

BACHELOR THESIS  
Max Meier

# Entwicklung einer 2,4 GHz Phased-Array-Antenne

---

FAKULTÄT TECHNIK UND INFORMATIK  
Department Informations- und Elektrotechnik

Faculty of Engineering and Computer Science  
Department of Information and Electrical Engineering

Max Meier

# Entwicklung einer 2,4 GHz Phased-Array-Antenne

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung  
im Studiengang *Bachelor of Science Elektro- und Informationstechnik*  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuer Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel  
Zweitgutachter: Prof. Dr. Matthias Kronauge

Eingereicht am: 27. Mai 2025

**Max Meier**

**Thema der Arbeit**

Entwicklung einer 2,4 GHz Phased-Array-Antenne

**Stichworte**

Antennendesign, Patch-Antenne, Phased Array, Strahlformung, Phasensteuerung

**Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit beschreibt den vollständigen Entwurf, die Fertigung und die Validierung einer Phased-Array-Antenne für 2,4 GHz einschließlich theoretischer Grundlagen, praktischer Umsetzung und Vergleichsmessungen.

**Max Meier**

**Title of Thesis**

Development of a 2.4 GHz phased array antenna

**Keywords**

Antenna design, patch antenna, phased array, beam forming, phase control

**Abstract**

This thesis describes the complete design, fabrication and validation of a phased array antenna for 2.4 GHz including theoretical principles, practical implementation and comparison with measurements.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>vi</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>viii</b>
<b>Abkürzungen</b>	<b>ix</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Konzeption und Entwurf der Antenne</b>	<b>3</b>
2.1 Grundlegende Formeln . . . . .	5
2.2 Einelementige Patch-Antenne . . . . .	6
2.2.1 Geometrische Abmessungen . . . . .	7
2.2.2 Impedanz-Anpassung . . . . .	17
2.3 Antennenarray mit Serienspeisung . . . . .	21
2.3.1 Array Factor . . . . .	22
2.3.2 Uniform Linear Array . . . . .	24
2.3.3 Binomial-Verteilung . . . . .	25
2.3.4 Dolph-Chebyshev-Verteilung . . . . .	27
2.3.5 Vergleich der Amplitudenverteilungen . . . . .	29
2.3.6 Modifizierte Antenne mit Dolph-Chebyshev-Verteilung . . . . .	29
2.4 Phased-Array . . . . .	32
<b>3 Empfangskette</b>	<b>34</b>
3.1 Rauscharmer Vorverstärker . . . . .	35
3.2 Phasenschieber . . . . .	36
3.3 Wilkinson-Teiler . . . . .	37
3.4 Digitale Ansteuerung . . . . .	39
3.4.1 Steuerbefehle . . . . .	40
3.4.2 Phasenkalibrierung und Lookup Table . . . . .	42
3.5 Messungen . . . . .	44

<b>4 Validierung des Gesamtsystems</b>	<b>48</b>
<b>5 Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>53</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>55</b>
<b>A Anhang</b>	<b>56</b>
A.1 Verwendete Hilfsmittel . . . . .	56
A.2 Phased-Array-Antenne . . . . .	57
A.3 Phasensteuerungsplatine . . . . .	57
A.4 Design und Schaltplan der Phasensteuerungsplatine . . . . .	58
A.5 Design und Schaltplan der Verbindungsplatine . . . . .	67
A.6 Arduino Code . . . . .	69
A.7 Antennenmesskabine . . . . .	76
<b>Selbstständigkeitserklärung</b>	<b>77</b>

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Schematische Darstellung des Gesamtsystems . . . . .	2
2.1	Aufbau und Abmessungen eines Mikrostreifen-Patch-Elements . . . . .	7
2.2	Darstellung der Strahlungsschlitz einer rechteckigen Patch-Antenne . . . . .	10
2.3	Zuführung über Koaxialeinspeisung oder Mikrostreifenleitung . . . . .	13
2.4	Darstellung des Querschnitts einer Koaxialleitung . . . . .	14
2.5	Seitliche Darstellung der Koaxialeinspeisung . . . . .	14
2.6	Betrag und Phase des Reflektionsfaktors eines unangepassten Patches . . . . .	15
2.7	Dreidimensionale Visualisierung eines Patches . . . . .	15
2.8	Simulierter Gewinnverlauf einer unangepassten Patch-Antenne . . . . .	16
2.9	Anangepasste Einspeisepunkte: Koaxial- und Mikrostreifenleitung . . . . .	17
2.10	Strom-, Spannungs- und Impedanzverlauf eines resonanten Patches . . . . .	17
2.11	Betrag und Phase des Reflektionsfaktors eines angepassten Patches . . . . .	19
2.12	Simulierter Gewinnverlauf einer angepassten Patch-Antenne . . . . .	20
2.13	Darstellung einer serienn-elementigen Patch-Antenne . . . . .	21
2.14	Dreidimensionale Visualisierung einer serienn-elementigen Patch-Antenne .	22
2.15	Analytisches Richtdiagramm einer ULA . . . . .	24
2.16	Simuliertes Richtdiagramm eines Uniform Linear Array in CST . . . . .	25
2.17	Analytisches Richtdiagramm mit binomialer Breitenverteilung . . . . .	26
2.18	Simuliertes Richtdiagramm mit binomialer Breitenverteilung in CST . . . . .	27
2.19	Analytisches Richtdiagramm mit Dolph-Chebyshev Breitenverteilung . . . . .	28
2.20	Simuliertes Richtdiagramm mit Dolph-Chebyshev Breitenverteilung in CST	28
2.21	Vergleich der Strahlungscharakteristik verschiedener Verteilungen . . . . .	29
2.22	Modifizierte Patch-Struktur zur Längenreduktion . . . . .	30
2.23	Abstrahlverhalten nach Modifizierung mit Chebyshev-Gewichtung . . . . .	30
2.24	Gemessene Rückflussdämpfung der Einzelantenne . . . . .	31
2.25	Schematische Darstellung der Phased-Array-Antenne . . . . .	32
2.26	Analytisches Richtdiagramm der Phased-Array-Antenne . . . . .	32

2.27 Simuliertes Richtdiagramm der Phased-Array-Antenne in CST . . . . .	33
2.28 Gemessene Rückflussdämpfung der Antennen-Elemente . . . . .	33
3.1 Blockschaltbild der Empfangskette . . . . .	34
3.2 Anschluss- und Funktionsübersicht des LNA . . . . .	36
3.3 Anschluss- und Funktionsübersicht des Phasenschiebers . . . . .	37
3.4 Struktur zur Realisierung eines Wilkinson-Kombinierers . . . . .	38
3.5 Wilkinson-Kombinierer zur Zusammenführung von sechs Kanälen . . . . .	38
3.6 Schematische Darstellung der digitalen Verbindungen . . . . .	39
3.7 Schematischer Aufbau der Lookup Table zur Phasenkorrektur . . . . .	43
3.8 Durchlasskennlinien $S_{21}$ im Bypass-Modus für verschiedene Phasenwinkel	44
3.9 Phasengänge im Bypass-Modus bei verschiedenen Phasenstellungen . . . . .	45
3.10 Durchlasskennlinie $S_{21}$ im Gain-Modus für verschiedene Phasenwinkel . . . . .	46
3.11 Phasengänge im Gain-Modus bei verschiedenen Phasenstellungen . . . . .	46
4.1 Schematische Darstellung der Antennenmesskabine . . . . .	48
4.2 Normiertes Messdiagramm eines Einzelantennenelements . . . . .	50
4.3 Abstrahlcharakteristik ohne Phasenverschiebung . . . . .	50
4.4 Abstrahlcharakteristik mit Phasensteuerung . . . . .	52
A.1 Foto der Phased-Array-Antenne . . . . .	57
A.2 Foto der Phasensteuerungsplatine . . . . .	57
A.3 Darstellung der Oberseite der Phasensteuerungsplatine . . . . .	58
A.4 Darstellung der Unterseite der Phasensteuerungsplatine . . . . .	58
A.5 Darstellung der Oberseite der Verbindungsplatine . . . . .	67
A.6 Darstellung der Unterseite der Verbindungsplatine . . . . .	67
A.7 Foto der Antennenmesskabine . . . . .	76
A.8 Foto der Antenna Under Test . . . . .	76

# Tabellenverzeichnis

2.1	Systemparameter und Anforderungen für die Antenne . . . . .	4
2.2	Physikalische Konstanten . . . . .	5
2.3	Berechnete Parameter für die unangepasste Patch-Antenne . . . . .	13
2.4	Simulationsergebnisse für den unangepassten Fall der Patch-Antenne . . . .	16
2.5	Berechnete Parameter für die angepasste Patch-Antenne . . . . .	19
2.6	Simulationsergebnisse für den angepassten Fall der Patch-Antenne . . . .	20
2.7	Binomialgewichtung und zugehörige Patchbreiten . . . . .	26
2.8	Dolph-Chebyshev-Koeffizienten und Patchbreiten . . . . .	27
3.1	Technische Kenndaten des Phasenschiebers . . . . .	37
3.2	Pinbelegung des Arduino Mega für die Phasen- und LNA-Steuerung . . . .	40
A.1	Verwendete Hilfsmittel und Werkzeuge . . . . .	56

# Abkürzungen

**AF** Array Factor.

**ASCII** American Standard Code for Information Interchange.

**AUT** Antenna Under Test.

**CST** Computer Simulation Technology.

**GPS** Global Positioning System.

**HF** Hochfrequenz (High Frequency).

**ISM** Industrial, Scientific and Medical.

**LCD** Liquid Crystal Display.

**LNA** Low Noise Amplifier.

**LSB** Least Significant Bit.

**LUT** Lookup Table.

**PCB** Printed Circuit Board.

**SNR** Signal-to-Noise Ratio.

**ULA** Uniform Linear Array.

**VNA** Vector Network Analyzer.

# 1 Einleitung

Die vorliegende Arbeit beschreibt den Entwurf und die Realisierung einer Empfangsantenne, deren Empfangsrichtung elektronisch in einer Ebene einstellbar ist. Antennen, die ihre Richtwirkung ändern können, werden auch als Phased-Array-Antennen bezeichnet. Diese finden unter anderem Anwendung in der Radar- und GPS-Technik sowie im militärischen Bereich, etwa zur elektronischen Aufklärung [1]. Im Gegensatz zu konventionellen Antennensystemen, bei denen die Strahlrichtung durch mechanische Bewegung geändert wird, erfolgt die Richtungsanpassung bei Phased-Arrays rein elektronisch und damit schneller und verschleißfrei.

## Inhalt der Arbeit

In dieser Arbeit wird ein praxisorientierter Ansatz verfolgt, um die in der Literatur beschriebenen Konzepte auf eine reale Anwendung im lizenzenfreien ISM-Band bei 2,4 GHz umzusetzen. Der Fokus liegt auf einem einfachen und reproduzierbaren Aufbau, der sich für experimentelle Validierungen eignet.

Das Ziel besteht darin, eine Antenne zu entwickeln, deren Richtwirkung elektronisch steuerbar ist. Die Steuerung kann dabei entweder über einen Computer oder alternativ über einen Mikrocontroller mit Liquid Crystal Display (LCD) und Benutzereingabe erfolgen.

## Struktur der Arbeit

Zur schrittweisen Umsetzung des beschriebenen Ziels gliedert sich die vorliegende Arbeit in die folgenden Themenbereiche:

- Auswahl eines geeigneten Antennenelements
- Entwurf der Antennenelemente sowie deren Anordnung im Array

- Entwicklung einer elektronischen Phasensteuerung zur Richtungsanpassung
- Durchführung von Messungen und Auswertung der Ergebnisse

Die Antennenstruktur sowie die zugehörige Platine sollen dabei mittels Fräse hergestellt werden.

Die Abbildung 1.1 zeigt schematisch das geplante System. Die Antenne besteht aus mehreren Einzelementen, die über eine Phasensteuerung individuell angesteuert werden. Diese Steuerung wird durch eine digitale Einheit geregelt, welche die Phasenverschiebung der jeweiligen Phasenschieber einstellt, um die Richtwirkung gezielt zu ändern.

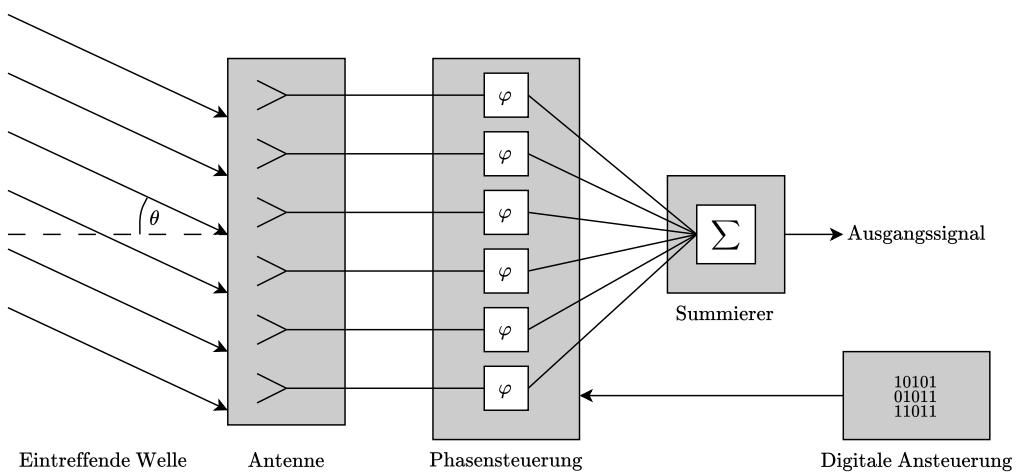


Abbildung 1.1: Schematische Darstellung des Gesamtsystems

### Hinweis

Der Anhang zur Arbeit befindet sich auf einer beigefügten CD und kann beim Erstgutachter eingesehen werden.

## 2 Konzeption und Entwurf der Antenne

Die zentrale Aufgabe dieser Arbeit besteht in dem Entwurf der Antenne, der die wesentliche Funktion des Gesamtsystems bestimmt. Die folgenden Schritte stellen die grobe Struktur für den Entwurf der Phased-Array-Antenne dar:

1. Wahl der Antennentechnologie für die gegebene Anforderung
2. Erläuterung der grundlegenden Parameter, Systemeigenschaften und der zugehörigen Formeln
3. Entwurf einer einzelnen Antenne
4. Entwurf einer linearen Antenne
5. Anordnung der linearen Antennen zu einer Phased-Array-Antenne

### **Wahl der Antennentechnologie**

Als Einzelement der Antenne wird eine Mikrostreifenantenne (engl. patch antenna) gewählt. Diese bietet im Vergleich zu anderen Antennentypen, wie Dipolantennen, Hornstrahlern oder Parabolantennen einige Vorteile [2], darunter:

- einfache und kostengünstige Herstellung
- kompakte Bauweise
- direkte Integrierbarkeit in Printed Circuit Board (PCB)-Designs
- gute Reproduzierbarkeit in der Fertigung
- hohe mechanische Belastbarkeit

Gleichzeitig sind jedoch auch einige Nachteile [3] zu berücksichtigen:

- hohe dielektrische Verluste im Substrat (je nach verwendetem Material)
- geringe relative Bandbreite

Da im Rahmen dieser Arbeit die Breitbandigkeit keine signifikante Rolle spielt und die Verluste durch die Wahl eines geeigneten Substratmaterials minimiert werden können, stellt die Mikrostreifenantenne eine geeignete Lösung dar.

Es ist anzumerken, dass die Begriffe Mikrostreifenantenne und Patch-Antenne als Synonym verwendet werden. Beide Bezeichnungen beziehen sich auf dieselbe Antennentechnologie.

### Systemparameter und Anforderungen

Als Substrat wird Rogers 4350B ausgewählt. Dadurch sind einige Systemparameter festgelegt. Die Wahl fällt auf Rogers 4350B, da es sich um ein Substrat mit geringen dielektrischen Verlusten handelt, das zudem in geeigneter Form verfügbar war. Für den Entwurf der Antenne werden die in Tabelle 2.1 aufgeführten Systemparameter zugrunde gelegt. Die Antenne soll bei einer Abstrahlfrequenz von 2,4 GHz mit einer Toleranz von  $\pm 1\%$  arbeiten. Das Substrat besitzt eine relative Permittivität von  $\varepsilon_r = 3,66$  und eine Höhe von 0,762 mm. Die Kupferdicke beträgt 35  $\mu\text{m}$ . Eine gute Anpassung soll durch die geforderte Rückflussdämpfung von unter  $-10 \text{ dB}$  sichergestellt werden. Der angestrebte Gewinn der Antenne soll über 3 dBi betragen und wird im Detail in Abschnitt 2.2.1 behandelt.

Symbol	Größe	Wert
$f$	Abstrahlfrequenz	$2,4 \text{ GHz} \pm 1\%$
$\varepsilon_r$	Relative Permittivität des Substrats	3,66
$h$	Substrathöhe	0,762 mm
$t$	Kupferdicke	35 $\mu\text{m}$
$S_{11}$	Rückflussdämpfung (Anpassung)	$< -10 \text{ dB}$
$G$	Gewinn	$> 3 \text{ dBi}$

Tabelle 2.1: Systemparameter und Anforderungen für die Antenne

## 2.1 Grundlegende Formeln

Die wesentlichen physikalischen Konstanten (Näherungen), die für die elektromagnetische Wellenausbreitung von Bedeutung sind, werden in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

Symbol	Konstante	Wert
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit	$2,997 \cdot 10^8 \text{ m/s}$
$\epsilon_0$	Vakuumpermittivität	$8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$
$\mu_0$	Vakuumpermeabilität	$1,256 \cdot 10^{-6} \text{ H/m}$

Tabelle 2.2: Physikalische Konstanten

Die im Folgenden verwendeten Berechnungen beruhen auf grundlegenden wellenphysikalischen Zusammenhängen. Die Wellenlänge im freien Raum ergibt sich dabei aus dem Verhältnis der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  zur Frequenz  $f$

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f}. \quad (2.1)$$

Wird ein dielektrisches Substrat verwendet, so verkürzt sich die effektive Wellenlänge in der Struktur. Sie berechnet sich unter Berücksichtigung der effektiven Permittivität  $\epsilon_{r,\text{eff}}$  zu

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}. \quad (2.2)$$

Für den Wellenwiderstand im Vakuum gilt

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}. \quad (2.3)$$

Die Wellenzahl im freien Raum wird üblicherweise entweder durch die Wellenlänge oder die Kreisfrequenz dargestellt

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{\omega}{c_0}. \quad (2.4)$$

Anschaulicher lässt sich dies anhand der Darstellung einer ebenen Welle verdeutlichen

$$E(z, t) = E_{\max} \cdot \cos(\omega t - k_0 z). \quad (2.5)$$

In dieser Darstellung beschreibt  $E(z, t)$  das zeit- und ortsabhängige elektrische Feld, wo-  
bei  $E_{\max}$  die maximale Amplitude,  $\omega$  die Kreisfrequenz und  $k_0$  die Wellenzahl ist. Diese  
Formulierung zeigt, wie sich die räumliche und zeitliche Phase der Welle zusam-  
men-  
setzt.

## 2.2 Einelementige Patch-Antenne

Eine Patch-Antenne (Mikrostreifen-Antenne) benötigt eine exakte geometrische Ausle-  
gung, um eine Abstrahlung bei der gewünschten Frequenz  $f$  zu erzielen. Die erforderliche  
Länge  $L$  und Breite  $W$  (siehe Abbildung 2.1) sowie die zu erwartenden Strahlungseigen-  
schaften der Patch-Antenne werden im Folgenden durch die entsprechenden Formeln  
beschrieben.

### Hinweis zum Abschnitt 2.2

Alle in diesem Abschnitt dargestellten Formeln und physikalischen Beschreibungen stam-  
men, sofern nicht anders angegeben, aus dem Fachbuch *Antennen und Strahlungsfelder*  
von Klaus W. Kark [2].

### 2.2.1 Geometrische Abmessungen

Die Abbildung 2.1 zeigt eine einelementige Patch-Antenne mit den zugehörigen geometrischen Parametern. Diese Beschriftung dienen als Referenz für die weitere Beschreibung der geometrischen Eigenschaften der Patch-Antenne im gesamten Dokument.

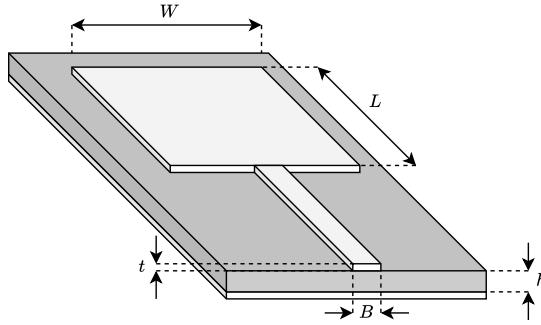


Abbildung 2.1: Aufbau und Abmessungen eines Mikrostreifen-Patch-Elements

### Effektive relative Permittivität

Eine Patch-Antenne kann als Mikrostreifenleitung betrachtet werden. Dabei verlaufen die Feldlinien durch Substrat und Luft, daher gilt:

$$\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \leq \varepsilon_{r,\text{eff}} \leq \varepsilon_r \quad (2.6)$$

Werden die  $E$ - und  $H$ -Felder als statisch (zeitlich unveränderte Betrachtung: quasistatisch) angenommen, so ergibt sich eine statische effektive relative Permittivität  $\varepsilon_{r,\text{eff}}^{(0)}$  mit  $u = W/h$

$$\varepsilon_{r,\text{eff}}^{(0)} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab(u, \varepsilon_r)} \quad (2.7)$$

mit dem Exponenten

$$ab(u, \varepsilon_r) = 0,559 + \frac{u}{570} - \frac{1}{10,3 \varepsilon_r} \quad (2.8)$$

und dem Gültigkeitsbereich

$$0 \leq u \leq 100 \quad \wedge \quad 1 \leq \varepsilon_r \leq 128. \quad (2.9)$$

Bei höheren Frequenzen verlaufen die elektrischen Feldlinien vermehrt durch das Substrat zur Masse, als in der Luft. Damit erhöht sich die effektive Permittivität. In [2] wird diese Abhängigkeit mithilfe des dynamischen Dispersionsmodells nach Getsinger bestimmt:

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \varepsilon_r + \frac{\varepsilon_{r,\text{eff}}^{(0)} - \varepsilon_r}{1 + P} \quad (2.10)$$

Dabei ist  $P$  der Füllfaktor, welcher die frequenzabhängige Bündelung der Felder im Substrat beschreibt:

$$P = P_1 P_2 [(0, 1844 + P_3 P_4) P_5]^{1,5763} \quad (2.11)$$

mit den Hilfsgrößen  $P_1$  bis  $P_5$  und  $u = W/h$ :

$$\begin{aligned} P_1 &= 0,27488 + u [0,6315 + 0,525 (1 + 0,0157 P_5)^{-20}] - 0,065683 e^{-8,7513 u} \\ P_2 &= 0,33622 [1 - e^{-0,03442 \varepsilon_r}] \\ P_3 &= 0,0363 e^{-4,6 u} \left[ 1 - e^{-(P_5 / 38,7)^{4,97}} \right] \\ P_4 &= 1 + 2,751 \left[ 1 - e^{-(\varepsilon_r / 15,916)^8} \right] \\ P_5 &= 299,79 \frac{h}{\lambda_0} \end{aligned}$$

### Patch-Breite

Ein resonantes Strahlungsverhalten sowie eine reelle Eingangsimpedanz ( $Z_E = R_E + jX_E$  mit  $X_E = 0 \Omega$ ) ergibt sich, wenn die Breite der Patch-Antenne durch folgende Formel gegeben ist:

$$W = \sqrt{\frac{h \lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}} \left[ \ln \left( \frac{\lambda_0}{h \sqrt{\varepsilon_r}} \right) - 1 \right] \quad (2.12)$$

Dies besitzt die Gültigkeit im Bereich:

$$0,01 \leq h \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda_0} \leq 0,13 \quad (2.13)$$

### Patch-Länge

Die Länge der Patch-Antenne  $L$  wird so gewählt, dass eine Halbwellenresonanz entsteht. Aufgrund des sogenannten Fringing-Effekts [4] verlängert sich die effektive elektrische Länge des Patches, wodurch an den jeweiligen Enden eine Korrektur um  $\Delta L$  berücksichtigt werden muss. Dieser Effekt entsteht durch die Streukapazitäten an den Rändern des Patches. Diese ergeben sich, wenn das elektrische Feld in das umgebende Medium austritt:

$$L = L_{\text{eff}} - 2 \Delta L = \frac{\lambda_{\text{eff}}}{2} - 2 \Delta L = \frac{\lambda_0}{2 \sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} - 2 \Delta L \quad (2.14)$$

mit

$$\Delta L = \frac{h}{2\pi} \frac{u + 0,366}{u + 0,556} \left[ 0,28 + \frac{\varepsilon_r + 1}{\varepsilon_r} (0,274 + \ln(u + 2,518)) \right] \quad (2.15)$$

### Strahlungsleitwert

Der Strahlungsleitwert ist der Teil des Gesamtleitwerts, der durch die abgestrahlte Leistung der Antenne verursacht wird. Er stellt somit eine Maßgröße für die Effizienz der Umwandlung elektrischer Energie in abgestrahlte elektromagnetische Energie dar. Des Weiteren ist der Strahlungsleitwert ein wichtiger Parameter, der beispielsweise für die

Beschreibung des Richtfaktors oder die Bestimmung des Einspeisepunkts für eine optimale Anpassung erforderlich ist. Seine Bestimmung erfordert jedoch eine detaillierte Analyse.

