

**Hochschule Magdeburg-Stendal
Fachbereich Ingenieurwissenschaften und
Industriedesign (IWID)
Institut für Elektrotechnik**

Bachelorarbeit

**zur Erlangung des Grades eines
„Bachelor of Engineering“ im Studiengang
Elektrotechnik-IT- und Kommunikationsnetze**

Thema: Entwicklung einer Antenne für
HF-Messdrohnen im Frequenzbereich
108 MHz-137 MHz

Eingereicht von: Fabian Niermann

Angefertigt für: Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas,
Telekommunikation, Post und Eisenbahnen

Matrikel: 20163159

Ausgabetermin: 14.04.2021

Abgabetermin: 23.06.2021

Schulischer Betreuer: Herr Prof. Dr. techn. Sebastian Hantscher

Betrieblicher Betreuer: Herr (M. Eng.) Richard Rauwolf

.....
1. Prüfer

.....
2. Prüfer

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, Fabian Niermann, an Eides statt, dass ich die vorliegende Bachelor-Thesis eigenständig verfasst und keine fremde Hilfe in Anspruch genommen habe. Des Weiteren wurden keine anderen Quellen und Hilfsmittel als in dieser Arbeit angegeben verwendet. Alle sinngemäß oder wörtlich übernommenen Textstellen aus den angegebenen Quellen habe ich als solche kenntlich gemacht. Die Arbeit wurde bisher in gleicher oder ähnlicher Form keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch nicht veröffentlicht.

Hörstel-Riesenbeck, den

(Fabian Niermann)

Inhaltsverzeichnis:

1.	Einleitung	1
1.1	Motivation der Bachelorarbeit.....	1
1.2	Aufgabenstellung der Bachelorarbeit	2
1.3	Gliederung der Bachelorarbeit	3
2.	Theoretische Grundlagen.....	4
2.1	Grundlagen Antennentechnik.....	4
2.1.1	Isotroper Kugelstrahler	4
2.1.2	Leistungsanpassung.....	4
2.1.3	Strahlungswiderstand	4
2.1.4	Verlustwiderstand	5
2.1.5	Fußpunktimpedanz	5
2.1.6	Bandbreite einer Antenne	5
2.1.7	Richtfaktor	5
2.1.8	Antennenwirkungsgrad	7
2.1.9	Antennengewinn	7
2.1.10	Nahfeld und Fernfeld.....	8
2.1.11	Richtcharakteristik	9
2.1.12	Reziprozitätsgesetz	12
2.1.13	$\lambda/2$ -Dipolantenne	12
2.1.14	Antennenverkürzung	13
2.2	logarithmisch-periodische Dipolantenne (LPDA).....	16
3.	Analyse der Antennenanforderung.....	22
4.	Antennenentwurf für den Frequenzbereich 108 MHz-137 MHz	25
4.1	Erster LPDA-Antennenentwurf.....	25
4.1.1	Berechnung der LPDA-Antennenparameter	25
4.1.2	Simulation des ersten LPDA-Antennenentwurfs	28
4.1.3	Fazit zum ersten LPDA-Antennenentwurf.....	38

4.2	Zweiter LPDA-Antennenentwurf	40
4.2.1	Berechnung der LPDA-Antennenparameter	40
4.2.2	Simulation des zweiten LPDA-Antennenentwurfs	43
4.2.3	Fazit zum zweiten LPDA-Antennenentwurf.....	50
5.	Verkürzungsmaßnahmen	52
5.1	LPDA-Verkürzung über Dachkapazitäten.....	52
5.1.1	Berechnungen der Strahler-Längen mit Dachkapazitäten	52
5.1.2	Simulation der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten.....	54
5.1.3	Fazit zur Verkürzung der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten	61
5.2	LPDA-Verkürzung über Verlängerungsspulen.....	62
5.2.1	Berechnung der Strahler-Längen und Spulenparameter	63
5.2.2	Simulation der LPDA-Antenne mit Verlängerungsspulen.....	70
5.2.3	Fazit zur Verkürzung der LPDA-Antenne mit Verlängerungsspule ...	77
5.3	LPDA-Verkürzung über die Kombination beider Verkürzungsformen.....	79
5.3.1	Berechnung der Strahler-Längen und Spulenparameter	79
5.3.2	Simulation der kombiniert verkürzten LPDA-Antenne	86
5.3.3	Fazit zur kombinierten Verkürzung der LPDA-Antenne	93
6.	Praktische Realisierung und Vermessung.....	95
6.1	Realisierung des zweiten LPDA-Antennenentwurfs	95
6.1.1	Praktische Realisierung des Prototyps	95
6.1.2	Messaufbau	98
6.1.3	Messung des Antennengewinns	101
6.1.4	Aufnahme der Richtcharakteristik	103
6.2	Realisierung der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten	106
6.2.1	Praktische Realisierung des Prototyps	106
6.2.2	Messaufbau	109
6.2.3	Messung des Antennengewinns	110
6.2.4	Aufnahme der Richtcharakteristik	113
6.3	Fazit und Ausblick zur praktischen Realisierung	115
7.	Fazit und Ausblick	118

Abkürzungsverzeichnis	119
Abbildungsverzeichnis.....	120
Tabellenverzeichnis.....	125
Literaturverzeichnis	126
Anhang.....	129

1. Einleitung

1.1 Motivation der Bachelorarbeit

Die Bundesnetzagentur (BNetzA) ist vom Gesetzgeber über das Telekommunikationsgesetz (TKG) (§ 64) beauftragt worden, zur Sicherstellung der Frequenzordnung, die Frequenznutzung zu überwachen. Innerhalb der BNetzA wird der Auftrag durch den Prüf- und Messdienst (PMD) wahrgenommen.

Die Frequenzordnung wird im Zuge der V-Überprüfungen sichergestellt und beinhaltet die Überprüfung aller Sektoren einer Sendestation. Zusätzlich wird die Frequenzordnung durch die Störungsbearbeitung des PMD's sichergestellt.

Oftmals ist es in der Praxis nicht möglich, alle Sektoren einer Sendestation aufgrund von nicht befahrbaren Gelände mit dem Funkmesswagen zu überprüfen. Daher ist es für gewisse Antennenstandorte sinnvoll Messdrohnen einzusetzen, um eine Überprüfung zu ermöglichen.

In der Störungsbearbeitung treten immer häufiger Störungen im Bereich des Flugfunks (VHF-Sprechfunk) in schwer zugänglichen Umgebungen auf. Dies ist zum Beispiel in der Nähe von Einflugschneisen und dessen angrenzenden bewohnbaren Gebieten der Fall. Dort ist eine Störungsbearbeitung mit dem Funkmesswagen vom Boden aus problematisch aufgrund von Gebäudereflexionen und nicht befahrbaren Gelände. Dort würde eine Funkstörungsermittlung aus der Luft die Störungsbearbeitung deutlich erleichtern und zeitlich effizienter gestalten.

Ein weiteres Einsatzszenario ist die Ermittlung von Notfunksendern, die in Fluggeräten zum Einsatz kommen. Notfunksender (Such- und Rettungsfunk) in Fluggeräten lösen bei starker Erschütterung, wie es zum Beispiel bei Flugunfällen der Fall ist, automatisiert aus. Dann startet der Sendebetrieb bei einer Frequenz von 121,500 MHz, 123,100 MHz oder 406,000 MHz-406,100 MHz [1]. Bei einem Flugunfall kann somit die Position des Fluggerätes über die Ortung der Notsignale ermittelt werden. Diese Aufgabe nimmt die *Search and Rescue* (SAR) der Bundeswehr wahr.

Häufig werden bei Wartungsarbeiten der Fluggeräte die Notfunksender ausgetauscht und die Deaktivierung der automatischen Auslösung wird dabei versäumt. Dann kommt es dazu, dass Notfunksender bei der Entsorgung oder beim Transport auslösen, da sie dort starken Erschütterungen ausgesetzt sind. Es kommt zu einem Fehlalarm und die SAR der Bundeswehr ermittelt eine Aussendung auf den oben genannten Frequenzen. Stellt es sich heraus, dass es sich um einen Fehlalarm handelt, so wird der PMD der BNetzA beauftragt diesen Notfunksender zu

ermitteln und außer Betrieb zu setzen, da sonst andere Notsignale von anderen Fluggeräten in diesem Bereich nicht mehr eindeutig detektiert werden können. Die Notsender strahlen in Richtung Himmel. Dies macht die Ermittlung der Position des Notfunksenders vom Boden aus in der Praxis sehr schwierig. Hier bietet sich besonders eine Ortung des Notfunksenders über eine HF-Messdrohne an. Die Herausforderung an die Antennentechnik bei einem Messdrohneneinsatz ist stark abhängig von dem Frequenzbereich des jeweiligen Funkdienstes. Je kleiner die Betriebsfrequenz des Funkdienstes ausfällt, desto größer und schwerer wird die jeweilige Antenne. Das Flughandling und die Flugzeit der Messdrohne werden dadurch erheblich negativ beeinflusst. Aus diesem Grund ist momentan der Einsatz von Messdrohnen nicht in jedem Frequenzbereich realisierbar.

Es hat sich herausgestellt, dass es für den digitalen BOS-Funkdienst (70 cm Band; 380 MHz-410 MHz) noch möglich ist, geeignete Antennen in Hinsicht auf Größe und Gewicht zu beschaffen. Deutlich schwerer wird es im Bereich des Flugfunks (3 m Band, 108.0 MHz-117.975 MHz Flugnavigationsfunk, 117,975 MHz-137 MHz VHF-Sprechfunk einschließlich Notfunk 121,5 MHz). In diesem Frequenzbereich ist die Beschaffung einer geeigneten Antenne sehr schwierig, da dort der Konflikt zwischen Gewicht, Abmessung, Bandbreite und Richtwirkung zugespitzt auftritt.

1.2 Aufgabenstellung der Bachelorarbeit

Diese Bachelorarbeit befasst sich mit der Entwicklung einer geeigneten Antenne für den HF-Messdrohneneinsatz im Frequenzbereich von 108 MHz bis 137 MHz (Flugfunkfrequenzspektrum). Bevor eine geeignete Antenne für den Messdrohneneinsatz entwickelt werden kann, ist es erforderlich eine Analyse der Antennenanforderung für den oben genannten Frequenzbereich vorzunehmen.

Mit Hilfe des Analyseresultats wird eine geeignete Antenne auf ihre Tauglichkeit für den Messdrohneneinsatz untersucht.

Hierfür ist es notwendig, sich in die Grundlagen der verwendeten Antenne sowie in die Grundlagen möglicher Verkürzungsmaßnahmen für Antennen einzuarbeiten. Antennensimulationen über die Software 4NEC2 und Prototypen überprüfen und bestätigen die Antennenentwicklung. Hauptaufgabe der Arbeit wird es sein, eine geeignete Antenne zu entwickeln, die mithilfe von Antennen-Verkürzungsmaßnahmen die Messdrohntauglichkeit besteht. Antennen-Verkürzungsmaßnahmen müssen zum Einsatz kommen, um den Konflikt zwischen Gewicht, Abmessung,

Bandbreite und Richtwirkung der Antenne gerecht zu werden. Besonders die Wirksamkeit und die Auswirkung der Verkürzungsmaßnahmen auf die Antennenparameter werden in dieser Bachelorarbeit untersucht.

Das Endergebnis dieser Bachelorarbeit soll die Frage beantworten, ob es generell möglich ist eine verkürzte Messdrohnenantenne für das Flugfunkfrequenzspektrum zu entwickeln, welche die Anforderungen an einen Messdrohneneinsatz erfüllt. Schlussendlich sollte ein Prototyp der entwickelten Antenne konstruiert und vermessen werden.

1.3 Gliederung der Bachelorarbeit

Die Bachelorarbeit ist in sieben inhaltlich verschiedene Kapitel gegliedert.

Das erste Kapitel befasst sich mit der Motivation und der Aufgabenstellung der Bachelorarbeit.

Im zweiten Kapitel werden die für diese Arbeit notwendigen Grundlagen erörtert. Dabei werden grundlegende Zusammenhänge als auch spezielle Antennengrundlagen verdeutlicht.

Im dritten Kapitel werden die Anforderungen an die Antenne analysiert und festgestellt, mit denen im vierten Kapitel eine geeignete Antenne entworfen wird.

Um die speziellen Analyseanforderungen umzusetzen werden im fünften Kapitel Verkürzungsmaßnahmen auf ihre Tauglichkeit untersucht. In diesem Kapitel werden die Verkürzungsmaßnahmen anhand von Simulationen untersucht.

Die Realisierung der Antennen wird im sechsten Kapitel dokumentiert und untersucht.

Schlussendlich folgt im siebten Kapitel ein Fazit und Ausblick in Bezug auf die Entwicklung und Untersuchung der entwickelten Messdrohnenantenne.

2. Theoretische Grundlagen

2.1 Grundlagen Antennentechnik

2.1.1 Isotroper Kugelstrahler

Als isotroper Kugelstrahler wird eine (ideale) verlustlose Antenne bezeichnet, die gleichmäßig in alle Raumrichtungen abstrahlt beziehungsweise aus allen Raumrichtungen empfängt [2, p. 245].

Es wird angenommen, dass sich die gesamte Sende- und Empfangsleistung gleichmäßig auf die Oberfläche der Kugel des isotropen Kugelstrahlers verteilt.

Die Richtcharakteristik eines isotropen Kugelstrahlers ist in horizontaler und vertikaler Richtung gleich.

Es ist ein idealisiertes Antennenmodell, welches in der Realität nicht vorkommt, da die Einwirkungen der Erdoberfläche die ideale und gleichmäßige Abstrahlung beeinflussen würde. Der isotrope Kugelstrahler kann als Referenz für die Bestimmung des Richtfaktors und des Antennengewinns einer realen Antenne verwendet werden [3]. Damit ersichtlich wird, welche Referenz zur Bestimmung des Antennengewinns verwendet wurde, wird die Hilfsmaßeinheit dBi für den isotropen Strahler verwendet.

2.1.2 Leistungsanpassung

Damit eine effiziente Leistungsübertragung zwischen der Antenne und des nachfolgenden oder vorgeschalteten Systems (Empfänger, Generator) stattfinden kann, muss die Leistungsanpassung gegeben sein. Um Leistungsanpassung herzustellen, müssen alle Systeme den gleichen Wellenwiderstand beziehungsweise die gleiche Impedanz aufweisen. In diesem Zustand kann die maximale Leistung zwischen den Systemen übertragen werden. Ist ein System fehlangepasst (ungleiche Impedanzen/Wellenwiderstände), kommt es zu Reflexionen und zu negativen Beeinflussungen der Effizienz des Gesamtsystems. [2, pp. 139,140]

2.1.3 Strahlungswiderstand

Der Strahlungswiderstand (R_s) einer Antenne beschreibt den Teil der Fußpunktimpedanz, der durch die Abstrahlung von elektromagnetischer Energie entsteht. Der Strahlungswiderstand ist ein reiner Wirkwiderstand und wird unter anderem von der relativen Antennenlänge beeinflusst. [4, p. 40]

2.1.4 Verlustwiderstand

Der Verlustwiderstand repräsentiert mehrere Einzelverlustwiderstände einer Antenne. Darunter fallen zum Beispiel der Ohm'sche Widerstand der Antenne, Wirbelstromverluste, dielektrische Verluste, Koronaverluste und Verluste im Erdwiderstand [4, p. 40].

2.1.5 Fußpunktimpedanz

Die Impedanz, die am Antennenspeisepunkt gemessen werden kann, wird als Fußpunktimpedanz bezeichnet und besteht aus einem Real- und Imaginärteil (Wirk- und Blindwiderstand). Laut [4, p. 40] kann die Fußpunktimpedanz als ein „auf den Fußpunkt transformierten Strahlungswiderstand“ betrachtet werden. Die Fußpunktimpedanz setzt sich zusammen aus Wirk- und Blindanteil. Erreicht der Blindwiderstand der Fußpunktimpedanz Null Ohm ($X=0 \Omega$), dann befindet sich die Antenne in Resonanz. Dort kompensieren sich der induktive und kapazitive Blindwiderstand. Dieser Fall tritt auf, „wenn die elektrische Länge der Antenne zu einem ganzzahligen Vielfachen einer Viertel-Wellenlänge wird“ [4, p. 40].

2.1.6 Bandbreite einer Antenne

Die Bandbreite einer Antenne ist von dem Antennentyp sehr stark abhängig. Ein Halbwellendipol besitzt eine sehr geringe Bandbreite im Gegensatz zu einer LPDA-Antenne (logarithmisch-periodische Dipolantenne). Diese besitzt eine große Bandbreite, also einen großen Frequenzbereich bei dem die Antenne nützliche Antennenparameter aufweist. Die Bandbreite einer Antenne beschreibt den Frequenzbereich, in dem die Antenne die Richtcharakteristik, die Fußpunktimpedanz, die Polarisation, annähernd konstant beibehält [5].

2.1.7 Richtfaktor

Der Richtfaktor (D) beschreibt, um welchen Faktor die Leistungsdichte einer beliebigen Antenne in Hauptstrahlrichtung größer ist als die Leistungsdichte eines isotropen Kugelstrahlers [6, p. 245] und drückt „die Bündelungseigenschaft der Antenne aus“ [7, p. 77]. Der Richtfaktor einer beliebigen Antenne kann anhand des theoretischen Messaufbaus aus Abbildung 1 verdeutlicht werden.

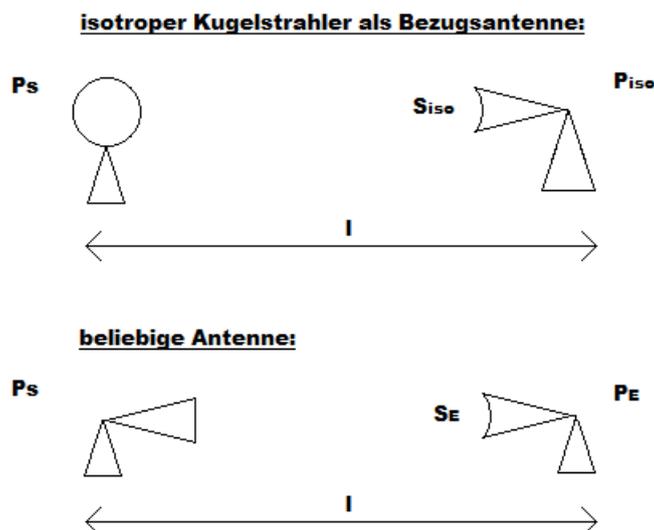


Abbildung 1: Theoretischer Messaufbau zur Bestimmung Richtfaktors

Wird eine Sendeleistung (P_s) mit einem isotropen Kugelstrahler abgestrahlt, dann verteilt sich die Leistung auf die gesamte Kugeloberfläche des Strahlers. Es stellt sich eine Leistungsdichte (S_{iso}) ein (Gleichung (1)).

$$S_{iso} = \frac{P_s}{4 \cdot \pi \cdot l^2} \text{ in } \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (1)$$

Eine Empfangsantenne mit einem festen Abstand (l) empfängt vom isotropen Kugelstrahler die Empfangsleistung (P_E).

