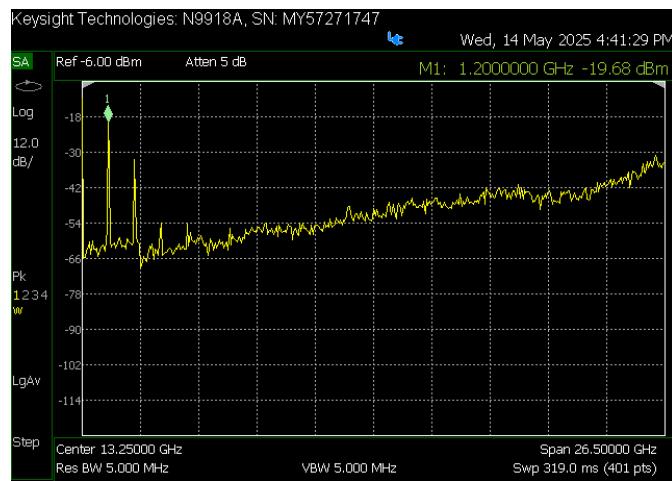


ABBILDUNG 4.3: Leistungsspektrum des Transmitters mit Filter.

Es ist wieder ein Peak bei 1,20 GHz zu erkennen, jedoch ist die Leistung des Signals nun bei etwa -19 dBm.

4.3 Vergleich des gefilterten und ungefilterten Spektrums

Als Fazit lässt sich schließen, dass der Filter die Leistung des Signals bei 1,20 GHz um etwa 9 dB reduziert hat. Trotzdem ist der Filter in der Lage, andere Frequenzen zu dämpfen, was ein Bandpassverhalten ist. Der Filter hat somit die Aufgabe, unerwünschte Frequenzen zu dämpfen und das Signal bei 1,20 GHz zu erhalten. Die Dämpfung des Signals bei 1,20 GHz ist zwar nicht ideal, aber der Filter erfüllt seine Aufgabe, indem er andere Frequenzen dämpft und das Signal bei 1,20 GHz erhält.

Kapitel 5

Simulation mit ADS

5.1 Auswahl der Technologie und Erstellung des Substrat-Files

Bevor wir in ADS die Leitungen simulieren können, muss das Substrat-File definiert werden. Hier lassen sich die Dicke der Kupferleitung sowie die des Dielektrikums FR4 wählen.

- FR4: 1 mm
- Kupfer: 35 µm

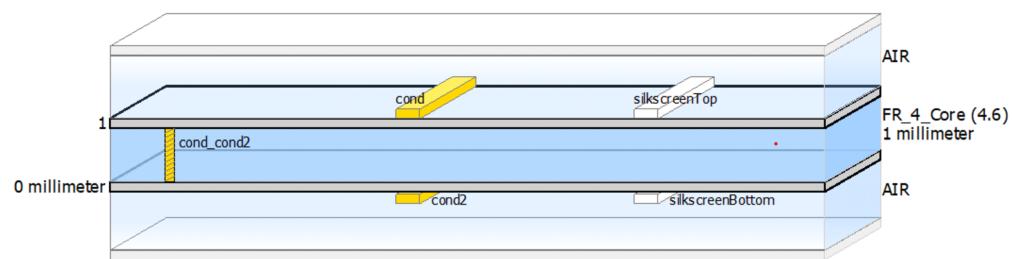


ABBILDUNG 5.1: Substratfile

5.2 Leitungsdimensionierung

5.2.1 Berechnung der Leitungsbreite ($Z_0 = 50 \Omega$)

Nun wird die Leitungsbreite einer Microstrip-Leitung mit der Wellenimpedanz $Z_0 = 50 \Omega$ berechnet. Dazu werden die Formeln verwendet, die uns auf der Website von Microwaves101, Kapitel Microstrip, zur Verfügung gestellt werden. Durch eine grobe Abschätzung der Leitungsbreite sieht man, dass folgende Beziehung gilt:

$$\frac{w}{h} \geq 1$$

w ist hier die Leitungsbreite und h die Höhe des Dielektrikums. In unserem Fall ist $h = 1 \text{ mm}$ und w wird variiert. Die effektive Permittivität wird mit folgender Formel berechnet:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (5.1)$$

ε_e wird in die Formel zur Leitungsimpedanz eingesetzt. Dabei wird w variiert, bis die Wellenimpedanz $Z_0 = 50 \Omega$ erreicht wird.

Die Formel zur Leitungsimpedanz Z_0 lautet:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)} \quad (\text{Ohm}) \quad (5.2)$$

Die Berechnung der Leitungsbreite wird hierbei numerisch durchgeführt, da eine analytische Berechnung zu komplex wäre. Die Ergebnisse der Approximation werden in Tabelle 4.1 dargestellt.

Leitungsbreite w (mm)	Wellenimpedanz Z_0 (Ω)
1.7	52.749
1.8	51.027
1.9	49.419
2.0	47.915

TABELLE 5.1: Berechnete Wellenimpedanz für verschiedene Leitungsbreiten

Anhand der berechneten Werte liegt die Leitungsbreite mit $w = 1.8 \text{ mm}$ am nächsten an der Wellenimpedanz. Eine genauere Berechnung ist mit unserem TR nicht möglich.

5.2.2 Verifizierung der berechneten Leitungsbreite

Nun wird die Leitungsbreite mithilfe des Controlled Impedance Line Designers simuliert. Ziel ist es, $Z_0 = 50 \Omega$ zu erreichen, indem die Leitungsbreite geswept wird.

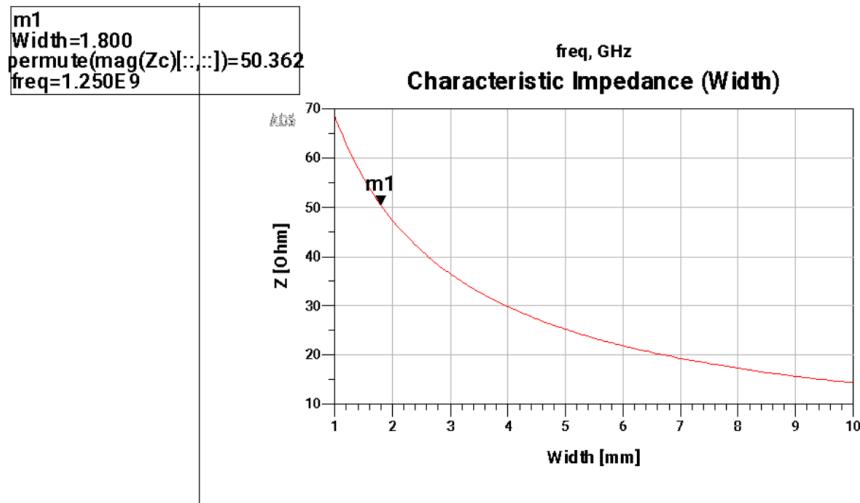


ABBILDUNG 5.2: Wellenimpedanz in Abhängigkeit von der Leitungsbreite

Wie schon numerisch bestimmt, kommen wir mit der Leiterbreite $w = 1,8 \text{ mm}$ der Wellenimpedanz $Z_0 = 50 \Omega$ am nächsten. Würde man noch genauer sweepen, würde man feststellen, dass die optimale Leiterbreite irgendwo zwischen 1,8 mm und 1,9 mm liegt.

5.2.3 Charakteristische Länge der Koppelleitungen

Die Gleichung für die Länge der Leitung wurde schon in Abschnitt 2.2 hergeleitet. Gegebene Werte:

$$\mu_r = 1 \quad (5.3)$$

$$c_0 = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (5.4)$$

Die Permittivität von Kupfer kann nicht allgemein angegeben werden, sondern muss bestimmt werden. Die Permittivität $\epsilon_r = 3,42631$ konnte mithilfe des "Controlled Impedance Designers" bestimmt werden. Damit lässt sich die theoretische Leitung berechnen.

$$L = \frac{c_0}{4 \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = 0,03241 \text{ m} = 32,41 \text{ mm} \quad (5.5)$$

Mithilfe von ADS wurde die Filtercharakteristik in Abhängigkeit von der Leitungslänge simuliert. Durch das Sweepen der Leitungslänge konnten wir folgendes Diagramm erstellen.

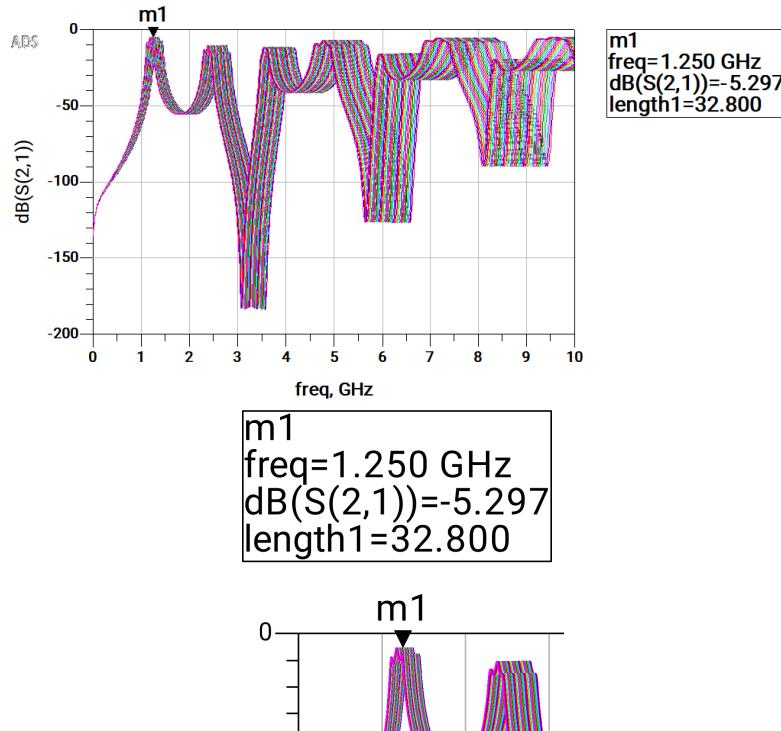


ABBILDUNG 5.3: Leitungslängensweep

Schauen wir uns den Filter bei 1,25 GHz an, sehen wir, dass die beste Filtercharakteristik bei einer Leitungslänge von etwa $L = 32,80$ mm liegt. Das entspricht einer Abweichung von etwa 0,4 mm. Dies liegt unter anderem an anderen Simulationsmodellen und auch an der Berücksichtigung der vier Bandpassfilter.

5.2.4 Simulation im Vergleich zur Praxis

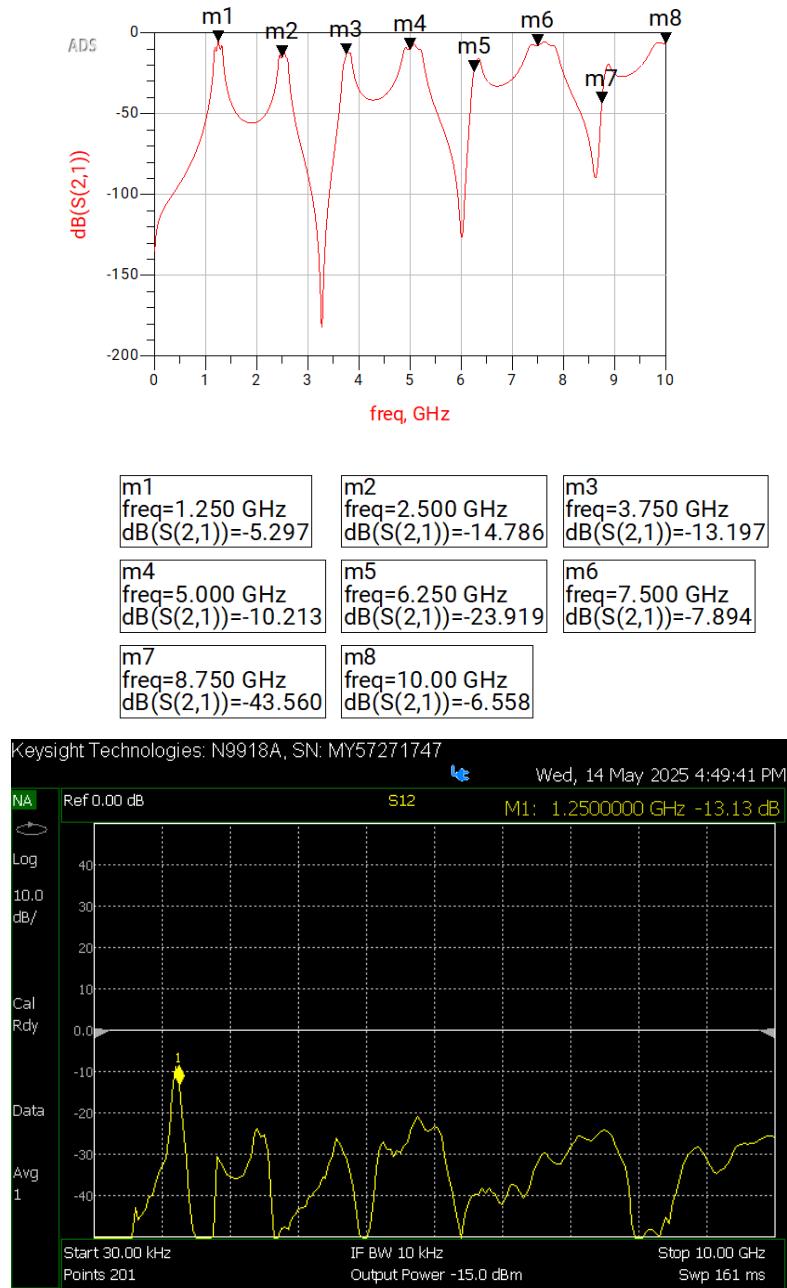


ABBILDUNG 5.4: Filtercharakteristik Praxis vs. Simulation

In der Praxis sind, wie in der Theorie, die Peaks, die ein Vielfaches von 1,25 GHz sind, erkennbar. Wenn man in der Praxis die 1,25 GHz genauer anschaut, sieht man, dass der Filter eine Dämpfung von -13,31 dB aufweist. In der Theorie jedoch nur -5,23 dB. Dieser Fehler kommt durch die Dämpfung des Koaxialkabels, die in der Theorie nicht berücksichtigt wurde. Nach Versuch 1 ist bekannt, dass die Dämpfung des Koaxialkabels bei 1,25 GHz etwa -7,13 dB beträgt. Wird diese Dämpfung vom theoretischen Wert

abgezogen: $D = -5,23 \text{ dB} - 7,13 \text{ dB} = -12,36 \text{ dB}$, kommen wir dem praktischen Wert schon deutlich näher.

5.3 2.5D EM-Simulation des Coupled-Line-Filters

Jetzt soll das Coupled-Line-Filter im Schematic aufgebaut werden.

5.3.1 Erstellung und Simulation des Layouts (ohne Knick)

Dazu wird das Schematic geöffnet und oben im Menü auf "Layout" und dann auf "Generate/Update Layout" geklickt. Dies führt dazu, dass das im Schematic erstellte Schaltbild in das Layout übertragen wird. Es ist festzustellen, dass die Leitungen im Layout tatsächlich erstellt wurden. Dabei ist darauf zu achten, dass die Leitungen korrekt verbunden sind und die Abstände zwischen den Leitungen den Vorgaben entsprechen. Außerdem müssen die Eingangs- und Ausgangsanschlüsse korrekt platziert werden, um eine ordnungsgemäße Simulation der Signalübertragung zu gewährleisten. Es ergibt sich folgende Ansicht:

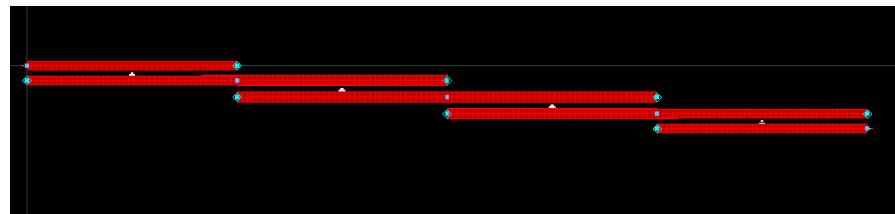


ABBILDUNG 5.5: Layout des Coupled-Line-Filters

Daraufhin wird die Übertragungsdämpfung des Filters simuliert. Eine elektromagnetische Simulation (EM-Simulation) wird durchgeführt, um die Übertragungsdämpfung des Filters nicht nur eindimensional, sondern auch im 2,5-dimensionalen Raum zu betrachten. Dies bedeutet, dass die Simulation in einem physikalischen System geometrisch in 2D beschrieben wird, jedoch dabei elektromagnetische Effekte der dritten Dimension berücksichtigt werden. Dies ist in einer Schaltung, die auf Mikrowellen basiert, von großer Bedeutung, da die Signale in der Regel auf Frequenzen im Gigahertz-Bereich arbeiten und die elektromagnetischen Effekte in diesem Bereich signifikant sind. Die EM-Simulation ermöglicht es, die Übertragungsdämpfung des Filters unter Berücksichtigung dieser Effekte zu analysieren und zu optimieren. Nach einer erfolgreichen EM-Simulation entsteht das folgende Dämpfungsdiagramm:

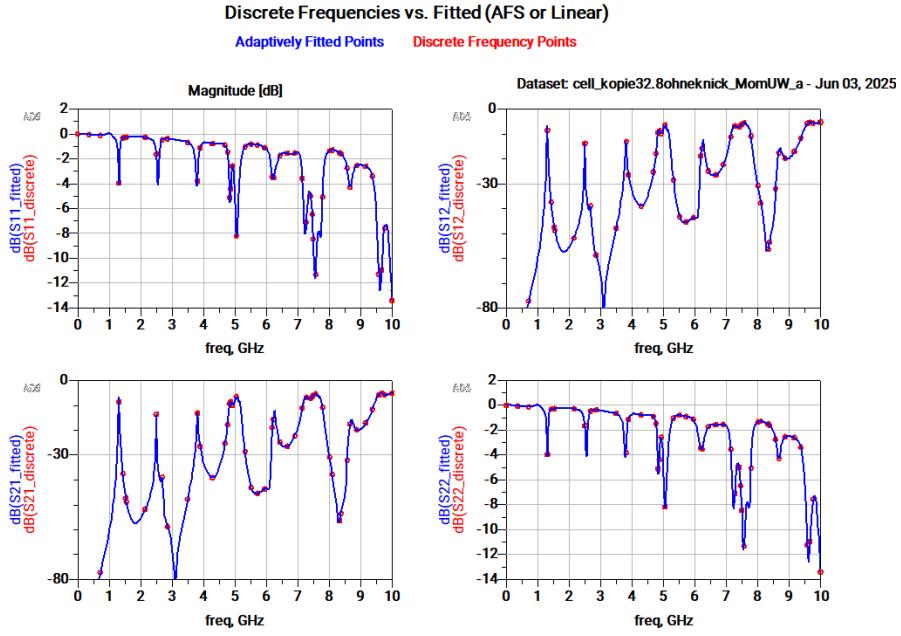


ABBILDUNG 5.6: EM-Simulation des Coupled-Line-Filters

Man erkennt deutlich anhand des Diagramms für die S-Parameter S12 bzw. S21, dass die Dämpfung im Bereich von 1,25 GHz bei gemittelt ca. -11 dB liegt und die Vielfachen dieser Frequenz auch nicht erheblich gedämpft werden. Dies bestätigt somit das **Bandpassverhalten** des Filters.

5.3.2 Anpassung mit Knick im Layout

Im Folgenden wird das Layout des Coupled-Line-Filters angepasst, um den Platzbedarf zu verringern. Dazu wird ein Knick in die Microstrip-Leitungen eingefügt.

5.3.2.1 Berechnung der Länge des Knicks

Um den Platzbedarf des Bandpassfilters zu verringern, wird dieser geknickt konstruiert. Dabei sind jedoch einige Aspekte zu beachten:

- Die Microstrip-Leitungen müssen als Vielfaches der Wellenlänge ausgelegt werden.
- Der Knick bzw. die Ecke kann parasitäre Effekte hervorrufen.

Um diese Effekte zu minimieren, kann beispielsweise die Knickkante abgerundet oder die Geometrie der Ecke angepasst werden.