Der Strahlungsleitwert  $G_S$  einer rechteckigen Patch-Antenne setzt sich aus mehreren Anteilen zusammen. Dabei tragen sowohl die strahlenden Schlitze an den Positionen  $x = \pm L/2$  mit dem Leitwert  $G_r$ , als auch die nichtstrahlenden Schlitze an den Seiten  $y = \pm W/2$  mit dem Leitwert  $G_n$ , zur Gesamtabstrahlung bei. In Abbildung 2.2 sind exemplarisch die strahlenden Schlitze durch Pfeile dargestellt.

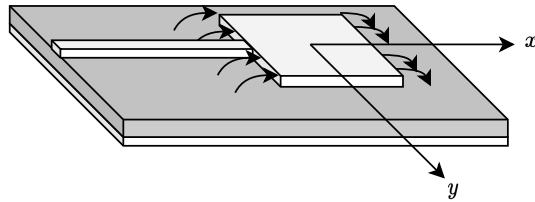


Abbildung 2.2: Darstellung der Strahlungsschlitzte einer rechteckigen Patch-Antenne

Der gesamte Strahlungleitwert berechnet sich als:

$$G_S = 2(G_r + G_n) \quad (2.16)$$

Da über die nichtstrahlenden Schlitze eine sehr geringe Abstrahlung stattfindet, kann angenommen werden, dass  $G_n \ll G_r$  ist und somit näherungsweise  $G_S \approx 2G_r$  betrachtet werden kann.

Der Strahlungsleitwert  $G_r$  setzt sich aus dem Selbstleitwert  $G_r^{(s)}$ , der die direkte Abstrahlung eines einzelnen Schlitzes beschreibt, und dem Koppelleitwert  $G_r^{(k)}$ , der die gegenseitige Beeinflussung der Felder beider Strahlungsschlitzte berücksichtigt, zusammen.

$$G_r = G_r^{(s)} + G_r^{(k)} \quad (2.17)$$

Die effektive Breite  $W_{\text{eff}}$  bestimmt die Hauptabstrahlfläche und beeinflusst somit den Selbstleitwert. Der Koppelleitwert ergibt sich dagegen aus der Nahfeldkopplung zwischen den beiden strahlenden Schlitzen. Diese Kopplung nimmt ab, wenn der Abstand der Schlitze bzw. die Patchlänge  $L$  vergrößert wird.

Um die effektive Breite zu berechnen, wird die statische Impedanz  $Z_L^{(0)}$  benötigt. Diese berechnet sich mit  $u = W/h$  als

$$Z_L^{(0)} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}^{(0)}}} \ln \left[ \frac{F(u)}{u} + \sqrt{1 + \frac{4}{u^2}} \right] \quad (2.18)$$

mit der Hilfsfunktion

$$F(u) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[ - \left( \frac{30,666}{u} \right)^{0,7528} \right]. \quad (2.19)$$

Die statische effektive Breite berechnet sich als

$$W_{\text{eff}}^{(0)} = \frac{Z_0 h}{Z_L^{(0)} \sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}^{(0)}}}. \quad (2.20)$$

Wird die Frequenzabhängigkeit hinzugefügt, wird die effektive Breite  $W_{\text{eff}}$  wie folgt bestimmt

$$W_{\text{eff}} = W + \frac{W_{\text{eff}}^{(0)} - W}{1 + (f/f_p)^2}. \quad (2.21)$$

Diese Gleichung zeigt:

- für tiefe Frequenzen:  $f \ll f_p \Rightarrow W_{\text{eff}} \approx W_{\text{eff}}^{(0)}$
- für hohe Frequenzen:  $f \gg f_p \Rightarrow W_{\text{eff}} \rightarrow W$

Die Grenzfrequenz  $f_p$  dient als Übergangspunkt, ab dem die Breitenkorrektur deutlich abnimmt:

$$f_p = \frac{Z_L^{(0)}}{2\mu_0 h} \quad (2.22)$$

Mit den beiden Hilfsgrößen

$$u = k_0 W_{\text{eff}} \quad \text{und} \quad \vartheta = k_0 L_{\text{eff}} = \frac{\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}}, \quad (2.23)$$

lassen sich der Selbstleitwert  $G_r^{(s)}$  und der Koppelleitwert  $G_r^{(k)}$  der strahlenden Schlitze näherungsweise berechnen. Dabei ist  $k_0$  die freie Wellenzahl (vgl. Gleichung 2.4).

$$G_r^{(s)} = \frac{1}{\pi Z_0} \left[ u \operatorname{Si}(u) + \cos(u) - 2 + \frac{\sin(u)}{u} \right] \quad (2.24)$$

$$G_r^{(k)} = \frac{3}{2} G_r^{(s)} \left[ \frac{\cos(\vartheta)}{\vartheta^2} - \frac{\sin(\vartheta)}{\vartheta^3} + \frac{\sin(\vartheta)}{\vartheta} \right] \quad (2.25)$$

Die in 2.24 verwendete Funktion  $\operatorname{Si}(u)$  ist dabei der sogenannte Integralsinus, der sich aus dem Integral der sinc-Funktion ergibt:

$$\operatorname{Si}(u) = \int_0^u \frac{\sin(x)}{x} dx \quad (2.26)$$

### Richtfaktor

Der Richtfaktor  $D$  beschreibt das Maß der Richtwirkung einer Antenne und gibt an, wie stark die Abstrahlung in eine bevorzugte Richtung im Vergleich zur isotropen Abstrahlung erfolgt. Für die rechteckige Patch-Antenne ergibt sich der Richtfaktor aus dem Verhältnis der effektiven Breite  $W_{\text{eff}}$  zur Wellenlänge  $\lambda_0$  sowie dem Strahlungsleitwert  $G_r$  zu

$$D = \frac{8\pi}{Z_0 G_r} \cdot \left( \frac{W_{\text{eff}}}{\lambda_0} \right)^2. \quad (2.27)$$

### Antennengewinn

Der Antennengewinn  $G$  beschreibt die effektive Bündelung der abgestrahlten Leistung einer Antenne unter Berücksichtigung der Anpassung und der Verluste. Er ergibt sich als Produkt aus dem Richtfaktor  $D$ , dem Anpassungswirkungsgrad  $(1 - |S_{11}|^2)$  und dem Wirkungsgrad  $\eta$  zu

$$G = \eta \cdot (1 - |S_{11}|^2) \cdot D. \quad (2.28)$$

### Numerische Modellierung ohne Anpassung

Die geometrischen Abmessungen der Patch-Antenne ergeben sich aus den in Abschnitt 2.2.1 dargestellten Formeln unter Berücksichtigung der Systemvorgaben in Tabelle 2.1. Zur Überprüfung, ob diese theoretisch bestimmten Parameter zu einer Abstrahlung bei der gewünschten Frequenz  $f$  führen, wird die Patch-Antenne in der Simulationssoftware Computer Simulation Technology (CST) Studio Suite 2024 modelliert. Tabelle 2.3 zeigt die berechneten Parameter der Patch-Antenne für die Abstrahlfrequenz  $f = 2,4 \text{ GHz}$ .

Symbol	Größe	Wert
$\epsilon_{r,\text{eff}}$	Effektive relative Permittivität	3,498
$W$	Patch-Breite	24,34 mm
$L$	Patch-Länge	32,2 mm
$D$	Richtfaktor	4,073 (6,099 dBi)

Tabelle 2.3: Berechnete Parameter für die unangepasste Patch-Antenne

Für die Modellierung in CST werden zwei Varianten der Energieeinspeisung in das Patch untersucht: eine direkte Koaxialeinspeisung von der Rückseite und eine seitliche Ankopplung über eine Mikrostreifenleitung (vgl. Abbildung 2.3).

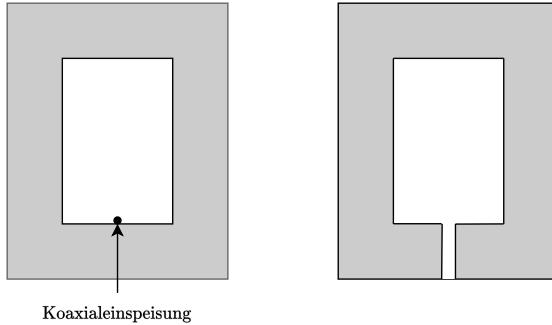


Abbildung 2.3: Zuführung über Koaxialeinspeisung oder Mikrostreifenleitung

### Koaxialeinspeisung

Für die Modellierung der Koaxialeinspeisung in CST wird zunächst eine Koaxialleitung konstruiert. In der Abbildung 2.4 ist der Querschnitt einer Koaxialleitung dargestellt.

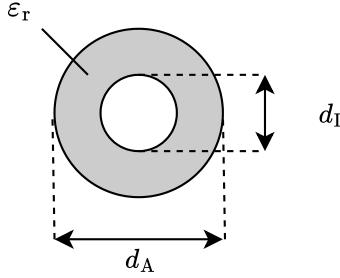


Abbildung 2.4: Darstellung des Querschnitts einer Koaxialleitung

Als Permittivität wird  $\varepsilon_r = 2,1$  angenommen, was dem Wert von Polytetrafluorethylen (PTFE) entspricht. Der Durchmesser der Innenleitung (Seele) wurde auf  $d_I = 1 \text{ mm}$  festgelegt.

Um einen charakteristischen Wellenwiderstand von  $Z_W = 50 \Omega$  zu erreichen, lässt sich der benötigte Außendurchmesser  $d_A$  der Koaxialleitung mit folgender Beziehung nach [4] berechnen:

$$Z_W = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}} \cdot \ln \left( \frac{d_A}{d_I} \right) \Leftrightarrow d_A = d_I \cdot \exp \left( 2\pi \cdot Z_W \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\mu_0}} \right) \quad (2.29)$$

Mit  $d_I = 1 \text{ mm}$  und  $Z_W = 50 \Omega$  ergibt sich für den Außendurchmesser  $d_A = 3,35 \text{ mm}$ . Die Koaxialleitung wird an die Unterseite der Patchantenne angeschlossen, wobei die Innenleitung mit der Patchfläche verbunden wird und der Außenleiter an die Massefläche anschließt. Die Abbildung 2.5 stellt dies dar.

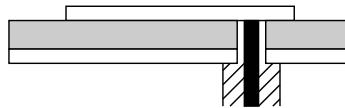


Abbildung 2.5: Seitliche Darstellung der Koaxialeinspeisung

### Mikrostreifenzuleitung

Alternativ kann die Patchantenne auch an ihrem Rand mit einer Mikrostreifenleitung gespeist werden (Abbildung 2.1). Aufgrund der komplexen Zusammenhänge zwischen

Leitungsbreite, Substrateigenschaften und Wellenwiderstand, erfolgt die Bestimmung der benötigten Leitungsbreite  $B$  mithilfe der Software TXLine [5]. Als Breite für  $Z_w = 50 \Omega$  ergibt sich dabei eine Mikrostreifenbreite  $B = 1,64 \text{ mm}$ .

### CST Simulationsergebnisse für eine unangepasste Patch-Antenne

Die Simulationsergebnisse der Antenne werden in den folgenden Abbildungen dargestellt. Abbildung 2.6 zeigt das Rückflussdämpfungsdiagramm  $S_{11}$  der einelementigen Patch-Antenne. Es ist erkennbar, dass der Kurvenverlauf nahezu unabhängig von der Einspeisevariante ist. Allerdings erfüllt die Anpassung mit  $|S_{11}| = -2,36 \text{ dB}$  nicht die Systemvorgabe.

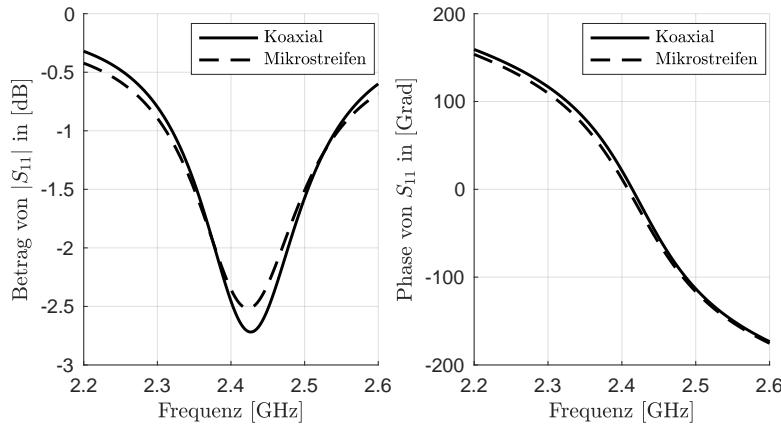


Abbildung 2.6: Betrag und Phase des Reflektionsfaktors eines unangepassten Patches

Die genauen Definitionen der Winkel  $\theta$  und  $\phi$  sowie ihre geometrische Anordnung sind in der perspektivischen Darstellung der Abbildung 2.7 zu entnehmen.

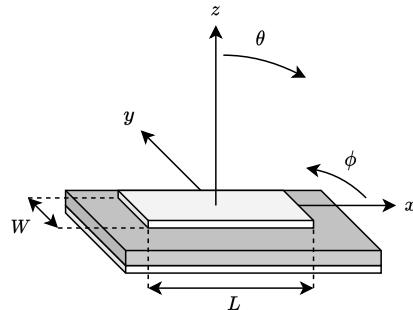


Abbildung 2.7: Dreidimensionale Visualisierung eines Patches

In dieser Darstellung wird der Azimutwinkel  $\phi$  auf  $0^\circ$  und auf  $90^\circ$  eingestellt, während das Muster über den Elevationswinkel  $\theta$  dargestellt wird.

Aus dem Antennendiagramm in Abbildung 2.8 geht hervor, dass der Gewinn der Patch-Antenne bei der Mikrostreifeneinspeisung  $G = -0,231 \text{ dBi}$  und bei der Koaxialeinspeisung  $G = 0,661 \text{ dBi}$  beträgt. Dies entspricht nicht der Systemvorgabe. Um die eingespeiste Energie effizient zur Abstrahlung zu führen, ist eine Impedanzanpassung erforderlich. Außerdem lässt sich bei  $\varphi = 0^\circ$  erkennen, dass das Symmetrieverhalten der Abstrahlcharakteristik von der Art der Einspeisung abhängt.

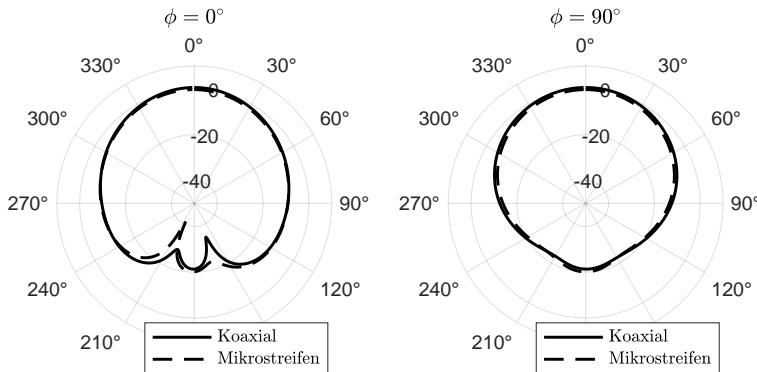


Abbildung 2.8: Simulierter Gewinnverlauf einer unangepassten Patch-Antenne

Die Tabelle 2.4 stellt die Zusammenfassung aus der CST Simulation für die Koaxial- und Mikrostreifeneinspeisung dar.

Symbol	Größe	Mikrostreifen	Koaxial
$D$	Richtfaktor	7,16 dBi	7,33 dBi
$G$	Gewinn bezogen auf $50\Omega$	-0,231 dBi	0,661 dBi
$S_{11}$	Rückflussdämpfung (Anpassung)	-2,39 dB	-2,448 dB

Tabelle 2.4: Simulationsergebnisse für den unangepassten Fall der Patch-Antenne

### 2.2.2 Impedanz-Anpassung

Durch eine Impedanzanpassung der Antenne an das System soll die verfügbare Leistung für die Abstrahlung maximiert werden. Eine Möglichkeit zur Impedanzanpassung stellt die Verwendung eines  $\lambda/4$ -Transformators dar. Alternativ kann auch durch die geeignete Wahl eines Einspeisepunktes  $P_s(y_s | x_s)$  entlang der Patchstruktur eine Anpassung realisiert werden. Die Abbildung 2.9 zeigt die jeweilige Realisierung für die Koaxial- und Mikrostreifen-Leitung bei Anpassung.

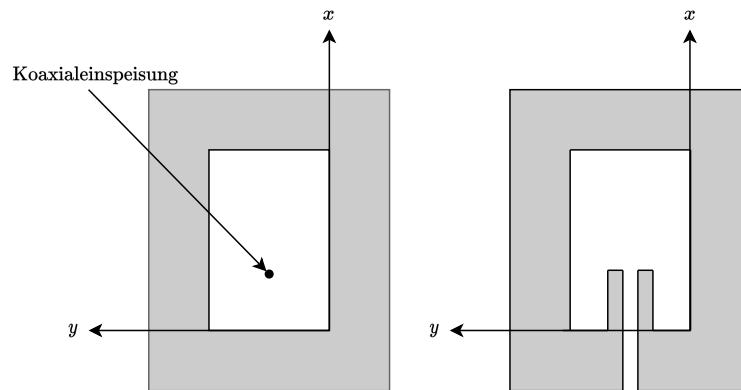


Abbildung 2.9: Angepasste Einspeisepunkte: Koaxial- und Mikrostreifenleitung

Bei einer Patch-Antenne variiert die Eingangsimpedanz mit dem Punkt der Speisung, insbesondere entlang der Länge  $L$ . Dies ist auf die Halbwellenresonanz zurückzuführen, bei der beim Zeitpunkt des maximalen elektrischen Feldes auf der einen Seite eine positive Spannung und auf der anderen Seite eine negative Spannung entsteht.

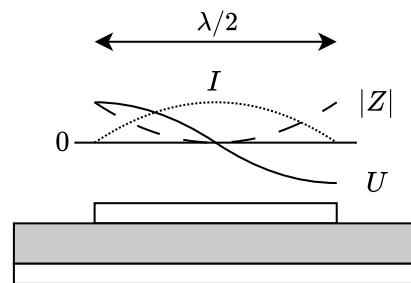


Abbildung 2.10: Strom-, Spannungs- und Impedanzverlauf eines resonanten Patches

Die Stromverteilung auf dem Patch besitzt ein Maximum in der Mitte bei  $L/2$  und fällt zu den Rändern hin ab. Umgekehrt dazu ist die Impedanzverteilung minimal in der Mitte und nimmt zu den Rändern hin zu. Der Einspeisepunkt  $P_s(y_s|x_s)$  mit der gewünschten reellen Eingangsimpedanz  $R_E$  wird wie folgt ermittelt:

$$x_s = \frac{\lambda_{\text{eff}}}{2\pi} \arccos \sqrt{2 G_r R_E} - \Delta L \quad \text{und} \quad y_s = \frac{W}{2} \quad (2.30)$$

### CST Simulationsergebnisse für eine angepasste Patch-Antenne

Die in Tabelle 2.5 aufgeführten Parameter stellen die Ergebnisse für die angepasste Variante der theoretischen Berechnungen dar. Auf Grundlage dieser Werte wird in CST jeweils eine Patch-Antenne entsprechend der Darstellung in Abbildung 2.9 modelliert.

Symbol	Größe	Wert
$\epsilon_{r,\text{eff}}$	Effektive relative Permittivität	3,49
$W$	Patch-Breite	24,34 mm
$L$	Patch-Länge	32,2 mm
$D$	Richtfaktor	4,073 (6,099 dBi)
$y_s$	Einspeisung entlang $W$	12,17 mm
$x_s$	Einspeisung entlang $L$	13,8 mm

Tabelle 2.5: Berechnete Parameter für die angepasste Patch-Antenne

Die Simulation zeigt, dass die Einspeisetiefe sowohl bei der koaxialen Einspeisung als auch bei der Mikrostreifeneinspeisung geringfügig angepasst werden muss, um eine optimale Impedanzanpassung zu erreichen. Zudem ist bei der Mikrostreifeneinspeisung eine Verlängerung der Länge  $L$  erforderlich, um die Resonanzfrequenz wieder auf  $f = 2,4 \text{ GHz}$  zu verschieben.