Wird nun die Messung mit einer beliebigen Sendeantenne mit gleicher Sendeleistung (P_s) und gleichem Abstand (l) wiederholt, so stellt sich an der Empfangsantenne eine Empfangsleistung (P_E) und eine Leistungsdichte (S_E) ein. Mit Hilfe dieses theoretischen Messaufbaus kann der Richtfaktor (D) über die Gleichung (2) (vgl. [6, p. 245]) berechnet werden.

$$D = \frac{S_E}{S_{iso}} = \frac{P_E}{P_{iso}} \quad (2)$$

Der Richtfaktor ist eine beeinflussende Größe des Antennengewinns (G).

2.1.8 Antennenwirkungsgrad

Der Antennenwirkungsgrad (η) ist das Verhältnis aus der abgestrahlten Leistung (P_{ab}) und zugeführten Leistung (P_{zu}) und ist abhängig vom Strahlungs- und Verlustwiderstand der jeweiligen Antenne [7, p. 77].

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} \quad (3)$$

2.1.9 Antennengewinn

Antennen bündeln die Strahlung und besitzen daher eine Hauptstrahlrichtung. In der Hauptstrahlrichtung tritt die maximalste Strahlungsleistungsdichte auf. Der Antennengewinn (G) macht es möglich, Antennen mit unterschiedlichen Bauformen und unterschiedlichen Richtcharakteristiken zu vergleichen. Der Antennengewinn drückt aus, um welchen Faktor die abgestrahlte Leistung in Hauptstrahlrichtung höher ist, als die Leistung einer Referenzantenne (Isotropstrahler, Halbwellendipol) [8]. Der Antennengewinn berücksichtigt im Gegensatz zum Richtfaktor, dass Antennen in der Realität verlustbehaftet sind.

Berechnen lässt sich der Antennengewinn aus dem Produkt des Antennenwirkungsgrades (η) und des Richtfaktors (D). Die Bestimmung des Antennengewinns erfolgt über die Gleichung (4) [2, p. 253].

$$G = \eta \cdot D = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} \cdot D \quad (4)$$

Der Antennengewinn ist nicht als Verstärkung der Leistung zu verstehen, da nur eine Bündelung der Hauptstrahlrichtung stattfindet. Den Nebenkeulen wird somit die Leistung entzogen und in Richtung der Hauptstrahlrichtung gebündelt.

Oftmals wird der Antennengewinn logarithmisch dargestellt und trägt die Einheit dBi oder dBd. Die Einheit dBi signalisiert, dass als Bezugsantenne der isotrope Kugelstrahler verwendet wurde. Die Hilfsmaßeinheit dBd steht hierbei für einen $\lambda/2$ -Dipol als Bezugsantenne. Diese weist einen Antennengewinn von 2,15 dBi auf. Eine Umrechnung von dBd zu dBi ist über die Gleichung (5) [9] möglich.

$$\frac{G}{dBi} = 2,15 + \frac{G}{dBd} \quad (5)$$

2.1.10 Nahfeld und Fernfeld

Bei Antennen treten die Feldbereiche Nahfeld (reaktives Nahfeld-non-*reactive near field (reactive)*) und Fernfeld (*far field*) auf. Dazwischen befindet sich der Übergang vom Nahfeld zum Fernfeld einer Antenne. Dieser wird als Fresnel-Region (*radiative near field (fresnel)*) bezeichnet. Die einzelnen Regionen sind in der Abbildung 2 dargestellt.

Im reaktiven Nahfeld findet ein Austausch von kapazitiver und induktiver Blindleistung statt. Dort befinden sich das elektrische und das magnetische Feld nicht in Phase. Die Phasenverschiebung zwischen dem elektrischen und magnetischen Feld kann bis zu 90 ° betragen. In diesem Zustand wird der Antenne Wirkleistung entzogen. Gegenstände, die sich im Nahfeld einer Antenne befinden, verändern die Parameter der Antenne.

Im Übergang von Nahfeld zum Fernfeld in der sogenannten Fresnel-Region (strahlendes Nahfeld) „ändern sich die Amplitude und die Phase der elektromagnetischen Feldkomponenten laufend mit dem räumlichen Winkel und dem Abstand von der Antenne“ [7, p. 40].

Erst im Fernfeld wird Wirkleistung übertragen und das elektrische Feld sowie das Magnetfeld sind in Phase. Diesen Zustand bezeichnet man als ebene Welle und ab dort wird die Wellenausbreitung als elektromagnetische Welle bezeichnet [7]. Die Lage der Regionen ist abhängig von der geometrischen Antennenausdehnung (D_{Ant}), der Wellenlänge (λ) und des Abstandes (r). Laut [7, p. 40] sind die einzelnen Regionen wie folgt definiert:

reaktives Nahfeld:

$$\frac{\lambda}{2 \cdot \pi} = 0,159 \cdot \lambda \quad (6)$$

strahlendes Nahfeld:

$$0,159 \cdot \lambda \text{ bis } 4 \cdot \lambda \quad (7)$$

Fernfeld:

$$r > \frac{2 \cdot D_{Ant}^2}{\lambda} \text{ gilt für } D_{Ant} > 2,5 \cdot \lambda \quad (8)$$

$$r > 1,6 \cdot \lambda \text{ gilt für } D_{Ant} < 0,33 \cdot \lambda \quad (9)$$

$$r > 5 \cdot D_{Ant} \text{ gilt für } 0,33 \cdot \lambda < D_{Ant} < 2,5 \cdot \lambda \quad (10)$$

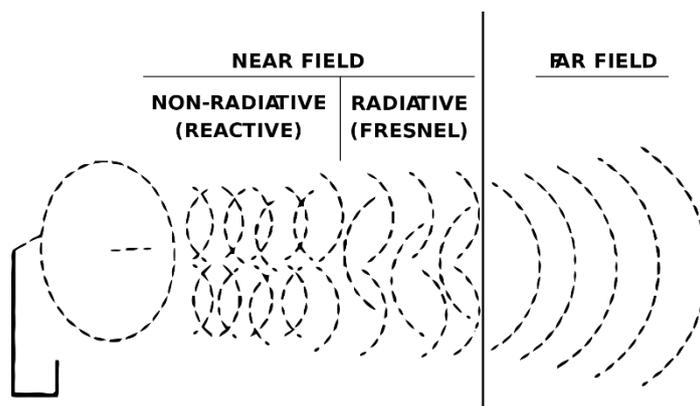


Abbildung 2: Nahfeld und Fernfeld
Quelle: [10]

2.1.11 Richtcharakteristik

Antennen können ihre Strahlungsleistung nicht gleichmäßig in alle Raumrichtungen abstrahlen (Siehe Kapitel 2.1.1). Daher ist es notwendig die reelle, skalare und feldstärkenbezogene Richtcharakteristik bezogen auf die horizontale und vertikale Richtungsabhängigkeit darzustellen [6, p. 242].

Dazu kann die Richtcharakteristik auf ihr Maximum (Abbildung 3) oder auf die Feldstärke eines isotropen Strahlers (0 dBi) bezogen werden (Abbildung 4).

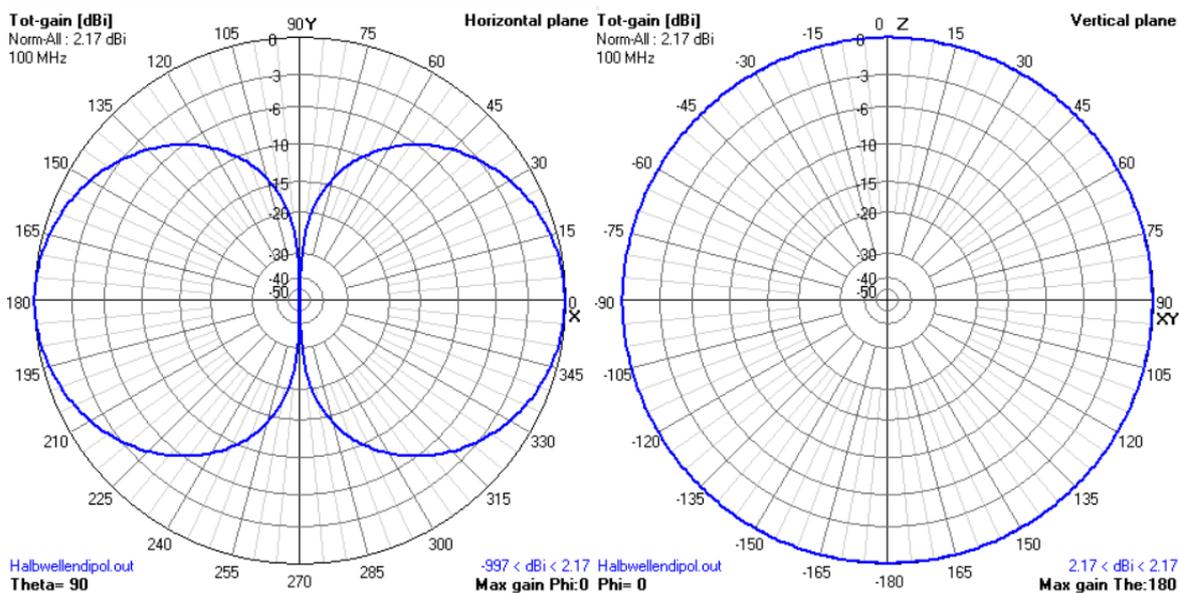


Abbildung 3: horizontale/vertikale Richtcharakteristik eines Halbwellendipols bezogen auf das Maximum

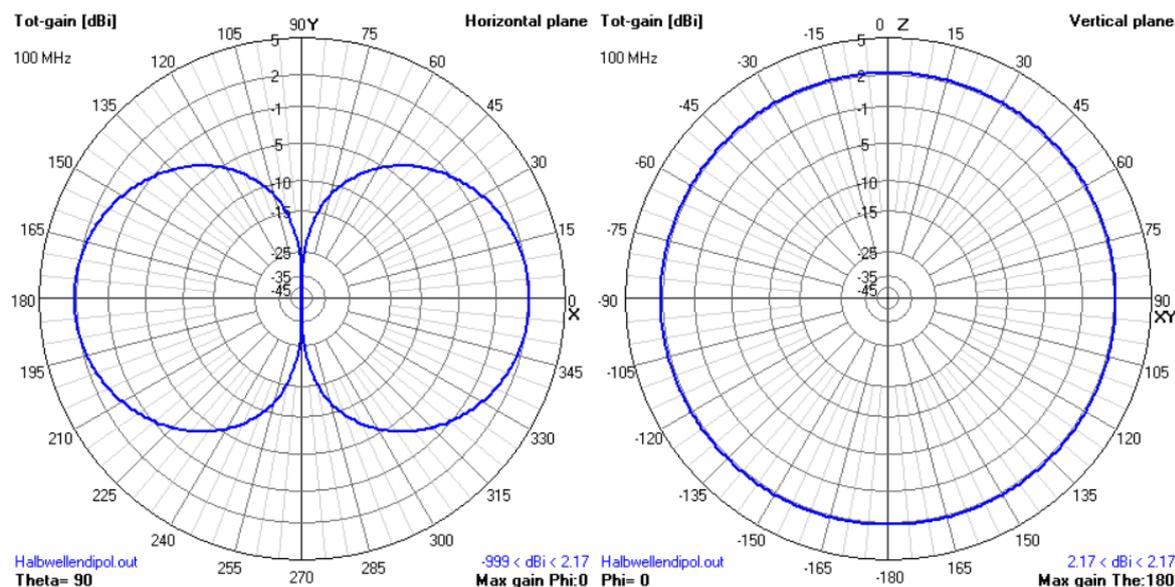


Abbildung 4: horizontale/vertikale Richtcharakteristik eines Halbwellendipols bezogen auf einen isotropen Strahler

In der Abbildung 5 ist eine Richtcharakteristik abgebildet, in der die Hauptmerkmale (Öffnungswinkel, Vor–Rück–Verhältnis, Nebenkeulendämpfung) einer Antennen-Richtcharakteristik dargestellt sind.

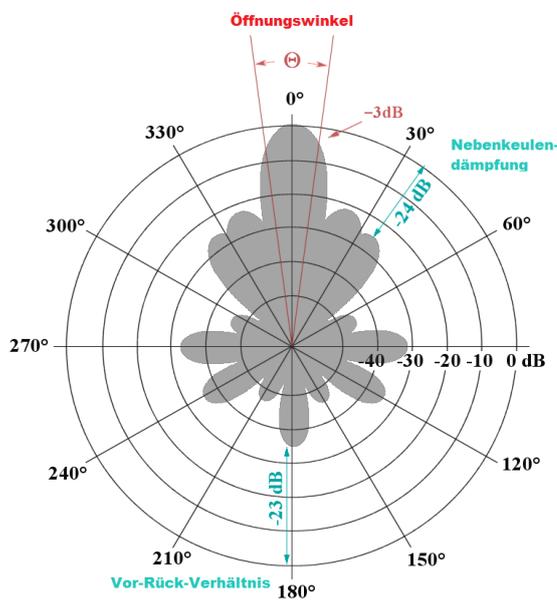


Abbildung 5: Kenngrößen in einer Richtcharakteristik
Quelle: [11] und eigene Bearbeitung

Hauptstrahlrichtung:

In die Richtung, in der die meiste Leistung einer Antenne abgestrahlt wird, befindet sich die Hauptstrahlrichtung einer Antenne (hier in Abbildung 5 bei 0 °).

Hauptkeule:

Die Hauptkeule befindet sich direkt in der Hauptstrahlrichtung. Dort wird die meiste Leistung abgestrahlt/empfangen (hier in Abbildung 5 bei 0°).

Nebenkeulen:

Nebenkeulen sind unerwünschte Nebeneffekte bei Antennen, die sich nicht in Richtung der Hauptstrahlrichtung ausbreiten. Durch die Nebenkeulen wird der Hauptkeule Energie entzogen und die erwünschte Richtwirkung wird dementsprechend gedämpft.

Rückkeule:

Die Rückkeule befindet sich 180° versetzt zur Hauptkeule. Sie bildet sich zur Gegenseite der Hauptstrahlrichtung aus. Sie entzieht ebenfalls der Hauptkeule Energie.

Öffnungswinkel:

Der Winkelbereich der Hauptkeule, in dem noch die Hälfte (-3 dB) der maximalen Leistung empfangen/abgestrahlt werden kann, wird als Öffnungswinkel bezeichnet.

Nebenkeulendämpfung:

Die Nebenkeulendämpfung ist das Verhältnis zwischen der Hauptkeule und der stärksten Nebenkeule. In der Praxis sollten möglichst hohe Werte für die Nebenkeulendämpfung erzielt werden, damit die Richtwirkung in Richtung Hauptstrahlrichtung möglichst stark ausgeprägt ist und es nicht zu mehreren Hauptstrahlrichtungen kommt.

Vor–Rück–Verhältnis:

Das Vor–Rück–Verhältnis (VRV) ist das Verhältnis zwischen der Hauptstrahlrichtung (Hauptkeule bei 0°) und der Rückkeule (bei 180°). Das VRV beschreibt die Richtwirkung einer Antenne. Deshalb sollte das Vor–Rück–Verhältnis möglichst groß ausfallen.

2.1.12 Reziprozitätsgesetz

Unter dem Reziprozitätsgesetz versteht man im Allgemeinen, dass Antennen bidirektional genutzt werden können. Das bedeutet, dass sich die Antenne im Sende- und Empfangsfall hinsichtlich der Antennenparameter (z.B. Antennengewinn, Impedanz, Richtwirkung) gleich verhält.

Gültig ist das Reziprozitätsgesetz für alle Antennen, „die keine nichtreziproken Elemente [...] enthalten und in einem linearen, passiven Medium arbeiten“ [12]. Nicht reziproke Elemente sind beispielsweise nicht lineare Materialien oder Bauelemente, wie zum Beispiel Ferrite oder Verstärker.

2.1.13 $\lambda/2$ -Dipolantenne

Eine $\lambda/2$ -Dipolantenne (Halbwellendipol) stellt eine Antennenart dar, die sich sehr leicht entwerfen und konstruieren lässt. Ein Halbwellendipol besteht aus zwei Dipolarmen mit einer zusätzlichen Speisestelle.

Das Ersatzschaltbild eines ideal verlustlosen Halbwellendipols kann als Serienschwingkreis bestehend aus einem kapazitiven Blindwiderstand (X_C), einem induktiven Blindwiderstand (X_L) und einem Strahlungswiderstand (R_S) betrachtet werden (Abbildung 6).

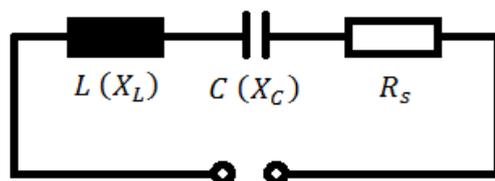


Abbildung 6: Ersatzschaltbild ideal verlustloser Halbwellendipol

Betragen die Abmessungen des Halbwellendipols eine halben Wellenlänge ($\lambda/2$) oder ein ganzzahliges Vielfaches einer halben Wellenlänge ($\lambda/2$), so ist der Halbwellendipol resonant. Die dazugehörige Frequenz wird als Resonanzfrequenz bezeichnet. Bei der Resonanzfrequenz wirken die kapazitiven und induktiven Blindwiderstände gegeneinander. Bei betragsmäßig gleichen Blindwiderständen nimmt der Blindwiderstand bis auf $j 0 \Omega$ ab. Bei diesem Resonanzpunkt wirkt nur der rein Ohm'sche Strahlungswiderstand (ca. 73Ω) des Halbwellendipols. Bei Resonanz stellen sich besonders gute Eigenschaften bezüglich Anpassung und Abstrahlung an der Speisestelle ein, da dort ideal keine Blindkomponenten vorhanden sind. Eine gute Anpassung trägt dazu bei, dass die maximale Leistung des Signals von

der Antenne empfangen oder abgestrahlt werden kann. Die Abbildung 7 zeigt den Aufbau eines Halbwellendipols [7, pp. 185-191].