5.3.2.2 Anpassung des Schematic und Re-Simulation

Das Schematic wird an die neuen Anforderungen mit dem Knick angepasst, damit man die Größe des Filters optimieren kann. Es ergibt sich folgender Aufbau des Schematic:

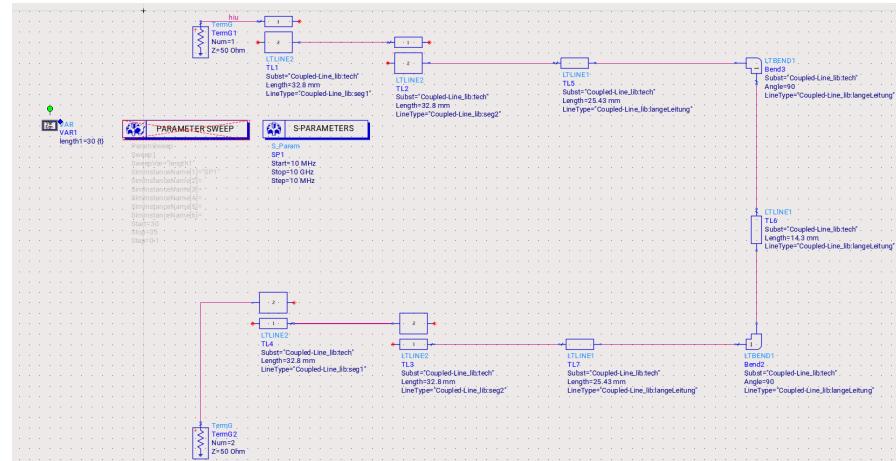


ABBILDUNG 5.7: Schematic des Coupled-Line-Filters mit Knick

Nach dem erneuten Update des Layouts ergibt sich das der echten Schaltung entsprechende Layout:



ABBILDUNG 5.8: Layout des Coupled-Line-Filters mit Knick

Daraufhin ergibt sich nach der EM-Simulation des Layouts mit dem Knick folgendes Dämpfungsdiagramm:

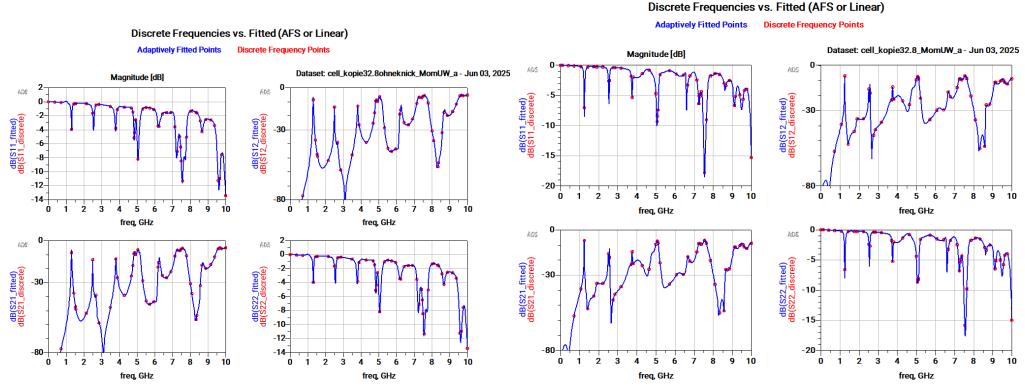


ABBILDUNG 5.9: EM-Simulation des Coupled-Line-Filters mit Knick (links ohne Knick, rechts mit Knick)

Jetzt ist zu erkennen, dass die Dämpfung exakt bei 1,25 GHz und bei den Vielfachen der Basisfrequenz von 1,25 GHz eine schwächere Dämpfung vorliegt. Dementsprechend wurde die Funktionalität des Bandpassfilters nicht durch den Knick beeinträchtigt.

5.3.3 Vergleich der 2.5D EM-Simulation mit der 1D-Simulation

Man erkennt bei der 1D-Simulation eine viel glattere Dämpfungskurve. Dies liegt daran, dass die 1D-Simulation nur die Übertragungsdämpfung in einer Dimension betrachtet, während die 2.5D EM-Simulation auch die Effekte der dritten Dimension berücksichtigt. Die 1D-Simulation ist daher weniger realistisch, da sie die komplexen Wechselwirkungen zwischen den Leitungen und den elektromagnetischen Feldern in der dritten Dimension nicht berücksichtigt. Auch liegt bei der 1D-Simulation der Peak bei der Frequenz von 1,25 GHz, während bei der 2.5D EM-Simulation der Peak leicht verschoben ist. Dies liegt daran, dass die 2.5D EM-Simulation die realen physikalischen Eigenschaften des Filters besser berücksichtigt und somit eine genauere Darstellung der Übertragungsdämpfung ermöglicht. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die 1D-Simulation weniger genau ist und in einigen Fällen zu ungenauen Ergebnissen führen kann, insbesondere bei höheren Frequenzen, bei denen die Effekte der dritten Dimension signifikant sind.

5.3.4 Auswirkungen auf die S-Parameter

Wir sehen, dass das S12-Diagramm vom Filter ohne Knick deutlich glatter verläuft als das Diagramm mit Knick. Das S11-Diagramm mit Knick zeigt eine stärkere Rückreflexion, was auf eine schlechtere Anpassung des Filters hindeutet. Begründet ist dies durch den Knick: Dieser erzeugt eine geometrische Diskontinuität, welche parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten hervorrufen kann. Diese verstärken besonders die Signalreflexion.

Kapitel 6

Fazit

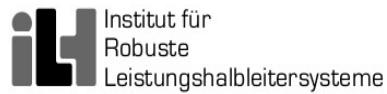
Im Verlauf dieses Versuchs konnten wir die grundlegende Funktionsweise eines Coupled-Line-Filters praktisch nachvollziehen und auch unser theoretisches Wissen erweitern. Es ist sehr interessant zu sehen, wie sich die anfangs unscheinbare Platine zu einem komplexen Konstrukt entwickelt, dessen einzelne Komponenten und deren Zusammenspiel wir nach und nach immer besser verstehen. Auch die Arbeit mit der Simulationssoftware ADS ist äußerst erkenntnisreich und hilft uns, Fehler im praktischen Teil des Versuchs zu identifizieren und zu sehen, wie es unter optimalen Bedingungen aussehen müsste. Es gibt noch vieles zu lernen im Verlauf dieses Praktikums und wir sind gespannt auf das, was noch kommt.

Literaturverzeichnis

- [1] Hong, J.-S.; Lancaster, M. J.: *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 2., überarb. Aufl. Hoboken, NJ: Wiley-Blackwell, 2011. ISBN 978-0-470-40877-3.
- [2] Haussmann, Simon: *Schaltplan_PCB_V4*, 15. April 2024. Institut für Robuste Leistungshalbleitersysteme, Universität Stuttgart. Online verfügbar unter: https://ilias3.uni-stuttgart.de/ilias.php?baseClass=ilrepositorygui&cmdNode=z5:o1&cmdClass=ilObjFileGUI&cmd=sendfile&ref_id=4067155 (abgerufen am 19.05.2025).
- [3] Autor unbekannt: *Microstrip*. In: Microwave101. Online verfügbar unter: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/microstrip> (abgerufen am 02.06.2025)
- [4] Cohen, Eyal: *RF Band Pass Filter*. In: Medivague. Online verfügbar unter: <https://medivague.com/bpf-coupled-line-theory/> (abgerufen am 01.06.2025)
- [5] Autor unbekannt: *Parallel Coupled Lines*. In: LibreTexts Engineering. Online verfügbar unter: [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_IV%3A_Modules_\(Steer\)/03%3A_Parallel_Coupled-Line_Filters/3.02%3A_Parallel_Coupled_Lines](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Electrical_Engineering/Electronics/Microwave_and_RF_Design_IV%3A_Modules_(Steer)/03%3A_Parallel_Coupled-Line_Filters/3.02%3A_Parallel_Coupled_Lines) (abgerufen am 01.06.2025)
- [6] Latzel, Georg: *SOLT Kalibrierung*. In: dl6gl Amateurfunk. Online verfügbar unter: <https://dl6gl.de/vnwa-kalibrierung.html> (abgerufen am 20.05.2025)
- [7] Denisowski, Paul: S-Parameter verstehen. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, o.J. Online verfügbar unter: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/spectrum-analyzers/s-parameter-verstehen_257831.html#gallery-7, abgerufen am 18.05.2025.
- [8] Hesselbarth, Jan: Allgemein Wissen. In: Nachrichtentechnik 1. Nachrichtentechnik 1 Skript. Online verfügbar unter: [Nachrichtentechnik1Skript](#), abgerufen am 20.05.2025.



Universität Stuttgart



Fachpraktikum (Bachelor)
6G HARDWARELABOR - DESIGN UND
IMPLEMENTIERUNG EINES HF TRANSCEIVERS

**Versuch 4: Modulierte Daten,
Modulation, Demodulation und
Trägerfrequenz**

Protokollführer

Lukas Müller

Erik Zimmermann

Farhad Valizada

Betreuer

Simon Haussmann

Eingereicht am

21. Juni 2025

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	3
1 Einleitung	4
1.1 Ziel des Versuchs	4
1.2 Einführung in die Modulation von Daten	4
2 Theoretische Grundlagen	5
2.1 Modulationsarten	5
2.1.1 Amplitudenmodulation	5
2.1.1.1 Analoge Amplitudenmodulation AM	5
2.1.1.2 Digitale Amplitudenmodulation ASK	6
2.1.2 Frequenzmodulation FM	6
2.1.3 Phasenmodulation PM	7
2.2 Blockdiagramm einer Sendestrecke	7
2.2.1 DAC	8
2.2.2 LO und Mischer	9
2.2.3 PA	10
2.2.4 Drahtlose Übertragung mit Antennen	10
2.2.5 LNA	10
2.2.6 Demodulation	11
2.2.7 ADC	12
2.2.7.1 Analogverstärker	13
2.2.7.2 Komparator	13
2.3 Mathematische Grundlagen: Fourier-Transformation	14
2.3.1 Betrag und zeitlicher Verlauf von Rechteckfunktion	14
2.3.2 Betrag und zeitlicher Verlauf von Sinusfunktion	15
2.3.3 Multiplikation der beiden Funktionen im Zeitbereich	16
3 Versuchsaufbau	18
3.1 Verwendete Geräte und Materialien	18
3.2 Versuchsaufbau	19
4 Durchführung	20
4.1 Durchführung der Spektrumanalyse	20
4.2 Sender mit und ohne Datenübertragung	20
4.2.1 Messung ohne Datenübertragung	20
4.2.2 Messung mit Datenübertragung	21
4.3 Vergleich mit den theoretischen Reflexionen	23

5 Fazit	24
5.1 Zusammenfassung der wichtigsten Erkenntnisse	24
Literaturverzeichnis	25

Abkürzungsverzeichnis

ADS	Advanced Design System
AM	Analoge Amplitudenmodulation
ASK	Digitale Amplitudenmodulation
FM	Frequenzmodulation
PM	Phasenmodulation
HF	Hochfrequenz
6G	Sixth Generation
SMA	SubMiniature version A
PCB	Printed Circuit Board
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ADC	Analog to Digital Converter
DAC	Digital to Analog Converter
PA	Power Amplifier
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Ziel des Versuchs

Beim Versuch 4 des Fachpraktikums 6G Hardwarelabor geht es um die Grundlagen der Modulation von Daten. Zuerst wird eine Einführung in die Modulation gegeben, gefolgt von der Erklärung der verschiedenen Arten der Modulation. Nach einigen theoretischen Grundlagen zur Modulation werden diese in der Praxis umgesetzt.

1.2 Einführung in die Modulation von Daten

Vorweg sollte jedoch die Definition der Modulation erklärt werden, da sie für das Verständnis des Versuchs von Bedeutung ist. Die Modulation in der Kommunikationstechnik ist ein Verfahren, bei dem eine Eigenschaft einer Trägerfrequenz systematisch variiert wird, um Informationen (Nutzsignal) zu übertragen. Dabei wird das Nutzsignal auf die Trägerfrequenz aufmoduliert, um es über größere Entfernungen zu übertragen. Auf die Arten der Modulation wird im Verlauf des Versuchs genauer eingegangen.

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen

2.1 Modulationsarten

Modulationsverfahren sind ein großes Anwendungsgebiet in der Nachrichtentechnik. Ziel ist es, viele Informationen verlustfrei zu übertragen. Möchte man ein Datensignal übertragen, muss es davor aufbereitet werden. Dies erledigt der Modulator/Mischer. Es gibt analoge und digitale Modulationsarten. Es folgen einige Beispiele:

2.1.1 Amplitudenmodulation

2.1.1.1 Analoge Amplitudenmodulation AM

Die Idee hinter der Amplitudenmodulation ist, dass das Informationssignal auf die Amplitude des Trägersignals moduliert wird. Dadurch verändert sich die Amplitude des Trägersignals in Abhängigkeit vom Pegel und der Frequenz des Informationssignals.

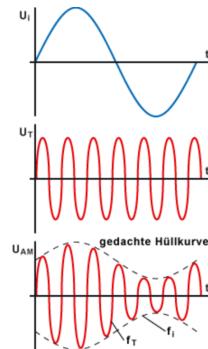


ABBILDUNG 2.1: Amplitudenmodulation

Quelle: <https://www.elektronik-kompendium.de/sites/kom/0401181.htm>

Die Amplitude der Trägerschwingung wird durch das analoge Datensignal $x(t)$ folgendermaßen verändert:

$$a(t) = A_c(1 + \mu x(t)) \quad (2.1)$$

Das AM-Signal wird beschrieben durch:

$$x_c(t) = A_c(1 + \mu x(t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.2)$$

- A_c : Trägeramplitude
- f_c : Trägerfrequenz
- μ : Modulationsindex $0 < \mu < 1$

2.1.1.2 Digitale Amplitudenmodulation ASK

Einer der einfachsten digitalen Modulationsverfahren ist das On-Off-Keying. Die Idee ist ganz simpel: Man hat ein digitales Datensignal aus Nullen und Einsen und ein Sinus-/Kosinus-Signal von einem Oszillator, das als Trägerfrequenz fungiert. Und je nachdem, ob eine Null oder Eins anliegt, wird dann der Oszillator angeschaltet bzw. ausgeschaltet. Mathematisch ausgedrückt heißt das:

$$s(t) = \begin{cases} 0, & \text{für Bit } = 0 \\ A \cdot \cos(2\pi f_c t), & \text{für Bit } = 1 \end{cases} \quad (2.3)$$

2.1.2 Frequenzmodulation FM

Die Frequenzmodulation spielt eine ebenso wichtige Rolle wie die Amplitudenmodulation, ist im Vergleich jedoch weniger störanfällig. Hier wird auch ein hochfrequentes Trägersignal erzeugt und dadurch die Sendefrequenz um einen kleinen Betrag verändert. Am einfachsten ist so eine Modulation durch einen LC-Schwingkreis.

$$x_c(t) = A_c \cos \left(2\pi f_c t + 2\pi f_\Delta \int_0^t x(\tau) d\tau \right) \quad (2.4)$$

- $x(\tau)$: Datensignal
- A_c : Amplitude des Trägersignals (konstant)
- f_c : Trägerfrequenz
- f_Δ : Frequenzhub, legt die maximale Abweichung zu f_c fest

2.1.3 Phasenmodulation PM

Die Phasenmodulation gehört wie die Frequenzmodulation zu den Winkelmodulationen. Hier wird die Phase der Trägerwelle in Abhängigkeit vom Datensignal verändert. Die Phasenveränderung bleibt im Signal erhalten, variiert jedoch im Vergleich zur ursprünglichen Phase des Trägersignals.

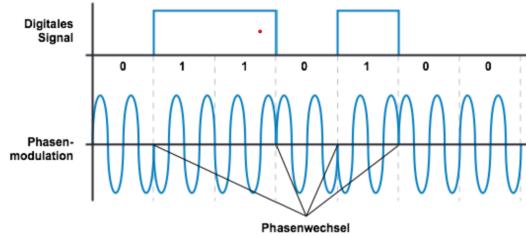


ABBILDUNG 2.2: Phasenmodulation
Quelle: <https://www.elektronik-kompendium.de/sites/kom/0402021.htm>

2.2 Blockdiagramm einer Sendestrecke

Im folgenden Abschnitt wird die Hochfrequenz-Übertragungsstrecke eines typischen Funksystems beschrieben. Bei Abbildung 2.3 handelt es sich um ein Blockdiagramm. Es zielt darauf ab, ein grundlegendes systematisches Verständnis aufzubauen, um das Gelernte auf unsere spezifische Hardware anwenden zu können. Die einzelnen Komponenten der Hochfrequenz-Übertragungsstrecke und deren Zusammenspiel werden im Anschluss näher erläutert und auf ihre Realisierung in unserer Hardware eingegangen.

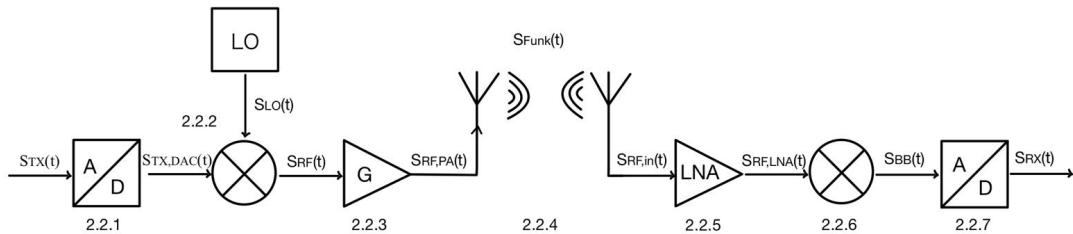


ABBILDUNG 2.3: Blockdiagramm einer typischen Hochfrequenz-Übertragungsstrecke

Blockdiagramm-Komponente	Beschreibung
2.2.1 Digital-Analog-Wandler (DAC)	<ul style="list-style-type: none"> • $S_{TX}(t)$: Digital erzeugtes Sendesignal
2.2.2 Lokaler Oszillator (LO)	<ul style="list-style-type: none"> • $S_{TX,DAC}(t)$: Analoges Signal (Basisbandsignal)
2.2.2 Mischer: Modulator	<ul style="list-style-type: none"> • $S_{LO}(t)$: Sinusförmiges Trägersignal/ ungedämpfte hochfrequente Trägerschwingung
2.2.3 Leistungsverstärker (PA)	<ul style="list-style-type: none"> • $S_{RF}(t)$: moduliertes analoges Hochfrequenzsignal
2.2.4 Sende- und Empfangsantenne	<ul style="list-style-type: none"> • $S_{RF,PA}(t)$: Verstärkte Hochfrequenzsignal (durch PA)
2.2.5 Low Noise Amplifier (LNA)	<ul style="list-style-type: none"> • $S_{Funk}(t)$: Signal auf Funkstrecke
2.2.6 Mischer: Demodulator	<ul style="list-style-type: none"> • $S_{RF,in}(t)$: Schwaches, empfangene Hochfrequenzsignal
2.2.7 Analog-Digital-Wandler (ADC)	<ul style="list-style-type: none"> • $S_{RF,LNA}(t)$: Verstärkte Hochfrequenzsignal (durch LNA) • $S_{BB}(t)$: Demoduliertes analoges Basisbandsignal • $S_{RX}(t)$: Digitalisiertes Basisbandsignal

2.2.1 DAC

Ein Digital-Analog-Wandler (eng. digital-to-analog converter, DAC) wandelt digitale Signale oder einzelne Werte in analoge Signale um. Bei einem digitalen Signal handelt es sich um ein zeitkontinuierliches und wertdiskretes Signal. Durch die Wandlung in ein analoges Signal wird das Signal zeit- und wertkontinuierlich. Dafür werden die Rechtecksignale des digitalen Eingangssignals mit Hilfe einer Fouriertransformation in eine kontinuierlich veränderliche Spannung transformiert. Diese Wandlung ist erforderlich um das Signal über eine Antenne aussenden zu können, da Antennen nur elektromagnetische Wellen abstrahlen können.

$$S_{TX}(t) \rightarrow S_{TX,DAC}(t)$$

2.2.2 LO und Mischer

Der lokale Oszillator (eng. local oscillator, LO) erzeugt eine ungedämpfte hochfrequente Trägerschwingung. Diese Trägerschwingung wird benötigt, um das analoge Signal auf die gewünschte Frequenz zu bringen. Der LO kann in verschiedenen Frequenzen arbeiten, abhängig von der Anwendung und dem gewünschten Frequenzbereich des Signals. In unserer Schaltung ist der LO ein Quarz-Oszillator der bei einer Frequenz $f = 1,25GHz$ schwingt.

Schaut man sich den Schaltplan an, so stellt man fest dass folgendes Bauteil der Mischer und LO ist:

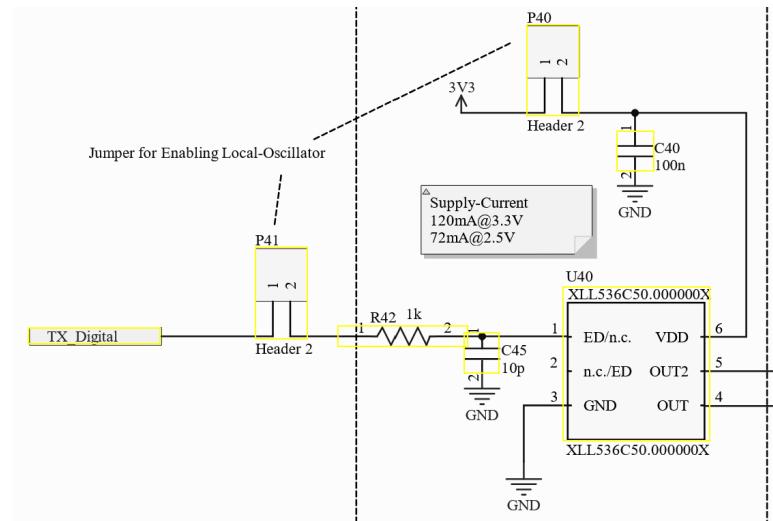


ABBILDUNG 2.4: Mischer und LO

Quelle: [Schaltplan_PCB_V4](#)

Das digitale Datensignal $TX_{Digital}$ (D_{TX}) ist am Oszillatorm am ED-Eingang angeschlossen. Ein Blick ins Datenblatt verrät, dass ED der Enable/Disable-Pin ist. Das bedeutet, der lokale Oszillator wird mithilfe des digitalen Signals an- und ausgeschaltet. Somit haben wir es mit einer **digitalen Amplitudenmodulation** zu tun, genauer gesagt mit dem On-Off-Keying. Das resultierende Signal wird beschrieben durch:

$$S_{TX,DAC}(t) * S_{LO}(t) \rightarrow S_{RF}(t)$$

2.2.3 PA

Der Leistungsverstärker (engl. power amplifier, PA) verstärkt das modulierte Signal auf eine Leistung, die für die Übertragung über eine Antenne geeignet ist. Die hohe Leistung ist notwendig, um über eine größere Distanz senden zu können und um Zuverlässigkeit und Signalqualität zu gewährleisten.

$$S_{RF}(t) \rightarrow S_{RF,PA}(t)$$

2.2.4 Drahtlose Übertragung mit Antennen

Die Sendeantenne strahlt das modulierte HF-Signal S_{Funk} als elektromagnetische Wellen in den Raum ab. Diese abgestrahlte Welle breitet sich mit Lichtgeschwindigkeit aus und kann von Empfängerantennen empfangen werden. Die Empfängerantenne wandelt die elektromagnetische Welle wieder in eine elektrische Spannung um, die dann weiterverarbeitet werden kann. Diese entspricht jedoch nicht mehr dem ursprünglichen Bandsignal, da es durch Übertragungseinflüsse wie Dämpfung, Rauschen und Interferenzen und viele weitere Einflüsse gedämpft und gestört wurde.

$$S_{RF,PA}(t) \rightarrow S_{Funk}(t) \rightarrow S_{RF,in}(t)$$

2.2.5 LNA

Bei dem LNA (engl. low noise amplifier) handelt es sich um einen rauscharmen HF-Verstärker. Das empfangene Signal $S_{RF,in}$ ist durch die bereits erwähnten Einflüsse sehr schwach und muss zuerst verstärkt werden, um weiterverarbeitet werden zu können. Daraus ist eine Verstärkung des Signals unmittelbar nach den Antennen zwingend notwendig. Der Vorteil des LNA gegenüber anderen Verstärkern ist, dass er kein nennenswertes Rauschen hinzufügt. Dies ist wichtig, da jedes zusätzliche Rauschen die folgende Demodulation erheblich erschweren würde. Ebenfalls ist durch die Position des LNA das empfangene Signal noch nicht durch andere elektrische Komponenten verfälscht worden. Wäre dies nicht der Fall, könnte es durch die spätere Verstärkung zu Rekonstruktionsproblemen des eigentlichen Signals führen.