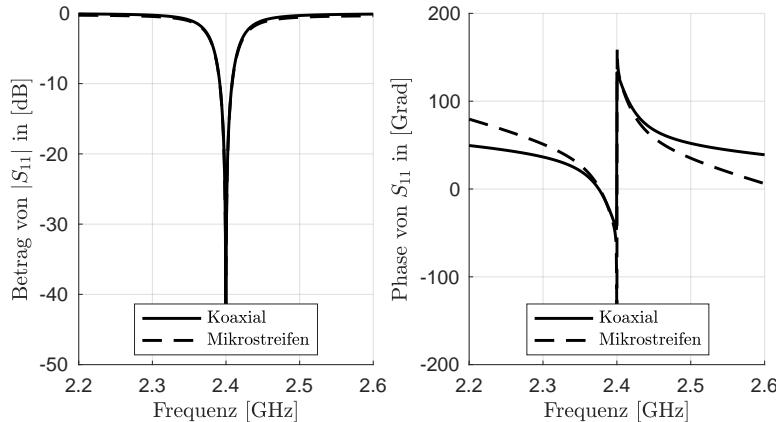


Abbildung 2.11: Betrag und Phase des Reflektionsfaktors eines angepassten Patches

Durch die Optimierung des Speisepunkts bei Koaxial- bzw. Mikrostreifen-Einspeisung verbessert sich sowohl der Antennengewinn als auch die Rückflussdämpfung signifikant. Insbesondere führt die Anpassung zu einer Erhöhung des Gewinns um etwa 4 dB. Die simulierten Abstrahlcharakteristiken sind in Abbildung 2.12 dargestellt. Dabei ist zu

erkennen, dass  $\varphi = 0^\circ$  die Abstrahlcharakteristik bei der Mikrostreifen-Einspeisung im Vergleich zur koaxialen Einspeisung eine geringere Symmetrie aufweist und bei  $\varphi = 90^\circ$  fast identisch ist.

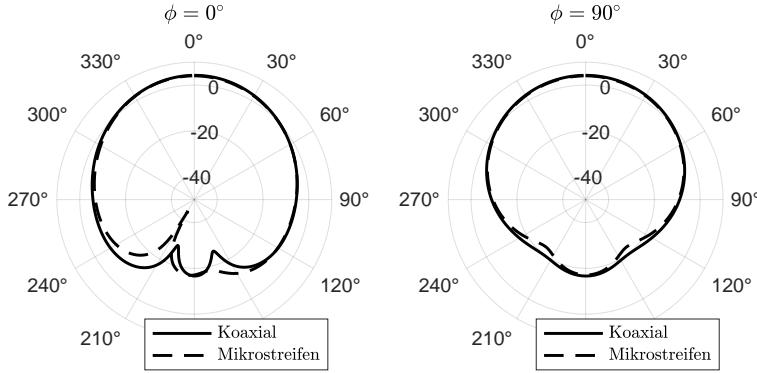


Abbildung 2.12: Simulierter Gewinnverlauf einer angepassten Patch-Antenne

Die Ergebnisse der Simulationen sind in Tabelle 2.6 zusammengefasst. Es zeigt sich, dass beide Einspeisungsarten zu einer sehr guten Anpassung führen, wobei die Koaxial-Einspeisung leicht bessere Rückflussdämpfungswerte liefert. Insgesamt bestätigen die Simulationsergebnisse die Wirksamkeit der gewählten Anpassungsmethoden.

Symbol	Größe	Mikrostreifen	Koaxial
$D$	Richtfaktor	7,35 dBi	7,312 dBi
$G$	Gewinn bezogen auf $50\Omega$	4,02 dBi	4,247 dBi
$S_{11}$	Rückflussdämpfung (Anpassung)	-37,262 dB	-43,982 dB

Tabelle 2.6: Simulationsergebnisse für den angepassten Fall der Patch-Antenne

## 2.3 Antennenarray mit Serienspeisung

In diesem Kapitel wird eine lineare Gruppenantenne mit  $N = 5$  strahlenden Elementen untersucht, wie in Abbildung 2.13 dargestellt. Die Konfiguration basiert auf einer sogenannten Serien-Patch-Antenne, bei der alle Elemente über eine durchgehende Mikrostreifenleitung gespeist werden. Die Antennenelemente sind äquidistant in einem festen Abstand  $d_1 = d_2 = d_3 = d_4 = d_5 = d$  angeordnet. Um eine gleichphasige Anregung aller Elemente sicherzustellen, wurde die Länge  $l$  der verbindenden Mikrostreifenleitungen auf  $\lambda/2$  ausgelegt. Dadurch erreicht das HF-Signal jedes Element mit derselben Phasenlage, sodass der Phasenunterschied  $\beta = 0^\circ$  beträgt.

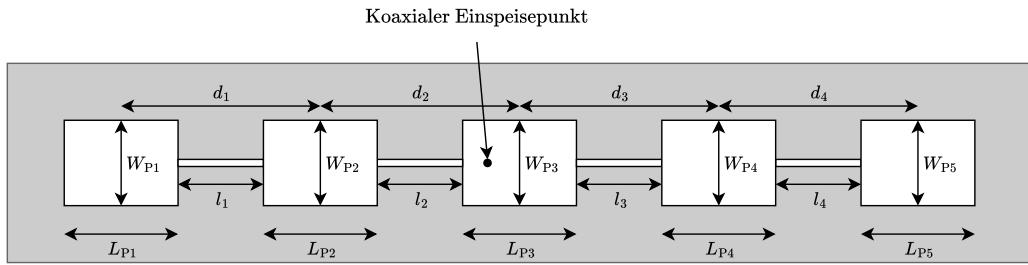


Abbildung 2.13: Darstellung einer seriengleichphasigen Patch-Antenne

Die Analyse dieses Aufbaus erfolgt auf Basis der in [6] vorgestellten Methode. Dort wird gezeigt, dass die Amplitude der abgestrahlten Felder jedes einzelnen Elements durch die Breite des jeweiligen Patches beeinflusst wird. Eine größere Patch-Breite führt zu einer höheren abgestrahlten Amplitude. Diese Eigenschaft wird genutzt, um über die Variation der Patch-Breiten gezielt eine gewünschte Amplitudenverteilung entlang des Arrays zu erzeugen.

Zur Analyse wird zunächst der Array Factor (AF) eingeführt, welcher die resultierende Richtcharakteristik des Arrays beschreibt. Der AF wird dabei mathematisch modelliert und analysiert. Anschließend werden verschiedene Amplitudenverteilungen betrachtet, darunter die Binomial- und Dolph-Chebyshev-Gewichtung, um gezielt die Nebenkeulenunterdrückung (engl. Side Lobe level reduction) zu optimieren. Die theoretischen Ergebnisse werden anschließend in CST simulativ validiert.

Zur Orientierung und Definition des Beobachtungswinkelsystems sind in Abbildung 2.14 (in Anlehnung an Abbildung 2.7) die kartesischen Achsen sowie die sphärischen Winkel  $\theta$  und  $\phi$  dargestellt.

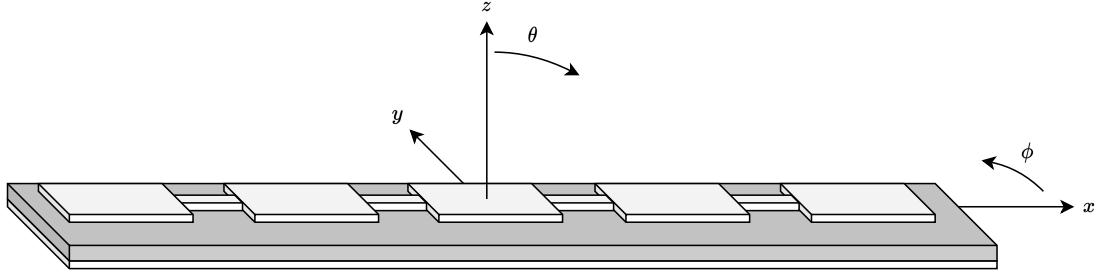


Abbildung 2.14: Dreidimensionale Visualisierung einer seriengen-elementigen Patch-Antenne

Es gilt herauszufinden, welche Art der Amplitudenverteilung einen guten Kompromiss zwischen Nebenkeulenunterdrückung und Hauptkeulenbreite darstellt.

### 2.3.1 Array Factor

Die Gesamtstrahlungscharakteristik eines Antennenarrays lässt sich als Produkt der Richtcharakteristik eines einzelnen Elements  $C_e$  und des Array Factors  $AF$  darstellen. Dieser Zusammenhang wird in [4] wie folgt beschrieben:

$$C_g = C_e \cdot AF \quad (2.31)$$

Dabei ist  $C_g$  die Gesamtabstrahlcharakteristik des Arrays und  $AF$  beschreibt die Interferenz der Strahlungsanteile aller Array-Elemente. Für eine lineare Antenne aus  $N$  identischen, gleichmäßig verteilten Elementen ergibt sich der  $AF$  nach [4] zu:

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n \cdot e^{j(n-1)(k_0 d \sin \theta + \beta)} \quad (2.32)$$

mit folgenden Parametern:

- $a_n$ : Amplitudenkoeffizient des n-ten Elements
- $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ : Wellenzahl im Freiraum
- $d$ : Abstand zwischen benachbarten Elementen
- $\theta$ : Beobachtungswinkel relativ zur Array-Ausrichtung

- $\beta$ : progressive Phasendifferenz zwischen benachbarten Elementen

Die Hauptstrahlrichtung  $\theta_0$  ergibt sich aus der Bedingung konstruktiver Interferenz:

$$k_0 d \sin \theta_0 + \beta = 0 \quad \Rightarrow \quad \sin \theta_0 = -\frac{\beta}{k_0 d} \quad (2.33)$$

### 2.3.2 Uniform Linear Array

Ein Uniform Linear Array (ULA) ist ein spezieller Fall eines linearen Antennenarrays, bei dem alle Elemente identisch und mit konstanter Amplitude ( $a_n = \text{const.}$ ) angeregt werden [2]. Diese gleichmäßige Anregung führt zu einem symmetrischen Richtdiagramm mit einer schmalen Hauptkeule, jedoch vergleichsweise hohen Nebenkeulen.

#### Richtdiagramm des Array Factors der ULA

In Abbildung 2.15 ist das normierte Richtdiagramm des analytisch berechneten Array Factors für das ULA dargestellt. Es zeigt eine ausgeprägte Hauptkeule senkrecht zur Arrayachse ( $\theta = 0^\circ$ ) sowie mehrere gleichmäßige Nebenkeulen mit einem charakteristischen Abstand zueinander.

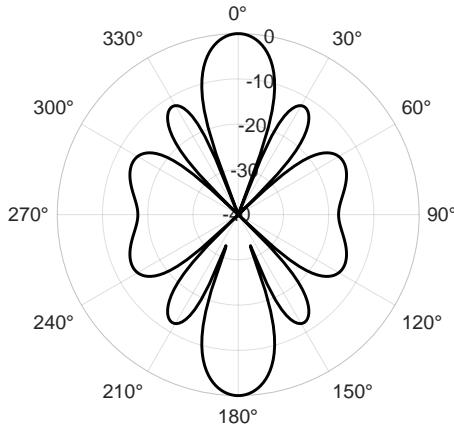


Abbildung 2.15: Analytisches Richtdiagramm einer ULA

#### Richtdiagramm der ULA aus CST-Simulation

Die Simulation in CST (Abbildung 2.16) bestätigt die theoretischen Erwartungen und zeigt ein vergleichbares Abstrahlverhalten. Geringfügige Abweichungen lassen sich durch elektromagnetische Kopplungseffekte und reale Randbedingungen erklären, welche in der analytischen Betrachtung idealisiert werden.

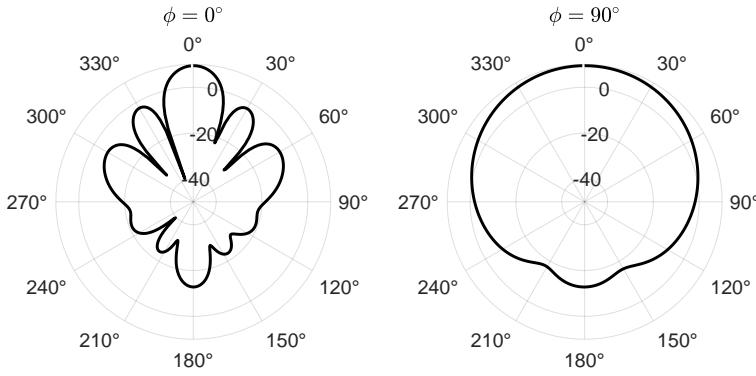


Abbildung 2.16: Simulierte Richtdiagramme eines Uniform Linear Array in CST

### 2.3.3 Binomial-Verteilung

Die Binomial-Verteilung stellt eine Möglichkeit dar, die Amplituden  $a_n$  so zu wählen, dass Nebenkeulen vollständig unterdrückt werden. Dies wird erreicht, indem die Elemente entsprechend der Binomialkoeffizienten eines  $(N - 1)$ -ten Ordnungspolynoms gewichtet werden [6].

Die Amplitudenverteilung basiert auf den Binomialkoeffizienten:

$$a_n = \binom{N-1}{n-1}, \quad \text{für } n = 1, 2, \dots, N \quad (2.34)$$

Zur praktischen Umsetzung wird die Verteilung auf den größten Koeffizienten normiert. Die normierten Amplituden lassen sich wie folgt darstellen:

$$a_n^{\text{norm}} = \frac{\binom{N-1}{n-1}}{\binom{N-1}{\lfloor (N-1)/2 \rfloor}} \quad (2.35)$$

Die Tabelle 2.7 zeigt die normierten Binomialkoeffizienten und die entsprechend angepassten Patchbreiten.

	<b>Patch 1</b>	<b>Patch 2</b>	<b>Patch 3</b>	<b>Patch 4</b>	<b>Patch 5</b>
Normierte Koeffizienten $a_n$	0,17	0,67	1	0,67	0,17
Patchbreite $W$	4,14 mm	16,31 mm	24,34 mm	16,31 mm	4,14 mm

Tabelle 2.7: Binomialgewichtung und zugehörige Patchbreiten

### Richtdiagramm des Array Factors mit binomialer Verteilung

Abbildung 2.17 zeigt das Richtdiagramm des normierten Array Factors für eine binomialgewichtete Amplitudenverteilung. Diese Verteilung reduziert die Nebenkeulen, führt jedoch zu einer Verbreiterung der Hauptkeule.

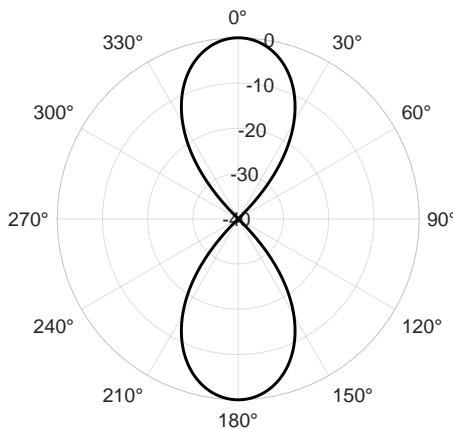


Abbildung 2.17: Analytisches Richtdiagramm mit binomialer Breitenverteilung

### Richtdiagramm mit binomialer Verteilung aus CST-Simulation

Abbildung 2.18 zeigt das simulierte Abstrahlmuster mit binomialer Amplitudenverteilung aus einer CST-Simulation. Die Simulation bestätigt die theoretischen Ergebnisse und zeigt, dass die Nebenkeulen im Vergleich zur ULA mit gleichmäßiger Amplitudenverteilung signifikant unterdrückt werden, jedoch auf Kosten einer breiteren Hauptkeule.

Im Vergleich zur analytischen Lösung gibt es leichte Abweichungen in der Form des Musters. Dies könnte durch die Verkopplung der benachbarten Antennenelemente in der Simulation bedingt sein, was zu einer veränderten Interaktion zwischen den Elementen und damit zu einer anderen Verteilung der Nebenkeulen führt.

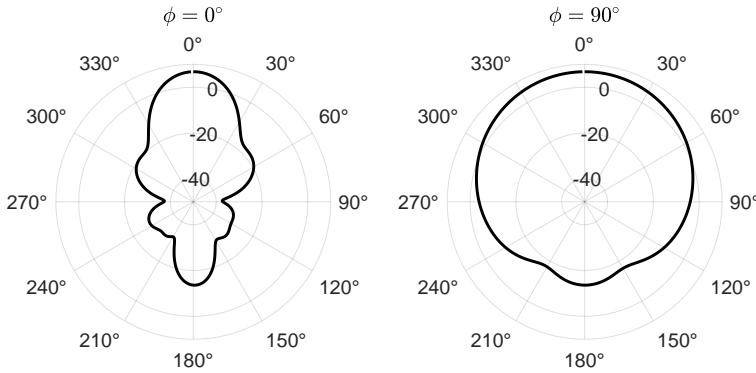


Abbildung 2.18: Simuliertes Richtdiagramm mit binomialer Breitenverteilung in CST

### 2.3.4 Dolph-Chebyshev-Verteilung

Ein effektiverer Kompromiss zwischen Nebenkeulenunterdrückung und Hauptkeulenbreite bietet die Dolph-Chebyshev-Verteilung [6]. Sie erlaubt eine gezielte Begrenzung des maximalen SLL auf einen vorgegebenen Wert, wobei die Nebenkeulen gleich hoch sind und die Hauptkeule möglichst schmal gehalten wird. Die Gewichtungskoeffizienten lassen sich über die Nullstellen von Dolph-Chebyshev-Polynomen berechnen. Die erstmalige Anwendung dieser Verteilung auf Antennen findet sich in [7].

Die nachstehend (Tabelle 2.8) verwendeten Gewichtungskoeffizienten wurden mithilfe der MATLAB-Funktion *chebwin* erzeugt, wobei eine gewünschte Nebenkeulenunterdrückung von 20 dB gewählt wird.

	<b>Patch 1</b>	<b>Patch 2</b>	<b>Patch 3</b>	<b>Patch 4</b>	<b>Patch 5</b>
Normierte Koeffizienten $a_n$	0,52	0,83	1	0,83	0,52
Patchbreite $W$	12,66 mm	20,2 mm	24,34 mm	20,2 mm	12,66 mm

Tabelle 2.8: Dolph-Chebyshev-Koeffizienten und Patchbreiten für SLL = −20 dB

### Richtdiagramm des Array Factors mit Dolph-Chebyshev-Verteilung

Abbildung 2.19 zeigt das analytisch berechnete Richtdiagramm des normierten Array Factors bei Anwendung der Dolph-Chebyshev-Verteilung. Charakteristisch ist die ge-

zielte Begrenzung der maximalen Nebenkeulenhöhe bei gleichzeitig möglichst schmaler Hauptkeule.

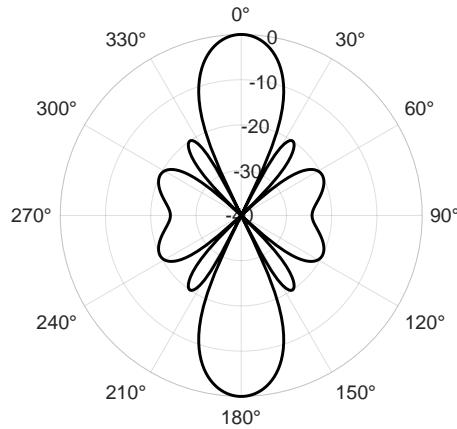


Abbildung 2.19: Analytisches Richtdiagramm mit Dolph-Chebyshev Breitenverteilung

### Richtdiagramm mit Dolph-Chebyshev-Verteilung aus CST-Simulation

Abbildung 2.20 zeigt das simulierte Abstrahlverhalten der Antenne bei Anwendung der Dolph-Chebyshev-Verteilung. Die angestrebte Nebenkeulenunterdrückung von 20 dB ist vorhanden.

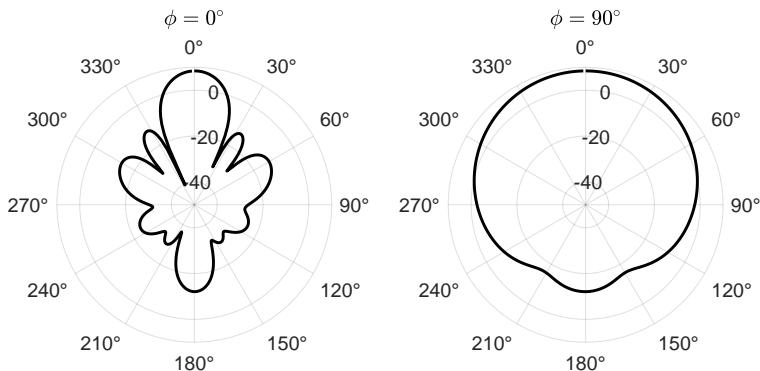


Abbildung 2.20: Simulierte Richtdiagramme mit Dolph-Chebyshev Breitenverteilung in CST

### 2.3.5 Vergleich der Amplitudenverteilungen

Zur Optimierung der Richtcharakteristik eines Antennenarrays wurden drei unterschiedliche Amplitudenverteilungen untersucht: die uniforme, binomiale und Dolph-Chebychev-Verteilung.

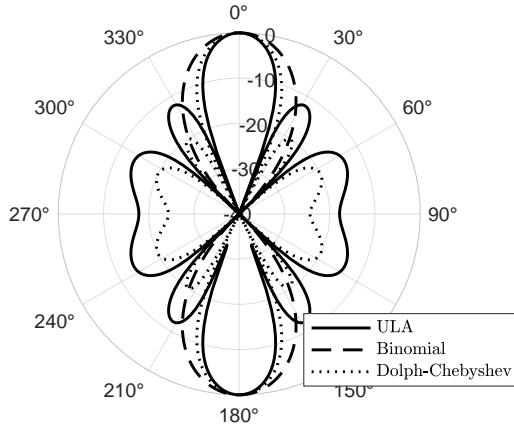


Abbildung 2.21: Vergleich der Strahlungscharakteristik verschiedener Verteilungen

Die uniforme Verteilung ( $a_n = \text{const.}$ ) erzeugt eine schmale Hauptkeule, jedoch treten relativ hohe Nebenkeulen auf, was zu einer unerwünschten Abstrahlung in Seitwärtsrichtungen führt. Die binomiale Verteilung unterdrückt die Nebenkeulen vollständig, geht jedoch mit einer deutlichen Verbreiterung der Hauptkeule und somit einer geringeren Richtwirkung einher.

Die Dolph-Chebyshev-Verteilung bietet einen gezielten Kompromiss: sie erlaubt die Nebenkeulen auf ein definiertes Niveau zu begrenzen, während die Hauptkeule im Vergleich zur binomialen Verteilung deutlich schmäler bleibt. Aufgrund dieses günstigen Verhältnisses zwischen Richtwirkung und Nebenkeulenunterdrückung, wurde die Dolph-Chebyshev-Gewichtung für die Realisierung des Antennenarrays ausgewählt.

### 2.3.6 Modifizierte Antenne mit Dolph-Chebyshev-Verteilung

Zur praktischen Umsetzung der Dolph-Chebyshev-Gewichtung muss das ursprünglich in CST modellierte Antennenarray geometrisch angepasst werden. Aufgrund der begrenzten Bearbeitungsfläche der Fräsmaschine überschreitet die ursprüngliche Struktur die

maximal zulässige Platinenlänge. Um dennoch die Anzahl von  $N = 5$  Strahlerelementen beizubehalten, wird die Einspeisung der einzelnen Patches kompakter gestaltet: die Mikrostreifenleitungen wurden innerhalb der Patches geführt, wie exemplarisch in Abbildung 2.22 dargestellt. Wichtig ist, dass trotz der strukturellen Anpassung die Phasenlage erhalten bleibt. Die Mikrostreifenleitungen besitzen weiterhin eine elektrische Länge von  $\lambda/2$ , um eine phasengleiche Ansteuerung aller Elemente sicherzustellen. Aufgrund identischer Einspeisetiefen wird eine konstante Impedanzanpassung angenommen. Die Verbindung über  $\lambda/2$ -Mikrostreifenleitungen sorgt dafür, dass die Impedanz an jedem Patch unverändert übertragen wird.