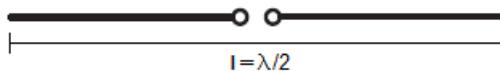


Abbildung 7: Halbwellendipol
Quelle: [6, p. 249] und eigene Bearbeitung

Der Halbwellendipol besitzt einen Antennengewinn von $G=2,15$ dBi.

Die Richtcharakteristik eines Halbwellendipols in horizontaler und vertikaler Polarisation ist in der Abbildung 3 im Kapitel 2.1.11 zu sehen.

2.1.14 Antennenverkürzung

Antennenabmessungen hängen vor allem von deren Resonanzfrequenz (f_{res}) und der daraus resultierenden Resonanzwellenlänge (λ_{res}) ab. Je kleiner die Betriebsfrequenz ausfällt, desto größer werden die Antennenabmessungen. In der Praxis ist diese Eigenschaft eher unpraktisch. Daher ist es von Interesse, die Antennen hinsichtlich ihrer Abmessungen zu verkürzen.

Antennenverkürzung über das Einbringen von Dachkapazitäten:

Eine Möglichkeit um eine Antenne zu verkürzen, ist das Einbringen von Dachkapazitäten (C_D). Die Abbildung 8 zeigt eine „abgeknickte“ Monopolantenne (um 90°), die um die horizontale Länge (Δh) verkürzt ist. Es ist zu sehen, dass sich der Stromverlauf im horizontalen Stück weiter fortführt. Dort wird der Strom über die Kapazität zur Erde abgeführt. Eine Dachkapazität (C_D) bildet sich zwischen der horizontalen Strahler-Länge (Δh) und dem Erdboden.

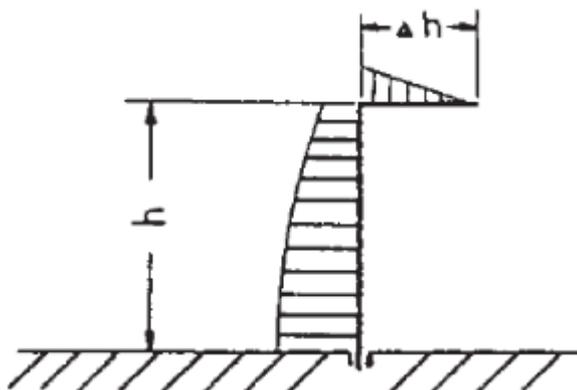


Abbildung 8: Monopol-Antenne verkürzt durch das Einbringen von Dachkapazitäten
Quelle: [13]

Laut [13] kann unter Annahme einer sinusförmigen Stromverteilung der Zusammenhang zwischen der Resonanzwellenlänge (λ_{res}) und der vertikalen (h)/horizontalen (Δh) Strahler-Länge über die Gleichungen (11) und (12) beschrieben werden.

$$h + \Delta h = \frac{\lambda_{res}}{4} \quad (11)$$

Daraus folgt für die horizontale Strahler-Länge (Δh):

$$\Delta h = \frac{\lambda_{res}}{4} - h \quad (12)$$

Antennenverkürzung über das Einbringen von Verlängerungsspulen:

Wird beispielsweise eine Dipol-Antenne hinsichtlich der Länge verkürzt, so erhöht sich dessen kapazitiver Blindwiderstand. Um einen verkürzten Dipol trotzdem in Resonanz zu betreiben, muss eine gegensätzliche Blindbelastung dem Dipol hinzugefügt werden. Dazu werden Verlängerungsspulen eingesetzt, um die elektrische Länge zu vergrößern und die mechanische Länge zu verkürzen.

Damit der kapazitive Blindwiderstand, der durch die Verkürzung entstanden ist kompensiert werden kann, muss ein induktiver Blindwiderstand (X_L) mit dem betragsmäßig gleichen Wert hinzugefügt werden. Als induktiver Blindwiderstand wird an dieser Stelle die Verlängerungsspule eingebracht, dessen Induktivität (L) über die Gleichung (13) [7, p. 655] bestimmt werden kann.

$$L = \frac{X_L}{2\pi \cdot f} \quad (13)$$

Bei der Auswahl der Verlängerungsspule sollte diese eine hohe Güte (Q) vorweisen. Ein kleiner Spulenverlustwiderstand (R_L) trägt zu einer größeren Güte bei und verbessert den Wirkungsgrad der Antenne (Gleichung (14) [7, p. 655]).

$$R_L = \frac{X_L}{Q} \quad (14)$$

Um eine möglichst verlustarme Spule zu erhalten, sollte die Spule einen möglichst geringen Ohm'schen Verlustwiderstand (R_L) und eine möglichst geringe Induktivität (L) aufweisen. Daher werden die Verlängerungsspulen meistens als Luftspulen mit großem Querschnitt hergestellt [14].

Verlängerungsspulen werden in Reihe zur Antenne geschaltet und können variabel in die Dipolantenne eingefügt werden. Laut [7, p. 655] verbessert sich der Wirkungsgrad der Antenne, wenn „die erforderliche Verlängerungsspule nicht am Antenneneingang“ angeordnet wird, „sondern in der Strahlermitte“. Denn in der Strahler-Mitte befindet sich das Strommaximum des Dipols. Dort würde die Verlängerungsspule zu einer deutlich geringeren elektromagnetischen Abstrahlung beitragen, da eine Spule nicht „strahlt“ sondern den Strom dort konzentriert. Deshalb werden Verlängerungsspulen möglichst außerhalb des Strommaximums der Dipol-Antenne platziert. Zusätzlich verringert eine immer größer werdende Induktivität der Verlängerungsspule den Wirkungsgrad der verkürzten Antenne. Das abgebildete Diagramm in der Abbildung 9 zeigt die erforderliche Spuleninduktivität als Funktion der Spulenplatzierung. Werden beispielsweise die Verlängerungsspulen in der Mitte der Dipolarme eingefügt, so benötigen sie die doppelte Induktivität als am Einspeisepunkt, um die kapazitive Blindbelastung zu kompensieren.

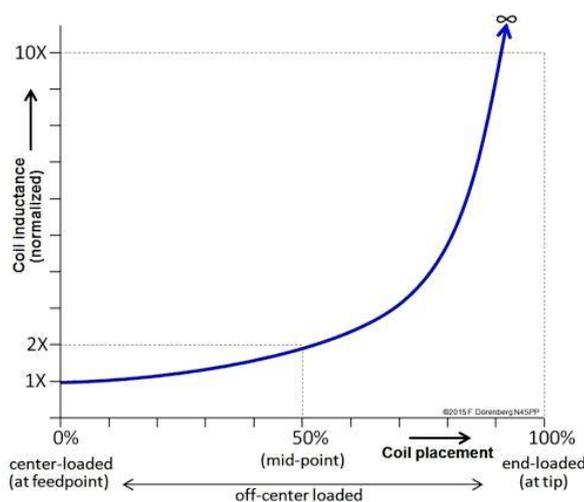


Abbildung 9: Spuleninduktivität als Funktion der Spulenplatzierung
Quelle: [15]

Dieser Zusammenhang ergibt sich dadurch, dass die Stromverteilung in der Dipol-Mitte (*center-loaded*, 0%) am größten ist. Dort wird die kleinste Induktivität benötigt, um die erforderliche induktive Blindbelastung zu erzeugen.

Zur Mitte (*mid-point*, 50%) des Dipols nimmt der Strom immer weiter ab und benötigt daher eine größere Induktivität um die gleiche induktive Blindbelastung zu erzeugen.

Die Spuleninduktivität steigt mit zunehmend größer werdender Spulenplatzierung rasant gegen unendlich an.

2.2 logarithmisch-periodische Dipolantenne (LPDA)

Die logarithmisch-periodische Dipolantenne (LPDA) ist eine Breitbandantenne, „die an der Stelle des kleinsten Strahlers mit einer durchgängigen Speiseleitung gespeist wird“ [2]. Am längsten Strahler (l_n , l_{max}) ist die Speiseleitung (der Boom) der LPDA kurzgeschlossen.

Die LPDA gehört der Gruppe der breitbandigen Richtantennen an.

„Diejenigen Elemente, die effektiv länger als $\frac{\lambda}{2}$ sind“, wirken „als Reflektoren und diejenigen Elemente, die kürzer als $\frac{\lambda}{2}$ sind“, wirken „als Direktoren“ [2]. Der neutrale Strahler der Antenne wird durch die Betriebsfrequenz bestimmt, bei der die $\frac{\lambda}{2}$ Resonanz vorliegt [2].

In diesem Abschnitt wird auf die LPDA als Drahtantenne eingegangen, die in der Abbildung 10 dargestellt ist.

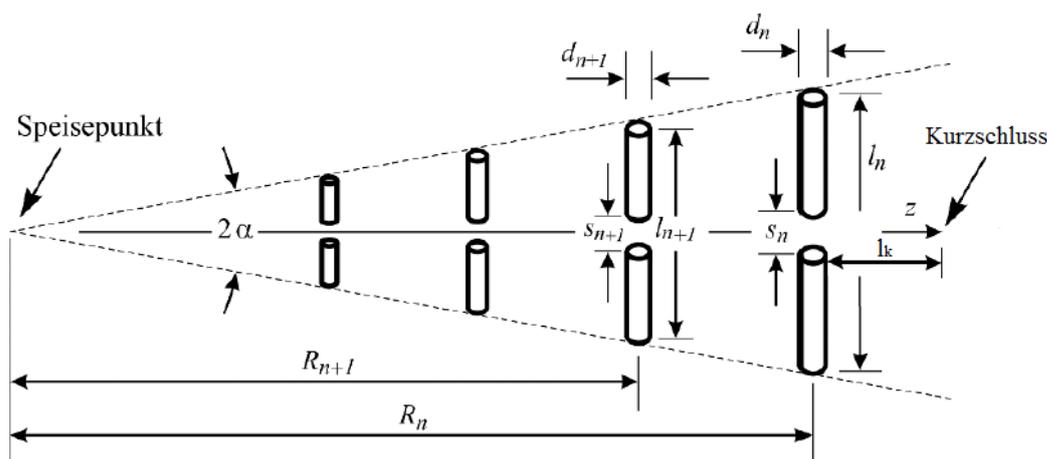


Abbildung 10: Logarithmisch-periodische Dipolantenne
Quelle: [2, p. 446] und eigene Bearbeitung

Die nachfolgenden Formeln (15)-(32) zur Berechnung der LPDA sind dem Kapitel 15.2 der Literatur „Antennen und Strahlungsfelder“ [2] entnommen worden. Formeln aus anderer Quelle wurden sichtbar referenziert.

Die Längen ($l_n, l_{n+1}, \dots, l_{n+n}$), die Abstände zum Speisepunkt ($R_n, R_{n+1}, \dots, R_{n+n}$), die Abstände der Strahler ($s_n, s_{n+1}, \dots, s_{n+n}$) und die Durchmesser der Dipole ($d_n, d_{n+1}, \dots, d_{n+n}$) nehmen gleichmäßig im Verhältnis des Skalierungsfaktors (τ) in Richtung des Speisepunktes ab (Gleichung (15)).

$$\tau = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{s_{n+1}}{s_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} < 1 \quad (15)$$

Zusätzlich zum Skalierungsfaktor wird ein Abstandsfaktor (σ) definiert. Beide Werte sind ausschlaggebend für den resultierenden Antennengewinn (G). Es gibt zwei Methoden um den Skalierungsfaktor und den Abstandsfaktor zu bestimmen. Laut „Rothammels Antennenbuch“ [7, p. 642] können die Werte dem Diagramm aus der Abbildung 11 in Abhängigkeit des Antennengewinns entnommen werden. Andererseits verweist die Literatur „Antennen und Strahlungsfelder“ [2, pp. 446, 447] darauf, die Werte näherungsweise über die Gleichungen(16) und (17) in Abhängigkeit des Antennengewinns zu berechnen.

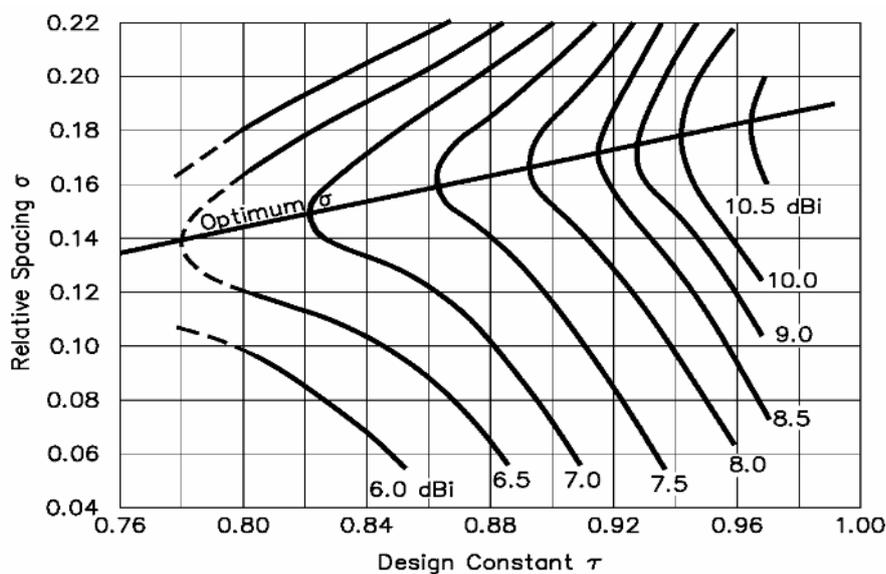


Abbildung 11: Optimaler Abstandsfaktor σ und Skalierungsfaktor τ in Abhängigkeit des Antennengewinns
Quelle: [16, p. 454]

Gebräuchliche Werte für den Skalierungsfaktor und Abstandsfaktor liegen laut [2, p. 446] im Bereich $0,78 \leq \tau \leq 0,97$ und $0,13 \leq \sigma \leq 0,19$. Die erzielbaren Gewinnwerte bei Einhaltung der Grenzen für den Skalierungsfaktor und des Abstandsfaktors betragen 6-12 dBi [2, p. 447].

Anhand der Gleichung (16) kann die Berechnung des optimalen Skalierungsfaktors näherungsweise in Abhängigkeit des Antennengewinns erfolgen.

$$\tau = -\frac{G^2}{321} + \frac{G}{12} + 0,407 \quad (16)$$

Bei der Auswahl des Skalierungsfaktors ist zu beachten, dass ein Anstieg des Skalierungsfaktors zu einer höheren Anzahl von Elementen führt.

Der aus Gleichung (16) resultierenden Skalierungsfaktor wird zur Bestimmung des Abstandsfaktors in die Gleichung (17) eingesetzt, um den optimalen Abstandsfaktor zu bestimmen (Gleichung (18)).

$$\sigma_{opt} = 0,258 \cdot \tau - 0,066 \quad (17)$$

$$\sigma_{opt} = 0,258 \cdot \left(-\frac{G^2}{321} + \frac{G}{12} + 0,407 \right) - 0,066 \quad (18)$$

Wird für den optimalen Abstandsfaktor ein geringerer Wert verwendet als berechnet oder aus dem Diagramm abgelesen, so verringert sich der Gewinn der LPDA. Das Erhöhen des Abstandsfaktors würde zu einem Anstieg der Nebenkeulen in der Richtcharakteristik der LPDA führen.

Die Bestimmung der Länge des längsten (l_{max}) und kürzesten (l_{min}) Strahlers erfolgt laut [7, p. 641] über die in der Gleichung (19) dargestellten Beziehungen.

$$l_{max} = l_n = \frac{\lambda_{max}}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_{min}} \quad \text{und} \quad l_{min} = \frac{\lambda_{min}}{3} = \frac{c}{3 \cdot f_{max}} \quad (19)$$

mit

f_{max} : maximale Betriebsfrequenz in Hz

f_{min} : minimale Betriebsfrequenz in Hz

c : Lichtgeschwindigkeit in $\frac{m}{s}$ ($299792458 \frac{m}{s}$)

Eine weitere Definition des Abstandsfaktors stellt die Gleichung (20) dar.

Der Abstandsfaktor ist der Quotient aus dem Abstand ($R_n - R_{n+1}$) zwischen dem längsten (l_{max}) und dem zweitlängsten (l_{n+1}) Strahler und zweimal der Länge des längsten Strahlers (l_{max}).

$$\sigma_{opt} = \frac{R_n - R_{n+1}}{2 \cdot l_{max}} \quad (20)$$

Nach der Berechnung des Skalierungsfaktors sowie des Abstandsfaktors kann der Steigungswinkel der LPDA berechnet werden. Die Berechnung des Steigungswinkels erfolgt über die Gleichung (21).

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{1 - \tau}{4 \cdot \sigma_{opt}} \right) \quad (21)$$

Der Steigungswinkel (α) ist definiert vom Boom bis zur Außenkante der LPDA. Daher wird der gesamte Steigungswinkel als ($2 \cdot \alpha$) definiert (Abbildung 10).

Nachdem der Steigungswinkel (α) und die Länge des kürzesten (l_{min}) und längsten (l_{max}) Strahlers bekannt sind, kann die Bestimmung der Abstände zwischen dem längsten und dem zweitlängsten Dipol erfolgen. Aus Gleichung (20) und Gleichung (21) folgt die Gleichung (22). Hiermit ist die direkte Berechnung des ersten Abstandes ($R_n - R_{n+1}$) möglich.

$$R_n - R_{n+1} = \frac{l_{min}}{2} \cdot (1 - \tau) \cdot \cot \alpha \quad (22)$$

Die Berechnung der darauffolgenden geometrischen Elemente erfolgt über den Skalierungsfaktor, wie in der Gleichung (15) beschrieben.