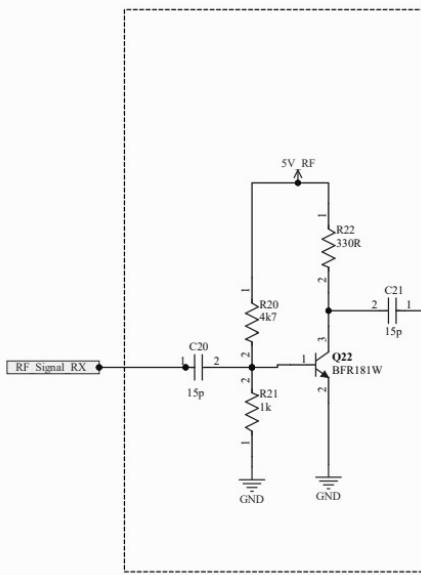


ABBILDUNG 2.5: HF-Vorverstärker

Quelle: [Schaltpunkt_PCB_V4](#)

Beginnen wir nun die Konversion (=Frequenzumsetzung) vom HF-Signal in ein digitales Nutzsignal im Empfänger in unserer Schaltung. In Abbildung 2.5 wird das empfangene Signal $S_{RF,in}(t)$ über den Kondensator C20 eingekoppelt. Q22 ist hierbei ein HF-Transistorverstärker.

$$S_{RF,in}(t) \rightarrow S_{RF,LNA}(t)$$

2.2.6 Demodulation

Die Demodulation ist der Prozess, bei dem das modulierte Signal wieder in das ursprüngliche Datensignal zurückgewandelt wird. Dieser Schritt erfolgt vor dem ADC, weil die Frequenz des Hochfrequenzsignals zu hoch ist, um es direkt mit einem üblichen ADC zu digitalisieren. Die dafür notwendige Abtastrate wäre hierbei extrem hoch. Das Nyquist-Abtasttheorem besagt, dass ein Signal der maximalen Frequenz f_{\max} nur dann verlustfrei rekonstruiert werden kann, wenn die Abtastfrequenz f_s mindestens doppelt so groß ist wie f_{\max} :

$$f_s \geq 2f_{\max} \quad (2.5)$$

Die Trägerfrequenz unseres Modulators beträgt $f = 1,25 \text{ GHz}$. Das würde eine Abtastrate $f_s \geq 2,5 \text{ GS/s}$ ($S = \text{Samples}$) erfordern. ADCs, die in der Lage sind, solch hohe Frequenzen zu verarbeiten, sind kosten-, energie- und datenintensiv.

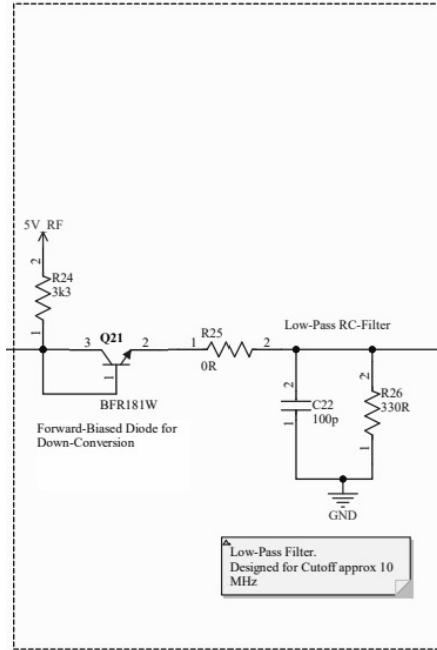


ABBILDUNG 2.6: Demodulator

Quelle: [Schaltplan_PCB_V4](#)

Die Abbildung 2.6 stellt den Demodulator dar. Der Transistor Q21 ist in Diodeschaltung betrieben. Dadurch werden nur positive Halbwellen des Signals durchgelassen (=Gleichrichtung). Danach folgt ein Tiefpassfilter (bestehend aus einer Parallelschaltung aus R26 und C22) mit einer 10-MHz-Grenzfrequenz, der die hochfrequente Trägerwelle unterdrückt und nur das Basisbandsignal $S_{BB}(t)$ (modulierte Hüllkurve) durchlässt.

$$S_{RF,LNA}(t) \rightarrow S_{BB}(t)$$

2.2.7 ADC

Nun muss das demodulierte Signal wieder in ein digitales Signal umgewandelt werden, damit es weiterverarbeitet werden kann. Der Analog-Digital-Wandler (engl. analog-to-digital converter, ADC) besteht in unserer Schaltung aus zwei Komponenten: einem Analogverstärker und einem Komparator.

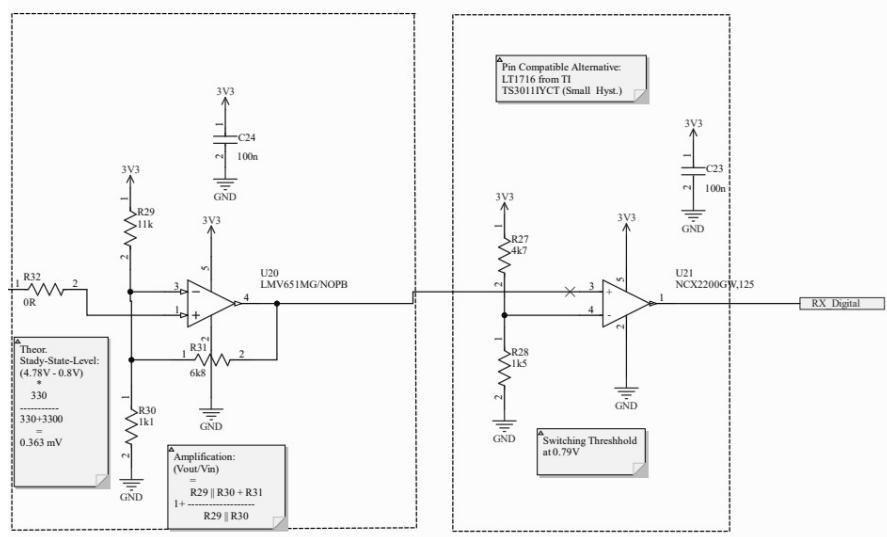


ABBILDUNG 2.7: Analogverstärker und Komparator

Quelle: [Schaltpunkt_PCB_V4](#)

2.2.7.1 Analogverstärker

Der linke Teil der in Abbildung 2.7 dargestellten Schaltung ist der Analogverstärker. Das geschwächte analoge Signal durchläuft den Operationsverstärker U20, um den Pegel oberhalb des festgelegten Schwellwerts für die Komparatorschaltung zu bringen.

2.2.7.2 Komparator

Die rechte Seite der Schaltung bildet der Komparator U21. Dieser vergleicht das demodulierte Signal $S_{BB}(t)$ mit einem festen Schwellwert von 0,79 V. Wird dieser Schwellwert überschritten, gilt:

$$S_{BB}(t) > 0,79 \text{ V} \implies \text{HIGH}$$

$$S_{BB}(t) < 0,79 \text{ V} \implies \text{LOW}$$

Dadurch wird ein binäres digitales Ausgangssignal erzeugt, das von einem Computer weiterverarbeitet werden kann.

$$S_{BB}(t) \rightarrow S_{RX}(t)$$

2.3 Mathematische Grundlagen: Fourier-Transformation

Übersichtlichkeitshalber werden in diesem Abschnitt für die Fourier-Transformation die Werte $w_0 = 4\pi$ für Sinusfunktion und $T = 2$ für Rechteckfunktion angenommen. Dies ändert jedoch im Allgemeinen nichts an der Theorie, sondern vereinfacht lediglich die Darstellung der Grafiken.

2.3.1 Betrag und zeitlicher Verlauf von Rechteckfunktion

Der Rechteckimpuls ist eine wichtige Funktion in der Signalverarbeitung. Er wird häufig in der Kommunikationstechnik verwendet, um digitale Signale zu repräsentieren. Der Verlauf der Rechteckfunktion $x(t)$ ist in Abbildung 2.8 dargestellt.

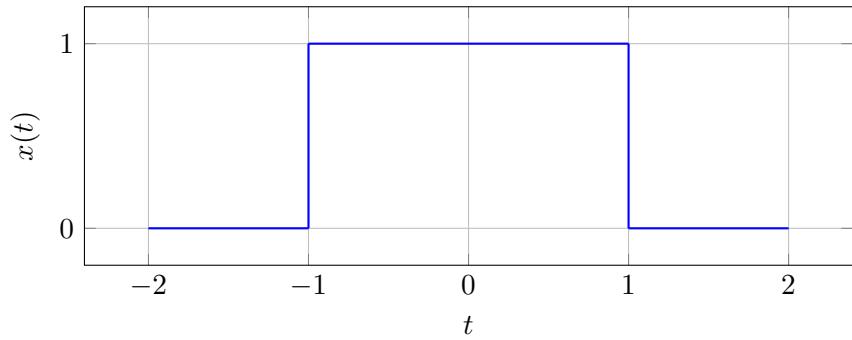


ABBILDUNG 2.8: Verlauf der Rechteckfunktion $x(t)$ mit Amplitude 1 im Intervall $-1 < t < 1$

Die Rechteckfunktion $x(t)$ ist gegeben durch:

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } -1 < t < 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Die Fourier-Transformierte einer Rechteckfunktion der Breite $2T$ und Höhe 1 ist gegeben durch die normierte sinc-Funktion:

$$\mathcal{F}\{x(t)\} = 2T \cdot \text{sinc}(T\omega) = 2T \cdot \frac{\sin(T\omega)}{T\omega}$$

Der Verlauf der Fourier-Transformierten ist in folgender Abbildung dargestellt:

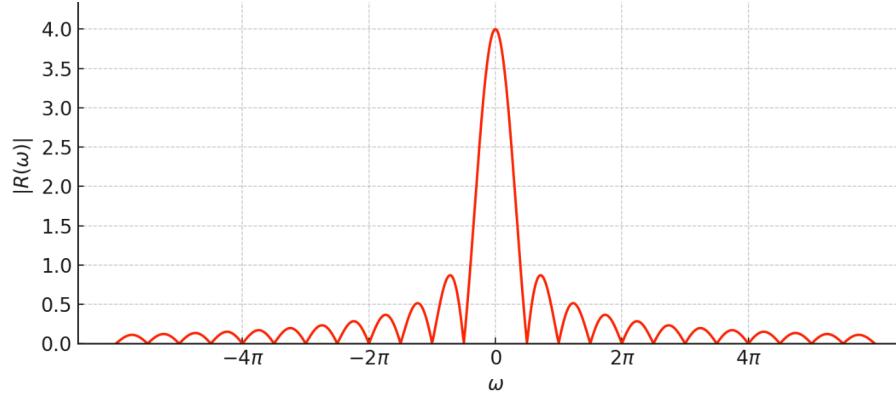


ABBILDUNG 2.9: Betragsspektrum eines Rechteckpulses der Breite $T = 2$

Die Rechteckfunktion ist in der digitalen Signalverarbeitung von Relevanz, da sie eine Basis für die Änderung des Signalpegels darstellt. Durch die Idealisierung lässt sich der High-Pegel (1) und Low-Pegel (0) des Signals gut darstellen. In der Praxis wird die Rechteckfunktion durch eine sinc-Funktion approximiert, um Übertragungsfehler zu minimieren.

2.3.2 Betrag und zeitlicher Verlauf von Sinusfunktion

Der Sinus ist eine wichtige Funktion in der Signalverarbeitung. Er beschreibt eine harmonische Schwingung und ist in der Fourier-Analyse von Bedeutung. Sein Verlauf ist in der Abbildung 2.10 dargestellt. Die Sinusfunktion $x(t) = \sin(t)$ hat eine Periode von 2π und schwingt zwischen -1 und 1. Sie ist punktsymmetrisch um den Koordinatenursprung, was bedeutet, dass $x(-t) = -x(t)$ gilt. Dies ist eine Eigenschaft der ungeraden Funktion.

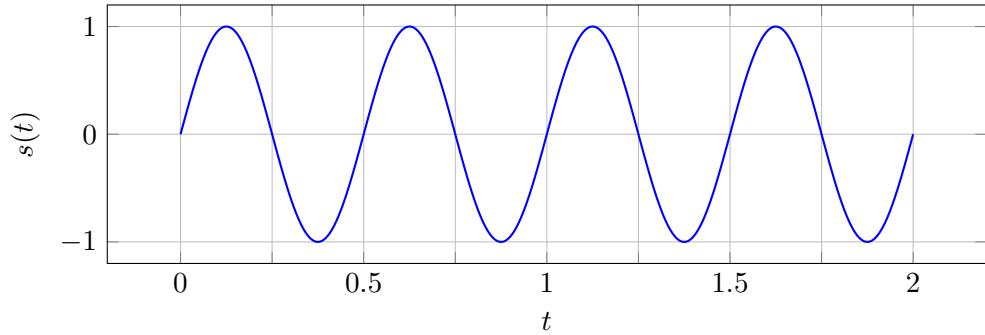


ABBILDUNG 2.10: Zeitverlauf des Sinussignals $s(t) = \sin(\omega_0 t)$ mit $\omega_0 = 4\pi$

Die Fourier-Transformierte der Sinusfunktion $x(t) = \sin(t)$ ist gegeben durch:

$$\mathcal{F}\{\sin(\omega_0 t)\} = \pi j [\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)]$$

Der Betrag der Fourier-Transformierten besteht also aus zwei Dirac-Impulsen bei $\omega = \pm\omega_0$.

Die graphische Darstellung der Fourier-Transformierten der Sinusfunktion ist in Abbildung 2.11 zu sehen.

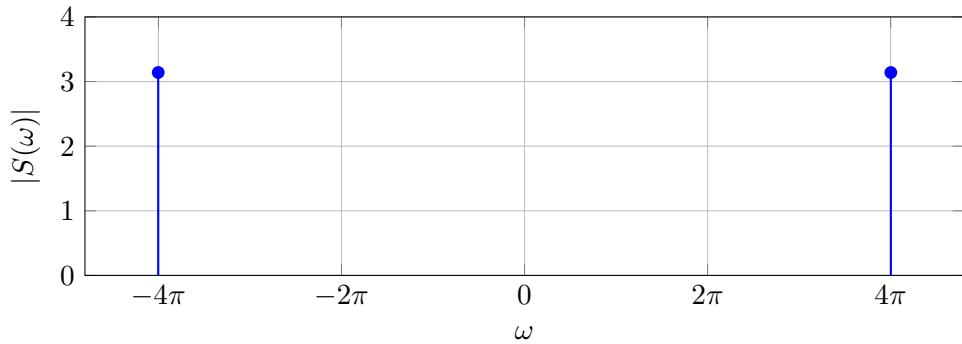


ABBILDUNG 2.11: Betragsspektrum eines Sinussignals $s(t) = \sin(\omega_0 t)$ mit $\omega_0 = 4\pi$

Die Sinusfunktion spielt eine immens wichtige Rolle in der digitalen Signalverarbeitung, da sie der Grundstein der Fourier-Analyse (Fourier-Reihen und Fourier-Transformation) ist. Auch sind diese für lineare zeitinvariante Systeme (LTI) von Bedeutung. Der Sinus ist eine elementare periodische Funktion, seine Periodizität ist das grundlegende Konzept in vielen Signalen. Er lässt auch unter anderem komplex erscheinende Funktionen in Sinuskomponenten zerlegen und somit sie einfacher und kompakter darstellen. Auch in der analogen Signalverarbeitung ist der Sinus von Bedeutung, da er die Basis für die Amplituden-, Frequenz- und Phasenmodulation bildet. Schließlich ist die Idealform der aus der Steckdose kommenden Netzspannung eine Sinuswelle, die in vielen Anwendungen als Referenzsignal dient.

2.3.3 Multiplikation der beiden Funktionen im Zeitbereich

Bei einer Multiplikation der beiden Funktionen im Zeitbereich, also der Rechteckfunktion $x(t)$ und der Sinusfunktion $y(t)$, ergibt sich eine neue Funktion $z(t) = x(t) \cdot y(t)$, die in Abbildung 2.12 dargestellt ist. Diese Funktion ist das Ergebnis der Punkt-für-Punkt-Multiplikation der beiden Funktionen.

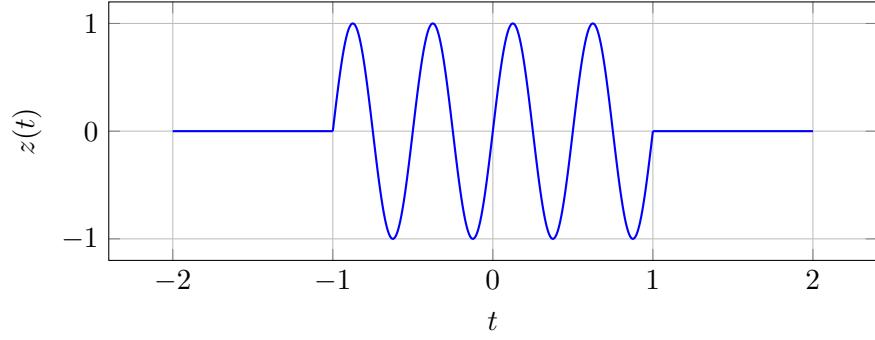


ABBILDUNG 2.12: Multiplikation der Rechteckfunktion $x(t)$ (Breite $T = 2$) mit der Sinusfunktion $y(t) = \sin(4\pi t)$

Die Fourier-Transformierte der Multiplikation zweier Funktionen im Zeitbereich ist gegeben durch die Faltung ihrer Fourier-Transformierten im Frequenzbereich. Das bedeutet, dass die Fourier-Transformierte von $z(t)$, also $\mathcal{F}\{z(t)\}$, das Ergebnis der Faltung der Fourier-Transformierten von $x(t)$ und $y(t)$ ist:

$$\mathcal{F}\{z(t)\} = \mathcal{F}\{x(t)\} * \mathcal{F}\{y(t)\}$$

Die analytische Form der Funktion aus dem Bild lautet:

$$|\mathcal{F}\{z(t)\}| = \left| \frac{T}{2} \left(\text{sinc} \left(\frac{(\omega - \omega_0)T}{2\pi} \right) + \text{sinc} \left(\frac{(\omega + \omega_0)T}{2\pi} \right) \right) \right|$$

Spektrum des Produkts $x(t) = r(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$

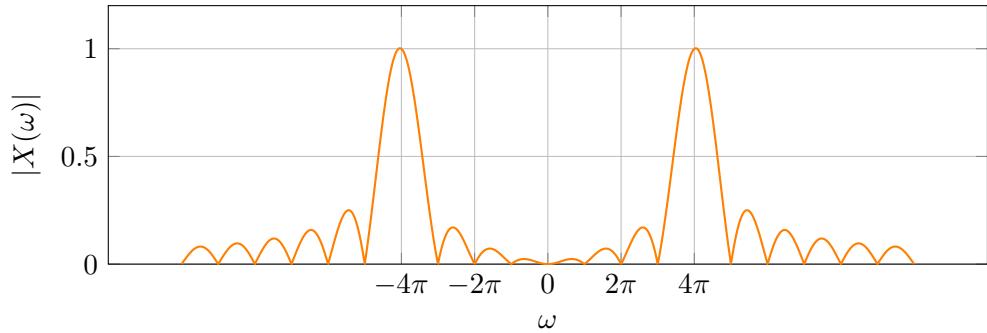


ABBILDUNG 2.13: Allgemeines Betragsspektrum $|X(\omega)|$ des Produkts mit variabler Frequenz ω_0 und Rechteckbreite T

Somit ergibt sich eine Faltung der beiden sinc-Funktionen, die in Abbildung 2.13 dargestellt ist. Diese Faltung führt zu einem Frequenzspektrum, das die Eigenschaften beider Funktionen kombiniert.

Kapitel 3

Versuchsaufbau

3.1 Verwendete Geräte und Materialien

Im Versuch werden folgende Geräte verwendet:

- **Keysight FieldFox Network Analyzer N9918A:** Zur Messung der S-Parameter der Sendeplatine.
- **Sendeplatine:** Die Sendeplatine wird verwendet, um die Trägerfrequenz zu erzeugen und modulierte Signale zu generieren.
- **Empfängerplatine:** Die Empfängerplatine empfängt die modulierten Signale und demoduliert sie, um die ursprünglichen Daten wiederherzustellen. Sie wird an den FieldFox Network Analyzer N9918A angeschlossen, um die S-Parameter zu messen.
- **Rechner mit der Anwendung "HTerm (HyperTerminal)":** Zur Steuerung der Sendeplatine und ggf. zum Empfang der Daten von der Empfängerplatine.