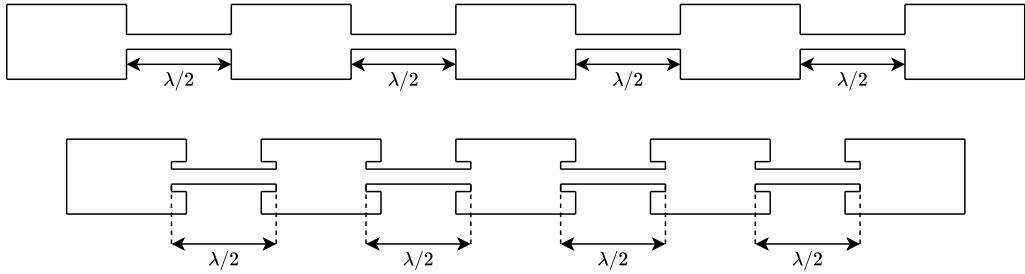


Abbildung 2.22: Modifizierte Patch-Struktur zur Längenreduktion

Die CST-Simulation des modifizierten Arrays (siehe Abbildung 2.23) zeigt eine effektive Unterdrückung der Nebenkeulen von 20 dB, wie gemäß der Dolph-Chebyshev-Verteilung zu erwarten ist. Gleichzeitig führt die bauliche Komprimierung zu einer leichten Verbreiterung der Hauptkeule. Dieser Kompromiss wird im Rahmen der verfügbaren Entwicklungszeit akzeptiert.

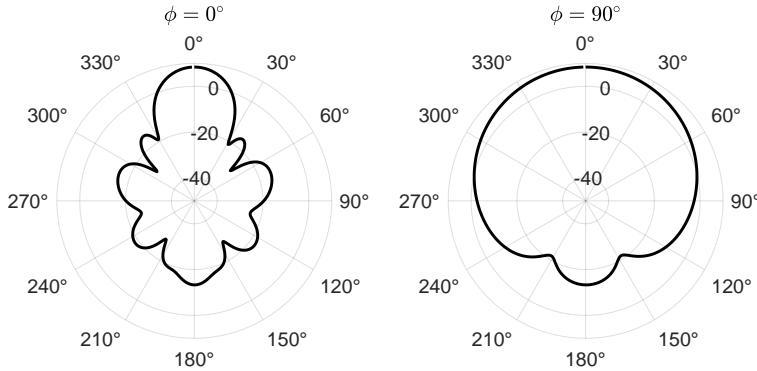


Abbildung 2.23: Abstrahlverhalten nach Modifizierung mit Chebyshev-Gewichtung

### Fertigung der linearen Antenne

Nach dem Ausfräsen der linearen Antenne wurde die Rückflussdämpfung  $S_{11}$  gemessen. Wie in Abbildung 2.24 zu erkennen ist, liegt die Resonanzfrequenz nicht bei der Zielfrequenz von 2,4 GHz, sondern bei 2,417 GHz. Dies entspricht einer Abweichung von weniger als einem Prozent.

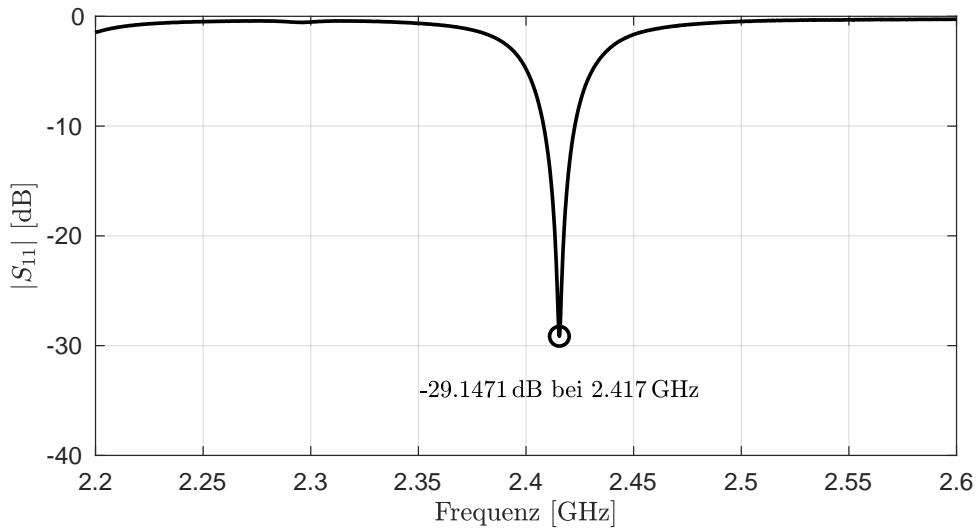


Abbildung 2.24: Gemessene Rückflussdämpfung der Einzelantenne

## 2.4 Phased-Array

Das Ziel besteht in der Steuerung der Richtwirkung über eine Ebene. Zu diesem Zweck werden  $N$  Antennenelemente mit der Dolph-Chebyshev-Verteilung angeordnet. In der Abbildung 2.25 ist eine schematische Darstellung von sechs Elementen zu sehen. Im Anhang A.2 befindet sich ein Foto der gefrästen Phased-Array-Antenne. Die Anzahl  $N = 6$  wurde dabei aus dem Umstand begründet, dass die Frässtelle begrenzt ist und maximal sechs Elemente auf eine Platine gefräst werden können.

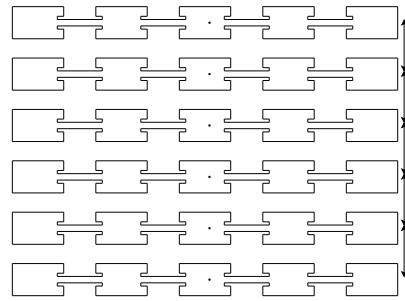


Abbildung 2.25: Schematische Darstellung der Phased-Array-Antenne

Es wurde nach der Fertigung festgestellt, dass bei der Bestimmung des Abstands  $d$  ein Fehler unterlaufen ist. Die Antennenelemente der gefertigten Phased-Array-Antenne haben einen Abstand von  $d = 37 \text{ mm}$ . Dieser Wert entspricht zwar der elektrischen halben Wellenlänge auf einer Mikrostreifenleitung, ist jedoch nicht identisch mit der freien Wellenlänge  $\lambda$ . Der richtige Abstand beträgt  $d = 62,5 \text{ mm}$ . In Abbildung 2.26 ist die analytische Darstellung des Strahlungsdiagramms mittels Array Factor gezeigt und in Abbildung 2.27 das Ergebnis von CST.

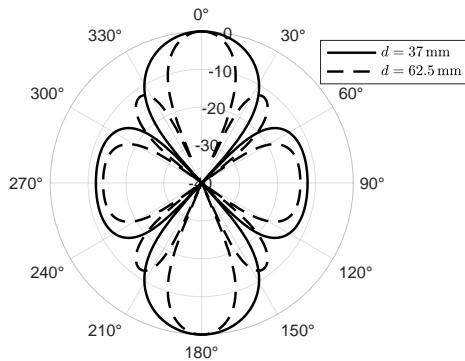


Abbildung 2.26: Analytisches Richtdiagramm der Phased-Array-Antenne

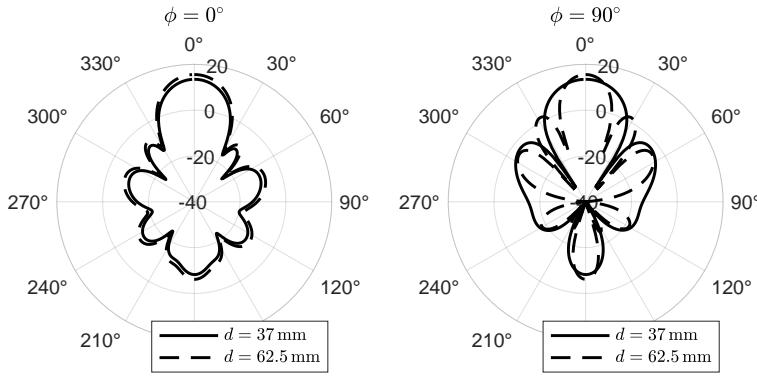


Abbildung 2.27: Simuliertes Richtdiagramm der Phased-Array-Antenne in CST

Es wird entschieden, mit der gefertigten Phased-Array-Antenne mit einem Elementabstand von  $d = 37$  mm weiterzuarbeiten. Die Entscheidung basiert darauf, dass bei diesem Abstand keine signifikanten negativen Effekte zu beobachten sind. Darüber hinaus ist es aus Gründen der Nachhaltigkeit sinnvoll, das bereits gefertigte Material weiterzuverwenden, anstatt es zu verwerfen.

Analog zur einzelnen linearen Antenne wird die Rückflussdämpfung  $S_{11}$  der jeweiligen Antennenelemente gemessen. In Abbildung 2.28 ist zu erkennen, dass sich die Resonanzfrequenzen der Antennenelemente kaum unterscheiden. Dies bestätigt den angesprochenen Vorteil, dass Patch-Antennen eine gute Reproduzierbarkeit in der Fertigung besitzen. Wie bei der einzelnen linearen Antenne liegt die Resonanzfrequenz bei  $f = 2,417$  GHz.

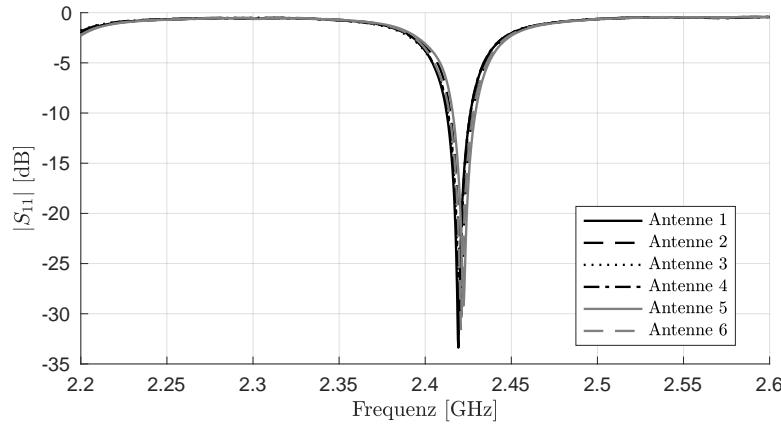


Abbildung 2.28: Gemessene Rückflussdämpfung der Antennen-Elemente

### 3 Empfangskette

In diesem Kapitel werden die Funktionsweise und der Aufbau der Empfangskette erläutert. Die Hauptaufgabe der Empfangskette besteht darin, die jeweiligen Antennenelemente phasenrichtig zu steuern, sodass eine elektronische Ausrichtung des Hauptstrahls möglich ist. Grundlage hierfür ist der sogenannte Array Factor wie er in Gleichung 2.32 beschrieben ist.

Damit für den gewünschten Winkel  $\theta_0$  eine konstruktive Interferenz entsteht, folgt aus Gleichung 2.33, dass die Phasendifferenz der jeweiligen Empfangspfade gemäß

$$\beta = -d \cdot k_0 \cdot \sin(\theta_0) \quad (3.1)$$

eingestellt werden muss.

Abbildung 3.1 zeigt die schematische Darstellung zweier Empfangspfade. Die eingehenden Signale  $RF_1$  und  $RF_2$  werden dabei am Ende summiert.

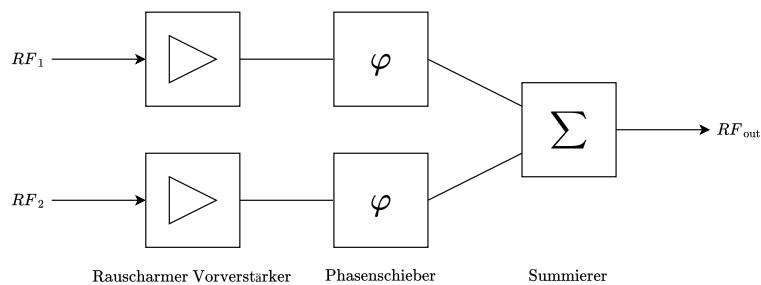


Abbildung 3.1: Blockschaltbild der Empfangskette

Im Folgenden werden die eingesetzten elektronischen Komponenten beschrieben sowie deren jeweilige Funktion innerhalb der Empfangskette erläutert.

### 3.1 Rauscharmer Vorverstärker

Empfangssignale im Hochfrequenzbereich weisen in der Regel geringe Amplituden auf. Für den Erhalt des Signal-Rausch-Verhältnisses (engl. Signal-to-Noise Ratio, SNR) ist eine Verstärkung am Beginn des Empfangspfades erforderlich. Der Einsatz eines rauscharmen Vorverstärkers (engl. Low Noise Amplifier, LNA) beeinflusst maßgeblich die Gesamtrauschzahl des Systems.

Die Gesamtcharakteristik des Rauschverhaltens kaskadierter Systeme lässt sich durch die Friis-Gleichung nach [8] beschreiben:

$$F_{\text{ges}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \quad (3.2)$$

Dabei bezeichnet  $F_n$  den linearen Rauschfaktor der  $n$ -ten Stufe und  $G_n$  deren lineare Verstärkung. Die Gleichung zeigt, dass die erste Verstärkerstufe mit ihrem Rauschfaktor  $F_1$  und ihrem Gewinn  $G_1$  den wesentlichen Einfluss auf den Gesamtrauschfaktor  $F_{\text{ges}}$  ausübt. Nachfolgende Stufen wirken sich nur reduziert auf das Gesamtrauschen aus, sofern der Gewinn der ersten Stufe hinreichend groß ist.

Für den Aufbau der Empfangskette wird der rauscharme Vorverstärker TSS-53LNB der Firma Mini-Circuits eingesetzt. Die relevanten Kenngrößen des Bauteils nach Datenblatt [9] sind:

- Frequenzbereich: 500 MHz – 5 GHz
- Verstärkung: 21,7 dB bei 2 GHz
- Rauschzahl: 1,4 dB bei 2 GHz
- Versorgungsspannung: +5 V
- Stromaufnahme: ca. 85 mA
- Ein- und Ausgangsimpedanz: 50 Ω

Es wird ein breitbandiger Verstärker gewählt, um eine breite Impedanzanpassung an die übrigen HF-Komponenten auf der Platine zu gewährleisten. Die breite Bandbreite geht zulasten der Impedanzanpassung an Ein- und Ausgang, die im Vergleich zu einem schmalbandigen LNA weniger optimal ausfällt. Auch der Rauschfaktor ist in der Regel höher.

Der ausgewählte LNA bietet zusätzlich die Möglichkeit eines Bypass-Betriebs. In diesem Modus wird das Verstärkungselement elektrisch überbrückt, sodass das Eingangssignal ohne zusätzliche Verstärkung an den Ausgang weitergeleitet wird. Dies erlaubt die Vermeidung von Übersteuerungen bei hohen Eingangssignalen. Die Umschaltung zwischen Verstärker- und Bypass-Modus kann durch ein externes Steuersignal realisiert werden.

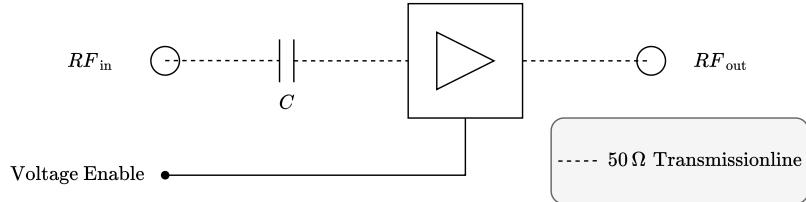


Abbildung 3.2: Anschluss- und Funktionsübersicht des LNA

Der TSS-53LNB+ wurde aufgrund seines niedrigen Rauschmaß, hohem Gewinn und breitem Frequenzbereich ausgewählt. Durch den Einsatz dieses LNA wird die Gesamtrauschzahl des Empfangssystems gemäß der Friis-Gleichung effektiv reduziert.

## 3.2 Phasenschieber

Zur Phaseneinstellung in der Empfangskette wird ein digital steuerbarer Phasenschieber vom Typ PE44820E der Firma pSemi eingesetzt. Der Phasenschieber bietet eine Phasenauflösung von  $1,406^\circ$  bei einer Gesamtzahl von 256 diskreten Schritten über den Bereich von  $360^\circ$ .

Die Ansteuerung erfolgt über eine digitale Schnittstelle (Parallelmodus oder SPI), die eine direkte Integration in die digitale Steuerlogik der Empfangskette ermöglicht. Alternativ wird auch der Einsatz spannungsgesteuerter Phasenschieber der Marke Mini-Circuits in Erwägung gezogen, bei denen sich die Phase abhängig von einer Steuerspannung zwischen 0 V und 24 V einstellt. Dies würde jedoch eine aufwendige externe Ansteuerschaltung erfordern. In der vorliegenden Implementierung erfolgt der Betrieb im Parallelmodus. Über acht digitale Steuerleitungen werden die  $2^8$  diskreten Schritte adressiert. Der zusätzliche OPT-Pin wird dabei als alternatives zweitniederwertigstes Bit (engl. Least Significant Bit, LSB) verwendet. Für den parallelen Betrieb mehrerer Phasenschieber werden gemeinsame Steuerleitungen verwendet. Die individuelle Adressierung erfolgt über separa-

te LE-(Latch Enable)-Signale. Eine Änderung der Phasenverschiebung erfolgt erst bei einem Flankenwechsel des LE-Signals.

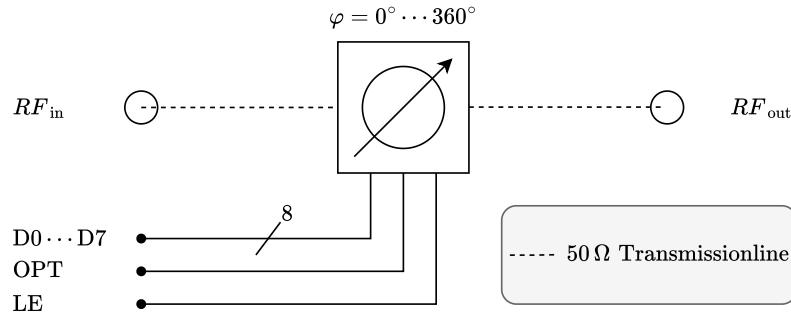


Abbildung 3.3: Anschluss- und Funktionsübersicht des Phasenschiebers

Die wichtigsten elektrischen und HF-technischen Eigenschaften des PE44820E aus dem Datenblatt [10] sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Parameter	Wert
Betriebsfrequenzbereich	1,1 GHz – 3 GHz
Phasenauflösung	1,406°
Anzahl der Schritte	256
Steuerschnittstelle	Parallel oder SPI
Betriebsspannung	3,3 V (typ.)
Phasenfehler (RMS)	1°
Amplitudenfehler (RMS)	0,1 dB
Insertion Loss / Conversion Loss	7 dB (typ.)
Rückflussdämpfung (Input/Output)	> 10 dB
Eingangs-/Ausgangsimpedanz	50 Ω

Tabelle 3.1: Technische Kenndaten des Phasenschiebers

### 3.3 Wilkinson-Teiler

Am Ende der Empfangskette sollen die sechs Signale aufsummiert werden. Eine praktikable Methode hierfür ist der Einsatz von Wilkinson-Leistungsverteilern, die in umgekehrter Richtung auch als Kombinierer verwendet werden können. Durch gestufte Kaskadierung mehrerer 2-Wege-Wilkinson-Teiler lässt sich eine 6-zu-1-Kombination realisieren.

### 3 Empfangskette

---

Ein 2-Wege-Wilkinson-Teiler besteht nach [8] aus zwei identischen Übertragungsleitungen der Länge  $L = \lambda/4$  mit einer Impedanz von  $Z_0 \cdot \sqrt{2}$  sowie einem Widerstand  $R = 2Z_0$ , der die beiden Ausgänge miteinander verbindet.

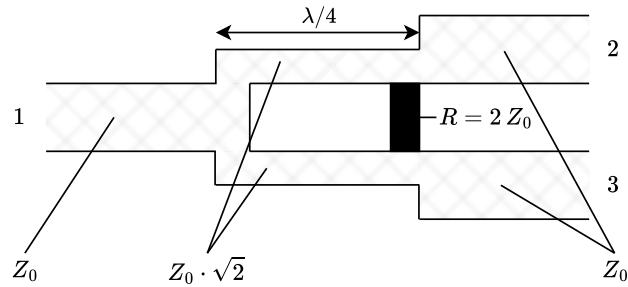


Abbildung 3.4: Struktur zur Realisierung eines Wilkinson-Kombinierers

Die Eigenschaften eines idealen 2-Wege-Wilkinson-Teilers sind:

- Leistungsanpassung an allen Ports
- Isolation zwischen den Ausgängen

Zur Kombination von sechs Pfaden wird eine gestufte Struktur verwendet. Diese besteht aus sieben Wilkinson-Teilern. Vier in der ersten Stufe, gefolgt von zwei in der zweiten Stufe und einem abschließenden in der dritten Stufe. Die Struktur ist in Abbildung 3.5 schematisch dargestellt. Die zwei offenen Ports werden mit einem  $50\Omega$  - Widerstand abgeschlossen.

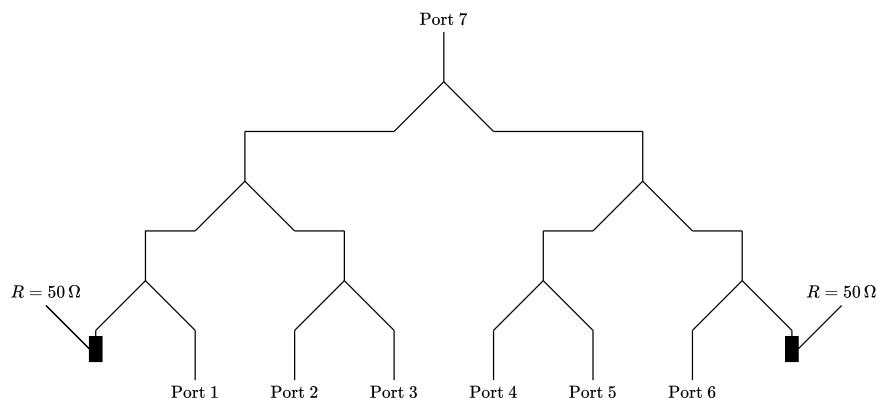


Abbildung 3.5: Wilkinson-Kombinierer zur Zusammenführung von sechs Kanälen

### 3.4 Digitale Ansteuerung

Die Steuerung der Hauptkeulenschwenkung erfolgt im Wesentlichen über eine Mikrocontrollereinheit. Zum Einsatz kommt ein Arduino Mega, der über zahlreiche digitale Ein- und Ausgänge verfügt. Über die integrierte USB-Schnittstelle können Steuerbefehle vom PC an den Mikrocontroller geschickt werden. Die Abbildung 3.6 stellt die digitalen Verbindungen zwischen den LNAs, Phasenschiebern und dem Mikrocontroller dar. Die zugehörigen Schaltpläne befinden sich im Anhang A.4 (Phasensteuerungsplatine) und im Anhang A.5 (Verbindungsplatine). Ein Foto der Phasensteuerungsplatine ist im Anhang A.3 zu finden.