Die effektiv nutzbare Bandbreite (B) (Gleichung (24)) einer LPDA ist in der Praxis kleiner als die Strukturbandbreite (B_s) (Gleichung (23)). Die Strukturbandbreite ist der Quotient aus dem längsten und dem kürzesten Strahler und die effektiv nutzbare Bandbreite ist das Verhältnis aus der oberen und der unteren Betriebsfrequenz.

$$B_s = \frac{l_{max}}{l_{min}} \quad (23)$$

$$B = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \eta_B \cdot B_s = \frac{B_s}{1,1 + 30,8 \cdot (1 - \tau) \cdot \sigma} \quad (24)$$

Über die Strukturbandbreite und über den Skalierungsfaktor erfolgt die Berechnung der Anzahl der Elemente (N) (Gleichung (25)).

$$N = 1 - \frac{\ln(B_s)}{\ln(\tau)} \quad (25)$$

Die mit der Gleichung (25) errechnete Anzahl der Elemente muss auf eine nächstmögliche ganze Zahl gerundet werden. Aufgrund dieser Rundung muss die Strukturbandbreite mit der Gleichung (26) nochmals berechnet werden, um den Fehler der durch die Rundung entstanden ist, zu berücksichtigen.

$$B_s = \tau^{1-N} \quad (26)$$

Die Baulänge (L) beschreibt das Längenmaß vom Ursprung des Steigungswinkels bis zum längsten Strahler-Element. Die Strukturbandbreite und der Steigungswinkel tragen wesentlich zur Baulänge der LPDA bei. Die Berechnung der Baulänge erfolgt über die Gleichung (27).

$$L = \frac{l_{max} - l_{min}}{2} \cdot \cot(\alpha) = \frac{l_{max}}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{B_s}\right) \cdot \cot(\alpha) \quad (27)$$

In Anlehnung an [2, p. 447] ist zu beachten, dass ein großer Antennengewinn die Baulänge der Antenne erhöht. Mit steigendem Antennengewinn steigt auch der Skalierungs- und Abstandsfaktor. Das bedeutet, dass sich die geometrischen Eigenschaften nur langsam ändern. Dementsprechend entsteht ein kleiner Steigungswinkel, der zu großen Baulängen mit vielen Dipolelementen führt.

Die LPDA kann hinsichtlich der Eingangsimpedanz (Z_E) konstruiert werden. Die Dipoldurchmesser bestimmen zusammen mit der Dipollänge deren Impedanz. Das Verhältnis aus der Länge (l) und des Durchmessers (d) des Strahlers wird als Schlankheitsgrad (s) bezeichnet (Gleichung (28)).

$$s = \frac{l}{d} \quad (28)$$

Um die charakteristische Impedanz der Speiseleitung (Z_S) zu berechnen, wird die durchschnittliche charakteristische Impedanz des kürzesten Strahlers benötigt. Die

durchschnittliche charakteristische Impedanz (Z_1) des kürzesten Strahlers lässt sich über dessen Länge und dessen Durchmesser (d_1) mit der Gleichung (29) [17] berechnen. Da der Schlankheitsgrad (s) der übrigen Strahler konstant ist, gilt die durchschnittlich charakteristische Impedanz des kürzesten Strahlers für alle Strahler.

$$Z_1 = 120 \cdot \left[\ln \left(\frac{l_{min}}{d_1} \right) - 2,25 \right] \quad (29)$$

Für die Bestimmung der charakteristischen Impedanz der Speiseleitung wird der mittlere Abstandsfaktor (σ_m) benötigt. Der mittlere Abstandsfaktor beschreibt das Verhältnis zwischen dem Abstandsfaktor und der Wurzel aus dem Skalierungsfaktors (Gleichung (30)) [17].

$$\sigma_m = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \quad (30)$$

Die Bestimmung der charakteristischen Impedanz der Speiseleitung erfolgt über die Gleichung (31) [17].

$$Z_S = \frac{Z_E^2}{8 \cdot \sigma_m \cdot Z_1} + Z_E \cdot \sqrt{\left(\frac{Z_E}{8 \cdot \sigma_m \cdot Z_1} \right)^2 + 1} \quad (31)$$

Der Kurzschluss an der Speiseleitung in der Nähe des längsten Strahler-Elements, ist nach Möglichkeit nicht direkt am Strahler anzuordnen. Das Versetzen des Kurzschlusspunktes in gegengesetzter Richtung zum längsten Strahler wirkt als Reflektor und verbessert dadurch das Vor-Rück-Verhältnis.

Der Abstand (Stub) zum längsten Strahler (l_{max}), bei dem dieser Effekt auftritt, beträgt ein Viertel der Strahler-Länge des längsten Strahlers (Gleichung (32)) [17].

$$l_k = \frac{l_{max}}{4} \quad (32)$$

3. Analyse der Antennenanforderung

Die Anforderung an eine Messdrohnenantenne ist nicht zu vergleichen mit der Anforderung an eine gewöhnliche Messantenne. Standardmäßige Messantennen von bekannten Herstellern sind nicht im Hinblick auf Gewichtsreduzierung und Abmessungsminimierung entwickelt worden, sondern vielmehr auf die Maximierung der Einsatzmöglichkeiten (sehr große Bandbreite, großer Gewinn >8 dBi, hohes Gewicht, etc.), um ein breites Kundensegment bedienen zu können. Daher sind standardmäßige Messantennen für das Flugfunkfrequenzspektrum nicht für einen Messdrohneneinsatz geeignet.

Notwendigerweise müssen Verkürzungsmaßnahmen zum Einsatz kommen. Eine Verkürzung von Antennen wirkt sich immer negativ auf dessen Antennenparametern aus. Aus diesem Grund müssen bei einer verkürzten HF-Messdrohnenantenne Abweichungen bei den Antennenparametern akzeptiert werden. Bei der Festlegung der Antennenparameter für eine Antennenentwicklung ist es notwendig, die Erfahrungswerte erfahrener Messbeamten zu berücksichtigen.

Hinsichtlich des Antennengewinns hat sich herausgestellt, dass der Antennengewinn im Bereich von 5 dBi bis 8 dBi vollkommend ausreichend ist, um eine Störungsbearbeitung über eine HF-Messdrohne durchführen zu können.

Viel wichtiger ist das VRV der eingesetzten Antenne. Das VRV beschreibt die Richtwirkung der Antenne und ist für den Messdrohneneinsatz wichtig. Die Messdrohne führt bei der Funkstörungsbearbeitung eine 360 ° Drehung in der Luft durch und bestimmt dadurch die Senderichtung des Funksignals. Über ein ausreichend hohes VRV ist die Unterscheidung der Hauptkeule und Rückkeule der Antenne möglich. Darüber kann die Richtung der Funkaussendung festgestellt werden. Damit eine Unterscheidung möglich ist, sollte das VRV ≥ 5 dB aufweisen.

Zusätzlich müssen Messdrohnenantennen eine möglichst kleine Payload für die Messdrohne darstellen, denn die Payload bestimmt die maximale Flugzeit (begrenzte Akkukapazität) sowie das Handling der Drohne. Zur Veranschaulichung der Abhängigkeit der Payload zur maximalen Flugzeit kann hier die Drohne „EVO-X8 Oktokopter“ von der Firma Multikopter betrachtet werden. Mit zunehmender Payload nimmt die Flugzeit ab (Abbildung 12).

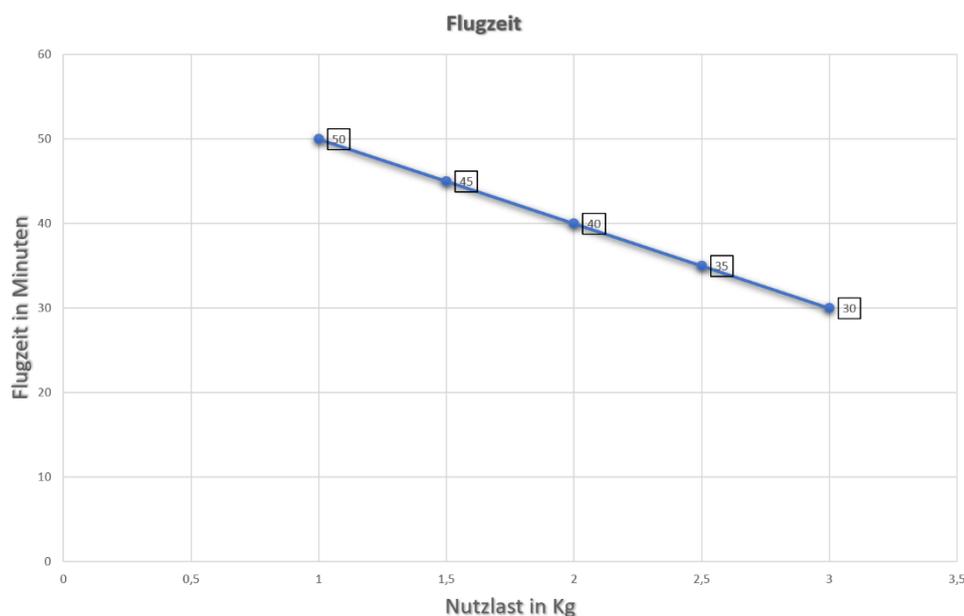


Abbildung 12: EVO-X8 Oktokopter Drohne- Flugzeit in Minuten in Abhängigkeit von der Nutzlast in kg
Quelle: [18]

Bevorzugt sollte eine Drahtantenne eingesetzt werden, um die Windanfälligkeit aufgrund von geringen Oberflächen möglichst zu minimieren. Zusätzlich ist eine Drahtantenne sehr robust und daher langlebig.

Um diese Vorgabe zu erfüllen, wäre der Einsatz von Aluminium als Antennenmaterial denkbar. Zusätzlich ist die Verwendung von Aluminiumrohren der Verwendung von Aluminium-Vollmaterial wenn möglich, vorzuziehen.

Aus Stabilitätsgründen sollte kein Draht der Antenne einen Durchmesser kleiner als 5 mm aufweisen. Dieser Durchmesser gewährleistet eine ausreichende Stabilität und vermeidet eine Verbiegung des Drahtes während des Drohnenflugs. Außerdem wird das Handling der Drohne durch diese Maßnahme deutlich stabilisiert. Der Achsabstand der Motoren von modernen Drohnen beträgt ca. 1,2 m. Wird die Drohne mit der Payload außerhalb des Achsabstandes unsymmetrisch belastet, wird das Flughandling deutlich negativ beeinträchtigt. Aus diesem Grund sollte der Schwerpunkt der Messdrohnenantenne möglichst mittig angeordnet sein. Eine möglichst geringe Abmessung verbessert das Handling der Drohne und reduziert das Gesamtgewicht der Messdrohnenantenne. Daher ist eine Minimierung der Abmessungen notwendig und für die Entwicklung zu berücksichtigen.

Die verwendete Messtechnik im Messdrohneneinsatz beim Prüf- und Messdienst verwendet die Impedanz von 50 Ω . Um möglichst gute Anpassungsbedingungen zu ermöglichen, sollte die Antenne ebenfalls eine Fußpunktimpedanz von 50 Ω besitzen. Damit eine möglichst hohe Leistungsübertragung zwischen der Antenne

und dem nachfolgenden System erfolgt, sollte das SWR im gesamten Frequenzbereich < 2 betragen.

Das zukünftige Einsatzgebiet der Messdrohnenantenne liegt im Flugfunkfrequenzspektrum welches von 108 MHz bis 137 MHz [19] zugeteilt ist.

Es ist daher notwendig eine breitbandige Antenne zu entwerfen. Sinnvoll bietet sich hier die LPDA-Drahtantenne an.

Zusammenfassend muss die Messdrohnenantenne die aus Tabelle 1 geforderten Antennenparameter erfüllen, um eine Messdrohnen-tauglichkeit zu gewährleisten.

Tabelle 1: Notwendige Antennenanforderungen

<u>Art des Parameters</u>	<u>Wert des Parameters</u>
Antennenart	LPDA-Drahtantenne (AI)
Antennengewinn	min. 5 dBi
Frequenzbereich	108 MHz-137 MHz
Fußpunktimpedanz	50 Ω
Vor-Rück-Verhältnis (VRV)	VRV > 5 dB
Stehwellenverhältnis (SWR)	SWR < 2
minimaler Strahler-Durchmesser	5 mm
Abmessungen	möglichst gering
Gewicht	möglichst gering

4. Antennenentwurf für den Frequenzbereich 108 MHz-137 MHz

In diesem Abschnitt wird eine LPDA-Drahtantenne für das Flugfunkfrequenzspektrum entworfen und simuliert. Die Antennenanforderungen, die im Kapitel 3 als notwendig festgestellt worden sind, stellen die Grundlage des Antennenentwurfs dar.

4.1 Erster LPDA-Antennenentwurf

In diesem Kapitel wird eine LPDA-Antenne entworfen, dessen Skalierungs- und Abstandsfaktor über die Formel (16) und (17) bestimmt wird. Auf diese Vorgehensweise wird in der Literatur „Antennen und Strahlungsfelder“ [2, pp. 446, 447] verwiesen. Es wird in diesem Kapitel untersucht, wie genau die geforderten Antennenparameter beim Entwurf der LPDA eingehalten werden.

4.1.1 Berechnung der LPDA-Antennenparameter

Im Folgenden wird eine LPDA-Drahtantenne für das Flugfunkfrequenzspektrum (108 MHz-137 MHz) entworfen.

Zuerst wird der Skalierungsfaktor anhand der Gleichung (16) aus dem Kapitel 2.2 errechnet. Dazu wird ein Antennengewinn von 8 dBi festgesetzt, um die Anforderungen an die Abmessung und an die Richtwirkung auch nach einer eventuellen Verkürzung und der damit verbundenen Gewinnreduzierung zu erfüllen (Kapitel 3). Für die Berechnung des Skalierungsfaktors folgt die Gleichung (33).

$$\tau = -\frac{G^2}{321} + \frac{G}{12} + 0,407 = -\frac{8^2}{321} + \frac{8}{12} + 0,407 = 0,874 \quad (33)$$

Über die Gleichung (17) folgt die Berechnung des Abstandsfaktors σ (Gleichung (34)).

$$\sigma = 0,258 \cdot \tau - 0,066 = 0,258 \cdot 0,874 - 0,066 = 0,159 \quad (34)$$

Anschließend erfolgt die Berechnung des längsten (l_{\max}) und kürzesten (l_{\min}) Strahlers über die Lichtgeschwindigkeit (c) und die Betriebsfrequenzgrenzen (f_{\max}, f_{\min}) (Gleichungen (35) und (36)).

$$l_{max} = \frac{c}{2 \cdot f_{min}} = \frac{299792458 \frac{m}{s}}{2 \cdot 108 \text{ MHz}} = 1,388 \text{ m} \quad (35)$$

$$l_{min} = \frac{c}{3 \cdot f_{max}} = \frac{299792458 \frac{m}{s}}{3 \cdot 137 \text{ MHz}} = 0,729 \text{ m} \quad (36)$$

Da der Skalierungsfaktor sowie der Abstandsfaktor bekannt sind, folgt nun die Berechnung des Steigungswinkels (α) (Gleichung (37)).

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{1 - \tau}{4 \cdot \sigma} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{1 - 0,874}{4 \cdot 0,159} \right) = 11,2^\circ \quad (37)$$

Nun folgt die Berechnung des ersten Abstandes zwischen dem längsten und dem zweitlängsten Strahler über den Steigungswinkel, die Länge des kürzesten Strahlers und dem Skalierungsfaktor (Gleichungen (38) und (39)).

$$R_n - R_{n+1} = \frac{l_{min}}{2} \cdot (1 - \tau) \cdot \cot \alpha = \frac{0,729 \text{ m}}{2} \cdot (1 - 0,874) \cdot \cot(11,2^\circ) \quad (38)$$

$$R_n - R_{n+1} = 0,23 \text{ m} \quad (39)$$

Die Strukturbandbreite (B_s) und effektiv nutzbare Bandbreite (B) beträgt:

$$B_s = \frac{l_{max}}{l_{min}} = \frac{1,388 \text{ m}}{0,729 \text{ m}} = 1,9039 \quad (40)$$

$$B = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{137 \text{ MHz}}{108 \text{ MHz}} = 1,2685 \quad (41)$$

Die effektiv nutzbare Bandbreite ist kleiner als die Strukturbandbreite, so wie es im Kapitel 2.2 beschrieben ist.

Über die Strukturbandbreite (B_s) und über den Skalierungsfaktor (τ) ist eine Berechnung der Anzahl der Elemente (N) möglich (Gleichung (42)).

$$N = 1 - \frac{\ln(B_s)}{\ln(\tau)} = 1 - \frac{\ln(1,9039)}{\ln(0,874)} = 5,78 \approx 6 \quad (42)$$

Es werden nach der Rundung für die LPDA sechs Elemente benötigt. Da die Rundung einen gewissen Fehler bei der Strukturbandbreite einbringt, muss diese nach der Rundung angepasst werden (Gleichung (43)).

$$B_s = \tau^{1-N} = 0,874^{1-6} = 1,9608 \quad (43)$$

Mit der angepassten Strukturbandbreite und über die maximale Strahler-Länge und den Steigungswinkel ist die Ermittlung der Baulänge (L) möglich (Gleichung (44) und (45)).

$$L = \frac{l_{max}}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{B_s}\right) \cdot \cot(\alpha) = \frac{1,388 \text{ m}}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{1,9608}\right) \cdot \cot(11,2^\circ) \quad (44)$$

$$L = 1,717 \text{ m} \quad (45)$$

Die durchschnittliche charakteristische Impedanz (Z_1) des kürzesten Strahlers wird benötigt, um auf die charakteristische Impedanz der Speiseleitung (Z_s) zu schließen. Die Berechnung der charakteristischen Impedanz des kürzesten Strahlers erfolgt in der Gleichung (46).

$$Z_1 = 120 \cdot \left[\ln\left(\frac{l_{min}}{d_1}\right) - 2,25 \right] = 120 \cdot \left[\ln\left(\frac{0,729 \text{ m}}{0,005 \text{ m}}\right) - 2,25 \right] = 327,86 \Omega \quad (46)$$

Nun folgt die Berechnung der charakteristischen Impedanz der Speiseleitung über die Gleichungen (30) und (31) (Berechnung in Gleichung (47)-(49)).

$$Z_s = \frac{Z_E^2}{8 \cdot \sigma_m \cdot Z_1} + Z_E \cdot \sqrt{\left(\frac{Z_E}{8 \cdot \sigma_m \cdot Z_1}\right)^2 + 1} \quad (47)$$

$$Z_s = \frac{(50 \Omega)^2}{8 \cdot \frac{0,159}{\sqrt{0,874}} \cdot 327,86 \Omega} + 50 \Omega \cdot \sqrt{\left(\frac{50 \Omega}{8 \cdot \frac{0,159}{\sqrt{0,874}} \cdot 327,86 \Omega}\right)^2 + 1} \quad (48)$$

$$Z_s = 55,89 \Omega \quad (49)$$

Das Versetzen des Kurzschlusspunktes verbessert das Vor-Rück-Verhältnis der LPDA. Abhängig von dem Simulationsergebnis, wird über eine Versetzung des Kurzschlusspunktes entschieden, da sich die LPDA durch das Versetzen um einige Zentimeter verlängert. Aus diesem Grund sollte diese Maßnahme nur bei Bedarf eingesetzt werden, um den Konflikt mit den Abmessungen gerecht zu werden. Der Versatz (Stub) (l_k) lässt sich über die Gleichung (50) mit der maximalen Strahler-Länge bestimmen.

$$l_k = \frac{l_{max}}{4} = \frac{1,388 \text{ m}}{4} = 0,347 \text{ m} \quad (50)$$

Die übrigen geometrischen Abmaße wurden mit Hilfe der Gleichung (15) über den Skalierungsfaktor bestimmt. Zur Minimierung des Berechnungsaufwands wurde ein Scilab-Script zur Berechnung aller LPDA-Antennenparameter erstellt. Im Anhang sind die Ergebnisse der Scilab-Berechnung unter Berücksichtigung der in Tabelle 1 geforderten Antennenparameter, in Tabellenform aufgeführt (Tabelle 13). (Hinweis: Geringe Abweichungen bei den Berechnungen in diesem Kapitel sind durch das Runden der Ergebnisse entstanden.)