3.2 Versuchsaufbau

Die Abbildung 3.1 zeigt die Versuchsanordnung und deren Verbindungen. Die Sendeplatine ist mit dem FieldFox Network Analyzer verbunden, um die S-Parameter zu messen.

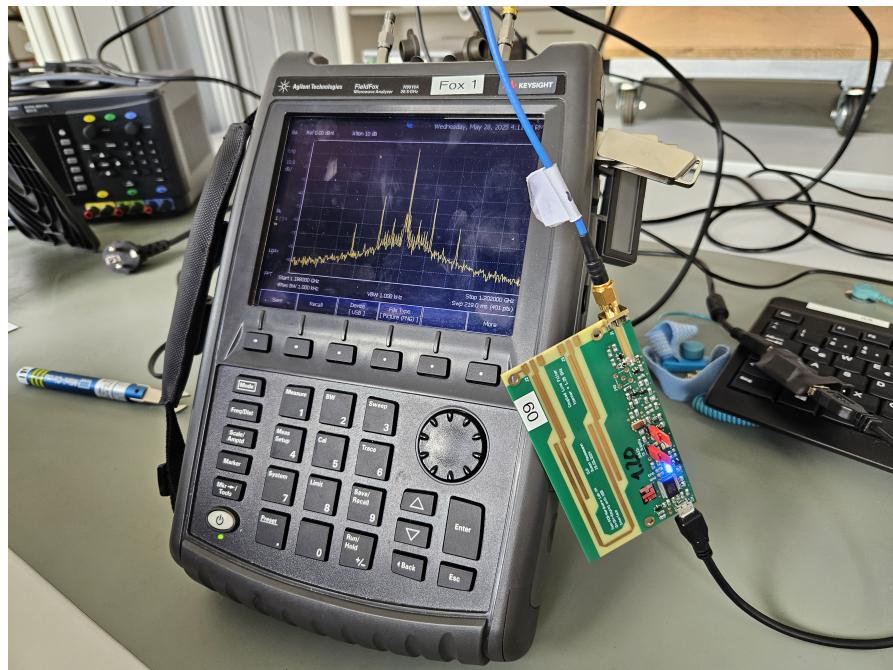


ABBILDUNG 3.1: Versuchsanordnung

Kapitel 4

Durchführung

4.1 Durchführung der Spektrumanalyse

Zunächst wird die Spektrumanalyse mithilfe des FieldFox Spectrum Analyzers durchgeführt. Für eine sinnvolle Analyse wird die ResBW auf 1 kHz eingestellt, um eine ausreichende Auflösung zu gewährleisten. Obwohl die Startfrequenz für die Analyse auf 1,248 GHz und die Stopfrequenz auf 1,252 GHz gesetzt werden sollte, liegt die tatsächliche Trägerfrequenz der Platine selbst bei 1,200 GHz. Deswegen wird die Startfrequenz auf 1,198 GHz und die Stopfrequenz auf 1,202 GHz gesetzt.

4.2 Sender mit und ohne Datenübertragung

Die Messung des Spektrums erfolgt in zwei Szenarien: Zunächst wird der Sender ohne Datenübertragung betrieben, um das Grundrauschen und die Trägerfrequenz zu erfassen. Anschließend wird der Sender mit aktiverter Datenübertragung betrieben, um die Auswirkungen der Modulation auf das Spektrum zu beobachten.

Die Sendeplatine wird zuerst an die Versorgungsspannung angeschlossen, um den Sender zu aktivieren. Es wird eine SMA-Verbindung mit dem FieldFox hergestellt, um das Rauschen zu minimieren.

4.2.1 Messung ohne Datenübertragung

Zuerst soll die Messung ohne Datenübertragung durchgeführt werden. Hierdurch werden die Trägerfrequenz und das Grundrauschen des Senders erfasst. Diese Messung dient als Referenz für die spätere Analyse der Modulationseffekte.

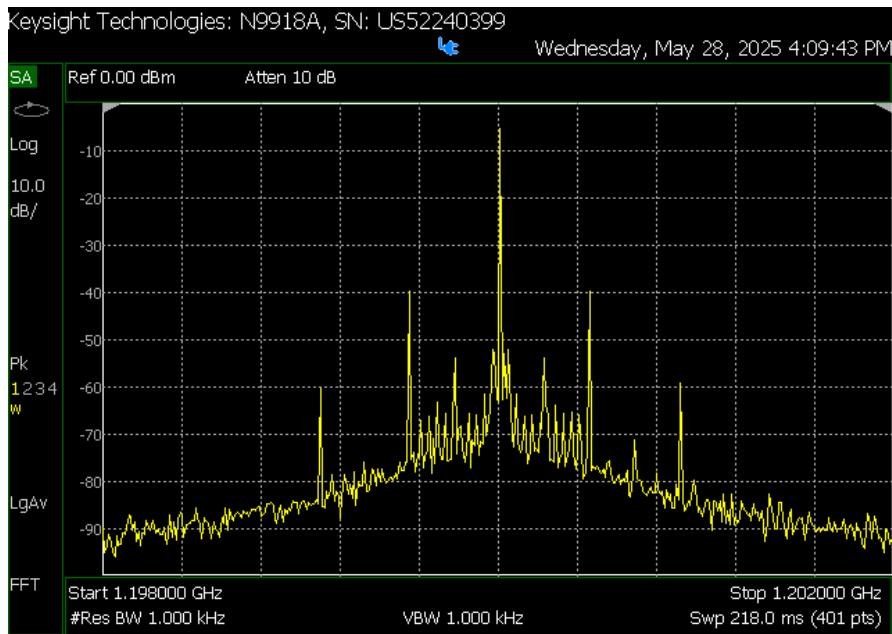
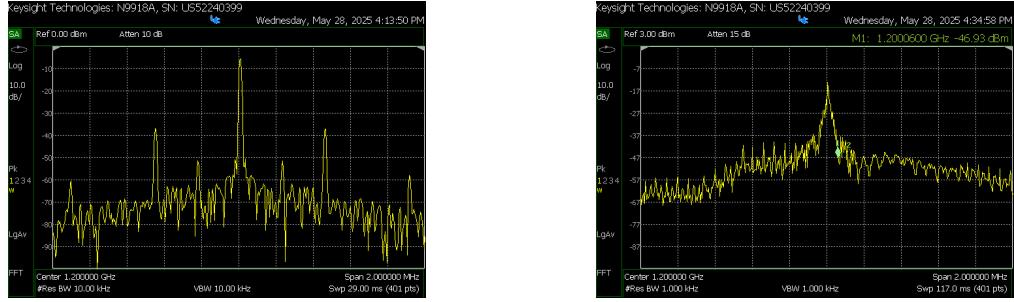


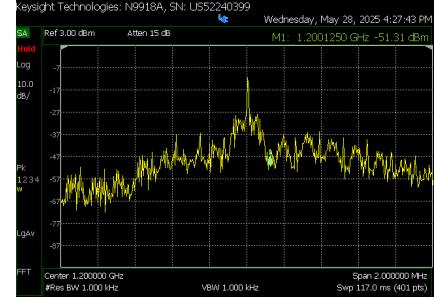
ABBILDUNG 4.1: Frequenzspektrum des Senders ohne Datenübertragung

4.2.2 Messung mit Datenübertragung

Anschließend soll die Messung mit Datenübertragung durchgeführt werden. Die Effekte der Modulation auf das Frequenzspektrum werden dadurch sichtbar. Die Modulation verändert die Amplitude und Frequenz des Signals, was zu einer breiteren Verteilung im Frequenzspektrum führt. Die Anwendung HTerm bietet die Möglichkeit, die Daten mit einer variablen Baudrate zu übertragen. In diesem Versuch wurde die Messung bei einigen der zur Auswahl stehenden Baudraten durchgeführt, um die Auswirkungen der Datenrate auf das Frequenzspektrum zu untersuchen. Diese Baudraten sind 1200 Baud, 57600 Baud, 115200 Baud, 128000 Baud und 256000 Baud. Hierbei ist zu beachten, dass die Baudrate von 115200 eine gängige Rate für Mikrocontroller-Kommunikation ist und in vielen Anwendungen verwendet wird.



1200 Baud



115200 Baud

128000 Baud



256000 Baud

ABBILDUNG 4.2: Frequenzspektrum des Senders mit Datenübertragung bei verschiedenen Baudraten.

Anhand der Ergebnisse in Abbildung 4.2 im Vergleich zur Abbildung 4.1 auf, dass es sich bei unserem Versuch um Amplitudenmodulation handelt, da die Amplitude der Trägerfrequenz bei der Datenübertragung nicht konstant bleibt. Diese variiert in Abhängigkeit von der übertragenen Information. Die Frequenz bleibt jedoch konstant, was ein typisches Merkmal der Amplitudenmodulation ist.

Mann kann gut erkennen das die breite der Hauptkeule mit zunehmender Baudrate wächst. Die Baudrate(Datenrate) gibt die Symbolrate an:

$$\text{Baudrate} = \frac{\text{Anzahl der Symbole}}{\text{Zeit in Sekunden}} = \frac{1}{\text{Symbolzeit}} = \frac{1}{T_s} = B \quad (4.1)$$

Nach der Theorie messen wir eine Sinc Funktion.

$$sinc(f) = \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \quad (4.2)$$

Die erste Nullstelle der Sinc Funktion entspricht der Baudrate (die Frequenz des Oszilator wird als Koordinatenursprung angenommen) und die anderen Nullstellen sind Vielfache der Baudrate.

$$f_n = n * B \quad (4.3)$$

Betrachtet werden die ersten Nullstellen, sowie die breite der Hauptkeule und der Zusammenhang der Datenrate und der Breite der Hauptkeule.

Baudrate (Baud)	Breite der Hauptkeule (Hz)	$\frac{\text{Breite}}{\text{Baudrate}}$
57600	120000	2.083
128000	250000	1.953
256000	500000	1.953

Empirisch haben wir damit eine Gesetzmäßigkeit gefunden von:

$$Breite = 1.9963 * B \approx 2 * B \quad (4.4)$$

Was auch durchaus zu Theorie passt, denn die Breite der Hauptkeule ist von der f_{-1} bis zur f_{+1} gegeben. Da $f_1 = B$ und $f_{-1} = -B$ ist die Breite der Hauptkeule $2 * B$.

4.3 Vergleich mit den theoretischen Reflexionen

Die Ergebnisse der Spektrumanalyse zeigen, dass die Modulation des Signals bei verschiedenen Baudraten zu unterschiedlichen Frequenzspektren führt. Die Praxis stimmt in Rahmen der Messungenauigkeit mit der Theorie überein. Es wird der Verlauf der Sinc-Funktion sichtbar, natürlich mit Abweichungen, in der Theorie wird z.B. kein Rauschen berücksichtigt.

Kapitel 5

Fazit

5.1 Zusammenfassung der wichtigsten Erkenntnisse

Im Rahmen des Versuchs zur digitalen Amplitudenmodulation (On–Off Keying) haben wir uns näher mit dem Thema auseinandergesetzt und wichtige Erkenntnisse gewonnen. Die Trägerfrequenz bleibt bei den zur Verfügung stehenden Platinen konstant bei etwa 1,200 GHz, während ihre Amplitude entsprechend des aktuell vorliegenden Pegels variiert wird. Die Spektren bei verschiedenen Baudaten bestätigten das typische sinc-förmige Hauptkeulenprofil, dessen Breite in guter Übereinstimmung mit dem theoretischen Wert von $2 \times$ Baudrate liegt. Darüber hinaus konnte beobachtet werden, dass mit zunehmender Datenrate die erforderliche Bandbreite linear steigt. Der eingesetzte Demodulator aus einer Gleichrichtung, einem Tiefpassfilter mit einer Eckfrequenz von 10 MHz sowie einer folgenden Verstärkungsstufe und einem Komparator lieferte ein weitestgehend störungsfreies digital Signal; die Wahl einer Komparatorschwelle von 0,79 V ermöglichte dabei eine zuverlässige Unterscheidung zwischen High- und Low-Pegel. Kleinere Abweichungen zwischen den gemessenen und idealisierten Spektren sind durch praktische Versuchsbedingungen wie die begrenzte Auflösung des Spektrum-analysators, Ungenauigkeiten im lokalen Oszillator und Umgebungsrauschen zu erklären.

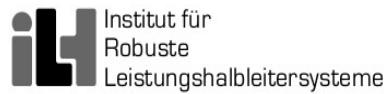
Literaturverzeichnis

- [1] Hong, J.-S.; Lancaster, M. J.: *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 2., überarb. Aufl. Hoboken, NJ: Wiley-Blackwell, 2011. ISBN 978-0-470-40877-3.
- [2] Haussmann, Simon: *Schaltplan_PCB_V4*, 15. April 2024. Institut für Robuste Leistungshalbleitersysteme, Universität Stuttgart. Online verfügbar unter: https://ilias3.uni-stuttgart.de/ilias.php?baseClass=ilrepositorygui&cmdNode=z5:o1&cmdClass=ilObjFileGUI&cmd=sendfile&ref_id=4067155 (abgerufen am 19.05.2025).
- [3] Hesselbarth, Jan: Allgemein Wissen. In: Nachrichtentechnik 1. Nachrichtentechnik 1 Skript. Online verfügbar unter: [Nachrichtentechnik1Skript](#), abgerufen am 20.05.2025.
- [4] Elektronik-Kompendium: *Amplitudenmodulation (AM)*. Stand: 12. Dezember 2023. Online verfügbar unter: <https://www.elektronik-kompendium.de/sites/kom/0211195.htm> (abgerufen am 17.06.2025).
- [5] Roppel, Thomas: *Analoge Modulationsverfahren*. Hochschule Schmalkalden, Fakultät Elektrotechnik. Online verfügbar unter: https://www.hs-schmalkalden.de/fileadmin/portal/Dokumente/Fakult%C3%A4t_ET/Personal/Roppel/Buch/Analoge_Modulationsverfahren.pdf (abgerufen am 17.06.2025).
- [6] 50Ohm.de: *Amplitudenmodulation (AM)*. Ohne Datum. Online verfügbar unter: https://50ohm.de/A_pm.html (abgerufen am 20.06.2025).
- [7] Wikipedia: *Symbolrate*. Letzte Änderung am 6. Juni 2024. Online verfügbar unter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Symbolrate> (abgerufen am 19.06.2025).
- [8] DEWETRON GmbH: *Eine Einführung in Abtastrate, Bandbreite & Co.*, 12. April 2022. Online verfügbar unter: <https://www.dewetron.com/de/news/eine-einfuehrung-in-abtastrate-bandbreite-co/> (abgerufen am 18.06.2025).
- [9] Wikipedia: *Low Noise Amplifier*. Letzte Änderung am 18. Mai 2024. Online verfügbar unter: https://de.wikipedia.org/wiki/Low_Noise_Amplifier (abgerufen am 17.06.2025).

- [10] Wikipedia: *Digital-Analog-Wandler*. Letzte Änderung am 8. Mai 2024. Online verfügbar unter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Digital-Analog-Umsetzer> (abgerufen am 16.06.2025).
- [11] Wikipedia: *Verstärker (Elektrotechnik)*. Letzte Änderung am 30. April 2024. Online verfügbar unter: [https://de.wikipedia.org/wiki/Verst%C3%A4rker_\(Elektrotechnik\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Verst%C3%A4rker_(Elektrotechnik)) (abgerufen am 18.06.2025).
- [12] Krömer, Elisabeth; Schmitz, René: *Fourier-Transformation*. Physikalisch-Chemisches Praktikum, Universität Münster. Online verfügbar unter: https://www.uni-muenster.de/imperia/md/content/physikalische_chemie/praktikum/fourier_transformation_kr_mer_elisabeth_schmitz_rene_.pdf (abgerufen am 20.06.2025).
- [13] Elektronik-Kompendium: *Frequenzmodulation*. Stand: 12. Dezember 2023. Online verfügbar unter: <https://www.elektronik-kompendium.de/sites/kom/0401251.htm> (abgerufen am 16.06.2025).
- [14] Elektronik-Kompendium: *Phasenmodulation*. Stand: 12. Dezember 2023. Online verfügbar unter: <https://www.elektronik-kompendium.de/sites/kom/0402021.htm> (abgerufen am 17.06.2025).



Universität Stuttgart



Fachpraktikum (Bachelor)
6G HARDWARELABOR - DESIGN UND
IMPLEMENTIERUNG EINES HF TRANSCEIVERS

**Versuch 5: Signalverarbeitung im
Empfänger**

Protokollführer

Lukas Müller

Erik Zimmermann

Farhad Valizada

Betreuer

Simon Haussmann

Eingereicht am

10. Juli 2025

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	2
1 Einleitung	3
1.1 Relevanz des Empfängers	3
1.2 Ziel des Versuchs	3
2 Theoretische Grundlagen des Empfängers	4
2.1 Analyse des Schaltplans vom Empfänger	4
2.2 Vorverstärkung des Signals	5
2.3 Frequenz-Downkonversion	6
2.3.1 Ablauf der Frequenz-Downkonversion in der Schaltung	6
2.3.2 Funktion des Widerstands R_{24}	7
2.4 Operationsverstärkerschaltung	8
2.5 Komparatorschaltung	10
3 Versuchsaufbau	12
3.1 Verwendete Geräte	12
3.2 Messaufbau	12
4 Praktische Durchführung	14
4.1 Vermessung der Sensitivität des Empfängers	14
4.1.1 Vermessung der Ausgangsleistung des Empfängers	14
4.1.2 Vermessung der Spannung am Kondensator C22	15
4.1.3 Übertragungsfunktion des Empfängers (Ausgangsspannung/Eingangsleistung)	17
4.2 Operationsverstärkerschaltung	18
4.3 Komparatorschaltung	21
5 Fazit	23
5.1 Zusammenfassung der wichtigsten Erkenntnisse	23
5.2 Reflexion und mögliche Verbesserungen	23
Literaturverzeichnis	24

Abkürzungsverzeichnis

HF	Hochfrequenz
RF	Radiofrequenz
LO	Local Oscillator
6G	Sixth Generation
SMA	SubMiniature version A
PCB	Printed Circuit Board
OPs	Operationsverstärker

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Relevanz des Empfängers

Ein Signalempfänger ist ein Gerät, das in der heutigen Digital- und Kommunikationstechnik eine zentrale Rolle spielt. Er empfängt Signale, die über verschiedene Medien wie Luft, Kabel oder Glasfaser übertragen werden, und wandelt diese in nutzbare Informationen um. Seine Funktion ist es, die empfangenen Signale zu verstärken, zu filtern und zu demodulieren, um die ursprünglichen Daten wiederherzustellen. Dies ist besonders wichtig in der drahtlosen Kommunikation, wo Signale durch verschiedene Störungen und Rauschen beeinträchtigt werden können.

1.2 Ziel des Versuchs

Das Ziel des Versuches 5 im 6G-Hardwarelabor ist es, die Grundlagen der Modulation und Demodulation von Daten zu verstehen und praktisch anzuwenden. Hierzu sollen die einzelnen Funktionsblöcke der Empfängerplatine untersucht werden, um deren Funktionalität zu verstehen. Daraufhin wird die Sensitivität der Empfängerplatine in Abhängigkeit von den Dämpfungsgliedern untersucht. Zuletzt wird die Funktion des Komparators getestet.

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen des Empfängers

2.1 Analyse des Schaltplans vom Empfänger

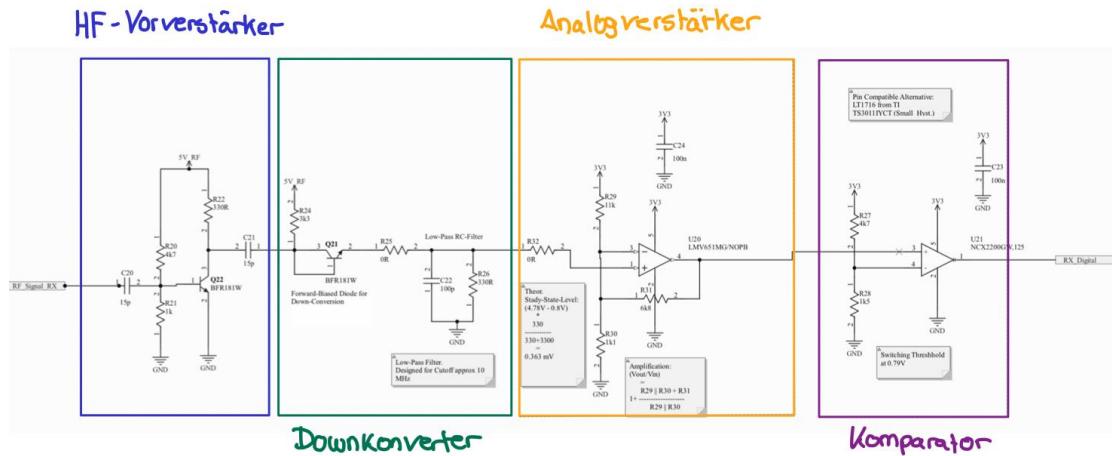


ABBILDUNG 2.1: Schaltplan des Empfängers

Der Empfänger setzt sich aus mehreren Funktionsblöcken zusammen, die das hochfrequente analoge Signal empfangen, vorverstärken, demodulieren, die niederfrequenten Anteile verstärken und anschließend in ein digitales Signal umwandeln. Da in Versuch 4 bereits auf den Schaltplan des Empfängers eingegangen wurde, werden hier nur grob die Funktionsblöcke erläutert und hiermit auf das zuvor abgegebene Protokoll verwiesen. Es folgt jedoch im Rahmen des Versuches noch eine genauere Betrachtung von einzelnen Komponenten.