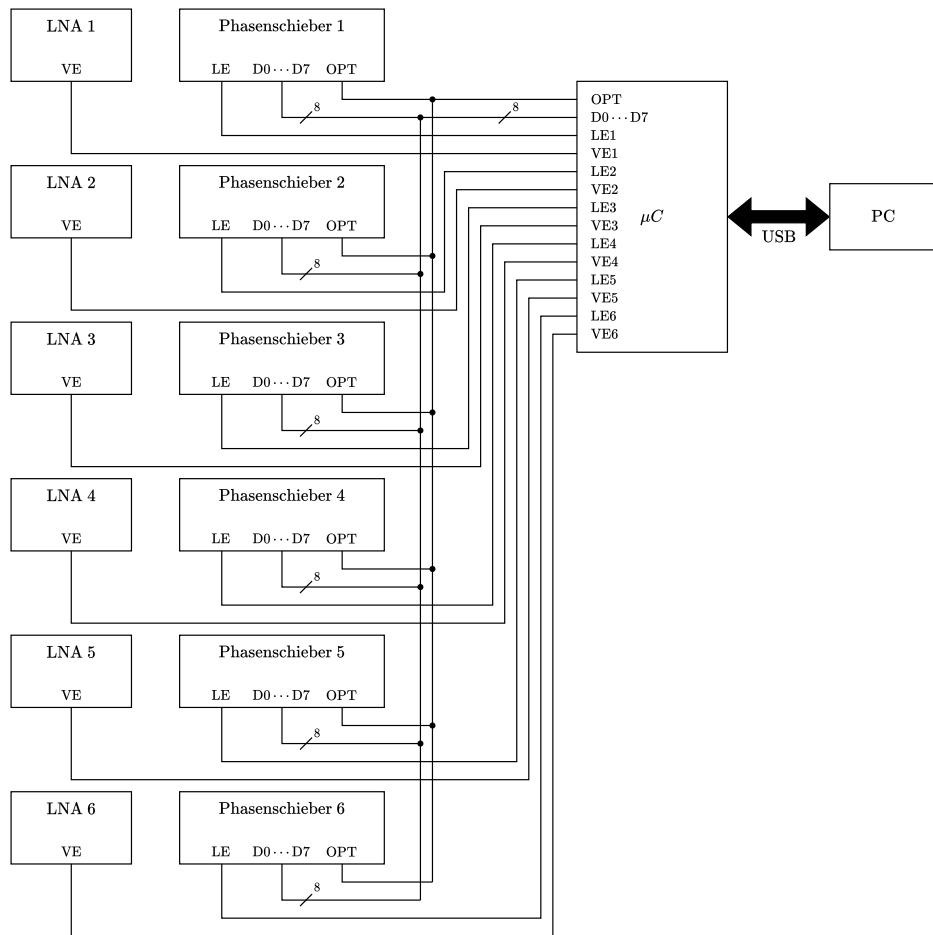


Abbildung 3.6: Schematische Darstellung der digitalen Verbindungen

Die Tabelle 3.2 zeigt die Zuordnung der verwendeten Arduino-Pins zu den jeweiligen Steuersignalen für die Phasen- und LNA-Steuerung.

Signal	Arduino-Pin(s)	Beschreibung
D0 … D7	20, 19, 18, 17, 16, 15, 14, 2	8-Bit Phasen-Steuerung
LE0 … LE5	3, 4, 5, 6, 7, 8	Latch-Enable für jeden Kanal
OPT	21	Optionale Steuerleitung
VE0 … VE5	23, 25, 27, 29, 31, 33	LNA Enable pro Kanal

Tabelle 3.2: Pinbelegung des Arduino Mega für die Phasen- und LNA-Steuerung

#### Hinweis:

Jeder Phasenschieber erhält die gleichen Steuersignale über die Datenleitungen D0 … D7 sowie das optionale Signal OPT. Durch die separat angesteuerten Latch-Enable-Leitungen (LE0 … LE5) kann jedoch gezielt gesteuert werden, welcher Phasenschieber die aktuell anliegenden 8-Bit-Steuerbefehle übernimmt. So lässt sich für jedes Array-Element gezielt eine Phasenverschiebung der Form  $(n - 1) \cdot \beta$  realisieren.

#### 3.4.1 Steuerbefehle

Die digitale Ansteuerung der sechs Kanäle erfolgt über serielle American Standard Code for Information Interchange (ASCII)-Kommandos, die an den Mikrocontroller (Arduino Mega) gesendet werden. Die Baudrate beträgt 9600 Bit/s und jedes Kommando muss durch ein ‘\n’ (Newline-Zeichen) abgeschlossen werden. Der Arduino-Code befindet sich im Anhang A.6. Es stehen folgende Befehle zur Verfügung:

#### LNA De- und Aktivierung

- LNA <Kanal> <Bit>

Bit = 0: LNA wird in den Bypass-Modus geschaltet

Bit = 1: LNA wird aktiviert (Verstärkungsmodus)

### Setzen der 8-Bit-Phase

- PHA <Kanal> <Wert>

Wert = 0–255: Digitaler Steuerwert für den Phasenschieber

Die digitale Phase ist nicht direkt proportional zur tatsächlichen Phasenverschiebung in Grad. Systembedingte Phasenänderungen durch LNA, Verkabelung und Wilkinson-Teiler führen zu Abweichungen. Daher wird zur Korrektur eine Lookup Table (LUT) verwendet.

### Setzen des OPT-Bits

- OPT <Kanal> <Bit>

Bit = 0: OPT-Bit nicht gesetzt

Bit = 1: OPT-Bit gesetzt

Der OPT-Pin dient zur Feinanpassung und wird als zweites niederwertiges Bit interpretiert.

### Auslesen der LUT

- LUT <Kanal> <Phase>

Phase = 0–360: Zielphase in Grad

Dabei wird für den angegebenen Kanal der kalibrierte Steuerwert aus dem zugehörigen Speicherbereich ausgelesen (z. B. Kanal 1: Index 0–360, Kanal 2: ab Index 361 usw.) und an den jeweiligen Phasenschieber übertragen. Der Steuerwert liegt im digitalen Bereich von 0 bis 255 und entspricht einer Phasenverschiebung von 0° bis 360°.

#### Beschreiben der LUT (Kalibrierung)

- CAL <Kanal> <Phase>

Phase = 0–360: Zielphase, die dem aktuellen Steuerwert zugeordnet wird

Dieser Befehl speichert den aktuellen Steuerwert (zuvor mit PHA gesetzt) für die angegebene Zielphase in die LUT. Dies dient der Kalibrierung des Systems.

#### Beamforming

- BFM <Winkel>

Winkel =  $-90^{\circ}$  bis  $+90^{\circ}$ : Zielrichtung der elektronischen Strahlformung

Durch diesen Befehl werden alle sechs Kanäle automatisch so eingestellt, dass sich eine Strahlformung (Beamforming) in die angegebene Richtung ergibt. Die Phasenwerte werden intern aus der LUT übernommen und den jeweiligen Kanälen zugewiesen.

#### 3.4.2 Phasenkalibrierung und Lookup Table

Da die Phase in den Empfangspfaden durch Systemeinflüsse wie Leiterführung, LNA-Schaltungen oder Wilkinson-Teiler beeinflusst wird, ist eine Kalibrierung der Phaseschieber notwendig. Dabei wird für jede Zielphase der am besten passende Steuerwert ermittelt, um eine gezielte Phaseneinstellung zu ermöglichen. So lässt sich eine gewünschte Phasendifferenz zwischen den Kanälen mit wenig Abweichung einstellen.

Für jeden der sechs Empfangskanäle wird eine eigene LUT verwendet. Diese enthält für jede Zielphase (in Schritten von  $2^{\circ}$  im Bereich von  $0^{\circ}$  bis  $358^{\circ}$ ) den digitalen Steuerwert, der bei der Kalibrierung die geringste Abweichung zur Sollphase aufweist. Da der LNA im Verstärkungs- und im Bypass-Modus unterschiedliche Phasenlagen verursacht, existieren pro Kanal zwei getrennte LUTs.

Die Kalibrierung erfolgt mit einem Vector Network Analyzer (VNA). Dabei wird der zu messende Kanal mit dem VNA verbunden, während alle anderen Kanäle mit  $50\Omega$  abgeschlossen werden. Anschließend werden alle 512 möglichen Steuerwerte (8-Bit Phase + 1 OPT-Bit) durchgeschaltet und die resultierende Phase zwischen Ein- und Ausgang gemessen.

Adresse	Wert für Phasenschieber	Gemessene Phase	Soll Phase
0000 <sub>16</sub>	0101 1010 <sub>2</sub>	0.32°	0°
0001 <sub>16</sub>	0101 1100 <sub>2</sub>	2.51°	2°
0002 <sub>16</sub>	0101 1110 <sub>2</sub>	3.97°	4°
⋮	⋮	⋮	⋮
00B3 <sub>16</sub>	0000 1100 <sub>2</sub>	358.68°	358°
00B4 <sub>16</sub>	1011 0100 <sub>2</sub>	0.1°	0°
00B5 <sub>16</sub>	1011 0110 <sub>2</sub>	1.91°	2°
00B6 <sub>16</sub>	1011 1000 <sub>2</sub>	4.23°	4°
⋮	⋮	⋮	⋮
0167 <sub>16</sub>	0110 1111 <sub>2</sub>	357.78°	358°
0168 <sub>16</sub>	0101 1011 <sub>2</sub>	0.12°	0°
0169 <sub>16</sub>	0101 1101 <sub>2</sub>	2.1°	2°
016A <sub>16</sub>	0101 1111 <sub>2</sub>	4.42°	4°
⋮	⋮	⋮	⋮
021B <sub>16</sub>	0000 1101 <sub>2</sub>	359.08°	358°
⋮	⋮	⋮	⋮

Abbildung 3.7: Schematischer Aufbau der Lookup Table zur Phasenkorrektur

Nach der Messung analysiert das System die Phasenwerte und ordnet jeder Zielphase den am besten passenden Steuerwert zu. Die Auswahl erfolgt durch Minimierung der Abweichung zwischen gemessener und gewünschter Phase. Die so gewonnenen Werte werden in die LUT eingetragen. Abbildung 3.7 zeigt exemplarisch den schematischen Aufbau einer solchen Tabelle. Die dargestellten Inhalte dienen lediglich der Illustration.

Im Betrieb fragt das System die LUT mit dem Befehl `LUT` ab. Es überträgt anschließend den entsprechenden Steuerwert an den Phasenschieber. Neue Kalibrierdaten lassen sich mit dem Befehl `CAL` eintragen. Hierzu wird zunächst mit `PHA` ein bestimmter Steuerwert eingestellt. Danach wird dieser über `CAL` mit der gewünschten Zielphase verknüpft und dauerhaft in der LUT gespeichert.

### 3.5 Messungen

Zur Funktionsüberprüfung der Phasensteuerungsplatine wird im Wesentlichen die Durchlasskennlinie  $S_{21}$  in Abhängigkeit der eingestellten Phasen  $\beta = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  und  $270^\circ$  gemessen. Dabei erfolgt die Messung von einem Eingangskanal bis zum Ausgang. Alle nicht verwendeten Eingänge werden mit  $50\Omega$  abgeschlossen, um Reflexionen zu vermeiden. Zusätzlich wird der  $S_{21}$ -Verlauf sowohl im Bypass-Modus als auch im Gain-Modus des LNA untersucht. Die Messung erfolgt im Frequenzbereich von 2,2 GHz bis 2,6 GHz. Die Phasen der jeweiligen Kanäle wird an der Frequenz  $f = 2,417$  GHz gemessen, da sie der Resonanzfrequenz der Antennenelemente entspricht (siehe Abbildung 2.28).

**Hinweis:**

Kalibrierung der LUT liegt bei  $f = 2,417$  GHz (Resonanzfrequenz der Antenne).

#### LNA OFF

Die folgende Abbildung zeigt die Durchlasskennlinie  $S_{21}$  im Bypass-Modus für die vier eingestellten Phasen.

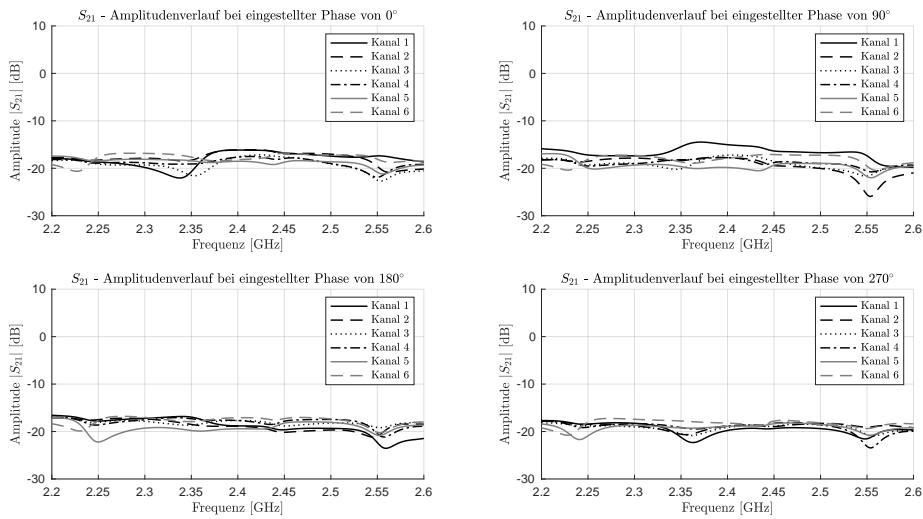


Abbildung 3.8: Durchlasskennlinien  $S_{21}$  im Bypass-Modus für verschiedene Phasenwinkel

Der Amplitudenverlauf liegt bei etwa  $-18$  dB. Die Einfügedämpfung setzt sich zusammen aus der Wilkinson-Struktur mit  $3 \cdot 3$  dB = 9 dB, dem Phasenschieber, der gemäß

### 3 Empfangskette

---

Datenblatt [10] eine typische Einfügedämpfung von 7 dB aufweist sowie dem LNA im Bypass-Betrieb [9] mit etwa 1 dB Einfügedämpfung. Zusätzlich tragen weitere Verluste im Substrat zur Gesamtdämpfung bei. Die zugehörigen Phasendarstellungen sind in Abbildung 3.9 dargestellt.

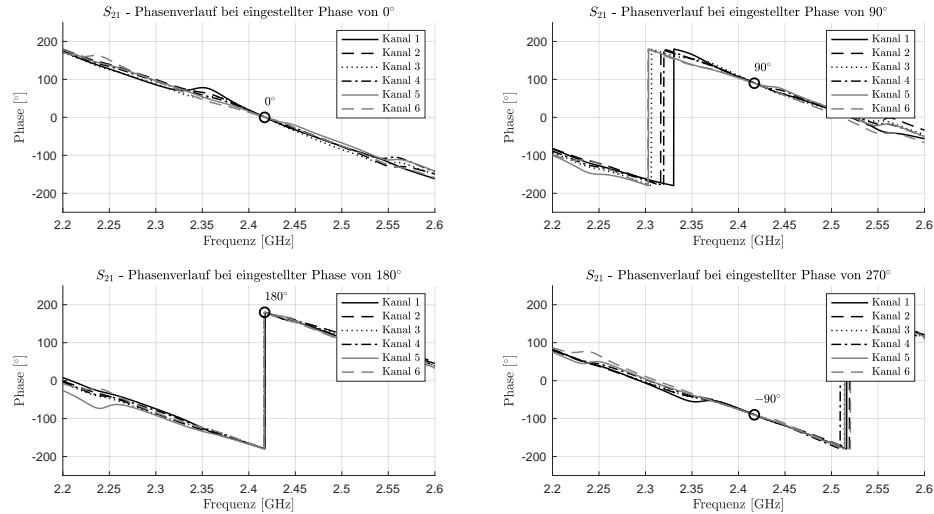


Abbildung 3.9: Phasengänge im Bypass-Modus bei verschiedenen Phasenstellungen

### 3 Empfangskette

---

#### LNA ON

Im Gain-Modus zeigt sich in Abbildung 3.10 eine deutliche Verstärkung (+20 dB).

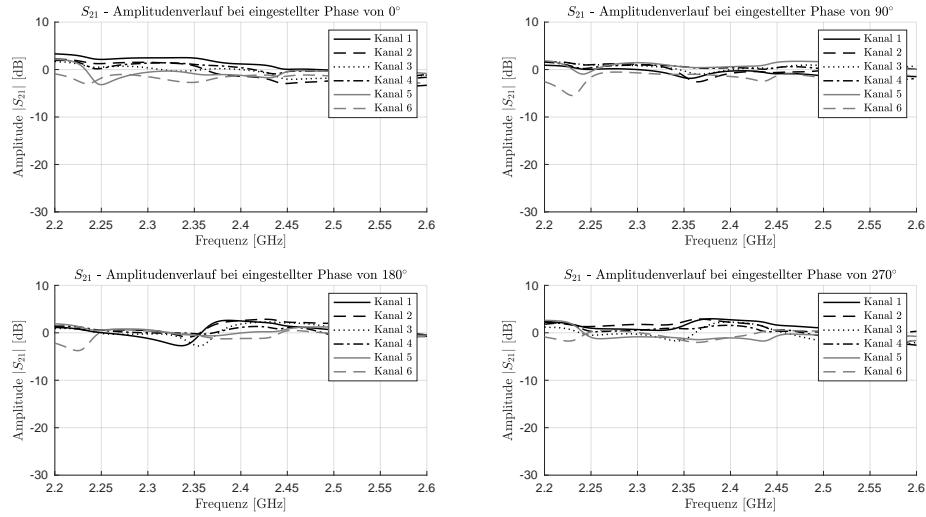


Abbildung 3.10: Durchlasskennlinie  $S_{21}$  im Gain-Modus für verschiedene Phasenwinkel

Die Phasengänge in Abbildung 3.11 zeigen ähnliche Ergebnisse wie im Bypass-Modus. Die eingestellte Phase ist bei jedem Kanal messtechnisch nachgewiesen.

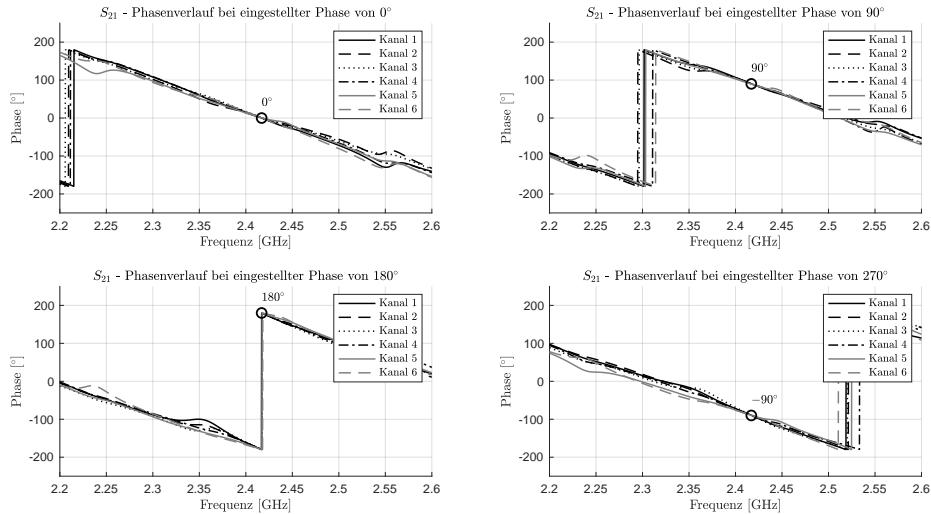


Abbildung 3.11: Phasengänge im Gain-Modus bei verschiedenen Phasenstellungen

### **Fazit zur Messung**

Die Messergebnisse zeigen, dass die eingestellten Phasen in allen Kanälen zuverlässig umgesetzt werden können. Die gemessenen Phasengänge stimmen mit den vorgegebenen Werten überein, was auf eine funktionierende Phasensteuerung hinweist.

Allerdings sind deutliche Unterschiede in den Amplitudenverläufen  $S_{21}$  zwischen den einzelnen Kanälen erkennbar. Diese Abweichungen könnten mehrere Ursachen haben. Zum einen handelt es sich bei der gefertigten Platine um ein gefrästes Muster ohne zusätzliche Maßnahmen, wie Via-Fencing oder kontrollierter Masseführung, was zu leichten Unterschieden im Leitungsverhalten führen kann. Zum anderen ist es möglich, dass die einzelnen Phasenschieber unterschiedlich eingestellte Phasen besitzen, was zu unterschiedlichen Amplitudenverläufen führt. Eine weitere Möglichkeit stellt eine Fehlanpassung dar, die zusätzliche Verluste verursachen kann.

Insgesamt bestätigen die Messungen jedoch die prinzipielle Funktionsfähigkeit der Phasensteuerungsplatine.

## 4 Validierung des Gesamtsystems

Zur finalen Überprüfung des Gesamtsystems, bestehend aus Antenne und Phasensteuerungsplatine, wird die Empfangscharakteristik der Antenne in einer Antennenmesskabine vermessen. Dabei erfolgt die Auswertung des Empfangspegels im Azimutbereich von  $-30^\circ$  bis  $30^\circ$  in  $10^\circ$ -Schritten. Die Messung wird in zwei Betriebsmodi durchgeführt: mit aktiviertem Vorverstärker (LNA an) sowie ohne Vorverstärkung (LNA aus).

Die Abbildung 4.1 zeigt schematisch den Messaufbau in der Antennenmesskabine. Im Anhang A.7 befinden sich Fotos der Antennenmesskabine und der Antenna Under Test (AUT). Zur Messung des  $S_{21}$ -Parameters wird das Signal über die linke Antenne abgestrahlt und von der AUT auf der rechten Seite empfangen.

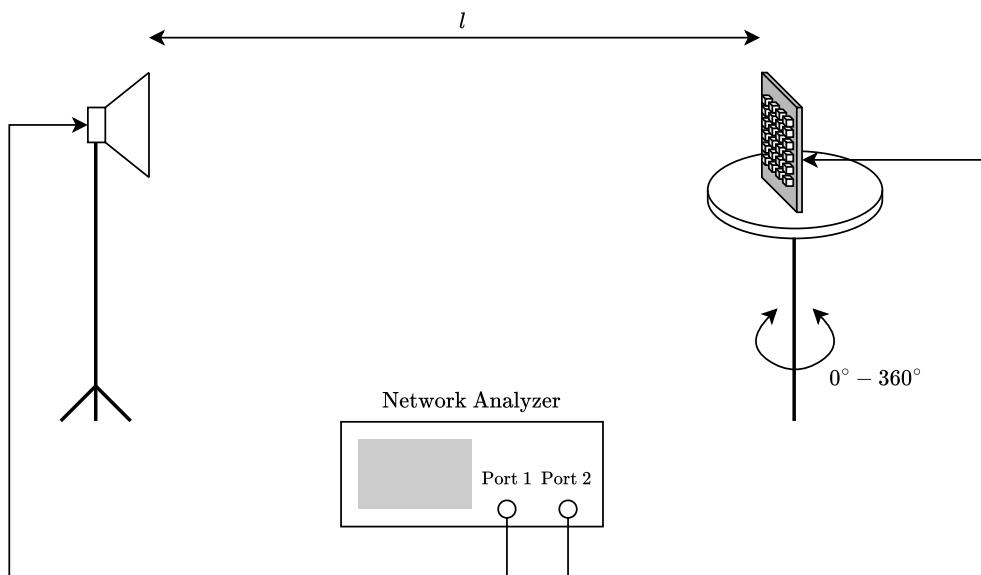


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung der Antennenmesskabine

Der Abstand zwischen den Antennen beträgt  $l = 1,7\text{ m}$  und erfüllt damit die Voraussetzung für eine Messung im Fernfeld bei einer Messfrequenz von  $f = 2,417\text{ GHz}$  ( $\lambda = 0,124\text{ m}$ ). Nach der Definition des Fraunhofer-Gebiets [1] beginnt das Fernfeld für  $f = 2,417\text{ GHz}$  ab einem Abstand von  $R = 1,45\text{ m}$ , der durch folgende Beziehung gegeben ist:

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.1)$$

Dabei ist  $D$  die größte geometrische Abmessung der Antenne (30 cm) und  $\lambda$  die Wellenlänge.