4.1.2 Simulation des ersten LPDA-Antennenentwurfs

Der erste Antennenentwurf der LPDA wurde mit der 4NEC2-Simulationssoftware simuliert. Die dafür benötigte Einarbeitung in die Simulationssoftware erfolgte über das Handbuch „*Users Guide*“ [20].

4NEC2 ist eine Simulationssoftware zur Analyse von Drahtantennen. Hinter dem Namen NEC verbirgt sich die englische Bezeichnung *Numerical Electromagnetics Code*. Die Simulationssoftware wurde im Jahr 1981 für das US-Militär am *Lawrence Livermore Laboratory* in Livermore, Kalifornien entwickelt [21]. Heutzutage ist die Software lizenzfrei verfügbar.

4NEC2 zerlegt die Strahler der Antenne in kleine Teilstrecken, auf denen sich der Strom und die Spannung nur noch annähernd linear ändern können [21]. Durch mathematische Modelle kann dieses Verhalten nachgebildet und mittels numerischer Mathematik gelöst werden. Auf dieser Art und Weise lassen sich Drahtantennen einfach simulieren.

Als erster Schritt wurden die Antennenparameter der Tabelle 13 im Anhang entnommen und in der 4NEC2 Simulationsumgebung eingegeben (Abbildung 13).

Symbols		Geometry			Source/Load			Freq./Ground			Others		Comm
Geometry (Scaling=Meters)													<input type="checkbox"/> Use
Nr	Type	Tag	Segs	X1	Y1	Z1	X2	Y2	Z2	Radius			
1	Wire	1	15	0	-0.69395	0	0	0.69395	0	0.009788/2			
2	Wire	2	15	-0.2328	-0.60675	0	-0.2328	0.60675	0	0.0085575/2			
3	Wire	3	15	-0.4363	-0.53045	0	-0.4363	0.53045	0	0.0074818/2			
4	Wire	4	15	-0.6142	-0.46375	0	-0.6142	0.46375	0	0.0065412/2			
5	Wire	5	15	-0.7698	-0.40545	0	-0.7698	0.40545	0	0.0057189/2			
6	Wire	6	15	-0.9058	-0.3545	0	-0.9058	0.3545	0	0.005/2			

Abbildung 13: Geometriedaten 4NEC2-Simulation (erster LPDA-Antennenentwurf)

In der Spalte „Type“ wurde festgelegt, um welche Art Drahtform es sich handelte (*Wire, Helix, ...*). Die LPDA besteht aus einfachen Drähten, deshalb wurde hier als „Type“ *Wire* ausgewählt.

In der Spalte „Tag“ ist eine Zahlennummerierung der einzelnen Drähte vorgenommen worden, um eine Zuordnung der Drähte zu ermöglichen.

Mit der Spalte „Segs“ kann die Anzahl der Teilsegmente für jeden einzelnen Draht manuell festgelegt werden. Laut [22] ist die empfohlene Segmentlänge abhängig von der Wellenlänge (Gleichung (51)).

$$\frac{\lambda}{20} \geq \text{empfohlene Segmentlänge} \geq \frac{\lambda}{200} \quad (51)$$

Die Länge des Strahlers im Verhältnis zum Intervall der empfohlenen Segmentlänge bestimmt die Anzahl der Teilsegmente (52).

$$\frac{l}{\frac{c}{f}} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente} \geq \frac{l}{\frac{c}{f}} \quad (52)$$

Zur Bestimmung der Anzahl der Teilsegmente wurde die maximale (f_{max}) und minimale Frequenz (f_{min}) als obere und untere Grenze gewählt um zu überprüfen, ob die Bedingung aus Gleichung (51) zutrifft. Die Gleichungen (53)-(58) bestimmen die Grenzen der empfohlenen Anzahl der Teilsegmente für die maximale Frequenz und die Gleichungen (59)-(64) bestimmen die Grenzen der empfohlenen Anzahl der Teilsegmente für die minimale Frequenz.

$$\frac{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)}{20} \geq \text{empfohlene Segmentlänge} \geq \frac{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)}{200} \quad (53)$$

$$\frac{\left(\frac{299792458 \frac{m}{s}}{137 \text{ MHz}}\right)}{20} \geq \text{empfohlene Segmentlänge} \geq \frac{\left(\frac{299792458 \frac{m}{s}}{137 \text{ MHz}}\right)}{200} \quad (54)$$

$$0,109 \text{ m} \geq \text{empfohlene Segmentlänge} \geq 0,0109 \text{ m} \quad (55)$$

Über die Gleichung (52) erfolgt die Bestimmung des Intervalls der Anzahl der Teilsegmente für die maximale Frequenz (Gleichungen (56)-(58)).

$$\frac{l_{min}}{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq \frac{l_{min}}{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)} \quad (56)$$

$$\frac{0,709 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{m}{s}}{137 \text{ MHz}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq \frac{0,709 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{m}{s}}{137 \text{ MHz}}\right)} \quad (57)$$

$$6 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq 64 \quad (58)$$

Für die minimale Frequenz folgt:

$$\frac{\left(\frac{c}{f_{min}}\right)}{20} \geq \text{empfohlene Segmentlänge} \geq \frac{\left(\frac{c}{f_{min}}\right)}{200} \quad (59)$$

$$\frac{\left(\frac{299792458 \frac{m}{s}}{108 \text{ MHz}}\right)}{20} \geq \text{empfohlene Segmentlänge} \geq \frac{\left(\frac{299792458 \frac{m}{s}}{108 \text{ MHz}}\right)}{200} \quad (60)$$

$$0,138 \text{ m} \geq \text{empfohlene Segmentlänge} \geq 0,0138 \text{ m} \quad (61)$$

Über die Gleichung (52) erfolgte die Bestimmung des Intervalls der Anzahl der Teilsegmente für die minimale Frequenz (Gleichungen (62)-(64)).

$$\frac{l_{max}}{\left(\frac{c}{f_{min}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \geq \frac{l_{max}}{\left(\frac{c}{f_{min}}\right)} \quad (62)$$

$$\frac{1,3879 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{108 \text{ MHz}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \leq \frac{1,3879 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{108 \text{ MHz}}\right)} \quad (63)$$

$$9 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \leq 99 \quad (64)$$

Aus den Grenzen der Teilsegmenten bei minimaler (Gleichung (64)) und maximaler Frequenz (Gleichung (58)), konnte eine Grenze für den gesamten Frequenzbereich der Antenne definiert werden (Gleichung (65)).

$$9 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \leq 64 \quad (65)$$

Bei einer Erhöhung der Segmente-Anzahl (in den Grenzen von Gleichung (65)) ist zu beachten, dass die Genauigkeit der Simulationsergebnisse zwar zunimmt, jedoch verursacht eine hohe Anzahl von Teilsegmenten eine deutlich höhere Berechnungszeit. Aus diesem Grund wurde die Segmentanzahl auf 15 festgelegt.

Die übrigen Spalten (X1, X2, Y1, Y2, Z1, Z2) beschreiben die geometrische Lage und Anordnung der Drähte. In der letzten Spalte „*Radius*“ wurde der Radius der einzelnen Drähte festgelegt.

Um die einzelnen Drähte untereinander zu verbinden, gibt es die Möglichkeit sogenannte „*Trans-line*“ als Verbindungselemente (Speiseleitung) einzubringen (Abbildung 14). Die Auswahl geschieht in der Spalte „*Type*“. Der Typ „*Trans-line*“ wurde hier in dieser Simulation für jede Verbindung ausgewählt.

In den Spalten „*Tag-1*“, „*Seg-1*“, „*Tag-2*“, „*Seg-2*“ wurde festgelegt, wie und an welcher Stelle des Drahtes die „*Trans-line*“ verbunden werden sollte.

Nun folgte in der Spalte „*Z0*“ die Festlegung der Impedanz der „*Trans-line*“. Die Impedanz der „*Trans-line*“ wurde im Kapitel 4.1.1 bestimmt und an dieser Stelle übernommen. Der negative Impedanz-Wert signalisiert, dass die Verbindungselemente gekreuzt ausgeführt werden sollen (180 °-Phasenumkehr).

Über die Spalte „Len“ kann die elektrische Länge der Verbindungselemente festgelegt werden. Wird hier kein Wert festgelegt, so wird automatisch der Abstand der Verbindungspunkte als Länge verwendet.

Die Spalten „End-1(G)“, „B“, „End-2(G)“, „B“ charakterisieren die Enden der *Transmission-Lines* (open, short).

Symbols		Geometry				Source/Load				Freq./Ground		Others	
Trans-lines													<input type="checkbox"/> Show source
Nr	Type	Tag-1	Seg-1	Tag-2	Seg-2	Z0	Len	End-1(G)	(B)	End-2(G)	(B)	comment	
1	Trans-line	1	8	2	8	-55.89	0	Open	0	Open	0		
2	Trans-line	2	8	3	8	-55.89	0	Open	0	Open	0		
3	Trans-line	3	8	4	8	-55.89	0	Open	0	Open	0		
4	Trans-line	4	8	5	8	-55.89	0	Open	0	Open	0		
5	Trans-line	5	8	6	8	-55.89	0	Open	0	Open	0		

Abbildung 14: Transmission-Lines Einstellungen 4NEC2-Simulation (erster LPDA-Antennenentwurf)

Um die LPDA zu speisen, musste am kürzesten Element eine Quelle angeschlossen werden. Im Untermenü *Source/Load* gibt es die Möglichkeit eine Quelle auszuwählen und zu konfigurieren (Abbildung 15).

In der Spalte „Type“ kann die Art der Quelle gewählt werden (*Voltage-src*, *Current-src*,...).

Die Auswahl des Drahtes und der Position des Quellenanschlusses am Draht wird über die Spalten „Tag“ und „Seg“ festgelegt. Die LPDA wurde in der Mitte des kürzesten Strahlers gespeist. Mit den restlichen Spalten ist eine Definition der Quellen möglich. Es kann zwischen der kartesischen Form (Spalten „Real“ und „Imag“) und der Polarkoordinaten (Spalten „Magn“ und „Phase“) gewählt werden. Für die Simulation wurde eine Spannungsquelle am Draht 6 (Segment 8-Mitte des Strahlers) mit einer rein reellen Spannung (Realteil=1, Imaginärteil=0) angeschlossen.

Symbols		Geometry			Source/Load				Freq./Ground		Others
Source(s)											<input checked="" type="checkbox"/> Show source
Nr	Type	Tag	Seg	(opt)	Real	Imag	Magn	Phase	(norm)	comment	
1	Voltage-src	6	8	0	1	0	0	0	0		

Abbildung 15: Source Einstellungen 4NEC2-Simulation (erster LPDA-Antennenentwurf)

Um eine möglichst reale Simulation durchführen zu können, ist es möglich die Leitfähigkeit des Drahtmaterials zu definieren (Abbildung 16). Über die Spalte „Type“ ist die Auswahl des Last-Typs möglich (Drahtleiter, Drahtmantel, Reihen-

schaltung RLC, Parallelschaltung RLC,...). Für die Simulation wurde der Drahtleiter (*Wire-conductor*) für alle Drähte gewählt. Die „*Tag-nr*“ bestimmt die Nummer des Drahtleiters und wurde den Strahler-Drähten zugeordnet.

Über die „*First-seg*“ und „*Last-seg*“ werden die Teilsegmente ausgewählt, bei denen diese Eigenschaft zutreffen soll. Wird bei den Feldern eine Null eingetragen, so gilt diese Eigenschaft für den gesamten Leiter. Genau diese Eigenschaft war bei der Simulation gewollt.

In der letzten Spalte „*Cond(S)*“ kann die Art des Materials festgelegt werden (Kupfer, Aluminium,...). Hier an dieser Stelle wurde Aluminium als Drahtmaterial verwendet, so wie es im Kapitel 3 als notwendig festgestellt wurde.

Symbols		Geometry		Source/Load		Freq./Ground		Qt	
Load(s) <input type="checkbox"/> Show									
Nr	Type	Tag-nr	First-seg	Last-seg	Cond (S)				comment
1	Wire-conduc	1	0	0	Alumin.				
2	Wire-conduc	2	0	0	Alumin.				
3	Wire-conduc	3	0	0	Alumin.				
4	Wire-conduc	4	0	0	Alumin.				
5	Wire-conduc	5	0	0	Alumin.				
6	Wire-conduc	6	0	0	Alumin.				

Abbildung 16: Load-Einstellungen 4NEC2-Simulation (erster LPDA-Antennenentwurf)

Nachdem diese Einstellungen vorgenommen worden sind, bildete sich die Geometrie aus Abbildung 17 ab. Zu sehen ist eine 6-Elemente LPDA. Am kürzesten Element ist ein Kreis in der Farbe Pink zu sehen. Dieser repräsentiert den Anschluss der Quelle (*Source*). In der Mitte ist die blau gekreuzte Speiseleitung (*transmission-line*) zu erkennen.

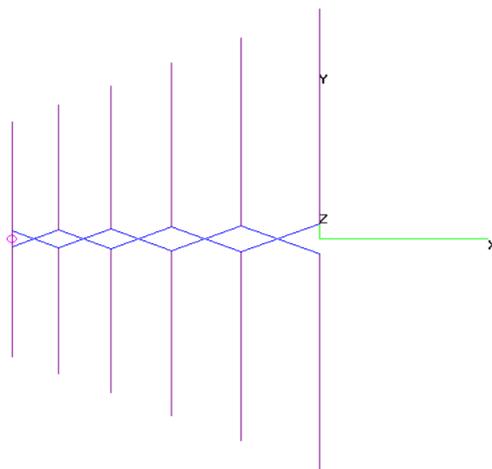


Abbildung 17: Draufsicht-Geometrie der 6-Elemente LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf)

Damit war die Einstellung der Simulationsparameter abgeschlossen und es konnte mit der Simulation fortgefahren werden.

Die Simulation wurde als Frequenz-Sweep von der Start- bis zur Stopp-Frequenz (108 MHz-137 MHz) durchgeführt um die Antenne hinsichtlich des Stehwellenverhältnisses, des Reflexionsfaktors, des Antennengewinns, des Vor-Rück-Verhältnisses/Vor-Seiten-Verhältnisses und der Impedanz zu untersuchen (Abbildung 18). Die Frequenz-Sweep-Simulation wurde in der horizontalen Polarisierung in 1 Grad Schritten und 0,5 MHz Schritten durchgeführt, um möglichst detaillierte Simulationsergebnisse zu erhalten. Die Hauptstrahlrichtung der LPDA-Antenne befand sich im Raumwinkel $\varphi=180^\circ$. Die Ausrichtung der Antenne in der Abbildung 17 ist identisch mit der Hauptstrahlrichtung in Abbildung 19.

Graphs:	Theta	Phi	d-Phi
Forward	90	180	0
Backward	90	360	0

Abbildung 18: Frequenz-Sweep Simulation-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf)

Die Abbildung 19 zeigt die Richtcharakteristiken bei der Start Frequenz (108 MHz), bei der Mittenfrequenz (122,5 MHz) und bei der Stopp-Frequenz (137 MHz). Die LPDA bildet in Richtung $\varphi=180^\circ$ die Hauptstrahlrichtung. Der Gewinn beträgt bei der Start-Frequenz 6,63 dBi bei der Mittenfrequenz 7,2 dBi und bei der Stopp-Frequenz 6,5 dBi. Bei der Raumrichtung $\varphi=0^\circ$ bildet sich eine geringe Rückkeule, dessen Ausprägung mit steigender Frequenz abnimmt. Eine geringe Rückkeule ist notwendig, damit ein möglichst großes Vor-Rück-Verhältnis entsteht. Ein großes Vor-Rück-Verhältnis ist ein Maß für die Bündelung einer Antenne. Die Bündelung sorgt für eine eindeutige Hauptstrahlrichtung.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass der Öffnungswinkel der LPDA-Antenne über den gesamten Frequenzbereich bei ca. 70 ° liegt. Die drei abgebildeten horizontalen Richtcharakteristiken in der Abbildung 19 bei der Start-, Mitten-, Stopp-Frequenz bestätigen diese Aussage.