Der erste Funktionsblock ist der Hochfrequenzvorverstärker. Er besteht aus einer einfachen Transistorschaltung (u. a), um das durch die Übertragung geschwächte Signal auf ein nutzbares Niveau zu bringen.

Der zweite Funktionsblock ist der Downkonverter. Er besteht aus einem HF-Gleichrichter und einem RC-Tiefpass. Der Zweck ist die Umwandlung des hochfrequenten Signals in ein niederfrequentes Signal und der folgende Tiefpass unterdrückt die hochfrequente Trägerwelle.

Es folgt der Analogverstärker bestehend aus einem Operationsverstärker (u. a.). Er dient dazu, das niederfrequente Signal auf ein geeignetes Niveau zur digitalen Weiterverarbeitung zu bringen.

Der letzte Funktionsblock ist der Komparator. Der Komparator wandelt das analoge Signal in ein digitales Signal um, welches von einem Computer weiterverarbeitet werden kann.

2.2 Vorverstärkung des Signals

Die Friis-Formel ist eine wichtige Formel in der Nachrichtentechnik, um die Rauschzahl SNR einer Kette von Verstärkern bzw. Dämpfungsgliedern zu berechnen.

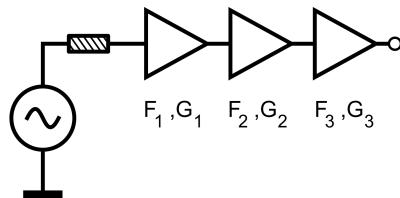


ABBILDUNG 2.2: Verstärkerkette

Quelle: <https://de.wikipedia.org/wiki/Friis-Formel#/media/Datei:Frijs-Kette.svg>

Für eine Verstärkerkette mit n Verstärkern ergibt sich die Rauschzahl folgendermaßen:

$$F_{\text{gesamt}} = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (2.1)$$

- F_{gesamt} : Die Gesamte Rauschzahl der Verstärkerkette
- F_i : Die Rauschzahl des i -ten Verstärkers
- G_i : Die Verstärkung des i -ten Verstärkers

Es wird schnell ersichtlich, dass Verstärker am Anfang der Kette den meisten Einfluss auf die Gesamtrauszahl haben. Deswegen sollten die Verstärker mit der höchsten Verstärkung immer am Anfang der Kette stehen. Andersherum sollten Bauteile mit Dämpfung am Ende der Kette stehen.

Deshalb sollte ein Signal immer zuerst vorverstärkt werden, bevor die Frequenzkonversion durchgeführt wird. Würde das Signal zuerst gemischt und dann nachverstärkt werden, hätten wir im Vergleich ein deutlich höheres Rauschen, da der Verstärker im Vergleich zum Mischer eine höhere Verstärkung hat. Je nach Mischer kann dieser sogar auch dämpfend wirken.

2.3 Frequenz-Downkonversion

Im Folgenden wird die Frequenz-Downkonversion des analogen Signals erklärt, das bereits vor dem Eingang in den Downkonverter verstärkt wurde.

2.3.1 Ablauf der Frequenz-Downkonversion in der Schaltung

In Abbildung 2.3 ist die Schaltung des Downkonverters zu sehen.

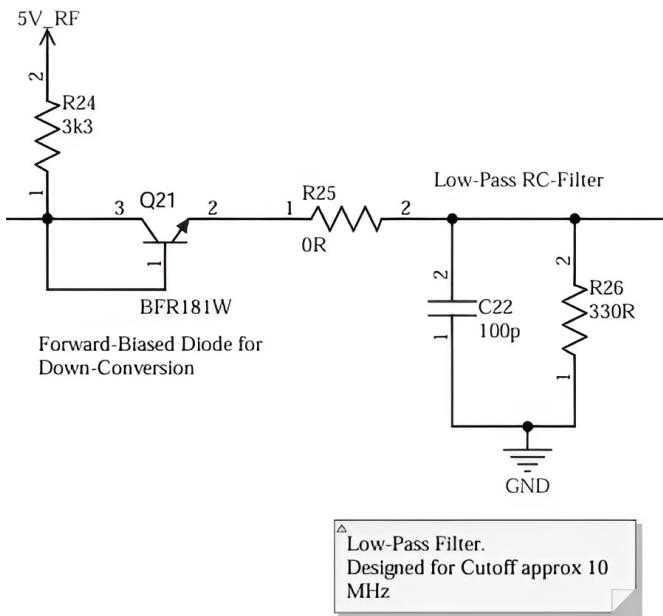


ABBILDUNG 2.3: Schaltung des Downkonverters

Ein Downkonverter stellt einen einfachen Abwärtsmischer dar, der dazu dient, ein hochfrequentes Eingangssignal in ein niederfrequentes Ausgangssignal umzuwandeln.

Zuerst gelangt das hochfrequente Signal in den Transistor Q21 (BFR181W), der in diesem Fall nicht als Verstärker, sondern als Diode betrieben wird, da Basis und Kollektor miteinander verbunden sind. Somit wird effektiv nur die Basis-Emitter-Strecke des Transistors benutzt. Der Transistor ist ein **nichtlineares** Bauelement. Ein nichtlineares Bauelement wird zum Mischvorgang in diesem Zusammenhang benötigt, da es die Amplitudendemodulation des Signals ermöglicht.

An den Eingang des Mischers, also des Transistors Q21, werden normalerweise zwei Signale angelegt: das eigentliche Radiofrequenz (**RF**)-Signal, welches in diesem Fall bei 1,25 GHz liegt, und ein Local Oscillator (**LO**)-Signal.

Wenn die beiden Signale die vorgespannte Diode passieren, erzeugen diese aufgrund der nichtlinearen Eigenschaften des Transistors eine Mischung der beiden Signale. Die neuen Frequenzen sind hierbei die Summe $f_{RF} + f_{LO}$ und die Differenz $f_{RF} - f_{LO}$ der Eingangsfrequenzen.

Nach der erfolgreichen Abwärtsmischung des Signals kommt es zu einer Signalfilterung. Dazu wird direkt nach dem Transistor Q21 ein RC-Tiefpassfilter geschaltet, der die Frequenz $f_{RF} + f_{LO}$ herausfiltert und nur das niederfrequente Differenzsignal $f_{RF} - f_{LO}$ passieren lässt. Der Filter besteht aus den Bauelementen R26 (330 Ω) und C22 (100 pF). Der Kondensator ist dabei so dimensioniert, dass der Filter insgesamt eine Grenzfrequenz von $f_c = 10$ MHz aufweist. Dies widerspricht zwar dem rechnerischen Wert, der sich aufgrund der Werte von R26 und C22 ergibt, also:

$$f_{c,\text{rechnerisch}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.2)$$

Dies lässt sich jedoch durch Vereinfachungen im Schaltpunkt oder die Tatsache, dass hier ein idealer Tiefpassfilter angenommen wird, erklären. Außerdem ist es bei hohen Frequenzen zu beachten, dass die Leiterbahnen in der Schaltung parasitäre Effekte aufweisen (in Form von Induktivitäten und Kapazitäten), die ebenfalls die Grenzfrequenz beeinflussen können. Diese wurden in der oben ausgeführten Berechnung nicht berücksichtigt.

Jedoch liegt in diesem Fall ein passiver Abwärtsmischer vor, da hier kein **LO** zur Anwendung kommt. Trotzdem funktioniert die Abwärtsmischung des Signals, da der Transistor Q21, wie bereits erklärt, ein nichtlineares Bauelement ist.

2.3.2 Funktion des Widerstands R₂₄

Die Widerstände R24 und R26 bilden einen Spannungsteiler, der den Arbeitspunkt des Transistors Q21 festlegt. Hierbei sollte der Arbeitspunkt durch die Widerstände R24

und R26 so gewählt werden, dass der Transistor eine möglichst starke Krümmung auf der Kennlinie im Arbeitspunkt aufweist und damit stark nichtlinear ist. Dadurch wird eine optimale Signalverarbeitung ermöglicht, da der Transistor in der Lage ist, das Signal richtig zu demodulieren und weiterzuleiten. Ohne R24 könnte der Transistor übersteuert werden, was zu Verzerrungen im Signal oder zur Zerstörung des Transistors führen würde. Durch die Vorspannung des Transistors Q21 über den Widerstand R24 wird der Transistor Q21 knapp unterhalb seines leitenden Bereichs betrieben, sodass er für kleinere Signale empfindlich ist. Das hat eine Verbesserung der Mischungseigenschaften des Transistors zur Folge.

2.4 Operationsverstärkerschaltung

Der Operationsverstärker, der im PCB des Praktikums verbaut ist, ist hier zu sehen:

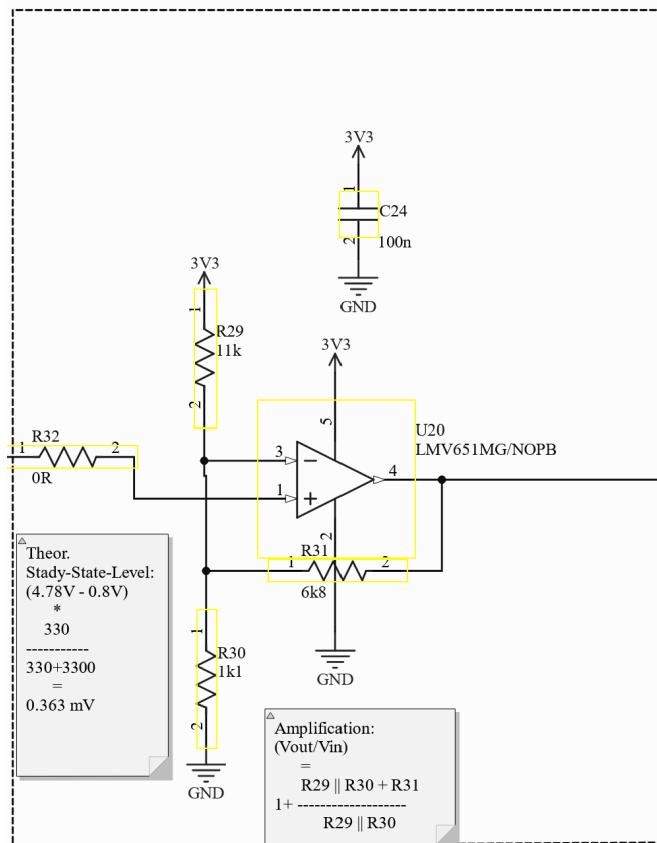


ABBILDUNG 2.4: Operationsverstärkerschaltung

Es handelt sich um einen nichtinvertierenden Operationsverstärker. Für die Übertragung eines generellen nichtinvertierenden Operationsverstärkers gilt:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_{in}} \quad (2.3)$$

Für die gegebene Schaltung in Abbildung 2.4 gilt:

- R_f : Widerstand zwischen Ausgang und invertierendem Eingang (R_{31})
- R_{in} : Paralleler Ersatzwiderstand R_{29} und R_{30} ($R_{29} \parallel R_{30}$), da sie den Spannungssteiler am invertierenden Eingang bilden
- $R_{29} = 11\text{k}\Omega$
- $R_{30} = 1,1\text{k}\Omega$
- $R_{31} = 6,8\text{k}\Omega$

Somit ergibt sich die Transferfunktion von:

$$V = \frac{U_{out}}{U_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_{in}} = 1 + \frac{R_{31}}{R_{29} \parallel R_{30}} = \frac{(R_{29} \parallel R_{30} + R_{31})}{R_{29} \parallel R_{30}} \quad (2.4)$$

Die eingesetzten Widerstandswerte ergeben den Übertragungsfaktor:

$$V = \frac{U_{out}}{U_{in}} = 1 + \frac{6,8\text{k}\Omega}{(11\text{k}\Omega \parallel 1,1\text{k}\Omega)} = 7,8 \quad (2.5)$$

Für den weiteren Verlauf des Versuches wird die Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung benötigt. Diese lautet:

$$U_{out}(U_{in}) = V \cdot U_{in} - U_{offset} \quad (2.6)$$

Das Offset ergibt sich wie folgt:

$$U_{offset} = U_{offset, Quelle} \cdot \left(\frac{R_{30} \parallel R_{31} + R_{29}}{R_{30} \parallel R_{31}} \right) \cdot \left(\frac{R_{29} \parallel R_{30}}{R_{29} \parallel R_{30} + R_{31}} \right) \quad (2.7)$$

mit $U_{offset, Quelle} = 3,3\text{V}$ erhält man durch Einsetzen der Widerstandswerte:

$$U_{offset} = 2,04 \text{ V} \quad (2.8)$$

Das ergibt für die Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung:

$$U_{out}(U_{in}) = 7,8 \cdot U_{in} - 2,04 \text{ V} \quad (2.9)$$

R29 ist wichtig zum einen für die DC-Arbeitspunkteinstellung des OPs, wenn kein Signal angelegt ist, da er dort mit R30 einen Spannungsteiler bildet. Ebenso dient er zur Einstellung des Spannungsoffsets des OPs. Wird ein Signal angelegt, so ist R29 vor allem wichtig für das Einstellen der Verstärkung.

2.5 Komparatorschaltung

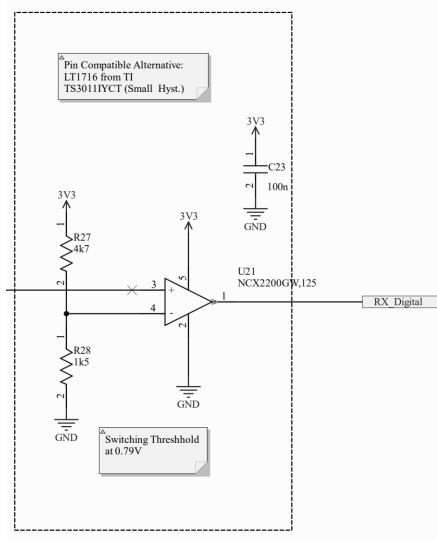


ABBILDUNG 2.5: Komparator-Schaltung

Die Abbildung 2.5 stellt den Komparator dar, der dazu dient, das analoge verstärkte Signal $S_{BB}(t)$ in ein digitales Signal umzuwandeln für eine nachfolgende digitale Verarbeitung. Der Komparator besteht aus einem Operationsverstärker (Typ NCX2200GW), einem Spannungsteiler aus zwei Widerständen R27 und R28 und wird mit einer Betriebsspannung von 3,3V betrieben. Die am nichtinvertierenden Eingang anliegende Signalspannung $S_{BB}(t)$ wird mit einer Referenzspannung U_{Ref} am invertierenden Eingang verglichen. Dieser Schaltschwellwert ergibt sich wie folgt:

$$U_{Ref} = \frac{R_{28}}{R_{27} + R_{28}} \cdot 3,3 \text{ V} = \frac{1,5 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega + 1,5 \text{ k}\Omega} \cdot 3,3 \text{ V} \approx 0,798 \text{ V} \quad (2.10)$$

In Abhängigkeit von der Signalspannung $S_{BB}(t)$ wird der Ausgang des Komparators auf High oder Low gesetzt.

$$S_{BB}(t) > 0,798 \text{ V} \implies \text{HIGH}$$

$$S_{BB}(t) < 0,798 \text{ V} \implies \text{LOW}$$

Dadurch wird ein binäres digitales Ausgangssignal erzeugt, das von einem Computer weiterverarbeitet werden kann.

$$S_{BB}(t) \rightarrow S_{RX}(t)$$

Der Schaltschwellwert U_{Ref} wurde so gewählt, dass groß genug Signale sicher erkannt werden. Dabei werden jedoch Rauschen und Störsignale ignoriert.

Kapitel 3

Versuchsaufbau

3.1 Verwendete Geräte

Im Versuch werden folgende Geräte verwendet:

- **Keysight FieldFox Network Analyzer N9918A:** Zur Messung der S-Parameter der Sendeplatine.
- **Sendeplatine:** Die Sendeplatine wird verwendet, um die Trägerfrequenz zu erzeugen und modulierte Signale zu generieren.
- **Empfängerplatine:** Die Empfängerplatine empfängt die modulierten Signale und demoduliert sie, um die ursprünglichen Daten wiederherzustellen. Sie wird an den FieldFox Network Analyzer N9918A angeschlossen, um die S-Parameter zu messen.
- **Multimeter VOLTCRAFT VC871:** Zur Messung der Spannung an den verschiedenen Punkten der Schaltung.
- **Dämpfungsglieder:** Zur Variation der empfangenen Leistung.
- **Koaxialkabel:** Zur Verbindung der Sende- und Empfängerplatine mit dem FieldFox Network Analyzer.

3.2 Messaufbau

Wie man später in der Versuchsbeschreibung erfahren wird, besteht die Messung aus folgenden Schritten:

1. Zuerst wird die Sendeplatine an die Versorgungsspannung angeschlossen, um den Sender zu aktivieren.
2. Es wird eine SMA-Verbindung zwischen der Sendeplatine und dem FieldFox hergestellt, um die Sendeleistung zu messen.
3. Nach einer Messung der Leistung des Senders wird auch die Empfängerplatine an eine Versorgungsspannung angeschlossen, die Sendeplatine vom FieldFox getrennt und mit der Empfängerplatine über SMA-Kabel verbunden. Der Sender wird mit einer Spannung von $4,8\text{ V}$ gespeist.
4. Stück für Stück werden die Dämpfungsglieder in den Signalweg eingefügt, um die empfangene Leistung zu variieren. Die Spannung am Kondensator C22 der Empfängerplatine wird hierbei mit einem Multimeter gemessen.
5. Zuletzt wird eine zusätzliche Spannung am Einspeisepunkt des Komparators angelegt und zwischen $0,9\text{ V}$ und $1,4\text{ V}$ variiert, um die Funktion des Komparators zu testen. Die Spannung am Kondensator C22 wird hierbei ebenfalls gemessen.

Kapitel 4

Praktische Durchführung

Jetzt wird zur praktischen Umsetzung der Signalverarbeitung im Empfänger übergegangen. Der Versuch besteht aus mehreren Teilen, die jeweils verschiedene Aspekte der Signalverarbeitung behandeln.

4.1 Vermessung der Sensitivität des Empfängers

4.1.1 Vermessung der Ausgangsleistung des Empfängers

Eine grobe Veranschaulichung des Versuchsaufbaus für die Vermessung der Leistung ist in Abbildung 4.1 zu sehen. Als erstes wird die Sensitivität des Empfängers vermessen. Dazu wird eine zweite Platine (Senderplatine) verwendet, die lediglich als ein Single-Tone-Sender fungiert. Die Ausgangsleistung des Senders wird mit dem Spektrumanalysator als Referenz gemessen.



ABBILDUNG 4.1: Versuchsaufbau zur Vermessung der Ausgangsleistung des Empfängers

Insgesamt wurde ein Leistungsspektrum des Senders gemessen, welches in Abbildung 4.2 zu sehen ist. Zur genauen Vermessung sind die Werte bei den Harmonischen von 1,25 GHz mit Markern versehen, um die genaue Leistung zu bestimmen.

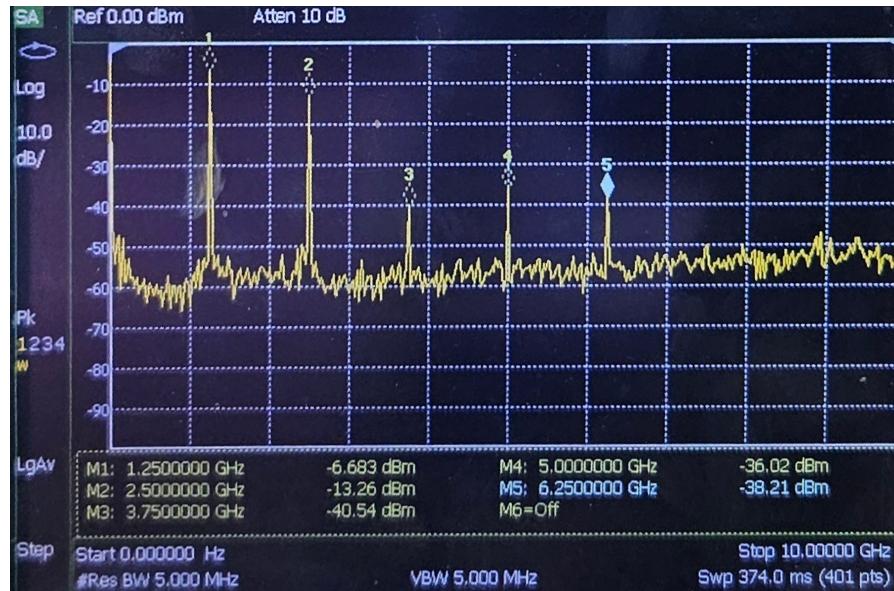


ABBILDUNG 4.2: Leistungsspektrum des Senders

4.1.2 Vermessung der Spannung am Kondensator C22

Die DC-Spannung am Kondensator C22 wird jetzt auf der Empfängerplatine gemessen. Hierbei werden verschiedene Dämpfungsglieder verwendet, um die empfangene Leistung zu variieren. Eine grobe Veranschaulichung des Versuchsaufbaus dafür ist in Abbildung 4.3 zu sehen.