Die AUT ist auf einem drehbaren Messtisch montiert, welcher sich im Rahmen der vollständigen Messung von  $-90^\circ$  bis  $90^\circ$  in  $1^\circ$ -Schritten rotiert. In jedem Winkelintervall wird eine  $S_{21}$ -Messung durchgeführt. Die in Kapitel 2 analysierten und simulierten Antennencharakteristiken gehen von  $-180^\circ$  bis  $180^\circ$ . In der Messung stellt sich das Problem dar, dass sich auf der Rückseite der Phased-Array-Antenne die Ansteuerungsplatine befindet. Diese kann unter Umständen abstrahlen und die Auswertung im Bereich von  $-180^\circ$  bis  $180^\circ$  verfälschen. Daher wird nur die Vorderseite der Phased-Array-Antenne aufgezeichnet.

### **Einzelne Antenne**

Vor der Messung der Phased-Array-Antenne, wird zunächst ein einzelnes Antennenelement vermessen. Dies dient der Überprüfung, ob die Abstrahlcharakteristik den Erwartungen entspricht und ermöglicht es, mögliche Fehlerquellen in der Phased-Array-Antenne im Vorfeld auszuschließen.

Zur Aufzeichnung der Antennencharakteristik in Abbildung 4.2 für  $\varphi = 0^\circ$  gehört die zugehörige Simulation, dargestellt in Abbildung 2.20. Die grundsätzliche Richtcharakteristik ist wiederzuerkennen. Allerdings stimmen die Nebenkeulen im Bereich von  $270^\circ$  bis  $330^\circ$  in Abbildung 4.2 nicht mit der Simulation überein. Diese fallen geringer aus als erwartet. Das kann auf eine defekte Antenne oder auf unerwünschte Reflexionen in der Antennenmesskammer hinweisen.

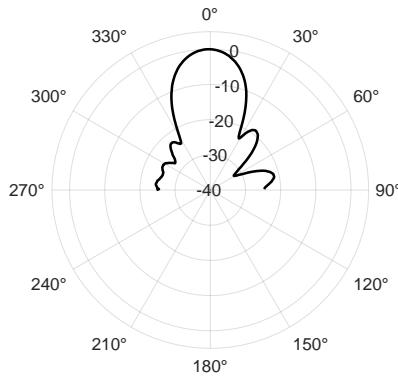


Abbildung 4.2: Normiertes Messdiagramm eines Einzelantennenelements

### Phased-Array-Antenne

Nach erfolgreicher Überprüfung des Einzelstrahlers wird die Messung mit dem vollständigen Phased-Array durchgeführt. Zunächst erfolgt die Aufnahme der Abstrahlcharakteristik ohne Phasensteuerung (Beam in  $0^\circ$ -Richtung). Anschließend mit aktiverter Phasenverschiebung zur elektronischen Steuerung des Abstrahlwinkels im Bereich von  $-30^\circ$  bis  $30^\circ$  in  $10^\circ$ -Schritten.

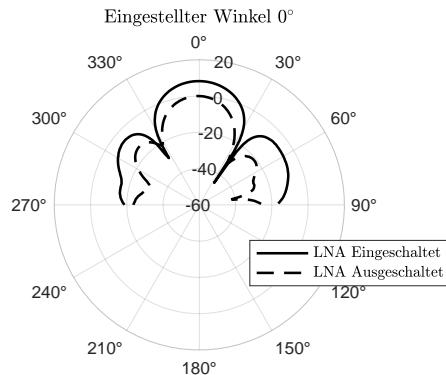


Abbildung 4.3: Abstrahlcharakteristik ohne Phasenverschiebung

Wird die gemessene Abstrahlcharakteristik für  $\varphi = 0^\circ$  in Abbildung 4.3 mit der simulierten Charakteristik aus Abbildung 2.27 für einen Elementabstand von  $d = 37\text{ mm}$  verglichen, lässt sich das grundsätzliche Strahlungsverhalten wiedererkennen. Auffällig ist jedoch, dass im ausgeschalteten LNA-Zustand die Nebenkeulen im Bereich von  $30^\circ$  bis  $90^\circ$  geringer ausfallen als erwartet. Im eingeschalteten Zustand zeigt das Diagramm hingegen eine symmetrische Nebenkeulenstruktur auf beiden Seiten. Dies deutet darauf

hin, dass die Kanalverstärkungen einen Einfluss auf das Strahlungsmuster haben. Wie in Abbildung 3.8 ersichtlich, weisen die Amplitudenverläufe im ausgeschalteten LNA-Zustand größere Diskrepanzen zwischen den Kanälen auf als im eingeschalteten Zustand (Abbildung 3.10).

Bei den Messungen mit aktivierter Phasensteuerung ist eine deutliche Richtungsänderung des Hauptstrahls zu erkennen, wie in Abbildung 4.4 dargestellt.

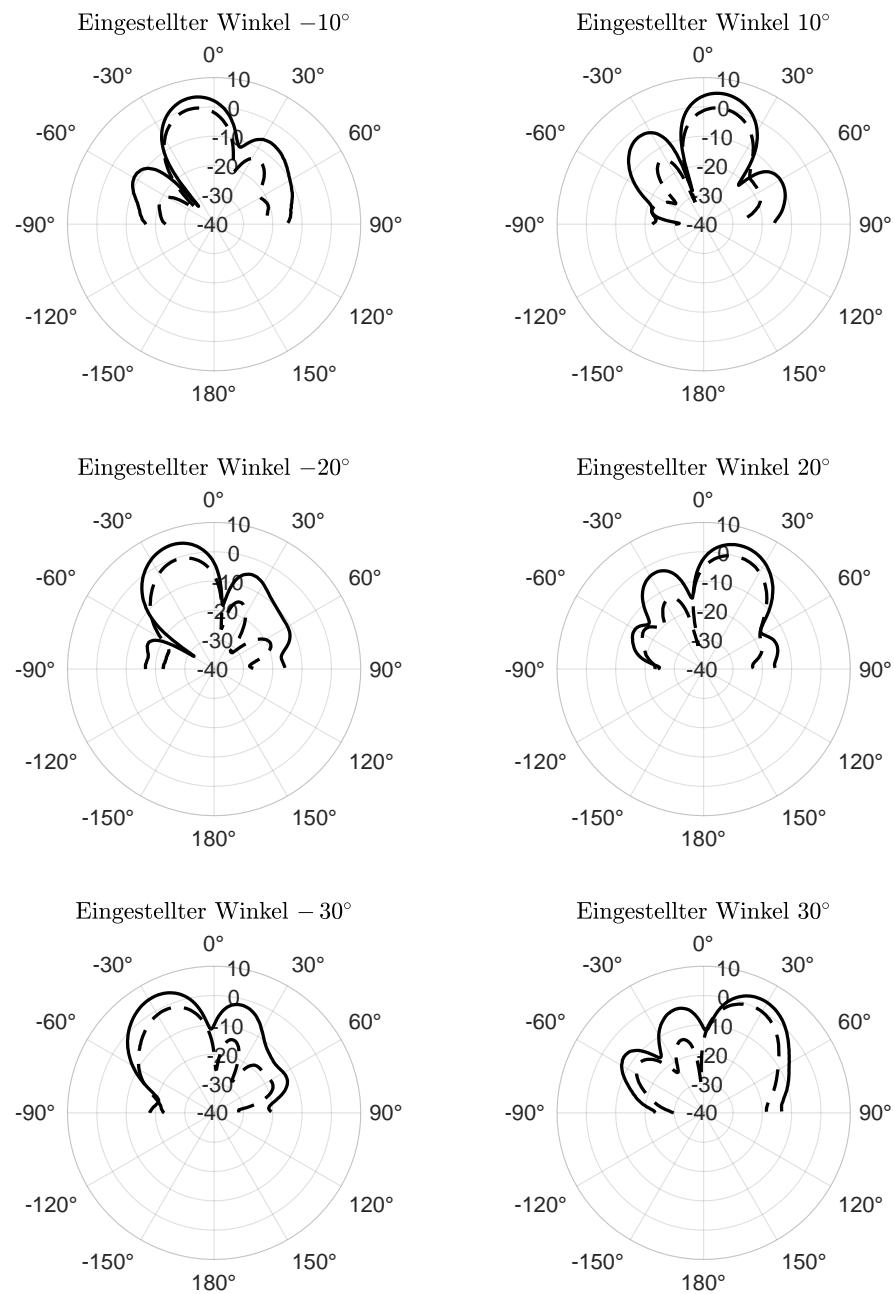


Abbildung 4.4: Abstrahlcharakteristik mit Phasensteuerung

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde eine elektronisch steuerbare Phased-Array-Antenne für eine Frequenz von 2,4 GHz entworfen, aufgebaut und experimentell charakterisiert.

Ausgangspunkt war das Design eines einzelnen Patchelements. Unter Anwendung der grundlegenden Antennentheorie wurde dessen geometrische Abmessung bestimmt und eine Impedanzanpassung vorgenommen. Auf Basis dieser Erkenntnisse wurde ein linear gespeistes Antennenarray konzipiert, wobei unterschiedliche Amplitudenverteilungen (insbesondere die binomiale und die Dolph-Chebyshev-Verteilung) hinsichtlich ihrer Nebenkeulendämpfung untersucht wurden.

Zur elektronischen Richtungssteuerung des Hauptstrahls wurde das System schließlich zu einem Phased Array erweitert. Die erforderlichen Phasenverschiebungen der jeweiligen Kanäle wurden über digital ansteuerbare Phasenschieber realisiert. Zur gleichphasigen Signalaufsummierung kamen mehrere Wilkinson-Teiler zum Einsatz. Die Steuerung und Kalibrierung der Phasenzustände erfolgte über eine digitale Steuereinheit auf Basis kanalindividueller Lookup Table.

Die Systemvalidierung erfolgte durch Messungen der Abstrahlcharakteristik unter verschiedenen Phaseneinstellungen in einer Antennenmesskammer. Dabei konnte eine gezielte elektronische Richtungssteuerung des Hauptstrahls im Bereich von  $-30^\circ$  bis  $30^\circ$  erfolgreich demonstriert werden. Die Untersuchung der Verstärkerstufen ergab, dass diskrepante Amplitudenverläufe zwischen den Kanälen die beobachteten Asymmetrien im Richtdiagramm maßgeblich verursachen.

## Ausblick

Für eine Weiterentwicklung des Systems bieten sich folgende Optimierungsmöglichkeiten an:

- Steigerung der Phasenauflösung durch feinere Steuerung oder kontinuierlich regelbare Phasenschieber
- Integration von Steuerlogik und HF-Pfad auf einer kompakten Multilayer-Leiterplatte zur Reduktion von Verlusten und Baugröße
- Erweiterung auf ein zweidimensionales Antennenarray zur Richtungssteuerung in Azimut und Elevation
- Verbesserung der Amplitudenkonstanz über alle Kanäle zur Reduktion von Strahlformungsfehlern

Die entwickelten Konzepte bieten eine solide Basis für zukünftige Anwendungen in der drahtlosen Kommunikation oder Radartechnik.

# Literaturverzeichnis

- [1] S.-P. S. Chen and H. Schmiedel, *Phasengesteuerte Antennen- Gruppenstrahler.* Springer, 6 2024.
- [2] K. W. Kark, *Antennen und Strahlungsfelder.* Springer Vieweg, 12 2016.
- [3] H. Heuermann, *Mikrowellentechnik.* Springer Vieweg, 6 2023.
- [4] C. A. Balanis, *Antenna theory.* John Wiley and Sons, 2 2016.
- [5] “AWR | TXLine Calculator | Cadence.” [Online]. Available: <https://www5.cadence.com/awr-tx-line-calculator.html>
- [6] J. Gadde, R. D. Kolisetty, and IRJET, “Design Optimization of Low Side Lobe Level Microstrip Antenna Array at 28 GHz for 5G Application,” Tech. Rep., 2020. [Online]. Available: <https://www.irjet.net/archives/V8/i1/IRJET-V8I1292.pdf>
- [7] C. Dolph, “A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship between Beam Width and Side-Lobe Level,” *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 335–348, 6 1946. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/jrproc.1946.225956>
- [8] H. Heuermann, *Hochfrequenztechnik.* Springer Vieweg, 11 2022.
- [9] M. NY, “Low Noise Bypass Ampli-er,” Tech. Rep., 2008. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/TSS-53LNB+.pdf>
- [10] pSemi Corporation, “UltraCMOS® RF Digital Phase Shifter 8-bit, 1.7–2.2 GHz,” Tech. Rep., 3 2022. [Online]. Available: <https://www.psemi.com/wp-content/uploads/pdf/datasheets/pe44820ds-1.pdf>

# A Anhang

## A.1 Verwendete Hilfsmittel

In der Tabelle A.1 sind die für die Bachelorarbeit verwendeten Werkzeuge und Hilfsmittel aufgelistet.

Tool	Verwendung
L <small>A</small> T <small>E</small> X	Textsatz- und Layout-Werkzeug verwendet zur Erstellung dieses Dokuments
MATLAB	Zur Berechnung von Parametern und der Erstellung von Diagrammen
draw.io	Zur Erstellung von schematischen Abbildungen
CST	Für numerische Feldberechnungen
KiCad	Schaltungsentwurf und PCB-Design
Arduino	Steuerung und Programmierung
TXLine	HF-Leitungsberechnung