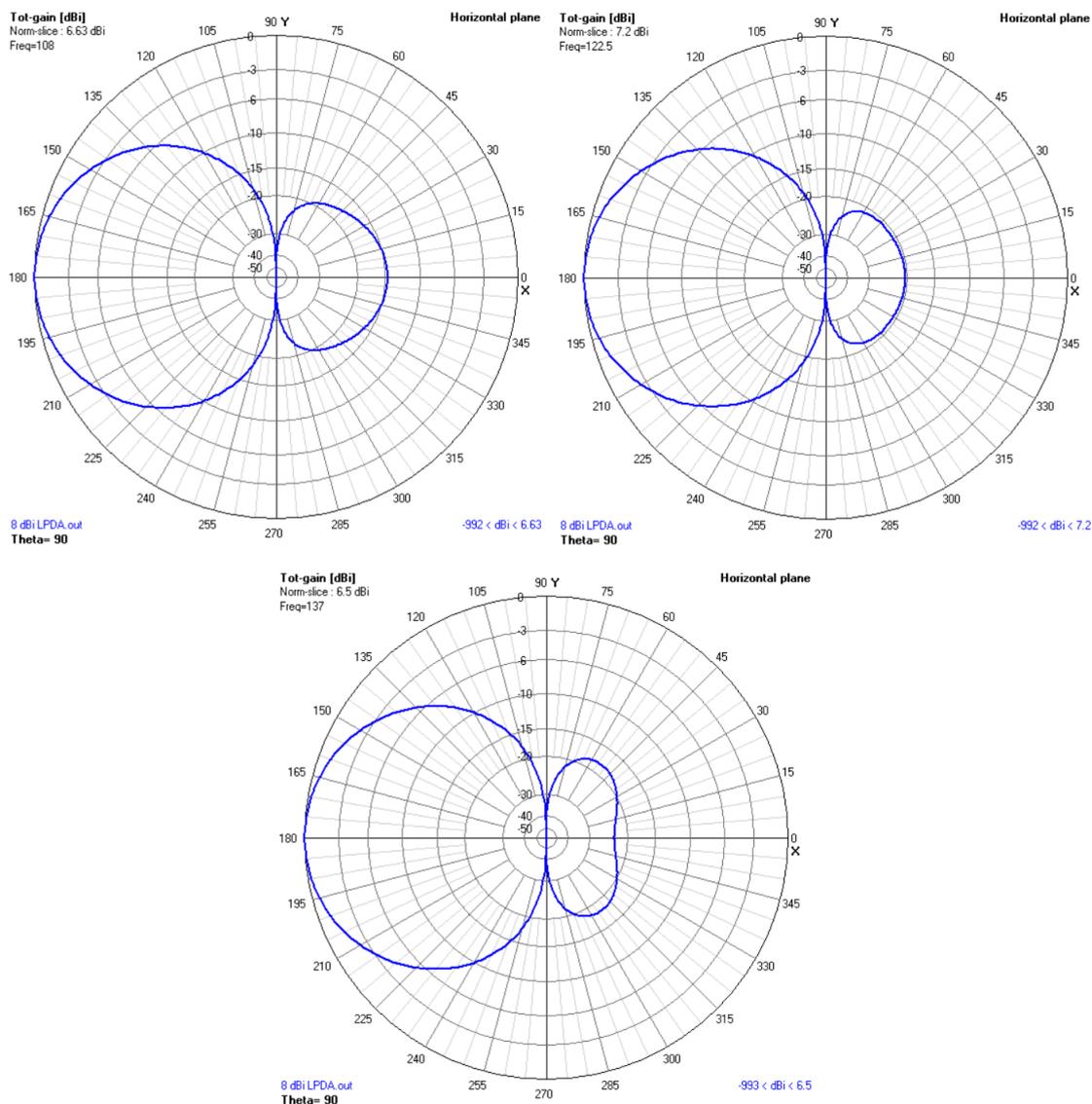


Abbildung 19: horizontale Richtcharakteristik-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf)

Die Abbildung 20 stellt die Stromverteilung der LPDA-Drahtantenne dar. Das Strommaximum befindet sich direkt über den *Transmission-Lines* und die Stromminima direkt an den Drahtenden. Da sich die Abbildung der Stromverteilung auf die Mittenfrequenz bezieht, ist das Strommaximum ca. beim dritten Strahler am größten.

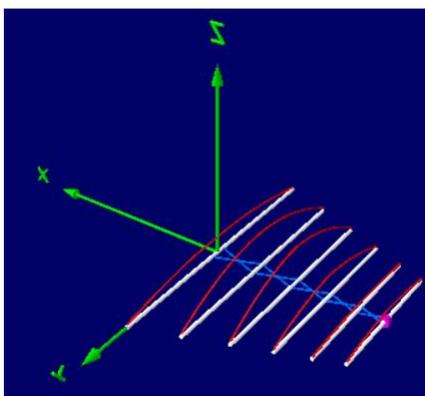


Abbildung 20: Stromverteilung erster LPDA-Entwurf (Mittenfrequenz 122,5 MHz)

Die Simulationsergebnisse des SWR und des Reflexionsfaktors sind in der Abbildung 21 zu sehen. Das Stehwellenverhältnis beträgt über den gesamten Frequenzbereich $\text{SWR} < 2$. Im Bereich der Start-Frequenz ($\text{SWR}=1,37$ bei 108 MHz) und der Stopp-Frequenz ($\text{SWR}=1,53$ bei 137 MHz) fällt das SWR etwas höher als im mittleren Frequenzbereich (112 MHz-130 MHz) aus. Dort bewegt sich das SWR unterhalb von 1,24. Der Reflexionsfaktor spiegelt das Verhalten des SWR wider. Durch die logarithmische Darstellung des Reflexionsfaktors sind kleinere Schwankungen deutlicher zu erkennen.

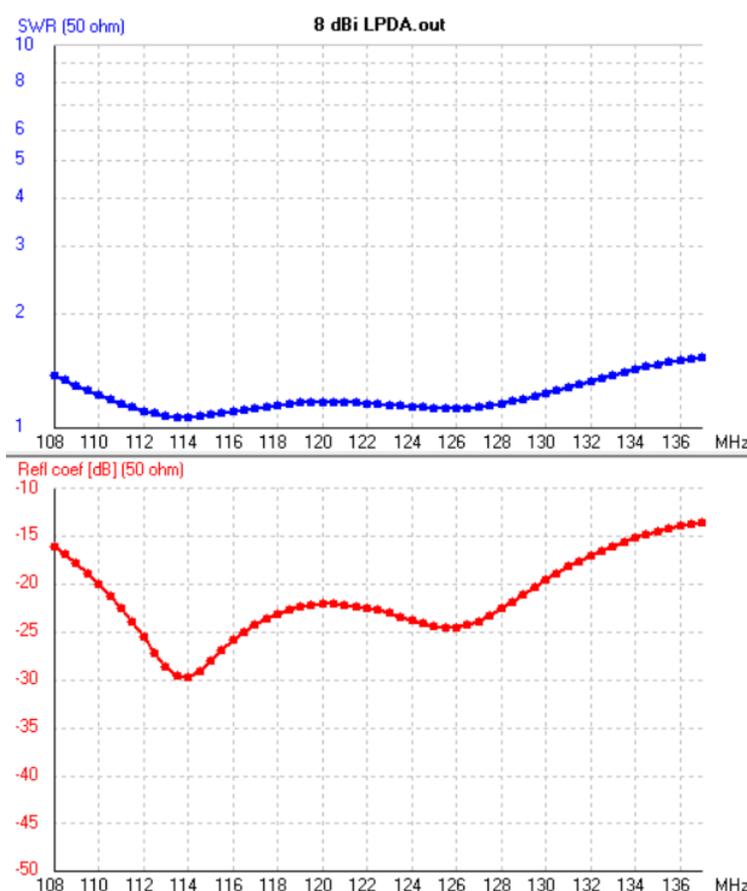


Abbildung 21: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf)

Die Simulationsergebnisse des Antennengewinns und des Vor-Rück-Verhältnisses (VRV's)/Vor-Seiten-Verhältnisses (VSV's) sind in der Abbildung 22 zu sehen.

Der Antennengewinn beträgt über den gesamten Frequenzbereich zwischen 6,5 dBi und 7,31 dBi. Das Maximum liegt bei 118 MHz und das Minimum bei 137 MHz.

Das VRV liegt im gesamten Frequenzbereich zwischen 14,57 dB und 29,95 dB.

An niedrigsten ist das VRV im Bereich der Start-Frequenz (14,5 dB-16 dB bei 108 MHz-109 MHz). Das Maximum des VRV's liegt bei 116 MHz und beträgt 29,95 dB.

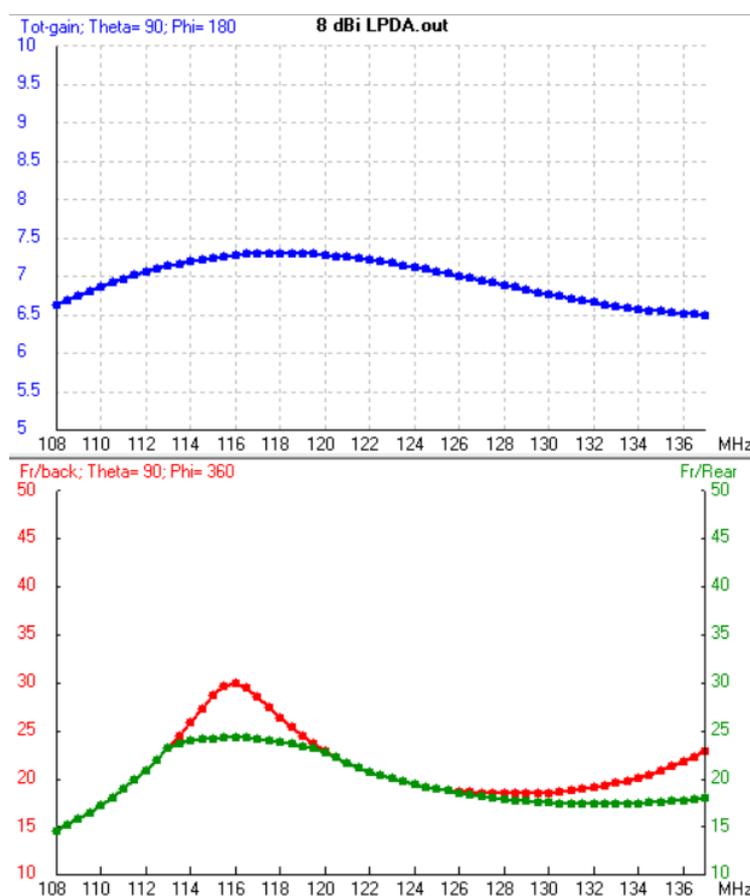


Abbildung 22: Antennengewinn und VRV/VSV-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf)

Der Verlauf der Impedanz (Realteil (R)/Imaginärteil (X) und Betrag (Z)/Phase ($Phase$)) über den gesamten Frequenzbereich ist in der Abbildung 23 abgebildet.

Die LPDA-Antenne wirkt im Bereich von 108 MHz-114,5 MHz kapazitiv und im Bereich 114,5 MHz-137 MHz induktiv. Der Resonanzpunkt der LPDA liegt zwischen 114,5 MHz und 115 MHz. Am Resonanzpunkt beträgt der Blindanteil $X = 0 \Omega$ und dementsprechend die Phase 0° . Der Realteil beträgt am Resonanzpunkt ca.

46 Ω . Die Impedanz schwankt geringfügig über den gesamten Frequenzbereich. Der Maximalwert des Realteils liegt bei ca. 64 Ω bei 108 MHz und der Minimalwert bei ca. 41 Ω bei 133,5 MHz.

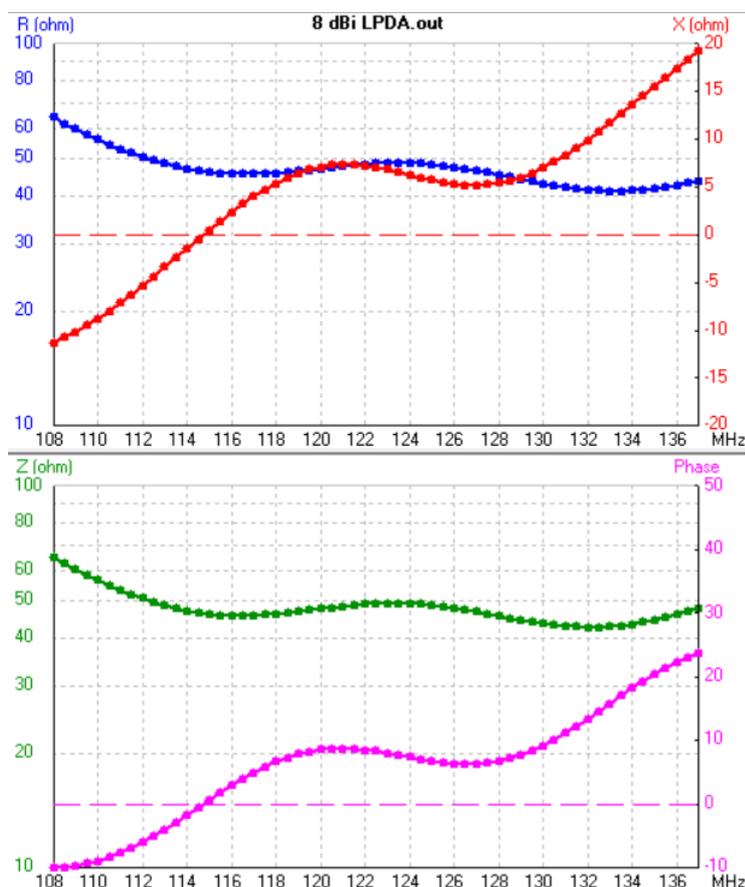


Abbildung 23: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf)

4.1.3 Fazit zum ersten LPDA-Antennenentwurf

Beim Entwurf der LPDA-Drahtantenne für das Flugfunkfrequenzspektrum mit einem Antennengewinn von 8 dBi ist aufgefallen, dass die errechneten Werte des Skalierungs- und des Abstandsfaktors (Gleichungen (33) und (34)) nicht identisch sind mit den abgelesenen Werten einer 8 dBi LPDA aus dem Diagramm der Abbildung 11 (Kapitel 2.2). Die errechneten Werte für den Skalierungsfaktor und den Abstandsfaktoren liegen unterhalb der abgelesenen Werte aus dem oben genannten Diagramm. Ein geringerer Abstandsfaktor sorgt für eine Verringerung des Antennengewinns. Dieses Verhalten konnte bei der 4NEC2-Simulation der LPDA-Antenne beobachtet werden. Der simulierte Antennengewinn erreicht nicht die geforderten 8 dBi, sondern liegt um ca. 0,7 dBi darunter bei ca. 7,3 dBi.

Zusätzlich schwankt das Vor-Rück-Verhältnis über den gesamten Frequenzbereich zwischen 14,5 dB-29,95 dB. Dort wäre ein etwas konstanteres VRV gewünscht um eine konstantere Hauptstrahlrichtung zu erhalten. Die Höhe des VRV's ist ausreichend, sodass das Einbringen eines Stubs nicht notwendig ist. Die Impedanz ändert sich über den gesamten Frequenzbereich zwischen 64Ω und 42Ω . Dies ist nicht optimal, denn durch die Verkürzungsmaßnahmen kommt es zu einer Verstärkung der Impedanz-Änderung. Gefordert wurde eine Impedanz von 50Ω , die hiermit nicht eingehalten wurde.

Der Öffnungswinkel liegt wie erwartet bei ca. 70° . Dieser ist bei LPDA-Antennen standardmäßig vergleichsweise groß, da nur wenige Elemente bei der Betriebsfrequenz „innerhalb der Strahlungszone zur Abstrahlung beitragen“ [2, p. 446]. Daher fällt die Größe des Öffnungswinkels der simulierten LPDA in den normalen Bereich.

Aufgrund der suboptimalen Antennenparameter ist es notwendig, eine weitere LPDA durch die Ablesung des Skalierungs- und Abstandsfaktors aus Abbildung 11 zu entwerfen und anschließend zu simulieren, um beide Antennen hinsichtlich ihrer Antennenparameter zu vergleichen. Schlussendlich kann anhand der Simulationsergebnisse ausgewertet werden, welcher Antennenentwurf näher die geforderten Antennenparameter erfüllt und für die weitere Entwicklung der HF-Messdrohnenantenne in Frage kommt.

4.2 Zweiter LPDA-Antennenentwurf

Im Folgenden wird eine LPDA-Antenne entworfen, dessen Skalierungs- und Abstands faktor aus der Abbildung 11 entnommen wird. Diese Vorgehensweise wird in der Literatur „Rothammels Antennenbuch“ [7, p. 642] empfohlen. In diesem Kapitel wird untersucht, wie genau die geforderten Antennenparameter beim Entwurf der LPDA eingehalten werden.

4.2.1 Berechnung der LPDA-Antennenparameter

In diesem Abschnitt wird eine LPDA-Drahtantenne für das Flugfunkfrequenzspektrum mit einem Antennengewinn von 8 dBi entworfen, bei der die Bestimmung des Skalierungsfaktors und des Abstands faktors über das Ablesen der Werte aus dem Diagramm in Abbildung 24 erfolgt.

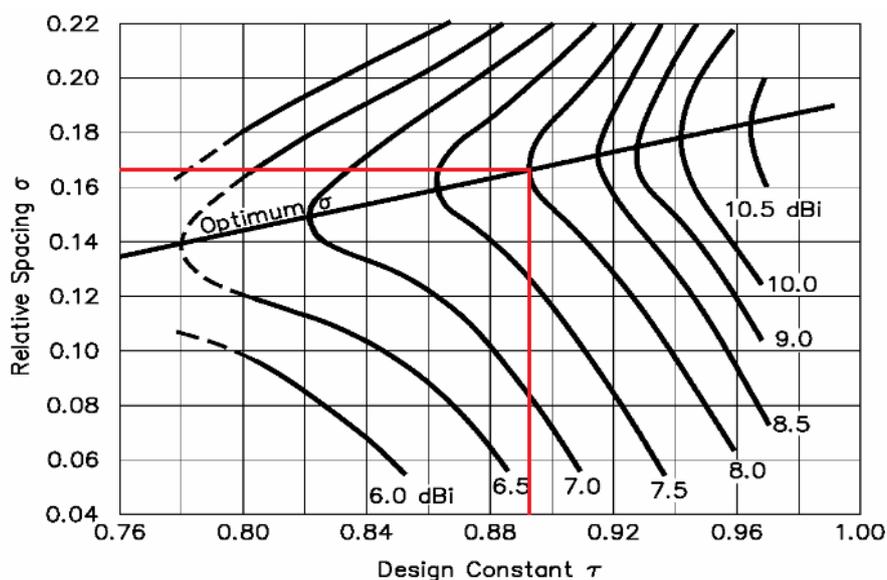


Abbildung 24: Optimaler Abstands faktor σ und Skalierungsfaktor τ bei 8 dBi Antennengewinn
Quelle: [16, p. 454] und eigene Bearbeitung

Folgende Werte wurden für den Skalierungs- und Abstands faktor abgelesen:

Skalierungsfaktor $\tau = 0,892$

optimaler Abstands faktor $\sigma_{opt} = 0,167$

Nach der Ablesung der Werte für den Skalierungs- und Abstands faktor erfolgte die Berechnung des längsten (l_{max}) und kürzesten (l_{min}) Strahlers über die Lichtgeschwindigkeit (c) und die Betriebsfrequenzgrenzen (f_{max} , f_{min}) (Gleichungen (66) und (67)).

$$l_{max} = \frac{c}{2 \cdot f_{min}} = \frac{299792458 \frac{m}{s}}{2 \cdot 108 \text{ MHz}} = 1,388 \text{ m} \quad (66)$$

$$l_{min} = \frac{c}{3 \cdot f_{max}} = \frac{299792458 \frac{m}{s}}{3 \cdot 137 \text{ MHz}} = 0,729 \text{ m} \quad (67)$$

Es folgt nun die Berechnung des Steigungswinkels (α) (Gleichung (68)).