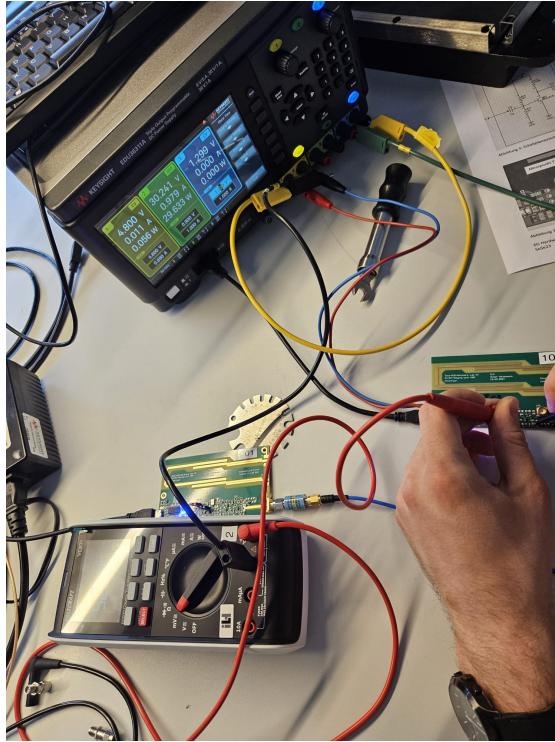


ABBILDUNG 4.3: Versuchsaufbau zur Vermessung der Spannung am Kondensator C22

Um die Spannung am Kondensator C22 in Abhängigkeit der Eingangsleistung zu bestimmen, benötigen wir die Sendeleistung des Senders, aus Abbildung 4.2 ist die Leistung bei 1.25 GHz bei etwa $-6,7 \text{ dBm}$. Nach Versuch 1 ist die Dämpfung des Koaxialkabels bei etwas $0,45 \text{ dB}$, daraus ergibt sich eine Sendeleistung von $-6,25 \text{ dBm}$. Die Spannung am Kondensator C22 wird mit einem Multimeter gemessen. Die Ergebnisse in Abhängigkeit der Dämpfung und Empfangsleistung sind in Tabelle 4.1 zu sehen.

Dämpfungsglied	Empfangene Leistung [dBm]	Spannung am C22 [mV]
0 dB + Kabel	-6,683	386,47
3 dB + Kabel	-9,683	383,20
6 dB + Kabel	-12,683	379,85
10 dB + Kabel	-16,683	375,10
13 dB + Kabel	-19,683	372,90
20 dB + Kabel	-26,683	368,90
26 dB + Kabel	-32,683	368,27

TABELLE 4.1: Messwerte der Spannung am Kondensator C22

Wie man der Tabelle 4.1 entnehmen kann, fällt die Spannung am Kondensator C22 mit zunehmender Dämpfung des Senders ab. Dies ist zu erwarten, da die Leistung des

Senders mit zunehmender Dämpfung verringert wird, was zu einer geringeren Spannung am Kondensator führt.

4.1.3 Übertragungsfunktion des Empfängers (Ausgangsspannung/Eingangsleistung)

Insgesamt stellt es sich heraus, dass diese Schaltung wie ein HF-Detektor (Schwellenwertdetektor) funktioniert. Das eingehende Hochfrequenzsignal wird gleichgerichtet und die DC-Spannung am Kondensator C22 ist proportional zur Leistung des eingehenden Signals, also $P \propto U_{in}^2$, wobei U_{in} die Eingangsspannung ist. Die Beziehung zwischen der Spannung am Kondensator und der Leistung des eingehenden Signals ist quadratisch. Das liegt daran, dass das Eingangssignal des Empfängers hoch genug dafür ist, dass er insgesamt im linearen Bereich arbeitet.

Hier sind jedoch einige Effekte zu beachten, die die Übertragungsfunktion beeinflussen können. Erstens fließt aufgrund der Arbeitspunkteinstellung des Transistors Q21 ein Strom durch den Widerstand R26. Die entsprechende Spannung V_{offset} beträgt ungefähr 368,27 mV und muss aus der Beziehung herausgerechnet werden, um die Übertragungsfunktion zu erhalten. Außerdem ist eine den Bauteilen der Schaltung charakteristische Konstante k zu berücksichtigen, die die Übertragungsfunktion beeinflusst. Diese Konstante kann experimentell bestimmt werden.

Die Übertragungsfunktion des Empfängers kann also wie folgt dargestellt werden:

$$U_{out} = k \cdot \sqrt{P_{in}} - U_{offset} \quad (4.1)$$

wobei U_{offset} die Spannung am Widerstand R26 ist, die den Arbeitspunkt des Transistors Q21 festlegt.

Hier möchten wir den Wert von k für unterschiedliche Eingangsleistungen und dadurch auch Ausgangsspannungen ausrechnen. Dafür stellen wir die Gleichung 4.1 nach k um. Es ergibt sich die folgende Gleichung:

$$k = \frac{U_{out} + U_{offset}}{\sqrt{P_{in}}} \quad (4.2)$$

Setzt man die in der Tabelle 4.1 berechneten Werte in die Gleichung 4.2 ein, so ergeben sich folgende Werte:

Dämpfungsglied	Empfangene Leistung [mW]	Spannung am C22 [mV]	$k \left[\frac{V}{\sqrt{mW}} \right]$
0 dB + Kabel	0,215	386,47	1,63
3 dB + Kabel	0,107	383,20	2,30
6 dB + Kabel	0,054	379,85	3,22
10 dB + Kabel	0,021	375,10	5,13
13 dB + Kabel	0,011	372,90	7,07
20 dB + Kabel	0,0022	368,90	15,72
26 dB + Kabel	0,0005	368,27	32,94

TABELLE 4.2: Messwerte der Spannung am Kondensator C22

Rechnet man das arithmetische Mittel von k aus, ergibt sich der folgende Wert:

$$k = 9,72 \frac{V}{\sqrt{mW}} \quad (4.3)$$

4.2 Operationsverstärkerschaltung

Der DC-Arbeitspunkt, wenn kein Signal anliegt, konnte messtechnisch auf etwa $365mV$ bestimmt werden.

Nun wird mit einer zweiten Spannungsquelle vor der Diode eine Spannung eingespeist und dabei die Transferfunktion V_{out}/V_{in} vermessen. Der Spannungsbereich dieser Hilfsspannungsquelle V_{in} wird von 0,9V in 0,01V-Schritten bis 1,4V erhöht. Da das Protokoll so übersichtlich wie möglich gehalten werden soll, wird in der folgenden Tabelle nur ein kleiner Ausschnitt der Messwerte gezeigt. Bei genauer Betrachtung der Mess-

V_{in} (V)	V_{out} (mV)
0,9	0,15571
1,0	0,24478
1,1	0,33307
1,2	0,42666
1,3	0,52090
1,4	0,61620

TABELLE 4.3: Messwerte von V_{in} und V_{out} ohne Verstärkung

werte wurde offensichtlich, dass die Platine beschädigt ist. Es findet keine Verstärkung statt. Daher werden nun im weiteren Verlauf zwei Messungen betrachtet. Eine Messung ohne Verstärkung und eine Messung mit Verstärkung, die von unseren Kommilitonen durchgeführt wurde. Hier werden etwas mehr Messwerte zu einer groben Veranschaulichung benötigt.

V_{in} (V)	V_{out} (mV)
0,9	0,039
1,0	0,047
1,03	0,077
1,06	0,242
1,1	0,531
1,2	1,258
1,3	1,994
1,4	2,741

TABELLE 4.4: Messwerte von V_{in} und V_{out} mit Verstärkung

In Abbildung 4.4 ist die Transferfunktion V_{out}/V_{in} dargestellt. Die geplotete Transferfunktion wurde unter Berücksichtigung aller Messwerte erstellt.

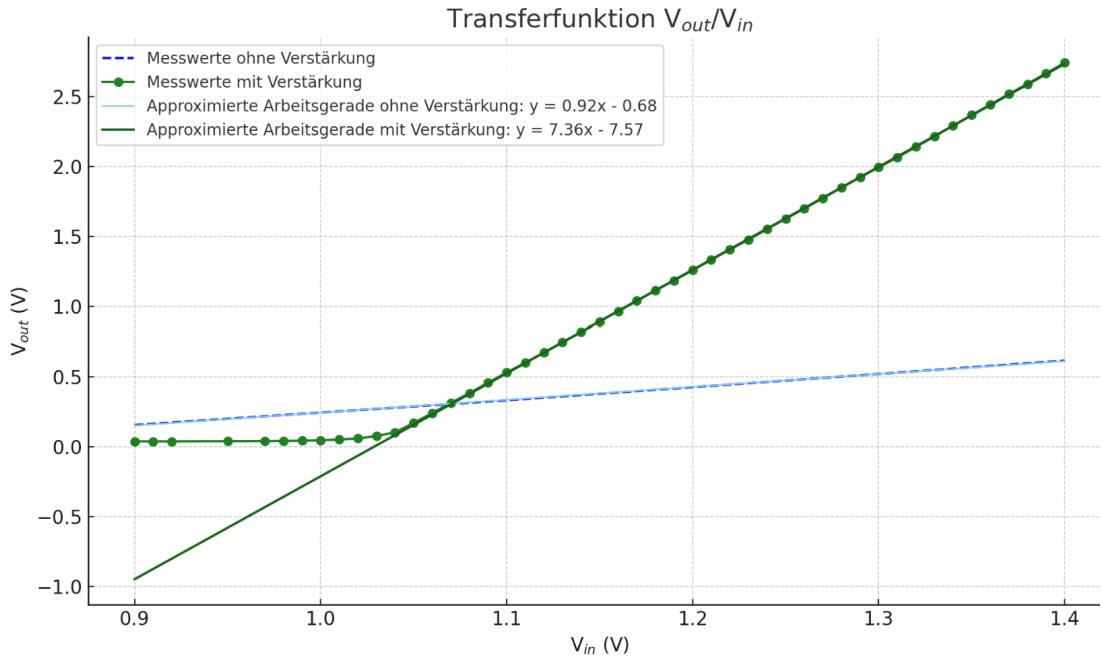


ABBILDUNG 4.4: Transferfunktion

In der Praxis bekommen wir ein Übertragungsverhältnis von 7,36. In der Theorie liegt das Verhältnis höher, etwa bei 7,8. Dies kann auf verschiedene Faktoren wie Bauteiltoleranzen, Messungenauigkeiten und Verluste zurückzuführen sein.

Bei der kaputten Platine spiegelt sich die fehlende Verstärkung schön wider, da der Übertragungsfaktor etwa bei eins liegt, leicht darunter aufgrund von Verlusten und den vorher genannten Faktoren.

Diese Messwerte sind jedoch in dieser Form noch nicht weiter verwertbar für den weiteren Verlauf des Praktikums. Wenn wir die über die Diode Q21 abfallende Spannung U_D von der gemessenen Spannung abziehen, erhalten wir die Spannung, die am Eingang

unseres Operationsverstärkers anliegt. Diese erhält man, wenn man die Spannung des DC-Arbeitspunkts, wenn kein Signal anliegt, in die Formel zur Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung einsetzt. Die Ausgangsspannung U_{out} ohne Signal berechnet sich zu:

$$U_{\text{out},0} = 7,8 \cdot 0,365 \text{ V} - 2,04 \text{ V} = 0,807 \text{ V} \quad (4.4)$$

Dies liegt nahe an der in der Aufgabenstellung angenommenen Dioden-Flussspannung $U_D = 0,8 \text{ V}$.

Nun ziehen wir von der gemessenen Spannung U_{in} die Spannung U_D ab, um die Spannung am Eingang des Operationsverstärkers zu erhalten. Diese entspricht dem Spannungsabfall U_{C22} . Hierbei betrachten wir nur die relevanten Messwerte mit Verstärkung.

U_{in} (V)	U_{out} (V)	U_{C22} (V)
0,9	0,039	0,093
1,0	0,047	0,193
1,03	0,077	0,223
1,06	0,242	0,253
1,1	0,531	0,293
1,2	1,258	0,393
1,3	1,994	0,493
1,4	2,741	0,593

TABELLE 4.5: Messwerte von U_{in} , U_{out} und die am Operationsverstärker anliegende Spannung U_{C22} mit Verstärkung

Abbildung 4.5 stellt die Spannung am Operationsverstärker in Abhängigkeit der Ausgangsspannung dar.

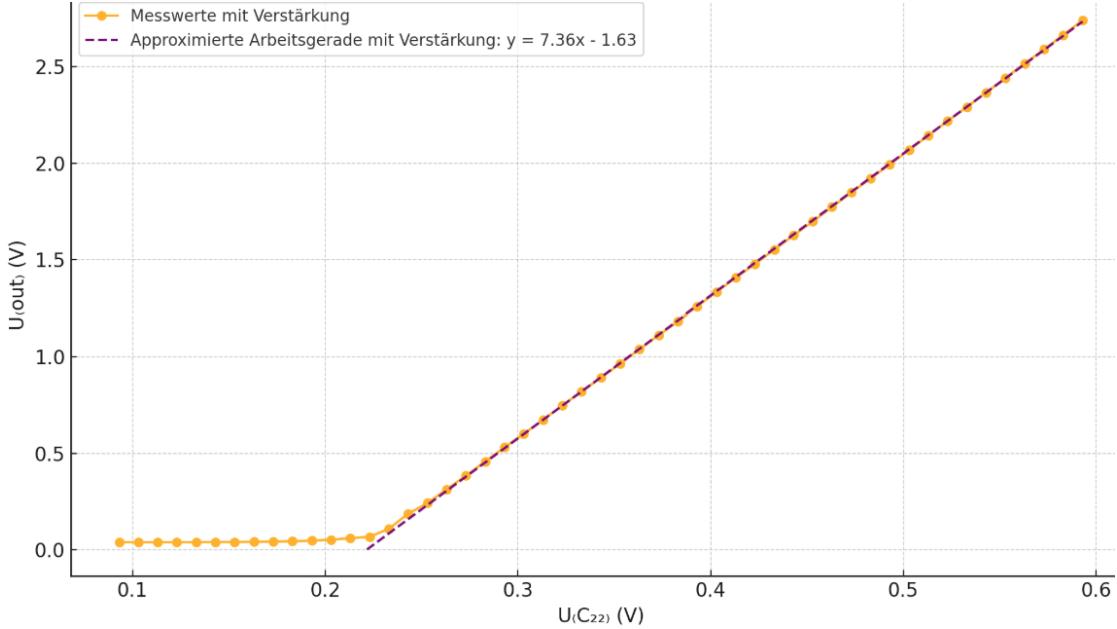


ABBILDUNG 4.5: Operationverstärker anliegende Spannung U_{C22} in Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_{out}

Bei der Approximation der Arbeitsgeraden erhält man für eine Spannung vor dem Operationsverstärker von 0V eine Spannung von $U_{C22,0} = -1,63V$. Das entspricht nicht exakt unserem berechneten Offsetspannung U_{offset} . Dies kann ebenfall auf verschiedene Faktoren wie Bauteiltoleranzen, Messungenauigkeiten und Verluste zurückzuführen sein.

4.3 Komparatorschaltung

Zuletzt wird überprüft, ob der Komparator beim Anliegen des HF-Tones durchschaltet und somit die Übertragung der digitalen Daten funktioniert. Unsere Messwerte müssen hier nicht betrachtet werden, da der Schaltschwelwert des Komparators von $U_{ref} = 0,79V$ nicht überschritten wird und somit der Komparator nicht schaltet. Deshalb hat es keinen weiteren Sinn, die Messung auszuwerten, da daraus keine Schlüsse gezogen werden können. Wir beziehen uns anschließend wieder auf eine Messreihe unserer Kommilitonen. In der folgenden Tabelle wird die gemessene Spannung aufgetragen, die vor dem Komparator ankommt und wie sich der Komparator verhält. Das bedeutet, welche Ausgangsspannung der Komparator in Abhängigkeit von der Eingangsspannung hat (LOW und HIGH).

Eingangsspannung	Ausgangsspannung
0,811	0,242 (LOW)
0,812	0,243 (LOW)
0,816	0,244 (LOW)
0,820	0,244 (LOW)
0,821	0,245 (LOW)
0,822	3,298 (HIGH)

TABELLE 4.6: Messwerte für Eingangsspannung und Ausgangsspannung

Anhand der Tabelle kann man erkennen, dass der Komparator für Eingangsspannungen unterhalb von 0,822 V auf LOW bleibt. Sobald die Eingangsspannung von 0,822 V überschritten wird, schaltet der Ausgang auf HIGH. Die Komparator-Schwellspannung liegt somit bei $U_{Schwell} = 0,822V$. Die gemessene Schaltschwelle liegt somit etwas höher als der theoretische Wert $U_{ref} = 0,798V$ bzw. der im Schaltplan angegebene Wert von 0,79 V. Dies kann auf die zuvor genannten Faktoren zurückgeführt werden.

Kapitel 5

Fazit

5.1 Zusammenfassung der wichtigsten Erkenntnisse

Im Rahmen des Versuches konnten wir unser Verständnis über den Empfänger noch weiter vertiefen. Durch eine nähere Analyse des Empfängers und seiner einzelnen Komponenten, unter anderem des Downkonverters, des Operationsverstärkers und des Komparators, konnten wir die Grundlagen der Signalverarbeitung verstehen und deren praktische Anwendung nachvollziehen. Der Operationsverstärker spielt dabei durch eine geschickte Anordnung der Spannungsteiler an den Widerständen eine entscheidende Rolle bei der Verstärkung des Signals auf den gewünschten Bereich um die Schwellspannung des Komparators zu überschreiten. Der Komparator wiederum wandelt das analoge Signal in ein digitales Signal um, welches von einem Computer weiterverarbeitet werden kann. Der Einblick in die Funktionsweise des Empfängers und auch in den Einfluss der Dämpfungsglieder auf die Signalverstärkung hat uns ein besseres Verständnis für die Signalverarbeitung in der Kommunikationstechnik vermittelt.

5.2 Reflexion und mögliche Verbesserungen

Eine Problemquelle bei Versuch fünf war für unsere Gruppe eine defekte Platine. Dies führte zu einer nicht vorhandenen Verstärkung, sodass die Spannung am Kondensator C22 nicht den erwarteten Wert erreicht hat. Deshalb waren unsere Messreihen nicht aussagekräftig. Somit konnten wir Aufgaben nicht lösen und mussten Messreihen von Kommilitonen zu Hilfe nehmen.

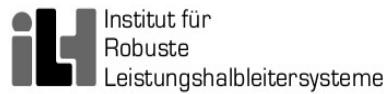
Literaturverzeichnis

- [1] Haussmann, Simon: *Schaltplan_PCB_V4*, 15. April 2024. Institut für Robuste Leistungshalbleitersysteme, Universität Stuttgart. Online verfügbar unter: https://ilias3.uni-stuttgart.de/ilias.php?baseClass=ilrepositorygui&cmdNode=z5:o1&cmdClass=ilObjFileGUI&cmd=sendfile&ref_id=4067155 (abgerufen am 19.05.2025).
- [2] Hesselbarth, Jan: Allgemein Wissen. In: Nachrichtentechnik 1. Nachrichtentechnik 1 Skript. Online verfügbar unter: [Nachrichtentechnik1Skript](#), abgerufen am 20.05.2025.
- [3] Wikipedia: *Digital-Analog-Wandler*. Letzte Änderung am 8. Mai 2024. Online verfügbar unter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Digital-Analog-Umsetzer> (abgerufen am 16.06.2025).
- [4] Wikipedia: *Verstärker (Elektrotechnik)*. Letzte Änderung am 30. April 2024. Online verfügbar unter: [https://de.wikipedia.org/wiki/Verst%C3%A4rker_\(Elektrotechnik\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Verst%C3%A4rker_(Elektrotechnik)) (abgerufen am 18.06.2025).
- [5] Wikipedia: *Vorverstärker*. Letzte Änderung am 21. Dezember 2024. Online verfügbar unter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Vorverst%C3%A4rker> (abgerufen am 30.06.2025).
- [6] Wikipedia: *Operationsverstärker*. Letzte Änderung am 11. Juni 2025. Online verfügbar unter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Operationsverst%C3%A4rker> (abgerufen am 30.06.2025).
- [7] Wikipedia: *Friis-Formel*. Letzte Änderung am 3. März 2025. Online verfügbar unter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Friis-Formel> (abgerufen am 30.06.2025).
- [8] Wikipedia: *Mischer (Elektronik)*. Letzte Änderung am 14. Juni 2025. Online verfügbar unter: [https://de.wikipedia.org/wiki/Mischer_\(Elektronik\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Mischer_(Elektronik)) (abgerufen am 01.07.2025).

- [9] Wikipedia: *Komparator (Analogtechnik)*. Letzte Änderung am 5. September 2024. Online verfügbar unter: [`https://de.wikipedia.org/wiki/Komparator_\(Analogtechnik\)`](https://de.wikipedia.org/wiki/Komparator_(Analogtechnik)) (abgerufen am 02.07.2025).