Tabelle A.1: Verwendete Hilfsmittel und Werkzeuge

## A.2 Phased-Array-Antenne

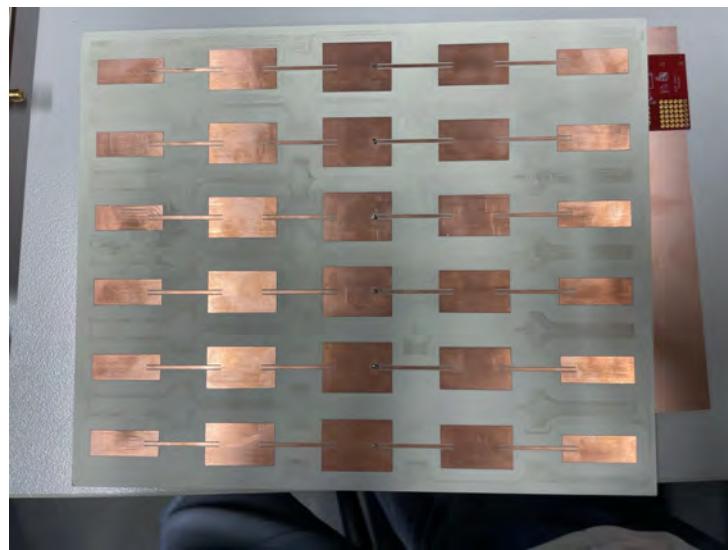


Abbildung A.1: Foto der Phased-Array-Antenne

## A.3 Phasensteuerungsplatine



Abbildung A.2: Foto der Phasensteuerungsplatine

#### A.4 Design und Schaltplan der Phasensteuerungsplatine

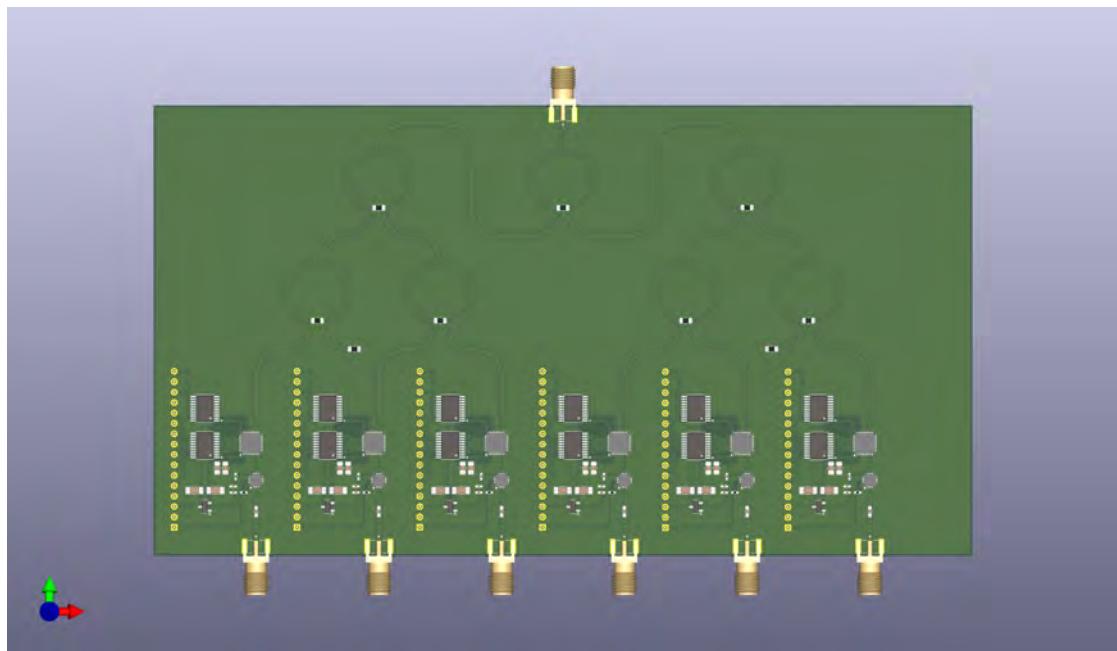


Abbildung A.3: Darstellung der Oberseite der Phasensteuerungsplatine

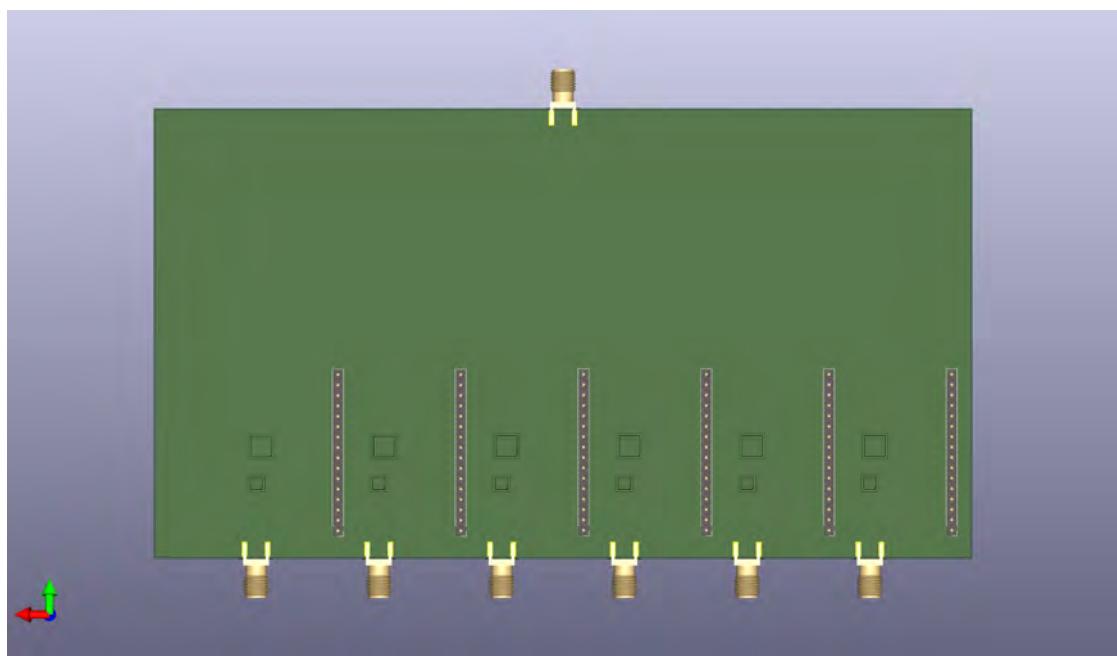
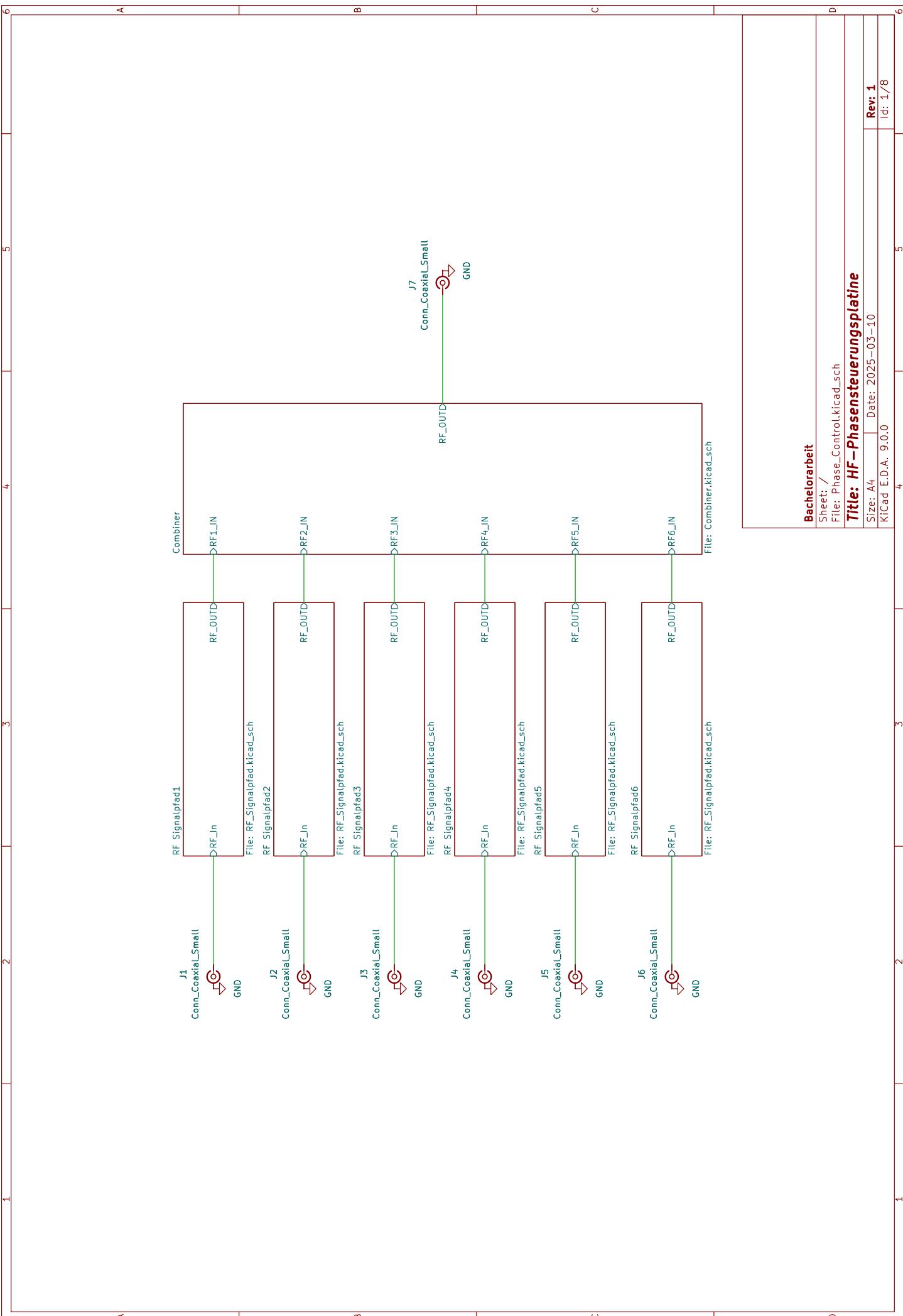
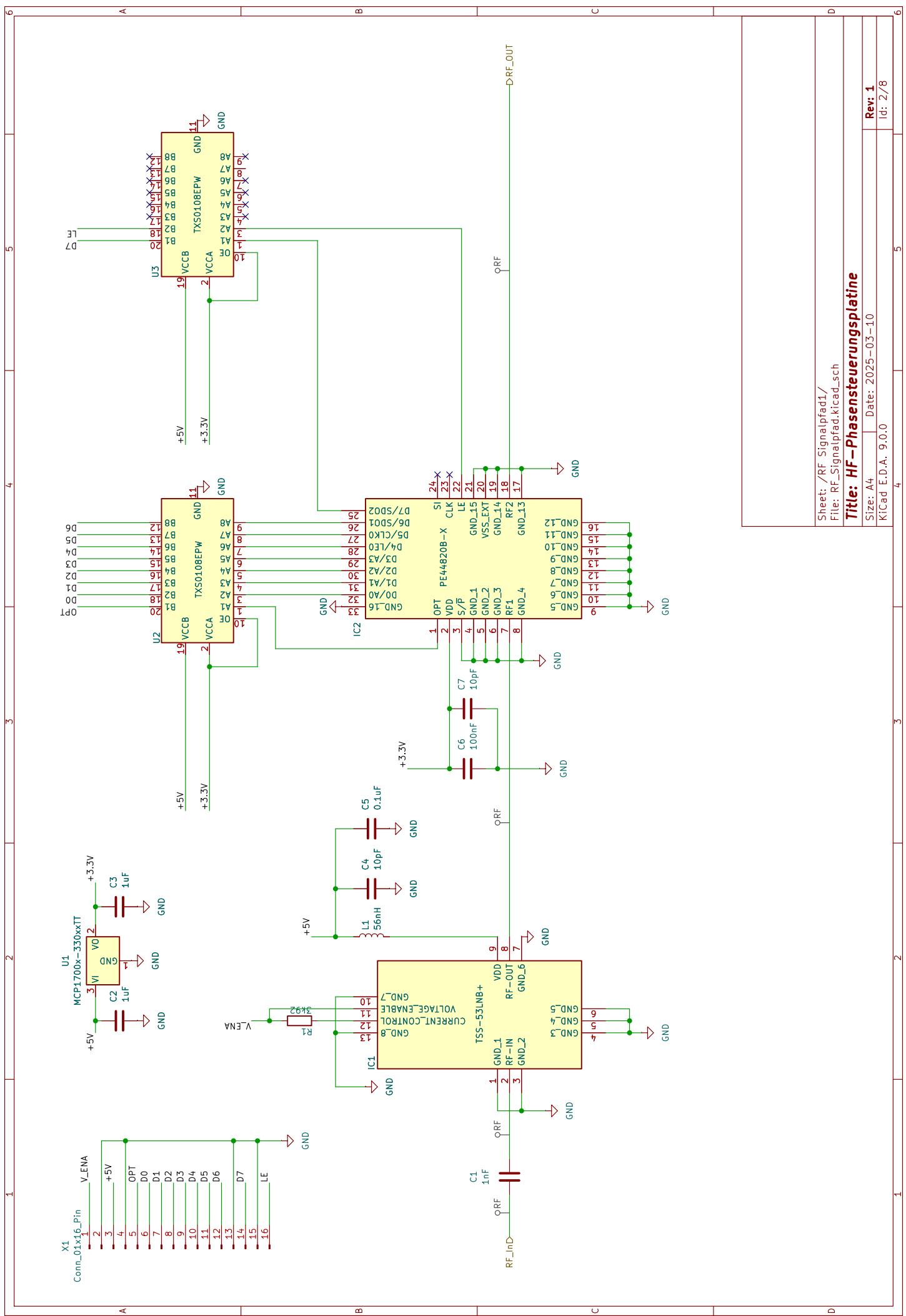
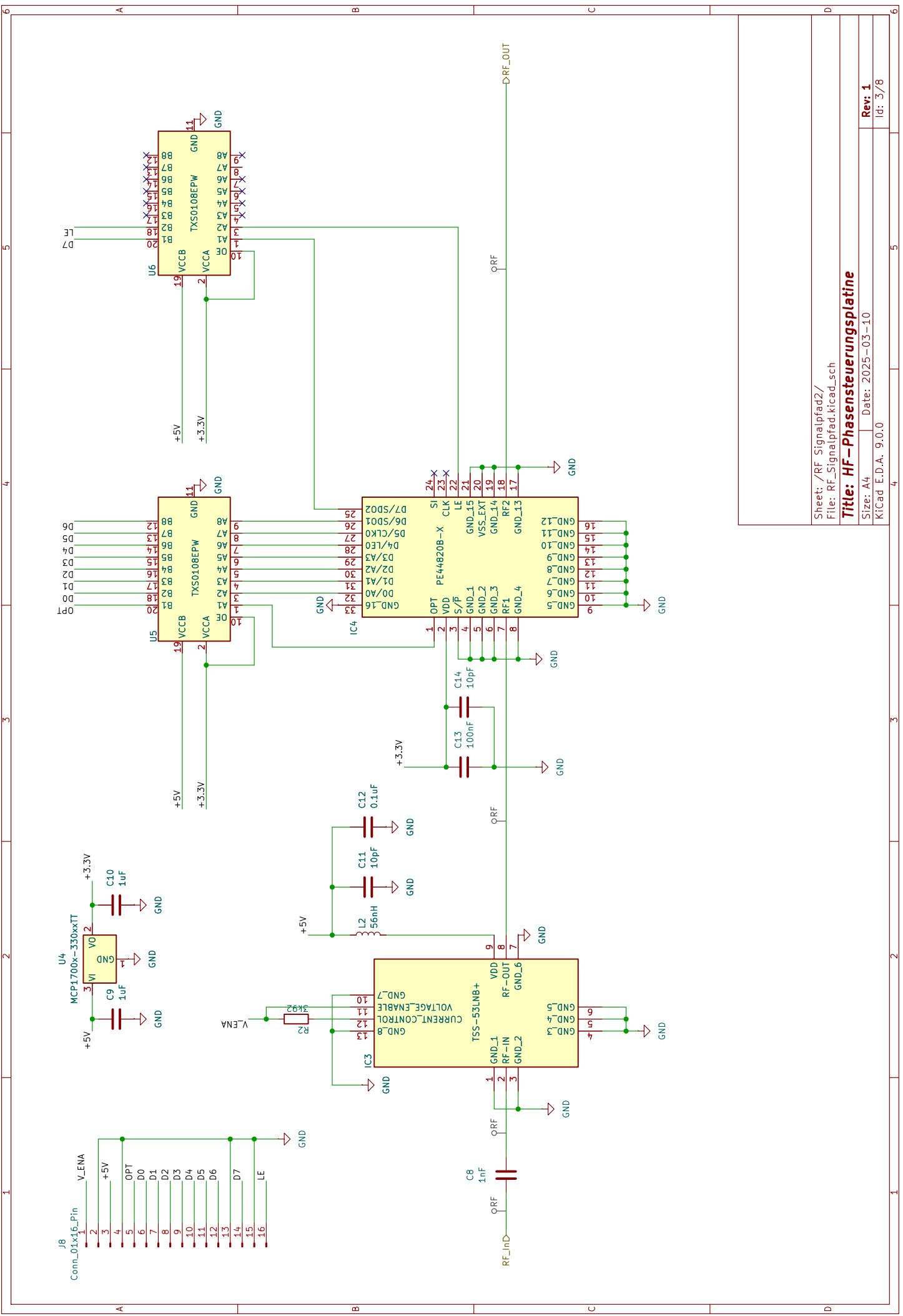
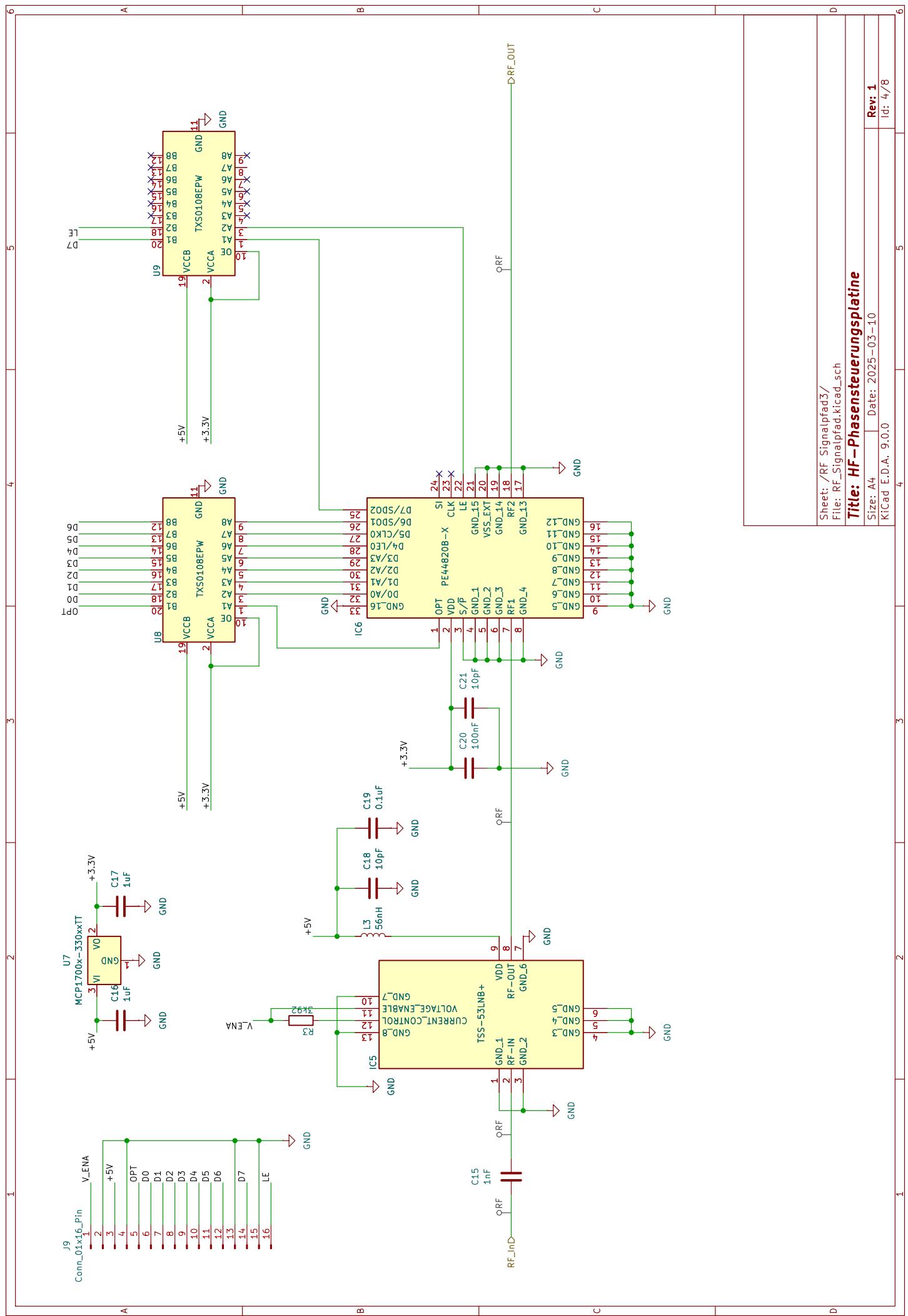


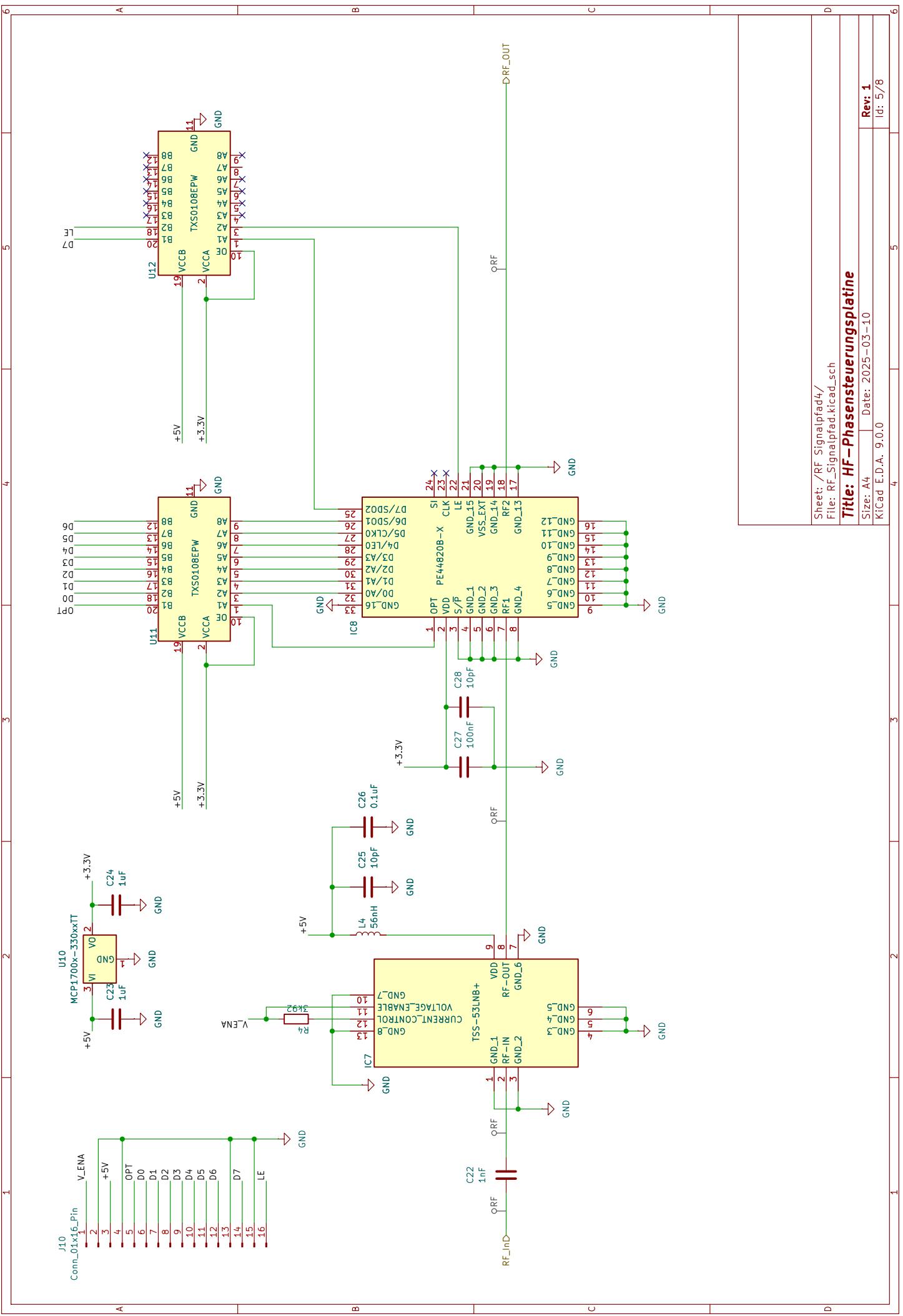
Abbildung A.4: Darstellung der Unterseite der Phasensteuerungsplatine