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{1 - \tau}{4 \cdot \sigma} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{1 - 0,892}{4 \cdot 0,167} \right) = 9,18^\circ \quad (68)$$

Da der Steigungswinkel nun bekannt ist, kann die Berechnung des ersten Abstandes zwischen dem längsten und dem zweitlängsten Strahler ($R_n - R_{n+1}$) über den Steigungswinkel (α), die Länge des kürzesten Strahlers (l_{min}) und dem Skalierungsfaktor (τ) erfolgen (Gleichungen (69) und (70)).

$$R_n - R_{n+1} = \frac{l_{min}}{2} \cdot (1 - \tau) \cdot \cot \alpha = \frac{0,729 \text{ m}}{2} \cdot (1 - 0,892) \cdot \cot(9,18^\circ) \quad (69)$$

$$R_n - R_{n+1} = 0,24 \text{ m} \quad (70)$$

Die Berechnung der Strukturbandbreite (B_s) und der effektiv nutzbare Bandbreite (B) erfolgt über die Gleichungen (71) und (72).

$$B_s = \frac{l_{max}}{l_{min}} = \frac{1,388 \text{ m}}{0,729 \text{ m}} = 1,9039 \quad (71)$$

$$B = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{137 \text{ MHz}}{108 \text{ MHz}} = 1,2685 \quad (72)$$

Mit Hilfe der bekannten Strukturbandbreite (B_s) und dem Skalierungsfaktor (τ) kann nun die Anzahl der Elemente (N) errechnet werden (Gleichung (73)).

$$N = 1 - \frac{\ln(B_s)}{\ln(\tau)} = 1 - \frac{\ln(1,9039)}{\ln(0,892)} = 6,63 \approx 7 \quad (73)$$

Nach der Rundung der Anzahl der Elemente, werden 7 Elemente für die LPDA benötigt. Durch die Rundung entsteht ein geringer Fehler hinsichtlich der Strukturbandbreite. Dieser Fehler muss nach der Rundung angeglichen werden (Gleichung (74)).

$$B_s = \tau^{1-N} = 0,892^{1-7} = 1,985 \quad (74)$$

Über die angegliche Strukturbandbreite (B_s), der maximale Strahlerlänge (l_{max}) und dem Steigungswinkel (α) ist die Berechnung der Baulänge (L) möglich (Gleichung (75) und (76)).

$$L = \frac{l_{max}}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{B_s}\right) \cdot \cot(\alpha) = \frac{1,388 \text{ m}}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{1,985}\right) \cdot \cot(9,18^\circ) \quad (75)$$

$$L = 2,13 \text{ m} \quad (76)$$

Durch die durchschnittliche charakteristische Impedanz (Z_1) des kürzesten Strahlers kann auf die charakteristische Impedanz der Speiseleitung (Z_s) geschlossen werden. Die Berechnung der charakteristischen Impedanz des kürzesten Strahlers erfolgt in der Gleichung (77).

$$Z_1 = 120 \cdot \left[\ln\left(\frac{l_{min}}{d_1}\right) - 2,25 \right] = 120 \cdot \left[\ln\left(\frac{0,729 \text{ m}}{0,005 \text{ m}}\right) - 2,25 \right] = 327,94 \Omega \quad (77)$$

Nun folgt die Berechnung der charakteristischen Impedanz der Speiseleitung (Gleichung (78)-(80)). Die Gleichung zur Berechnung des mittleren Abstandsfaktors befindet sich im Kapitel 2.2 Gleichung (30).

$$Z_s = \frac{Z_E^2}{8 \cdot \sigma_m \cdot Z_1} + Z_E \cdot \sqrt{\left(\frac{Z_E}{8 \cdot \sigma_m \cdot Z_1}\right)^2 + 1} \quad (78)$$

$$Z_s = \frac{(50 \Omega)^2}{8 \cdot \frac{0,167}{\sqrt{0,892}} \cdot 327,86 \Omega} + 50 \Omega \cdot \sqrt{\left(\frac{50 \Omega}{8 \cdot \frac{0,167}{\sqrt{0,892}} \cdot 327,86 \Omega}\right)^2 + 1} \quad (79)$$

$$Z_S = 55,68 \Omega \quad (80)$$

Der Abstand für den versetzten Kurzschlusspunkt (Stub) beträgt:

$$l_k = \frac{l_{max}}{4} = \frac{1,388 \text{ m}}{4} = 0,347 \text{ m} \quad (81)$$

Der Stub wirkt als Reflektor und verbessert das VRV der LPDA. Jedoch trägt dieser zu einer erheblichen Verlängerung der Baulänge der LPDA-Antenne bei. Aus diesem Grund sollte diese Maßnahme nur bei Bedarf eingesetzt werden, um den Konflikt mit den vorgegebenen Abmessungen gerecht zu werden.

Um den Berechnungsaufwand zu minimieren wurde für die Bestimmung der restlichen Antennenparameter ein Scilab-Script angefertigt. Das Scilab-Script und dessen Ergebnisse sind im Anhang beigefügt und können dort eingesehen werden (Tabelle 14). (Hinweis: Geringe Abweichungen bei den Berechnungen in diesem Kapitel sind durch das Runden der Ergebnisse entstanden.)

4.2.2 Simulation des zweiten LPDA-Antennenentwurfs

Zuerst mussten die geometrischen Parameter auf den zweiten LPDA-Antennenentwurf eingestellt werden. Die Antennenparameter wurden der Tabelle 14 im Anhang entnommen.

Symbols		Geometry			Source/Load			Freq./Ground		Others
Geometry (Scaling=Meters)										
Nr	Type	Tag	Segs	X1	Y1	Z1	X2	Y2	Z2	Radius
1	Wire	1	15	0	-0.69395	0	0	0.69395	0	0.0099262/2
2	Wire	2	15	-0.2436	-0.619	0	-0.2436	0.619	0	0.0088541/2
3	Wire	3	15	-0.4609	-0.55215	0	-0.4609	0.55215	0	0.0078979/2
4	Wire	4	15	-0.6547	-0.49255	0	-0.6547	0.49255	0	0.0070449/2
5	Wire	5	15	-0.8276	-0.43935	0	-0.8276	0.43935	0	0.0062841/2
6	Wire	6	15	-0.9818	-0.3919	0	-0.9818	0.3919	0	0.0056054/2
7	Wire	7	15	-1.1194	-0.34955	0	-1.1194	0.34955	0	0.005/2

Abbildung 25: Geometriedaten 4NEC2-Simulation (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

Die Anzahl der Teilsegmente des Strahlers für die maximale Frequenz mussten aufgrund von Längenänderungen neu bestimmt werden. Die Strahler-Länge für die minimale Frequenz wurde nämlich nicht verändert und konnte daher aus dem Kapitel 4.1.2 Gleichung (64) übernommen werden. Die Gleichungen (82)-(84) stellen die Berechnung der Teilsegmente für die maximale Frequenz dar.

$$\frac{l_{min}}{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq \frac{l_{min}}{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)} \quad (82)$$

$$\frac{0,6991 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{137 \text{ MHz}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq \frac{0,6991 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{137 \text{ MHz}}\right)} \quad (83)$$

$$6 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq 63 \quad (84)$$

Es resultieren folgende Grenzen für die Anzahl der Teilsegmente:

$$9 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente} \leq 63 \quad (85)$$

Für die Simulation des zweiten LPDA-Antennenentwurfs wurde ebenfalls die Anzahl der Teilsegmente auf 15 festgelegt, um einen Kompromiss aus geringer Berechnungszeit und ausreichender Genauigkeit zu treffen.

Symbols		Geometry				Source/Load				
Trans-lines										
Nr	Type	Tag-1	Seg-1	Tag-2	Seg-2	Z0	Len	End-1(G)	(B)	End-2(G)
1	Trans-line	1	8	2	8	-55.89	0	Open		Open
2	Trans-line	2	8	3	8	-55.68	0	Open		Open
3	Trans-line	3	8	4	8	-55.68	0	Open		Open
4	Trans-line	4	8	5	8	-55.68	0	Open		Open
5	Trans-line	5	8	6	8	-55.68	0	Open		Open
6	Trans-line	6	8	7	8	-55.68	0	Open		Open

Abbildung 26: Transmission-Lines Einstellungen 4NEC2-Simulation (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

Es wurden sechs Transmission-Lines für die Speisung der sieben Strahler eingebracht. Dessen Impedanz beträgt 55,68 Ohm, so wie es im Kapitel 4.2.1 berechnet wurde. Die Anordnung der Transmission-Line ist in der Mitte der einzelnen Strahler.

Die LPDA wurde mittig am kürzesten Element von einer rein reellen Quelle gespeist (Abbildung 27).

Symbols		Geometry				Source/Load			
Source(s)									
Nr	Type	Tag	Seg	(opt)	Real	Imag	Magn	Phase	(norm)
1	Voltage-src	7	8	0	1	0	1	0	0

Abbildung 27: Source Einstellungen 4NEC2-Simulation (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

Um möglichst reale Simulationsergebnisse zu erhalten, wurde als Strahler-Material Aluminium gewählt. Die Auswahl berücksichtigt die Leitfähigkeit des Aluminium-Materials.

Symbols		Geometry				Source/Load			
Load(s)									
Nr	Type	Tag-nr	First-seg	Last-seg	Cond (S)				
1	Wire-conduc	1	0	0	Alumin.				
2	Wire-conduc	2	0	0	Alumin.				
3	Wire-conduc	3	0	0	Alumin.				
4	Wire-conduc	4	0	0	Alumin.				
5	Wire-conduc	5	0	0	Alumin.				
6	Wire-conduc	6	0	0	Alumin.				
7	Wire-conduc	7	0	0	Alumin.				

Abbildung 28: Load-Einstellungen 4NEC2-Simulation (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

Nachdem alle Parameter eingestellt worden sind, bildete sich die Geometrie der 7-Elemente LPDA aus Abbildung 29 ab. Mittig am kürzesten Element ist die Speisung durch die Spannungsquelle (*Voltage-src*) zu sehen (pinkter Kreis). Die sechs blauen gekreuzten *Transmission-Lines* sind mittig an den Strahler-Elementen angeordnet.

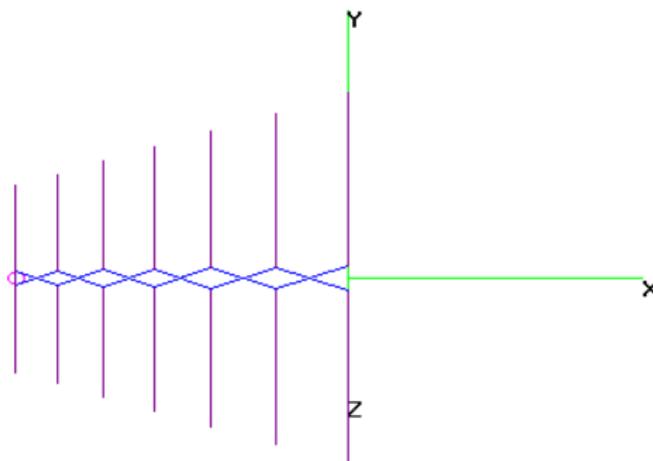


Abbildung 29: Draufsicht-Geometrie der 7-Elemente LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

Um die LPDA-Antenne hinsichtlich des Frequenzverhaltens zu untersuchen, wurde ein Frequenz-Sweep (*Frequency sweep*) durchgeführt. Dabei wurde die Antenne auf das Stehwellenverhältnis, den Reflexionsfaktor, den Antennengewinn, das VRV und die Impedanz untersucht. Die Einstellungen des Frequenz-Sweeps wurden aus dem Kapitel 4.1.2 übernommen.

Die Abbildung 30 stellt die horizontale Richtcharakteristik bei der Start- (108 MHz), Mitten- (122,5 MHz) und Stopp-Frequenz (137 MHz) dar. Es ist eine eindeutige Hauptstrahlrichtung im Raumwinkel 180° zu erkennen.

Der Antennengewinn liegt bei der Start-Frequenz bei 7,23 dBi und steigt in Richtung Mittenfrequenz auf 7,7 dBi. Im Bereich der Stopp-Frequenz nimmt der Antennengewinn ab auf 7,02 dBi und erreicht dort das Minimum.

Das VRV beträgt bei der Start-Frequenz 15,6 dB und ist dort maximal. Bei Mittenfrequenz wird das VRV minimal und erreicht einen Wert von 23,4 dB. Im Bereich der Stopp-Frequenz nimmt das VRV wieder etwas zu und es entstehen Nebenkeulen. Das VRV beträgt dort 17,4 dB.

Der Öffnungswinkel beträgt bei der Start-, Mitten-, Stopp-Frequenz ca. 65° - 70° .

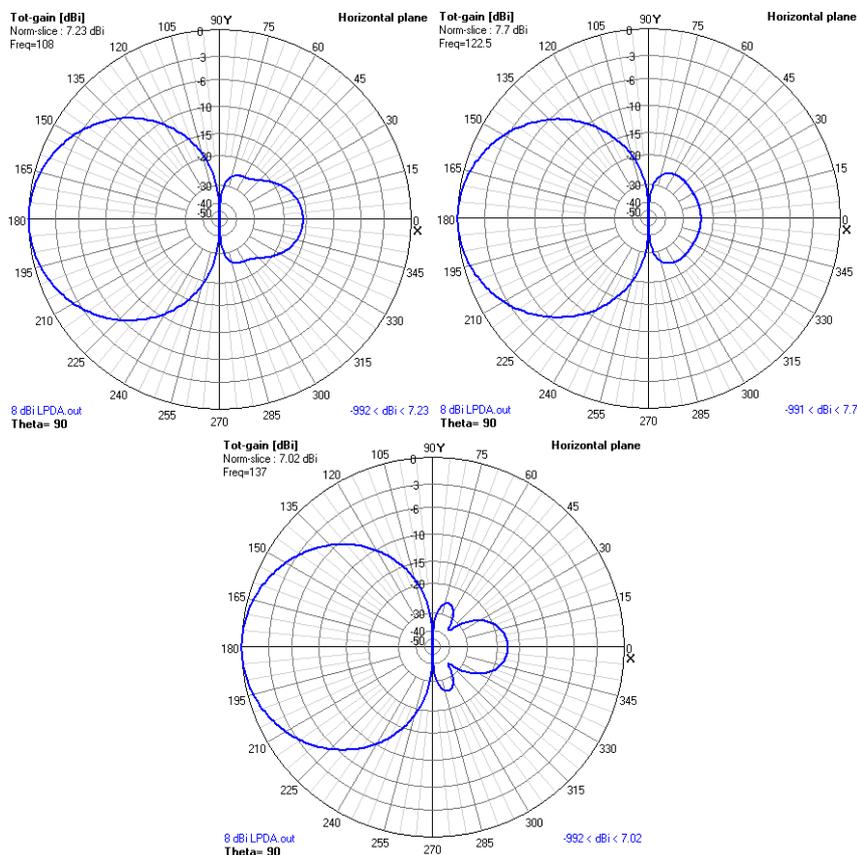


Abbildung 30: horizontale Richtcharakteristik-LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

In der Abbildung 31 ist die Stromverteilung der LPDA-Drahtantenne abgebildet. Das Strommaximum befindet sich direkt über den *Transmission-Lines* und die Stromminima direkt an den Drahtenden. Da sich die Stromverteilung auf die Mittenfrequenz bezieht, ist das Strommaximum circa beim dritten Strahler am größten.

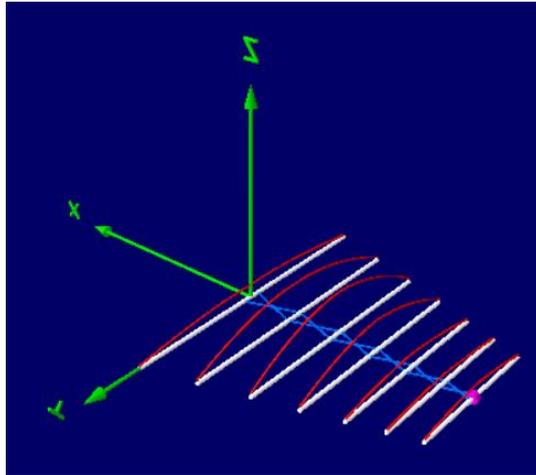


Abbildung 31: Stromverteilung zweiter LPDA-Entwurf (Mittenfrequenz 122,5 MHz)

Die Simulationsergebnisse des SWR's und des Reflexionsfaktors sind in der Abbildung 32 zu sehen. Das Stehwellenverhältnis verweilt über den gesamten Frequenzbereich deutlich unter dem geforderten Grenzwert $\text{SWR} < 2$. Das SWR beträgt bei 113 MHz und 136 MHz annähernd 1. Das maximalste SWR von 1,29 ist bei der Start-Frequenz 108 MHz zu finden. Insgesamt verläuft das SWR über den gesamten Frequenzbereich sehr konstant. Der Reflexionsfaktor spiegelt das Verhalten des SWR wider.

Durch die logarithmische Größe des Reflexionsfaktors sind kleinere Schwankungen deutlicher zu erkennen. Besonders die oben genannten Punkte (113 MHz und 136 MHz) bei denen das SWR annähernd 1 beträgt, sind dort deutlicher dargestellt.