Universität Stuttgart



Fachpraktikum (Bachelor)
6G HARDWARELABOR - DESIGN UND
IMPLEMENTIERUNG EINES HF TRANSCEIVERS

**Versuch 6: End-to-End
Datenübertragung**

Protokollführer

Lukas Müller

Erik Zimmermann

Farhad Valizada

Betreuer

Simon Haussmann

Eingereicht am

10. Juli 2025

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	2
1 Einleitung	3
1.1 Relevanz der Funkübertragung im Alltag	3
1.2 Ziel des Versuches	3
2 Theoretische Grundlagen	4
2.1 Analyse der Transceiver-Platinen	4
2.1.1 Funktion der Jumper	4
2.1.2 J1	5
2.1.3 J2	5
2.1.4 Modi der Platine	5
2.1.5 Serielles Protokoll UART	6
2.1.5.1 Betriebsarten von UART	8
2.2 BER	8
2.2.1 Beispiel	8
2.2.1.1 Matlab	9
2.3 Pegelplanrechnung	10
3 Versuchsaufbau	12
3.1 Verwendete Geräte	12
3.2 Messaufbau	12
4 Praktische Durchführung	14
4.1 Platine A als Single-Tone Sender	14
4.2 Platinen am Computer anschließen	16
4.3 BER-Messung	16
4.4 Interessante/Witzige Beobachtung	18
4.5 Bildübertragung über Funkverbindung	19
4.5.1 Übertragung bei sehr kurzer Funkstrecke	19
4.5.2 Übertragung bei größerer Funkstrecke	20
4.5.3 Abhilfemaßnahmen zur Verbesserung trotz Bitfehler	21
5 Fazit	22
Literaturverzeichnis	22

Abkürzungsverzeichnis

HF	Hochfrequenz
RF	Radiofrequenz
6G	Sixth Generation
PCB	Printed Circuit Board
OPs	Operationsverstärker
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
BER	Bit Error Rate
TX	transmit
RX	receive

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Relevanz der Funkübertragung im Alltag

Jeden Tag nutzen wir Funkübertragungen in verschiedenen Formen, sei es durch WLAN, Bluetooth oder Mobilfunk. Diese Technologien ermöglichen es uns, Daten über große Entfernungen zu übertragen, ohne physische Verbindungen herstellen zu müssen. Die Grundlagen der Modulation sind entscheidend für die Entwicklung und Verbesserung dieser Technologien. Sixth Generation ([6G](#)) der Funkübertragung ist die neueste Generation der Funkkommunikation, die eine höhere Datenrate, geringere Latenz und verbesserte Zuverlässigkeit verspricht. Sie befindet sich aktuell in der Entwicklung. Jedoch besteht bei dem Frequenzbereich von [6G](#), beginnend mit Sub-6 GHz (unter 6 GHz) bis hin zum THz-Bereich (100 GHz - 1 THz), die Herausforderung, dass die Signale bei höheren Frequenzen stärker gedämpft werden und somit eine höhere Signalstärke erforderlich ist, um eine zuverlässige Kommunikation zu gewährleisten. Deswegen ist es einfacher, eine beispielhafte Funkübertragung bei kleineren Abständen zu dimensionieren, um das Wissen bei größeren Strecken anwenden zu können.

1.2 Ziel des Versuches

Das Ziel des heutigen und des letzten Versuches ist es, eine Bildübertragung über eine Funkverbindung zu realisieren und dabei die Grundlagen der Funkübertragung mithilfe von 6G zu verstehen. Dieser letzte Versuch verbindet alle bisher gelernten Grundlagen und zeigt diese in Aktion.

Kapitel 2

Theoretische Grundlagen

2.1 Analyse der Transceiver-Platinen

Zur Verfügung steht eine Transceiver-Platine. Ein Transceiver ist eine Platine, die sowohl als Sender (Transmitter), als auch als Empfänger (Receiver) fungieren kann. Dafür ist diese Platine entsprechend bestückt, sodass die Funktion der Platine verändert werden kann. Hierfür stehen zwei Jumper zur Verfügung, die auf der Transceiver-Platine platziert sind. Diese können gesteckt oder abgezogen werden.

2.1.1 Funktion der Jumper

Die Jumper sind in Abbildung 2.1 zu sehen.

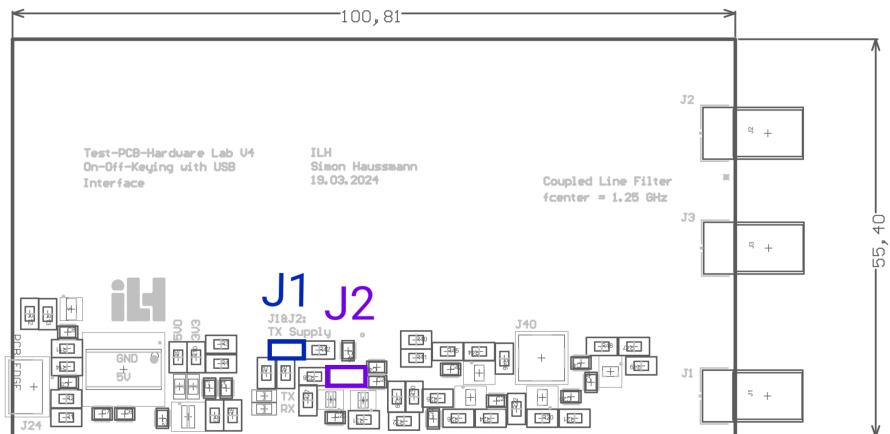


ABBILDUNG 2.1: Transceiver-Platine mit Jumpern J1 und J2. Quelle: vgl. Literaturverzeichnis [1]: Schaltpläne der Platine V4

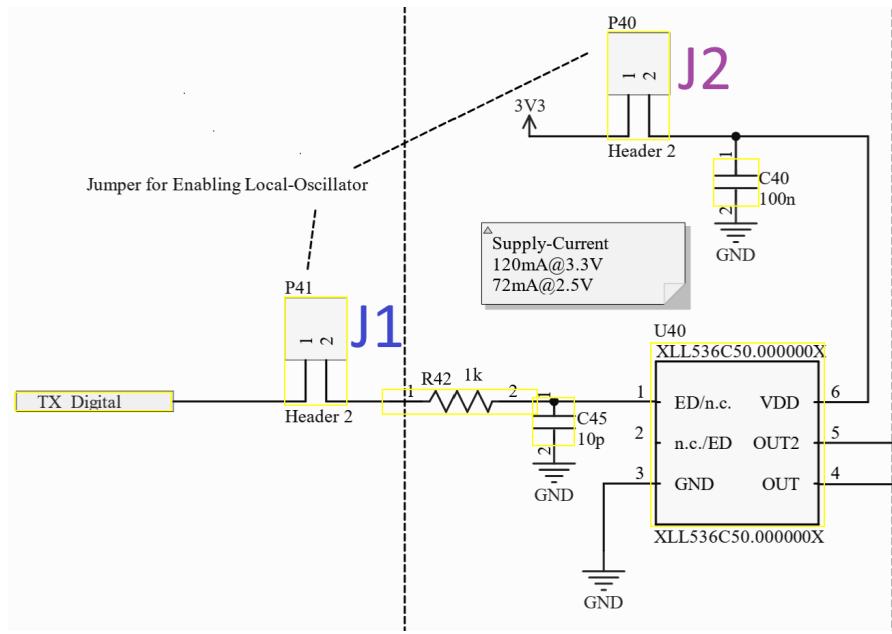


ABBILDUNG 2.2: Jumperkonfiguration

2.1.2 J1

Der Jumper J1 ist, wie im Schaltplan zu sehen, der Schalter, der den Oszillatork aktiviert und deaktiviert.

2.1.3 J2

Der Jumper J2 ist, wie im Schaltplan zu sehen, der Schalter für die Versorgungsspannung des Oszillators.

2.1.4 Modi der Platine

(X steht hierbei dafür, dass der Jumper entfernt ist, ✓ dass der Jumper gesetzt ist):

J1	J2	Funktion
X	✓	Sender ohne Datensignal
✓	✓	Sender mit Datensignal(PC)
X	X	Empfänger

TABELLE 2.1: Spezifikationen der beiden Platinen

2.1.5 Serielles Protokoll UART

Universal Asynchronous Receiver/Transmitter (UART) stellt ein serielles Protokoll dar, also einen Regelsatz für den Austausch von Daten zwischen zwei Geräten. Das Protokoll ist asynchron, was bedeutet, dass es kein gemeinsames Taktsignal zwischen dem Sender und dem Empfänger gibt. Stattdessen müssen beide Seiten auf dieselbe Bit- und Baudrate eingestellt sein. Zudem müssen die beiden Seiten dieselbe Rahmenstruktur und dieselben Parameter nutzen. Das UART-Protokoll ist simpel und ermöglicht die Signalübertragung in beide Richtungen zwischen Sender und Empfänger. Das Signal wird in einem vom Protokoll bestimmten Format gesendet.¹

Die Kommunikation über UART kann in verschiedenen Formaten stattfinden:

- Simplex-Betrieb
- Halbduplex-Betrieb
- Voll-Duplex-Betrieb

Das Rahmenformat von UART sieht folgendermaßen aus:

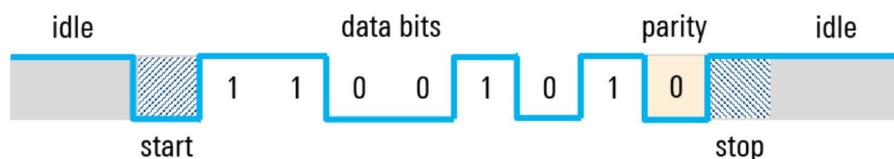


ABBILDUNG 2.3: Rahmenformat von UART. Quelle: https://cdn.rohde-schwarz.com/image/products/test-and-measurement/essentials-test-equipment/essentials-digital-oscilloscopes/understanding-uart-02-infographic-rohde-schwarz_200_112521_1024_576_7.jpg

¹Vgl. Rohde & Schwarz: UART verstehen. Online: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/digital-oscilloscopes/uart-verstehen_254524.html (abgerufen am 07.07.2025).

Die Übertragung erfolgt in Form von Bytes, die aus 8 Datenbits bestehen. UART-Rahmen enthalten Start- und Stoppbits und Datenbits, die die tatsächliche Information tragen. Wie bei den meisten digitalen Systemen ist es vom UART-Protokoll festgelegt, dass der HIGH-Pegel einer logischen "1" und der LOW-Pegel einer logischen "0" entspricht. Eine spezifische Spannungsschwelle ist aus Flexibilitätsgründen durch UART nicht festgelegt, weswegen der HIGH-Pegel als "*Mark*" und der LOW-Pegel als "*Space*" beschrieben wird. Doch es ist zu beachten, dass das System beim UART-Protokoll im Ruhezustand (engl. *idle*) bei einem HIGH-Pegel liegt. Dies hat den Sinn, dass man bei einer beschädigten Leitung durch einen konstanten LOW-Pegel im Ruhezustand eine defekte Leitung/Verbindung bzw. einen defekten Sender erkennen kann.²

Der Startbit signalisiert den Beginn der Datenübertragung. Hierbei übergeht der Sender aus dem Ruhezustand (HIGH-Pegel) in den LOW-Pegel, um dem Empfänger zu signalisieren, dass die Datenübertragung beginnt. Unmittelbar danach folgen die Datenbits, die das Nutzsignal übertragen. Die Datenbits werden nacheinander gesendet, wobei eine Übertragung von 5 bis 9 Bits pro Byte erlaubt ist, jedoch eine Übertragung von 7 oder 8 Bits pro Byte am häufigsten verwendet wird. Die Reihenfolge der Datenbits wird dabei vom Sender invertiert und mit dem Least Significant Bit (LSB) zuerst gesendet. Das Most Significant Bit (MSB) wird zuletzt gesendet. Nach einer erfolgreichen Übertragung der Nutzdaten übergeht der Sender zurück in den Ruhezustand (HIGH-Pegel), um dem Empfänger zu signalisieren, dass die Übertragung abgeschlossen ist. In einigen Fällen kann es auch vorkommen, dass ein zweites (optionales) Stoppbitt konfiguriert wird, um dem Empfänger Zeit für den nächsten Übertragungsrahmen zu gewähren. Dies wird jedoch in der Praxis selten umgesetzt.³

Zuletzt sollte man noch erwähnen, dass manchmal ein Paritätsbit zur Verwendung kommt. Dieses trägt zur Fehlererkennung bei, indem es die Anzahl der gesetzten Bits (1-Bits) in einem Byte überprüft. Es gibt zwei Arten von Paritätsbits:

- Gerade Parität: Hier wird das Paritätsbit so gesetzt, dass die Gesamtanzahl der 1-Bits im Byte gerade ist.
- Ungerade Parität: Hier wird das Paritätsbit so gesetzt, dass die Gesamtanzahl der 1-Bits im Byte ungerade ist.

Das Paritätsbit kann jedoch nur ein einziges gekipptes (also falsch übertragenes) Bit erkennen, aber nicht korrigieren. Es kann auch nicht erkennen, ob zwei oder mehr Bits

²Vgl. Rohde & Schwarz: UART verstehen. Online: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/digital-oscilloscopes/uart-verstehen_254524.html (abgerufen am 07.07.2025).

³Vgl. Rohde & Schwarz: UART verstehen. Online: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/digital-oscilloscopes/uart-verstehen_254524.html (abgerufen am 07.07.2025).

gekippt wurden. Daher ist es in der Praxis nicht sehr verbreitet und wird oft weggelassen.⁴

Bei unserer tatsächlichen Schaltung liegt auch ein Standard-UART-Protokoll vor, das eine Baudrate von 115200 Baud und eine Datenübertragung von 8 Datenbits verwendet.

2.1.5.1 Betriebsarten von UART

Es gibt insgesamt drei Arten des Betriebs des UART-Protokolls:

1. **Simplex-Betrieb:** Die Daten werden nur in eine Richtung gesendet.
2. **Halbduplex-Betrieb:** Jede Seite sendet, aber nicht zur selben Zeit.
3. **Vollduplex-Betrieb:** Beide Seiten können gleichzeitig senden.

Im vorliegenden Versuchsaufbau liegt ein Simplex-Betrieb vor. Trotzdem muss man erwähnen, dass der Sender aufgrund der Jumperkonfiguration auch die Daten selbst empfangen kann.

2.2 BER

Bit Error Rate (BER) oder auf Deutsch Bitfehlerrate ist eine Angabe, die die Anzahl der falsch empfangenen Bits ins Verhältnis zu den insgesamt empfangenen Bits setzt.

$$BER = \frac{N_{\text{Anzahl fehlerhaft empfangener Bits}}}{N_{\text{Anzahl empfangener Bits}}} \quad (2.1)$$

2.2.1 Beispiel

Wir betrachten ein Beispiel: Folgende Sequenz wird gesendet:

$$10111001 \quad (2.2)$$

Empfangen wurde aber:

$$10010011 \quad (2.3)$$

Es ist schnell zu erkennen, dass hier drei Bits falsch empfangen wurden. Die Bitfehlerrate beträgt in diesem Fall:

$$BER = \frac{3}{8} = 0,375 \quad (2.4)$$

⁴Vgl. ebenda

2.2.1.1 Matlab

```
%Generierung eines zufälligen Bytes
data_A = randi(255);
% Senden des Zufälligen Bytes in Transceiver A:
write(serial_A,data_A,"uint8");
data_A = dec2bin(data_A,8);

%Auslesen der empfangenen Daten:
rec_A_fb = dec2bin(read(serial_B,1,"uint8"),8);
rec_B = dec2bin(read(serial_B,1,"uint8"),8);
```

ABBILDUNG 2.4: Senden/Empfangen

In diesem Code wird zuerst eine Zufallszahl erzeugt, die bis 255 geht. Um diese in binärer Form darzustellen, werden 8 Bit benötigt.

Nachdem die Daten gesendet wurden, werden sie vom Empfänger und auch Sender eingelesen. Danach werden sie in die Variable rec_A_fb für den Sender selbst und rec_B für den Empfänger gespeichert.

Nun wird genauer betrachtet, wie die Bitfehlerrate berechnet wird:

```
for index = 1:8
    if isempty(rec_A_fb)
        err_cnt_A_fb = err_cnt_A_fb + 1;
    elseif ~strcmp(rec_A_fb(index), data_A(index))
        err_cnt_A_fb = err_cnt_A_fb + 1;
    end
    if isempty(rec_B)
        err_cnt_B = err_cnt_B + 1;
    elseif ~strcmp(rec_B(index), data_A(index))
        err_cnt_B = err_cnt_B + 1;
    end
```

ABBILDUNG 2.5: Bitfehlerrate-Berechnung

Wir iterieren über jedes Bit, also insgesamt acht Mal. Die Fehleranzahl wird in err_cnt_A_fb und err_cnt_B gespeichert. Konnten gar keine Daten empfangen werden, wird der jeweilige Counter auf 8 hochgezählt. Der zentrale Part ist das bitweise Vergleichen der gesendeten und empfangenen Daten. Stimmen diese nicht überein, wird ebenfalls der Error-Counter hochgezählt. Zum Schluss wird die BER berechnet und ausgegeben. Um die Genauigkeit zu erhöhen, wird das mehrfach wiederholt, ebenso wird auch der Sender und Empfänger vertauscht. Das wurde hier der Übersichtlichkeit und Symmetrie halber nicht genauer betrachtet.

2.3 Pegelplanrechnung

Das Ziel der Pegelplanrechnung ist, den Abstand zu berechnen, der noch reicht, um die Daten zu empfangen. Das heißt, am Ende der Empfängererkette muss ein stark genuges Signal ankommen, dass der Komparator schalten kann. Dafür wird die Schaltung von hinten nach vorne analysiert, um herauszufinden, welche Leistung am Empfänger anliegen muss, damit der Komparator schaltet.

Aus Versuch fünf ist die Komparator-Schwellspannung, die bei etwa $U_{\text{Schwell}} = 0,822 \text{ V}$ liegt, bekannt.

Als Nächstes können wir mithilfe der Analogverstärker-Kennlinie bzw. der Übertragungsfunktion die Spannung am Kondensator C22 berechnen. Wenn wir ein Ausgangssignal von $U_{\text{out}} = 0,822 \text{ V}$ annehmen, können wir die Eingangsspannung U_{in} berechnen. Die Übertragungsfunktion $\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{U_{\text{out}}}{U_{C22}}$ lautet wie folgt (im linearen Bereich):

$$U_{\text{out}} = 7,36 \cdot U_{C22} - 1,63 \text{ V} \quad (2.5)$$

Aufgelöst nach U_{C22} ergibt sich:

$$U_{C22} = \frac{U_{\text{out}} + 1,63 \text{ V}}{7,36} = \frac{0,822 \text{ V} + 1,63 \text{ V}}{7,36} = 0,333 \text{ V} \quad (2.6)$$

Die Formel der Sensitivität aus Versuch fünf:

$$U_{C22} = k \cdot \sqrt{P_{\text{in}}} - U_{\text{offset}} \quad (2.7)$$

Umgestellt nach P_{in} ergibt sich:

$$P_{\text{in}} = \left(\frac{U_{C22} + U_{\text{offset}}}{k} \right)^2 \quad (2.8)$$

Mit den empirisch bestimmten Werten und dem vorher berechneten Wert für U_{C22} ergibt sich:

$$P_{\text{min}} = 10 \cdot \log \left(\left(\frac{0,333 \text{ V} + 0,36827 \text{ V}}{9,72 \frac{\text{V}}{\sqrt{\text{mW}}}} \right)^2 \right) = -22,84 \text{ dBm} \quad (2.9)$$

Somit wissen wir nun, welche Leistung am Eingang des Empfängers anliegen muss, damit ein gesendetes Signal auch empfangen werden kann. Jetzt berechnen wir den Path-Loss, den wir maximal haben dürfen, um danach die maximale Reichweite zu ermitteln. Die maximale Freiraumdämpfung (Path-Loss) wird mit folgender Formel berechnet:

$$D_{\text{Path}} = P_{\text{TXGemessen}} + D_{\text{Kabel}} + G_{\text{TXAntenna}} + G_{\text{RXAntenna}} - P_{\text{RXMin}} \quad (2.10)$$

$$D_{\text{Path}} = -7,7 \text{ dBm} + 0,45 \text{ dB} - 0,51 \text{ dBi} - 0,51 \text{ dBi} - (-22,84 \text{ dBm}) = 14,57 \text{ dB} \quad (2.11)$$

$$D_{\text{Path}} = 20 \cdot \log \left(\frac{4\pi df}{c} \right) \quad (2.12)$$

Umgestellt nach d ergibt sich:

$$d = \frac{c}{4\pi f} \cdot 10^{\frac{D_{\text{Path}}}{20}} = 0,102 \text{ m} \quad (2.13)$$

Somit erhalten wir eine maximale Reichweite von $d = 0,102 \text{ m}$. Der Abstand müsste etwas kleiner sein, damit der Komparator schaltet, sonst liegt man exakt auf der Schwellspannung. In der Realität hatten wir eine maximale gesicherte Funkreichweite von $d_{\text{TR,max}} = 8 \text{ cm}$. Teilweise konnte sogar eine Reichweite von 9 cm erzielt werden. Die kleine Abweichung zum berechneten Wert ist auf verschiedene Faktoren zurückzuführen, wie z.B. die Ungenauigkeit der approximierten Funktionen, Messungenauigkeiten und zusätzliche Übertragungsfehler. In der Realität hatten wir eine maximale gesicherte Funkreichweite von $d_{\text{TR,max}} = 8 \text{ cm}$. Teilweise konnte sogar eine Reichweite von 9 cm erzielt werden. Die kleine Abweichung zum berechneten Wert ist auf verschiedene Faktoren zurückzuführen, wie z.B. die Ungenauigkeit der approximierten Funktionen, Messungenauigkeiten und zusätzliche Übertragungsfehler.

Kapitel 3

Versuchsaufbau

3.1 Verwendete Geräte

Im Versuch werden folgende Geräte verwendet:

- **Sendeplatine:** Die Sendeplatine wird verwendet, um die Trägerfrequenz zu erzeugen und modulierte Signale zu generieren.
- **Empfängerplatine:** Die Empfängerplatine empfängt die modulierten Signale und demoduliert sie, um die ursprünglichen Daten wiederherzustellen.
- **2 × Antennen AN_Master_003_2-SMA:** Antennen zum Aufbau einer Funkverbindung.
- **Rechner mit der Anwendung „HTerm (HyperTerminal)“:** Zur Steuerung der Sendeplatine und ggf. zum Empfang der Daten von der Empfängerplatine.

3.2 Messaufbau

Wie man später in der Versuchsbeschreibung erfahren wird, besteht die Messung aus folgenden Schritten:

1. Zuerst werden sowohl die Sendeplatine als auch die Empfängerplatine an einen PC mittels USB-Port angeschlossen, um beide zu aktivieren.
2. Die Jumper J1 und J2 (P40 und P41) werden entsprechend gesteckt, damit eine der Platinen als Sender und die andere als Empfänger fungiert.