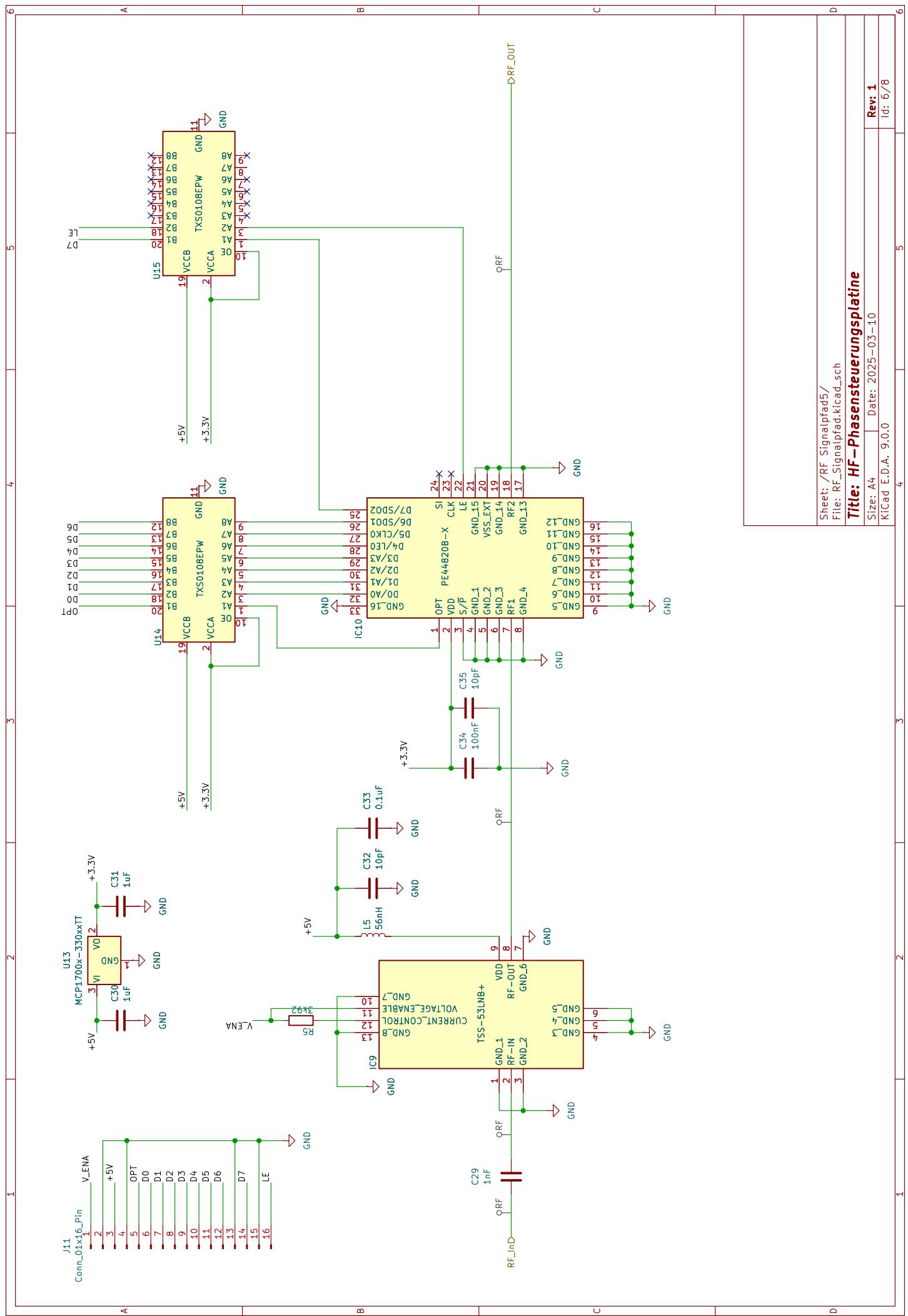


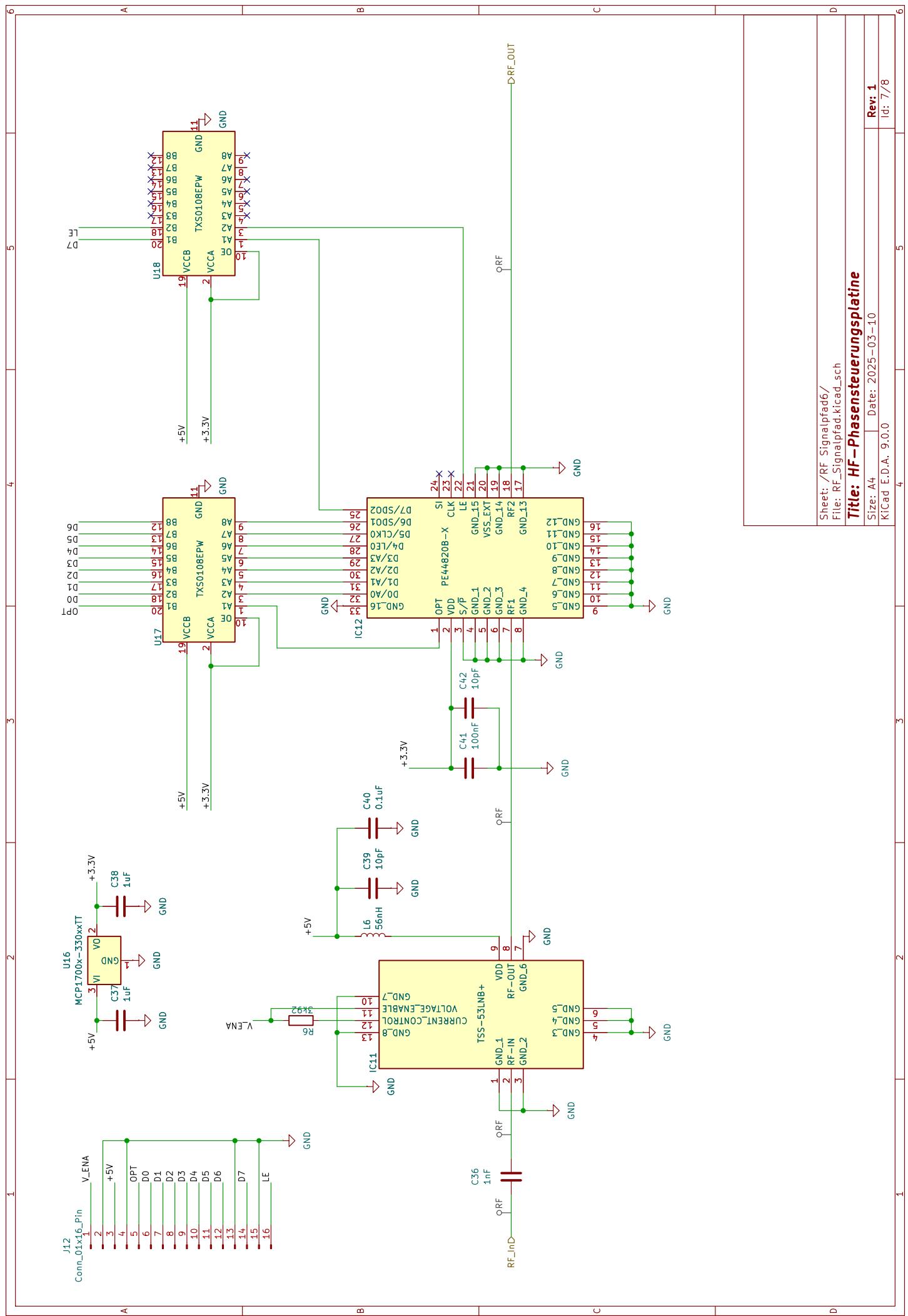




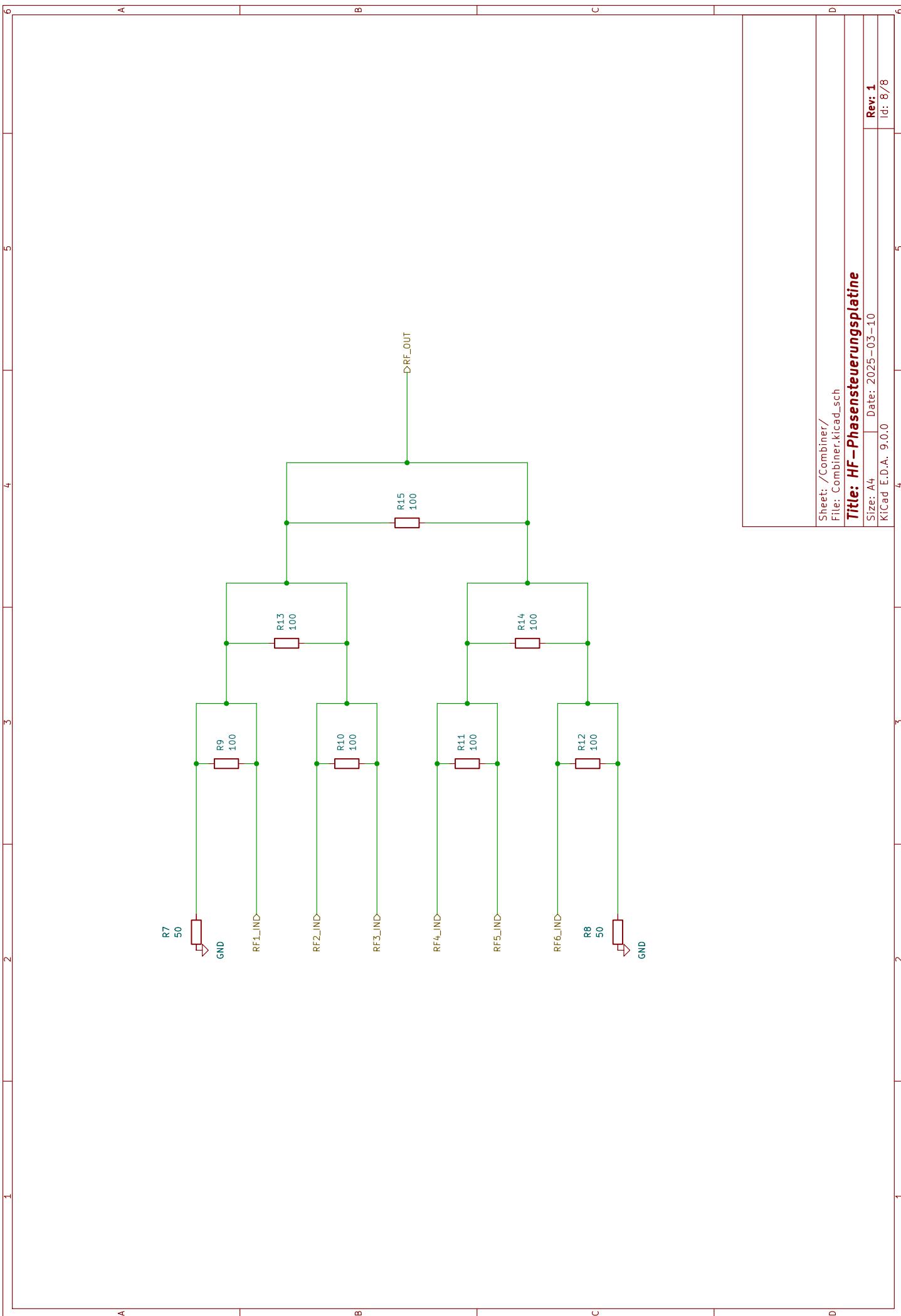








Sheet: /Combiner/  
 File: Combiner.kicad\_sch  
**Title: HF-Phasensteuerungsplatine**  
 Size: A4 Date: 2025-03-10  
 KiCad E.D.A. 9.0.0 Rev: 1  
 Id: 8/8



## A.5 Design und Schaltplan der Verbindungsplatine

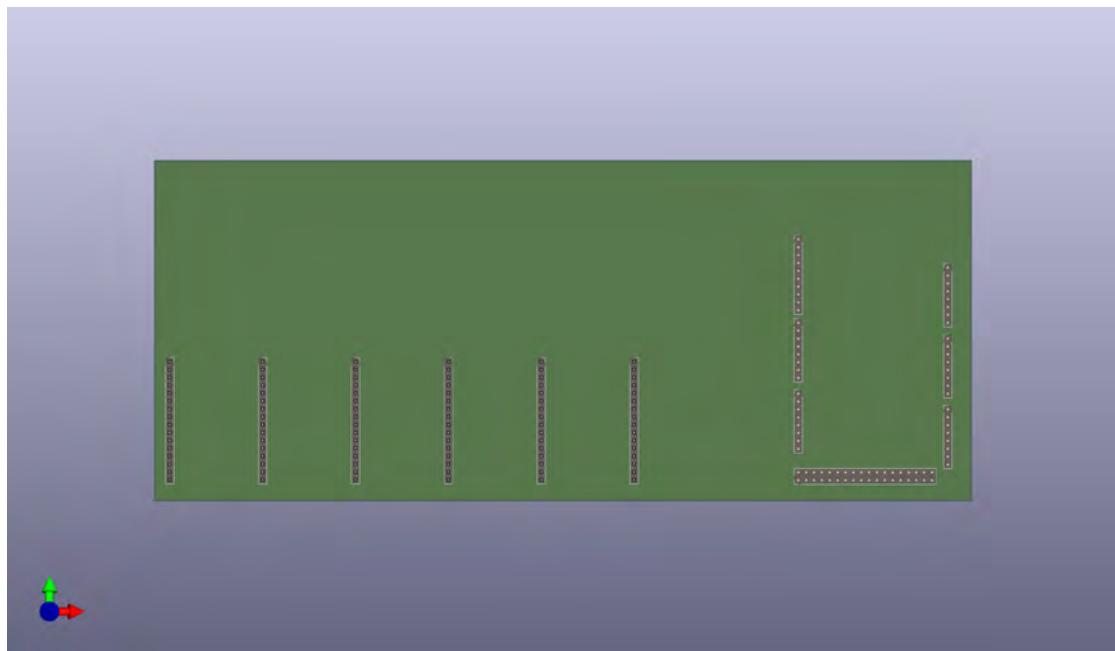


Abbildung A.5: Darstellung der Oberseite der Verbindungsplatine

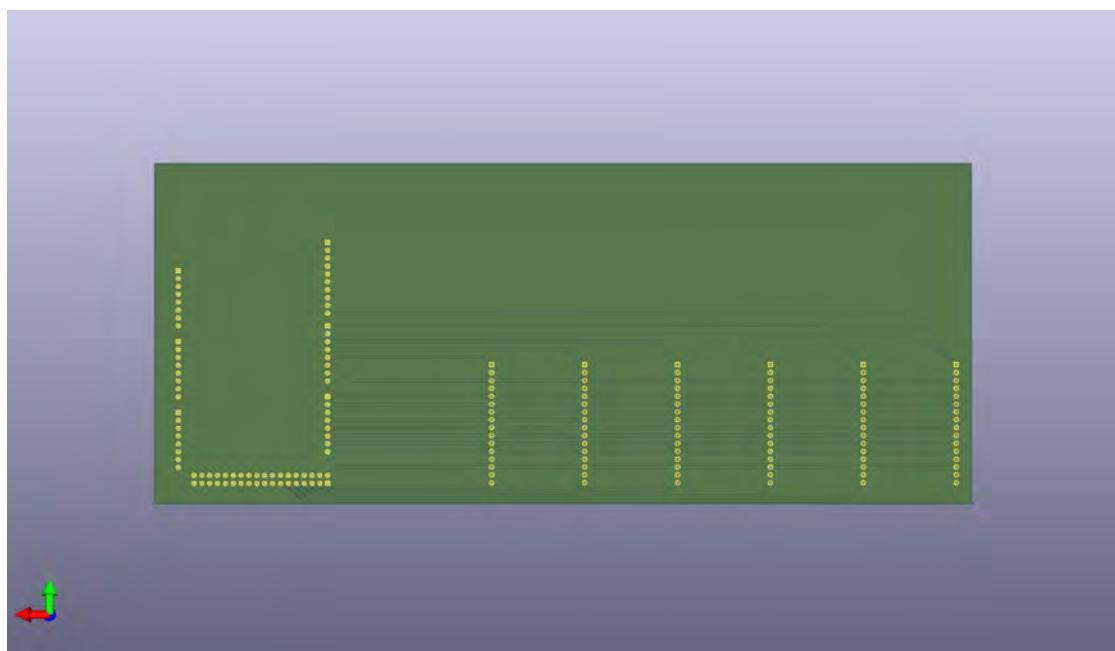
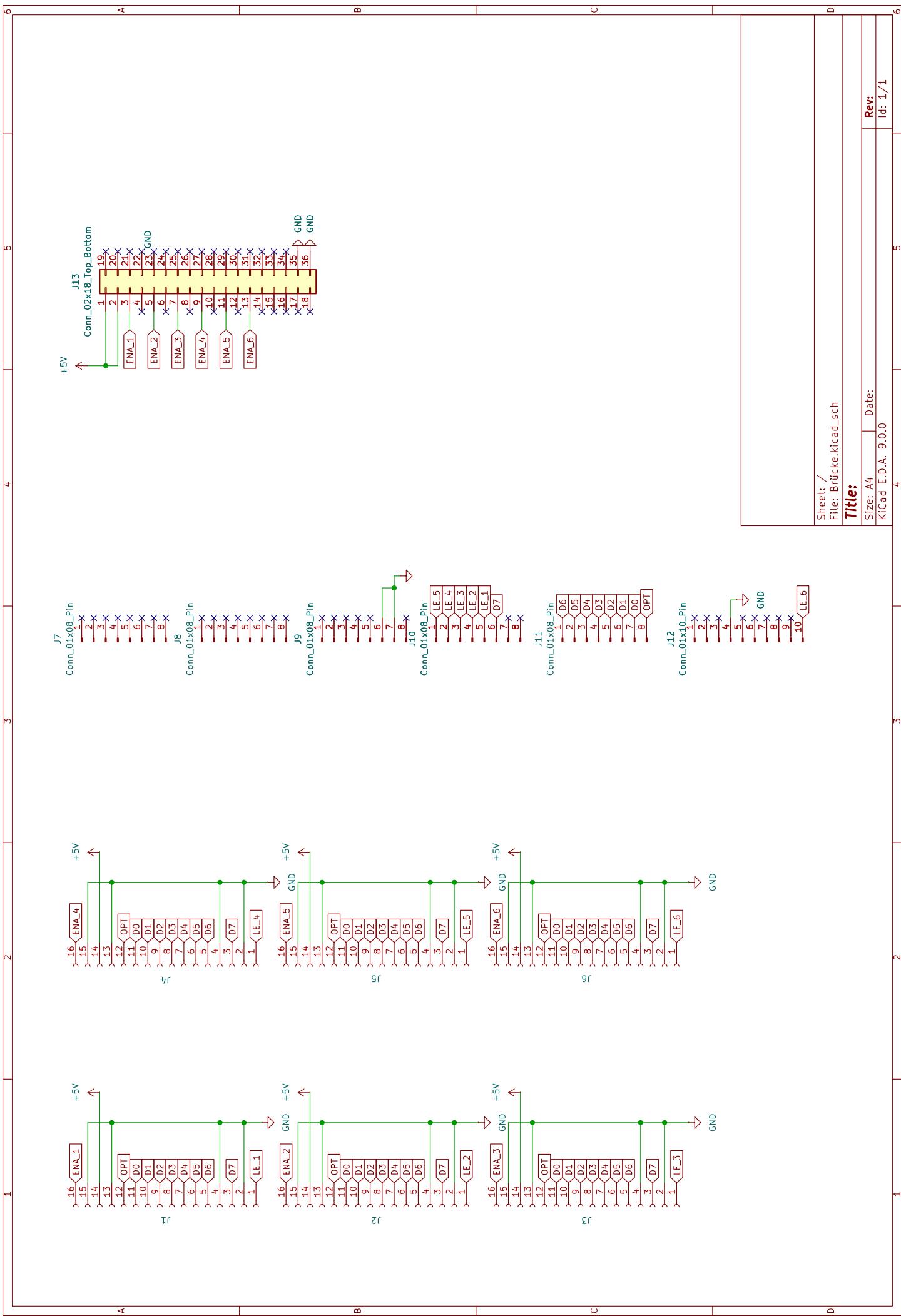


Abbildung A.6: Darstellung der Unterseite der Verbindungsplatine



## A.6 Arduino Code

```
1 #include <EEPROM.h>
2
3 #define NUM_CHANNELS 6           // Anzahl der Kanäle (z. B.
4                               // Antennenelemente)
5 #define SPEED_OF_LIGHT 0.3     // Lichtgeschwindigkeit in m/ns
6 #define FREQUENCY 2.4          // Arbeitsfrequenz in GHz
7
8 // Datenpins für 8-Bit digitale Phasensteuerung
9 uint8_t D[8] = { 20, 19, 18, 17, 16, 15, 14, 2 };
10
11 // Latch Enable Pins für jeden Kanal
12 uint8_t LE[NUM_CHANNELS] = { 3, 4, 5, 6, 7, 8 };
13
14 // Enable-Pins für die LNA (Low Noise Amplifier) pro Kanal
15 uint8_t ENA[NUM_CHANNELS] = { 23, 25, 27, 29, 31, 33 };
16
17 // Optionaler Steuerpin für OPT (z. B. LSB-Steuerung)
18 uint8_t OPT = 21;
19
20 // Struktur zur Speicherung der Einstellungen eines Kanals
21 struct Channel {
22     bool lna;                  // Status des LNA (true = aktiviert)
23     bool opt;                  // Status des OPT-Steuersignals
24     uint8_t digPhase;          // Digitaler Steuerwert für die Phase
25     int16_t currentPhase;      // (nicht verwendet)
26 };
27
28 // Array für alle Kanäle
29 struct Channel channels[NUM_CHANNELS];
30
31 // Funktionsprototypen
32 void loadEEPROM(uint8_t channel, uint16_t phase);
33 void writeEEPROM(uint8_t channel, uint16_t phase);
34 void writeChannel();
35 void beamforming(float theta);
36
37 void setup() {
38     Serial.begin(9600); // Serielle Schnittstelle initialisieren
```

```
38
39     pinMode(OPT, OUTPUT);
40     digitalWrite(OPT, LOW);
41
42     // Datenpins initialisieren
43     for (int i = 0; i < 8; i++) {
44         pinMode(D[i], OUTPUT);
45         digitalWrite(D[i], LOW);
46     }
47
48     // LE- und ENA-Pins initialisieren
49     for (int i = 0; i < NUM_CHANNELS; i++) {
50         pinMode(LE[i], OUTPUT);
51         digitalWrite(LE[i], LOW);
52         pinMode(ENA[i], OUTPUT);
53         digitalWrite(ENA[i], LOW);
54
55         // Defaultwerte setzen
56         channels[i].lna = false;
57         channels[i].opt = false;
58         channels[i].digPhase = 0x00;
59     }
60 }
61
62 void loop() {
63     if (Serial.available() > 0) {
64         String input = Serial.readStringUntil('\n');
65         input.trim(); // Entferne Leerzeichen und
66                     // Zeilenumbrueche
67
68         char command[4];
69         int16_t channel = 0;
70         int16_t valueOne = 0;
71         int16_t valueTwo = 0;
72
73         // Befehl parsen
74         uint8_t numTokens = sscanf(input.c_str(), "%3s %d %d
75                                     %d", command, &channel, &valueOne, &valueTwo);
76
77         if (numTokens < 2) {
```

```
76             Serial.println("Ungueltiger_Befehl.");
77         return;
78     }
79
80     Serial.print("Befehl_erkannt:_");
81     Serial.println(command);
82
83     // Lookup aus EEPROM laden
84     if (strcmp(command, "LUT") == 0) {
85         loadEEPROM(channel, valueOne);
86         writeChannel();
87
88         Serial.print("Kanal_");
89         Serial.print(channel);
90         Serial.print("_=>_Eingestellter_Phasenwert:_"
91             );
92         Serial.print(valueOne);
93         Serial.print("_Grad_mit_digitalen_Steuerwert:"
94             );
95         Serial.print(channels[channel].digPhase);
96         Serial.print(",_OPT:_");
97         Serial.println(channels[channel].opt ? "ON" :
98             "OFF");
99         return;
100    }
101
102    // LNA aktivieren/deaktivieren
103    if (strcmp(command, "LNA") == 0) {
104        channels[channel].lna = (bool)valueOne;
105        writeChannel();
106
107        Serial.print("Kanal_");
108        Serial.print(channel);
109        Serial.print("_=>_LNA:_");
110        Serial.println(valueOne ? "ON" : "OFF");
111        return;
112
113    // Direkter Phasenwert setzen
114    if (strcmp(command, "PHA") == 0) {
```

```
113         channels[channel].digPhase = valueOne;
114         writeChannel();
115
116         Serial.print("Kanal");
117         Serial.print(channel);
118         Serial.print("=> Digitaler Phasenwert:");
119         Serial.println(valueOne);
120         return;
121     }
122
123     // OPT setzen
124     if (strcmp(command, "OPT") == 0) {
125         channels[channel].opt = (bool)valueOne;
126         writeChannel();
127
128         Serial.print("Kanal");
129         Serial.print(channel);
130         Serial.print("=> OPT:");
131         Serial.println(valueOne ? "ON" : "OFF");
132         return;
133     }
134
135     // Kalibrierung speichern
136     if (strcmp(command, "CAL") == 0) {
137         writeEEPROM(channel, valueOne);
138         Serial.print("EEPROM geschrieben fuer Kanal");
139         Serial.print(channel);
140         Serial.print(" mit Phasenwert");
141         Serial.print(valueOne);
142         Serial.print(" Grad, digPhase=");
143         Serial.print(channels[channel].digPhase);
144         Serial.print(", OPT=");
145         Serial.println(channels[channel].opt ? "ON" :
146                         "OFF");
147         return;
148     }
149
150     // Beamforming-Winkel setzen
151     if (strcmp(command, "BMF") == 0) {
```

```
151         beamforming(channel); // channel wird hier
152             als theta interpretiert
153             writeChannel();
154         }
155
156         Serial.println("Ungueltiger_Befehl.");
157     }
158 }
159
160 // Wendet aktuelle Kanaleinstellungen auf Hardware an
161 void writeChannel() {
162     for (uint16_t i = 0; i < NUM_CHANNELS; i++) {
163         digitalWrite(OPT, channels[i].opt);
164
165         uint8_t phase = channels[i].digPhase;
166
167         // Setze Datenbits
168         for (int j = 0; j < 8; j++)
169             digitalWrite(D[j], (phase >> j) & 0x01);
170
171         delayMicroseconds(10);
172         digitalWrite(LE[i], HIGH);
173         delayMicroseconds(10);
174         digitalWrite(LE[i], LOW);
175
176         // LNA Schalten
177         digitalWrite(ENA[i], channels[i].lna);
178     }
179 }
180
181 // Speichert Kalibrierwert im EEPROM
182 void writeEEPROM(uint8_t channel, uint16_t phase) {
183     if (phase % 2 != 0 || phase > 360) return;
184
185     bool opt = channels[channel].opt;
186     bool lna = channels[channel].lna;
187     uint8_t digPhase = channels[channel].digPhase;
188
189     uint16_t baseAddress = channel * (2 * 180 + 2 * 23);
```

```
190     uint16_t addrPhase = baseAddress + (lna ? 181 : 0) + (phase /  
191         2);  
192     uint16_t addrOPT = baseAddress + 2 * 180 + (lna ? 23 : 0) + (  
193         phase / 16);  
194  
195     EEPROM.write(addrPhase, digPhase);  
196  
197     uint8_t optByte = EEPROM.read(addrOPT);  
198     uint8_t bitPosition = (phase / 2) % 8;  
199  
200     if (opt)  
201         optByte |= (1 << bitPosition);  
202     else  
203         optByte &= ~(1 << bitPosition);  
204  
205  
206 // Laedt Kalibrierwert aus EEPROM  
207 void loadEEPROM(uint8_t channel, uint16_t phase) {  
208     if (phase % 2 != 0 || phase > 360)  
209         phase += 1;  
210  
211     bool lna = channels[channel].lna;  
212  
213     uint16_t baseAddress = channel * (2 * 180 + 2 * 23);  
214     uint16_t addrPhase = baseAddress + (lna ? 181 : 0) + (phase /  
215         2);  
216     uint16_t addrOPT = baseAddress + 2 * 180 + (lna ? 23 : 0) + (  
217         phase / 16);  
218  
219     channels[channel].digPhase = EEPROM.read(addrPhase);  
220  
221     uint8_t optByte = EEPROM.read(addrOPT);  
222     uint8_t bitPosition = (phase / 2) % 8;  
223     channels[channel].opt = (optByte & (1 << bitPosition)) != 0;  
224 }  
225  
226 // Berechnet und setzt Phasenverzoegerungen fuer Beamforming  
227 void beamforming(float theta) {
```

```
226     float lambda = SPEED_OF_LIGHT / FREQUENCY; // Wellenlaenge
227     float deltaPhi = abs((360 * 0.037 / lambda) * sin(theta * PI
228                           / 180.0));
229
230     if (theta >= 0) {
231         for (int i = 0; i < 6; i++) {
232             loadEEPROM(i, i * (int)ceil(deltaPhi));
233             Serial.print("Element:_");
234             Serial.print(i);
235             Serial.print("=>_Phase:_");
236             Serial.print(i * (int)ceil(deltaPhi));
237             Serial.println("_Grad");
238         }
239     } else {
240         for (int i = 0; i < 6; i++) {
241             loadEEPROM(i, (5 - i) * (int)ceil(deltaPhi));
242             Serial.print("Element:_");
243             Serial.print(i);
244             Serial.print("=>_Phase:_");
245             Serial.print((5 - i) * (int)ceil(deltaPhi));
246             Serial.println("_Grad");
247         }
248     }
```

## A.7 Antennenmesskabine



Abbildung A.7: Foto der Antennenmesskabine



Abbildung A.8: Foto der Antenna Under Test

### **Erklärung zur selbständigen Bearbeitung**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

---

Ort

Datum

Unterschrift im Original