3. Zuerst wird ein Single-Tone verschickt um die Reichweite zu testen.
4. Es wird mehrmals eine Bitfolge vom PC mittels Funkverbindung von einer Platine zur anderen gesendet. Dies wird in HTerm an beiden PCs durchgeführt.
5. Zum Schluss wird auch ein Bild mehrmals vom Sender zum Empfänger geschickt, um dabei die Abstände und die Sendequalität zu prüfen.

Kapitel 4

Praktische Durchführung

4.1 Platine A als Single-Tone Sender

Für den ersten Teil des Versuchs werden zwei identische Transceiver-Platinen verwendet, die bereits im Verlauf dieses Praktikums genauer betrachtet wurden. Die beiden Platinen haben folgende Spezifikationen:

	J1	J2	Funktion
Platine A	X	✓	Sender
Platine B	X	X	Empfänger

TABELLE 4.1: Spezifikationen der beiden Platinen

Die folgenden Abbildungen 4.1 und 4.2 zeigen auf der linken Seite die Platine A als Sender und auf der rechten Seite die Platine B als Empfänger. Die äußeren Lampen am USB-Port leuchten bei Stromversorgung. Befinden sich Sender und Empfänger innerhalb der Funkreichweite, so leuchtet weder die Lampe TX (engl. transmitting: senden) noch die Lampe RX (engl. receiving: empfangen) am Sender und Empfänger. Ist die Funkreichweite überschritten, so leuchtet die Lampe RX am Empfänger, die Lampe TX leuchtet nicht. Der Sender bleibt unverändert.



ABBILDUNG 4.1: Sender und Empfänger innerhalb der Funkreichweite



ABBILDUNG 4.2: Sender und Empfänger außerhalb der Funkreichweite

Nun betrachten wir die Funkreichweite der Platinen genauer. Diese Messung führen wir auf zwei unterschiedliche Arten durch. Einmal wird der Abstand der beiden Antennen innerhalb der Funkreichweite erhöht, bis der Kontakt abbricht. Dann wird der Abstand der Antennen außerhalb der Funkreichweite verringert, bis der Kontakt wieder hergestellt ist. Zuerst wurde eine Funkreichweite von $d_{TR,1} = 9\text{ cm}$ gemessen. Auf die zweite Art wurde eine Funkreichweite von $d_{TR,2} = 8\text{ cm}$ gemessen. Dies kann auf das Schwellverhalten des Empfängers (Hysterese-Effekt) zurückzuführen sein. Ein schwaches Signal kann noch von der Platine B empfangen werden, wobei die Verbindung unzureichend ist, um initial erkannt zu werden.

Die maximale Funkreichweite der Platinen, um Signale sicher auszuwerten, beträgt somit $d_{TR,max} = 8\text{ cm}$.

Nun wird der Versuch wiederholt, jedoch wird die Funktion der Platinen getauscht. Wie zu erwarten, ist das Ergebnis im Rahmen der Messungenauigkeit identisch. Die Funkreichweite beträgt ebenfalls $d_{TR,1} = 9\text{ cm}$ und $d_{TR,2} = 8\text{ cm}$ und hat somit ebenfalls eine maximale Funkreichweite der Platinen, um sicher Signale auszuwerten, von $d_{TR,max} = 8\text{ cm}$.

4.2 Platinen am Computer anschließen

Nun wurde eine Platine an den Computer angeschlossen und die andere Platine an den Laptop. Mithilfe von Hterm werden Daten in Form von ASCII-Zeichen von der einen Platine an die andere gesendet und mit Hterm wieder ausgelesen. Wichtig in dieser Prozedur war das Verbinden beider Jumper an der Sender-Platine und das Entfernen beider Jumper an der Empfänger-Platine. Wären die Jumper bei der Empfänger-Platine verbunden gewesen, wäre das Problem gewesen, dass die Platine auch ein Signal gesendet hätte und dieses auch wieder empfangen hätte, was unerwünscht ist. In der Praxis konnten wir mit diesem Setup eine nutzbare Reichweite von etwa 7,5 cm erreichen.

	J1	J2	Funktion
Platine A	✓	✓	Sender
Platine B	X	X	Empfänger

TABELLE 4.2: Spezifikationen der beiden Platinen

4.3 BER-Messung

Jetzt wird das zur Verfügung gestellte Matlab-Skript `BER_Measurement.m` genutzt, um eine Bit-Error-Analyse der Verbindung durchzuführen. Zuerst werden die Platinen so ausgerichtet, dass sich die Antennen parallel zueinander befinden und sich berühren. Aus dieser Position heraus wird die Übertragungsstrecke schrittweise in 1-cm-Schritten inkrementiert und die BER dokumentiert.

Abstand [cm]	BER A → B
0	0.00
1	0.00
2	0.64
3	1.00
4	1.00
5	1.00
6	1.00

TABELLE 4.3: Übertragung mit Platine A als Sender und Platine B als Empfänger

In der Messreihe Tabelle 4.3 wurde die Platine A als Sender und Platine B als Empfänger konfiguriert. Es ist zu erkennen, dass die BER für einen Abstand von 0–1 cm null ist. Im nächsten Zentimeter steigt sie auf 0,64 an und ist bereits 1 cm später auf 1,00 angestiegen. Das bedeutet eine hundertprozentige Fehlerbitrate.

Nun wurde die Funktion der Platinen getauscht, sodass Platine B als Sender und Platine A als Empfänger fungiert. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.4 zu sehen.

Abstand [cm]	BER B → A
0	0.00
1	0.00
2	0.00
3	0.00
4	0.03
5	1.00
6	1.00

TABELLE 4.4: Übertragung mit Platine B als Sender und Platine A als Empfänger

Hier ist der Bitfehler bis zu einem Abstand von 3 cm null. Er steigt bei 4 cm auf 0,03 an und ist danach auf hundert Prozent angestiegen.

Zum besseren Vergleich sind die Messwerte zusätzlich in Abbildung 4.3 grafisch dargestellt.

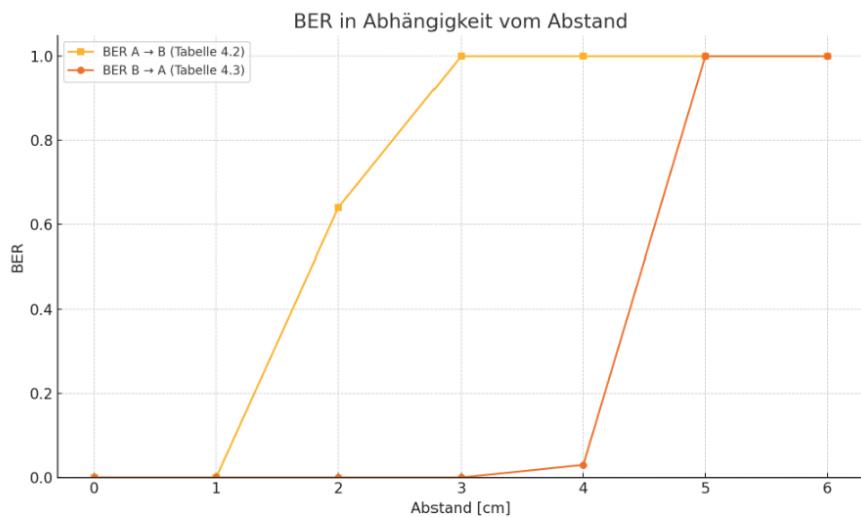


ABBILDUNG 4.3: Vergleich BER-Messung der Platinen

Der BER von der Empfänger- zur Senderplatine wird ebenfalls aufgezeichnet. Dieser ist jedoch immer ein hundertprozentiger Fehler. Man kann erkennen, dass beide Platinen alles andere als optimal für die Datenübertragung sind und dass sie auch untereinander

erhebliche Unterschiede aufweisen. Die Konfiguration mit Platine B als Sender und A als Empfänger erreicht jedoch das bestmögliche Ergebnis.

4.4 Interessante/Witzige Beobachtung

Als wir die Messung von Task 4 durchgeführt haben und dann bei größeren Entfernungen kein Signal mehr erfasst hatten, haben wir aus Spaß einen Samsung-Pen auf beide Antennen gelegt und auf einmal konnten wir wieder Signale empfangen. Ein möglicher Grund dafür könnte sein, dass der Samsung-Pen metallische Bestandteile enthält, die die EM-Welle besser leiten als Luft.

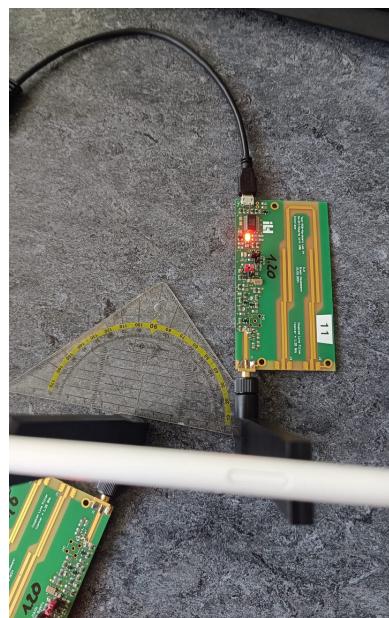


ABBILDUNG 4.4: Samsung Pen auf Antenne

4.5 Bildübertragung über Funkverbindung

Zu guter Letzt wird eine Bildübertragung über eine sehr kurze Funkstrecke durchgeführt.
Das folgende Originalbild wird hierbei übertragen:



ABBILDUNG 4.5: Das zu übertragende Originalbild

Unser Verwendetes Bild hat das Format .png. Dessen ASCII Zeichen ansammlung wird wie zuvor nacheinander übertragen.

4.5.1 Übertragung bei sehr kurzer Funkstrecke

Ein Ausschnitt aus der Sammlung der ASCII-Zeichen, die übertragen wurden, ist in Abbildung 4.6 zu sehen.

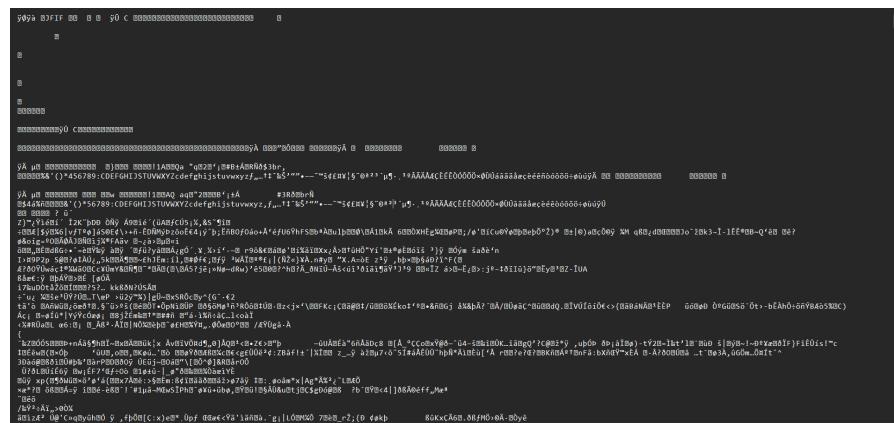


ABBILDUNG 4.6: Das übertragene Bild in ASCII-Darstellung

In dem Format ist die Datei für den Menschen nicht lesbar, da sie aus einer Vielzahl von Zeichen besteht, die nicht direkt interpretiert werden können. Die Änderung der Dateierweiterung in .png stellt sicher, dass das Bild tatsächlich als ein Bild dargestellt wird.

Die Datei lässt sich hierbei bei einer sehr kurzen Funkstrecke problemlos öffnen, was davon überzeugt, dass die Fehlerbitrate bei einer geringen bzw. gar nicht vorhandenen Distanz zwischen Sender und Empfänger sehr gering ist.

4.5.2 Übertragung bei größerer Funkstrecke

Wird jetzt aber eine längere Funkstrecke zwischen Sender und Empfänger gewählt, so ändert sich das Verhalten der Übertragung.

Es stellte sich in der Praxis heraus, dass die Übertragungsqualität bei einer größeren Funkstrecke deutlich abnimmt.

In Abbildung 4.7 sind die Bilder zu sehen, die mit kleiner werdender Funkstrecke übertragen wurden.

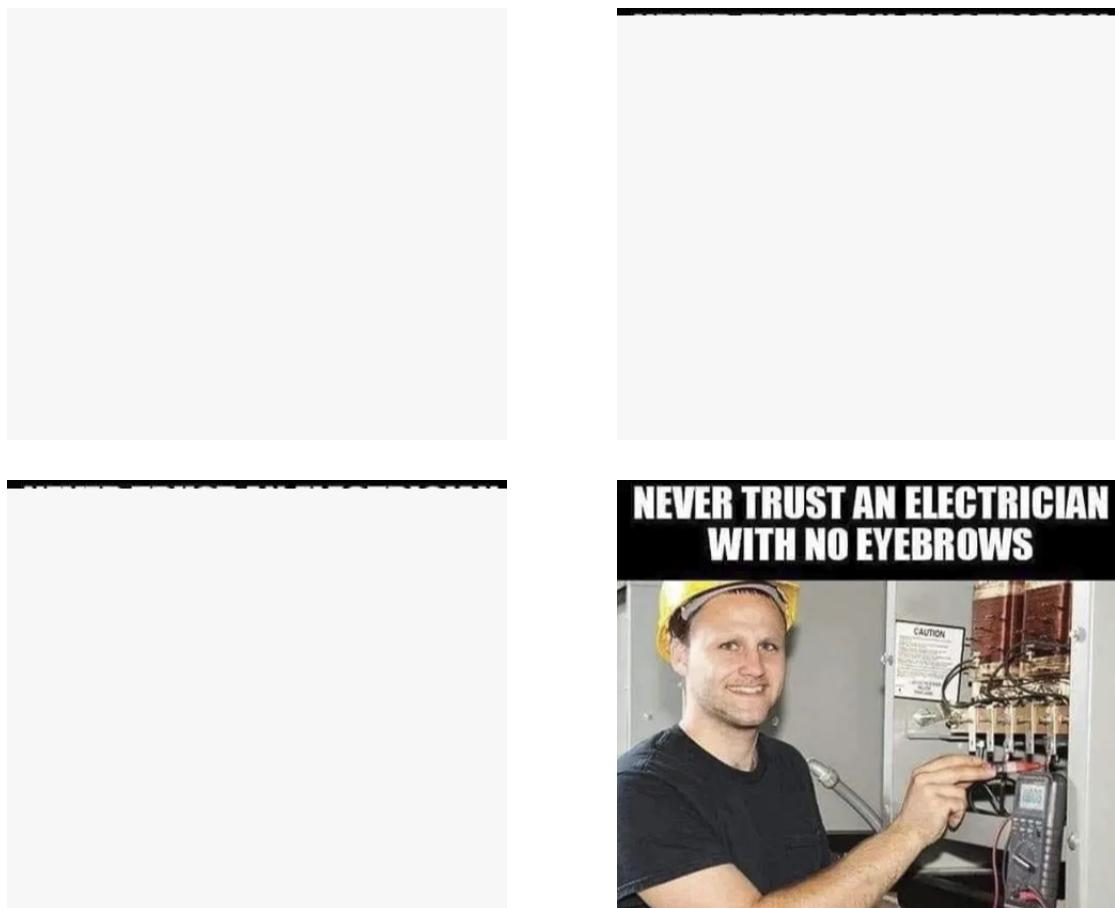


ABBILDUNG 4.7: Das übertragene Bild bei verschiedenen Funkstrecken

Man sieht deutlich, dass die Übertragung bei größerer Funkstrecke zu Störungen führt, die sich in Form von fehlenden Pixeln im Bild äußern. In der Praxis war die Änderung des Abstands im Bild 4 relativ zu Bild 3 vergleichsweise klein, hatte jedoch eine massive Verbesserung der Übertragungsqualität zur Folge.

Da auf den oberen Bildern bei weiterer Entfernung fast nix mehr zu sehen ist, selbst nach mehrfachen Wiederholungen. Haben wir während die Platine gesendet hat, kurz die Entfernung erhöht und wieder verringert. Das Ergebnis der Bildübertragung ist dann das folgende:

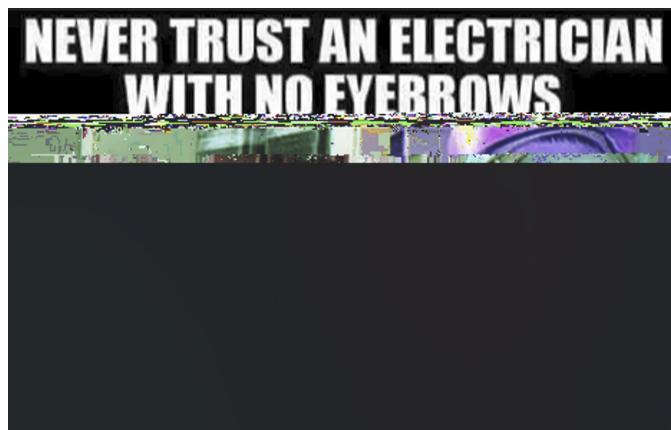


ABBILDUNG 4.8: Das übertragene Bild in ASCII bei bewegten Platinen

4.5.3 Abhilfemaßnahmen zur Verbesserung trotz Bitfehler

Eine Möglichkeit zur besseren Signalübertragung wäre MIMO (Multiple Input Multiple Output). MIMO nutzt mehrere Antennen zur Datenübertragung und -empfang. Dadurch wird eine erhöhte Diversität des Signals und somit eine höhere Robustheit gegenüber Fehlern erreicht.¹

Die zweite Möglichkeit wäre es, dieselbe Information mehrfach zu senden (zeitlich oder räumlich). Der Empfänger kombiniert die Signale und stellt somit eine robuste Decodierung sicher.²

¹Vgl. Wikipedia. Online:[https://de.wikipedia.org/wiki/MIMO_\(Nachrichtentechnik\)](https://de.wikipedia.org/wiki/MIMO_(Nachrichtentechnik)) (abgerufen am 08.07.2025).

²Vgl. Diversity scheme. In: Wikipedia. Online:https://en.wikipedia.org/wiki/Diversity_scheme?utm_source=chatgpt.com (abgerufen am 08.07.2025)

Kapitel 5

Fazit

Man könnte sagen, dieser Versuch war die Krönung unseres Praktikums. Auf einmal haben wir alle Komponenten, die wir über die letzte Zeit kennengelernt haben, in einem Versuch vereinigt. Nun erkennt man, dass z.B. der LNA, der am Anfang so aufwendig berechnet und simuliert wurde, seine Daseinsberechtigung hat. Ebenso alle anderen Komponenten, die in ihrer Gesamtheit unerlässlich für eine erfolgreiche Funkübertragung sind. Es war auch interessant zu sehen, dass die am Anfang wenig beachteten Jumper in der Lage waren, die Funktionalität unserer Platine zu ändern. Somit konnten wir mit zwei Transceivern ein Funksystem aufbauen, welches uns ermöglichte, eine Funkverbindung herzustellen, mit der man Bilder übertragen konnte. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass das Praktikum trotz zahlreicher Probleme und viel Schweiß und Tränen uns ein weitaus besseres Verständnis für die Nachrichtentechnik vermittelt hat. Uns wurden die Herausforderungen bewusst, die der fortwährenden Verbesserung der 6G-Technologie unterliegen, um dem Nutzer das bestmögliche Ergebnis zu ermöglichen.

Literaturverzeichnis

- [1] Haussmann, Simon: *Schaltplan_PCB_V4*, 15. April 2024. Institut für Robuste Leistungshalbleitersysteme, Universität Stuttgart. Online verfügbar unter: https://ilias3.uni-stuttgart.de/ilias.php?baseClass=ilrepositorygui&cmdNode=z5:o1&cmdClass=ilObjFileGUI&cmd=sendfile&ref_id=4067155 (abgerufen am 19.05.2025).
- [2] Hesselbarth, Jan: Allgemein Wissen. In: Nachrichtentechnik 1. Nachrichtentechnik 1 Skript. Online verfügbar unter: [Nachrichtentechnik1Skript](#), abgerufen am 20.05.2025.
- [3] Wikipedia: *Friis-Formel*. Letzte Änderung am 3. März 2025. Online verfügbar unter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Friis-Formel> (abgerufen am 30.06.2025).
- [4] Rohde & Schwarz: *UART verstehen*. Online verfügbar unter: https://www.rohde-schwarz.com/de/produkte/messtechnik/essentials-test-equipment/digital-oscilloscopes/uart-verstehen_254524.html (abgerufen am 07.07.2025).
- [5] Wikipedia: *Bit Error Rate*. Letzte Änderung am 27. Juni 2025. Online verfügbar unter: https://en.wikipedia.org/wiki/Bit_error_rate (abgerufen am 08.07.2025).
- [6] Wikipedia: *MIMO (Nachrichtentechnik)*. Letzte Änderung am 16. Januar 2025. Online verfügbar unter: [https://de.wikipedia.org/wiki/MIMO_\(Nachrichtentechnik\)](https://de.wikipedia.org/wiki/MIMO_(Nachrichtentechnik)) (abgerufen am 08.07.2025).
- [7] Wikipedia: *Diversity Scheme*. Letzte Änderung am 19. September 2024. Online verfügbar unter: https://en.wikipedia.org/wiki/Diversity_scheme (abgerufen am 08.07.2025).
- [8] Maswell: *Antenne_SMA_AN_Master_003_2_SMA*, o. D.. Suzhou Maswell Communication Technology Co. Ltd. Online verfügbar unter: <https://ilias3.uni-stuttgart.de/ilias.php?baseClass=ilrepositorygui&cmdNode=z5:>

[o1&cmdClass=ilObjFileGUI&cmd=sendfile&ref_id=4067154](#) (abgerufen am 09.07.2025).