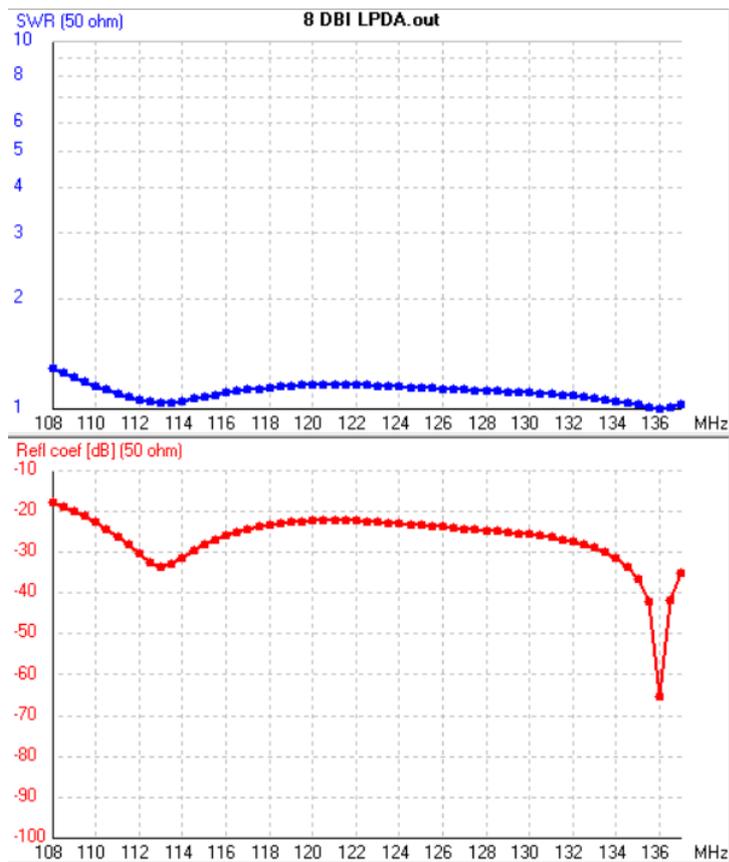


Abbildung 32: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

Die Simulationsergebnisse des Antennengewinns und des VRV/VSV ist in der Abbildung 33 zu sehen. Die Werte des Antennengewinns schwanken zwischen 7,02 dBi (Minimum bei 137 MHz) und 7,87 dBi (Maximum bei 118 MHz).

Das VRV ist im Bereich der Start-Frequenz am niedrigsten (15,56 dB bei 108 MHz). Das Maximum des VRV liegt bei 116,5 MHz und beträgt 24,95 dB. Im mittleren Frequenzbereich (112 MHz-134 MHz) verläuft das VRV annähernd konstant und verändert sich nur geringfügig (20 dB-24 dB).

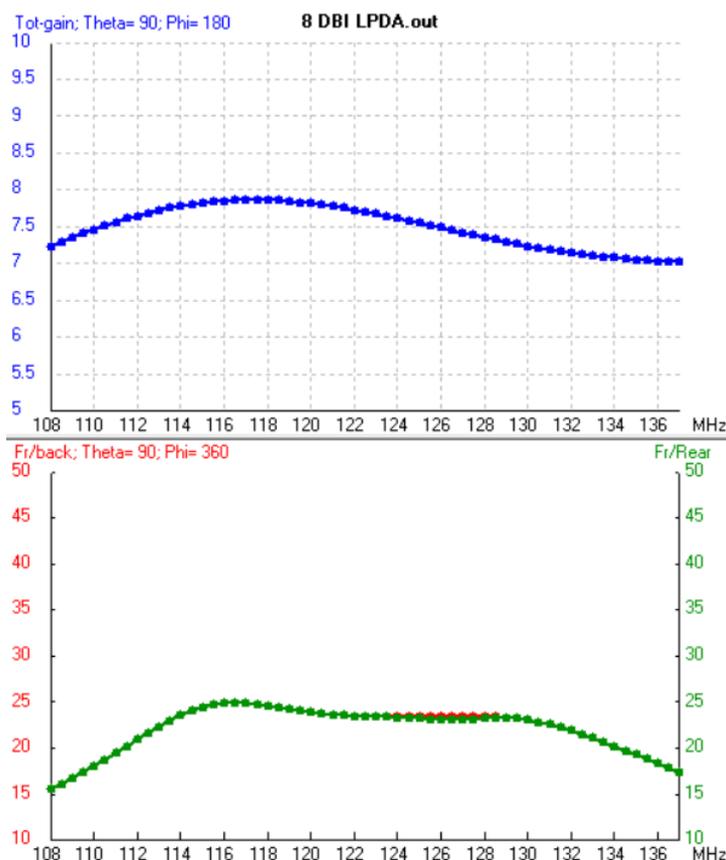


Abbildung 33: Antennengewinn und VRV/VSV-LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

In der Abbildung 34 ist das Simulationsergebnis für die Impedanz abgebildet. Im oberen Diagramm ist die Impedanz nach Realteil und Imaginärteil abgebildet. Darunter die Impedanz nach Betrag und Phase.

Der Realteil verläuft annähernd konstant nahe der geforderten 50 Ohm. Das Minimum des Realteils tritt bei der Start-Frequenz (108 MHz) mit 43,99 Ohm auf. Bei 118 MHz ist das Maximum von 55,74 Ohm erreicht und sinkt in Richtung Stopp-Frequenz (137 MHz) auf 50 Ohm ab.

Der Imaginärteil erreicht bei der Frequenz von 136 MHz den Resonanzpunkt (Imaginärteil=0 Ω , Phase=0 $^\circ$). Von der Start-Frequenz bis zum Resonanzpunkt stellt die LPDA-Antenne eine kapazitive Blindbelastung dar.

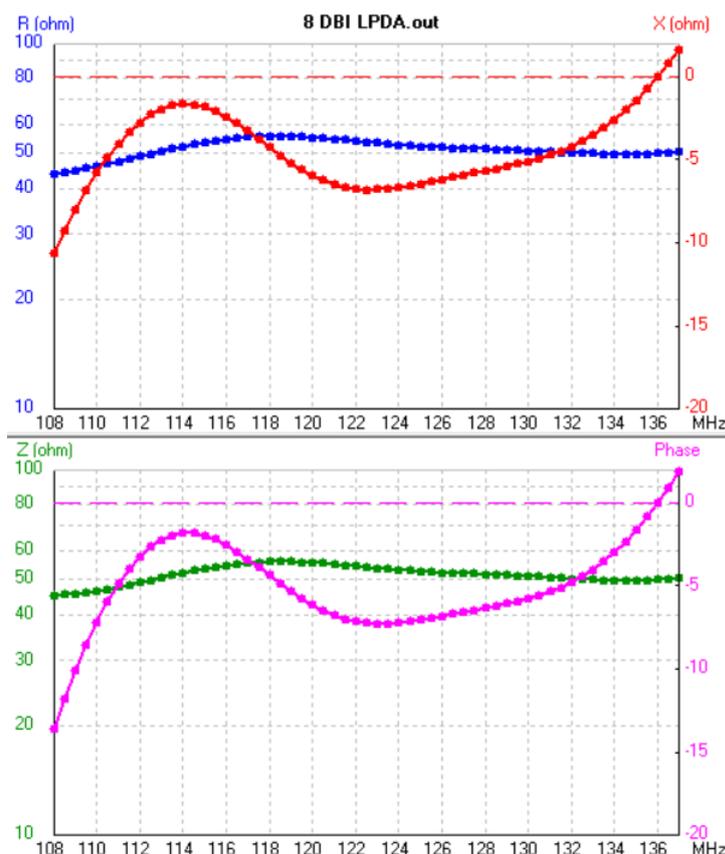


Abbildung 34: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase- LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf)

4.2.3 Fazit zum zweiten LPDA-Antennenentwurf

Die Simulationsergebnisse haben gezeigt, dass sich die LPDA-Antennenparameter durch den abgelesenen Skalierungs- und Abstandsfaktor deutlich verbessert haben im Vergleich zum berechneten Skalierungs- und Abstandsfaktor des ersten LPDA-Antennenentwurfs.

Das SWR verläuft im Vergleich zum ersten LPDA-Antennenentwurf deutlich konstanter. Der Maximalwert des SWR's beträgt 1,29 und der Minimalwert annähernd 1.

Der Antennengewinn erreicht 7,87 dBi und nähert sich somit den geforderten 8 dBi. Das Minimum des Antennengewinns liegt bei 7,02 dBi.

Besonders positiv hat sich das VRV verändert. Es verläuft im mittleren Frequenzbereich annähernd konstant und verändert sich dort nur geringfügig. Das Einbringen eines Stubs ist aufgrund des hohen VRV's nicht notwendig.

Der Realteil der Impedanz verläuft relativ konstant um den Impedanz-Wert von 50 Ω. Der Imaginärteil befindet sich weitestgehend im kapazitiven Bereich ($X < 0 \Omega$) bis zum Resonanzpunkt kurz vor der Stopp-Frequenz.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass der zweite LPDA-Entwurf die geforderten LPDA-Antennenparameter bis auf eine geringe Abweichung erfüllt. Es

lässt sich daraus schließen, dass die Vorgehensweise zur Bestimmung des Skalierungs- und Abstandsfaktor aus der Literaturquelle [7, p. 642] deutlich genauer ist als die rechnerische Vorgehensweise aus der Literaturquelle [2, pp. 446,447]. Aus diesem Grund wird der in diesem Abschnitt entworfene LPDA-Antennenentwurf für die weiteren Betrachtungen dieser Arbeit verwendet.

5. Verkürzungsmaßnahmen

5.1 LPDA-Verkürzung über Dachkapazitäten

Die momentane Abmessung der LPDA-Drahtantenne (zweiter LPDA-Antennenentwurf) beträgt 1,11 m x 1,38 m ($l_x b$) und ist damit für den Messdrohneinsatz nicht tauglich. Eine Reduzierung der Strahler-Länge über Verkürzungsmaßnahmen ist daher notwendig. In diesem Kapitel wird untersucht, ob und wie weit es möglich ist, eine LPDA-Drahtantenne über das Einbringen von Dachkapazitäten zu verkürzen.

5.1.1 Berechnungen der Strahler-Längen mit Dachkapazitäten

Um die Länge der Strahler zu reduzieren, können Dachkapazitäten zur Verkürzung eingebracht werden. Die Dachkapazitäten entstehen durch das 90°-Abkanten der Strahler-Enden.

In diesem Abschnitt soll untersucht werden, ob dieses Prinzip zur Strahler-Verkürzung auf eine LPDA-Antenne übertragen werden kann. Grundsätzlich ist ein Strahler der LPDA-Antenne in zwei Strahler-Hälften geteilt und über eine gekreuzte Speiseleitung miteinander verbunden, sodass der Strahler als zwei Teilstrahler betrachtet werden kann. Die Länge des Teilstrahlers beträgt ein Viertel der Resonanzwellenlänge (Gleichung (86)).

$$l_{\text{Teilstrahler } 1} = \frac{\lambda_{\text{res}}}{4} \quad (86)$$

Für den längsten Strahler ($l_{\text{Strahler } 1} = l_{\text{max}} = 1,3879 \text{ m}$) des zweiten Antennenentwurfs wird eine Verkürzung durch das 90°-Abkanten der Strahler-Enden exemplarisch durchgeführt. Die Berechnung des Teilstrahlers erfolgt in der Gleichung (87).

$$\frac{\lambda_{\text{res}}}{4} = \frac{l_{\text{Strahler } 1}}{2} = \frac{1,3879 \text{ m}}{2} = 0,69395 \text{ m} \quad (87)$$

Über die Länge des Teilstrahlers ist nun die Bestimmung der horizontalen Länge der 90°-Abkantung (Δh) möglich. Zu beachten ist jedoch, dass die maximale Länge der Abkantung abhängig ist vom Abstand des ersten und zweiten Strahlers ($R_n - R_{n+1}$) der LPDA. Bei Nichtbeachtung, kommt es sonst zur Kollision

zweier Strahler. Der Abstand zwischen dem ersten und dem zweiten Strahler beträgt 0,24 m. Daraus resultiert für die maximale Verkürzung in Prozent:

$$\text{maximale Verkürzung in \%} = \frac{0,24 \text{ m}}{0,69395 \text{ m}} \cdot 100 \% = 34,58 \% \quad (88)$$

Damit ein gewisser Sicherheitsabstand zwischen den Strahlern besteht, um Kollisionen durch das Verbiegen der Aluminium-Drähte zu vermeiden, wird die maximale Verkürzung auf 25 % festgesetzt.

Damit ergibt sich für die Länge der horizontalen Abkantung ($\Delta h_{25\%}$):

$$\Delta h_{25\%} = \frac{0,69395 \text{ m}}{100 \%} \cdot 25 \% = 0,1735 \text{ m} \quad (89)$$

Durch das Umstellen der Gleichung (89) folgt für die vertikale Strahler-Länge (h):

$$h = \frac{\lambda_{res}}{4} - \Delta h_{25\%} = 0,69395 \text{ m} - 0,1735 \text{ m} = 0,5205 \text{ m} \quad (90)$$

Die Bestimmung der vertikalen (h) und horizontalen (Δh) Strahler-Längen für die jeweiligen anderen Strahler erfolgte über den Skalierungsfaktor (τ) (Gleichungen (91)).

$$\tau = \frac{h_{n+1}}{h_n} = \frac{\Delta h_{n+1}}{\Delta h_n} \quad (91)$$

Die gerundeten Ergebnisse der einzelnen Strahler-Längen sind in der Tabelle 2 aufgeführt.

Tabelle 2: LPDA-Maße für das Einbringen von Dachkapazitäten

Strahler-Länge in m um 25% verkürzt				Durchmesser der Strahler in mm	
Δh Strahler 1	0,1735	h Strahler 1	0,5205	d Strahler 1	9,9262
Δh Strahler 2	0,1548	h Strahler 2	0,4643	d Strahler 2	8,8541
Δh Strahler 3	0,1380	h Strahler 3	0,4141	d Strahler 3	7,8979
Δh Strahler 4	0,1231	h Strahler 4	0,3694	d Strahler 4	7,0449
Δh Strahler 5	0,1098	h Strahler 5	0,3295	d Strahler 5	6,2841
Δh Strahler 6	0,0980	h Strahler 6	0,2939	d Strahler 6	5,6054
Δh Strahler 7	0,0874	h Strahler 7	0,2622	d Strahler 7	5,0000

5.1.2 Simulation der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten

In diesem Abschnitt wird die Dokumentation der 4NEC2-Simulation der verkürzten LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten aufgeführt.

Zuerst wurden die geometrischen Parameter in der 4NEC2 Bedienoberfläche eingetragen. Zur Minimierung des Eingabeaufwands wurden hierfür Variablen definiert.

Symbols		Geometry
Nr	Symbols and equations	comment
1	SL1=0.5204625	vertikale Länge des Strahlers
2	SL2=0.46425	
3	SL3=0.4141125	
4	SL4=0.3694125	
5	SL5=0.3295125	
6	SL6=0.293925	
7	SL7=0.2621625	
8	X1=-0.2436	Abstand zwischen den Strahlern
9	X2=-0.4609	
10	X3=-0.6547	
11	X4=-0.8276	
12	X5=-0.9818	
13	X6=-1.1194	
14	SLD1=0.1734875	horizontale Länge des Strahlers
15	SLD2=0.15475	
16	SLD3=0.1380375	
17	SLD4=0.1231375	
18	SLD5=0.1098375	
19	SLD6=0.097975	
20	SLD7=0.0873875	
21	r1=0.0099262/2	Radius der Strahler
22	r2=0.0097880/2	
23	r3=0.0085575/2	
24	r4=0.0074818/2	
25	r5=0.0065412/2	
26	r6=0.0057189/2	
27	r7=0.005/2	

Abbildung 35: verwendete Variablen-verkürzte LPDA-Drahtantenne mit Dachkapazität

Über die vorher definierten Variablen wurde nun die verkürzte LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten in der Geometrieliste erstellt (Abbildung 36). Die Segmente-Anzahl der Strahler mussten aufgrund der Längenänderung neu berechnet werden. Laut [22] sollen „aneinander grenzende Segmente“ die „gleiche oder ähnliche Längen haben“. Es ist daher nötig die Segmente-Anzahl der horizontalen Strahler an die Segment-Länge der vertikalen Strahler anzupassen.

Berechnung der Teilsegmente der vertikalen Strahler (h):

Anzahl der Teilsegmente für die minimale Frequenz:

$$\frac{l_{max}}{\left(\frac{c}{f_{min}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \geq \frac{l_{max}}{\left(\frac{c}{f_{min}}\right)} \quad (92)$$

$$\frac{0,5205 \text{ m}}{\frac{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{108 \text{ MHz}}\right)}{20}} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{\min}} \leq \frac{0,5205 \text{ m}}{\frac{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{108 \text{ MHz}}\right)}{200}} \quad (93)$$

$$4 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{\min}} \leq 37 \quad (94)$$

Für die Anzahl der Teilsegmente der maximalen Frequenz folgt:

$$\frac{l_{\min}}{\frac{\left(\frac{c}{f_{\max}}\right)}{20}} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{\max}} \leq \frac{l_{\min}}{\frac{\left(\frac{c}{f_{\max}}\right)}{200}} \quad (95)$$

$$\frac{0,2622 \text{ m}}{\frac{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{137 \text{ MHz}}\right)}{20}} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{\max}} \leq \frac{0,2622 \text{ m}}{\frac{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{137 \text{ MHz}}\right)}{200}} \quad (96)$$

$$3 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{\max}} \leq 23 \quad (97)$$

Aus den Gleichungen (92) bis (97) resultieren folgende Grenzen für die Anzahl der Teilsegmente für die vertikalen Strahler:

$$4 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente} \leq 23 \quad (98)$$

Damit steht fest, dass die Anzahl der Teilsegmente für die vertikalen Strahler aus der vorherigen Simulation übernommen werden kann.

Da die Längen der horizontalen Strahler ein Drittel der vertikalen Strahler betragen, werden für die Anzahl der Teilsegmente der vertikalen Strahler fünf Teilsegmente benötigt. Dann ist die oben genannte Forderung für angrenzende Strahler erfüllt.

Symbols		Geometry		Source/Load			Freq./Ground			
Geometry (Scaling=Meters)										
Nr	Type	Tag	Segs	X1	Y1	Z1	X2	Y2	Z2	Radius
1	Wire	1	15	0	SL1	0	0	-SL1	0	r1
2	Wire	2	15	X1	SL2	0	X1	-SL2	0	r2
3	Wire	3	15	X2	SL3	0	X2	-SL3	0	r3
4	Wire	4	15	X3	SL4	0	X3	-SL4	0	r4
5	Wire	5	15	X4	SL5	0	X4	-SL5	0	r5
6	Wire	6	15	X5	SL6	0	X5	-SL6	0	r6
7	Wire	7	15	X6	SL7	0	X6	-SL7	0	r7
8	Wire	8	5	0	SL1	0	0+SLD1	SL1	0	r1
9	Wire	9	5	0	-SL1	0	0+SLD1	-SL1	0	r1
10	Wire	10	5	X1	SL2	0	X1+SLD2	SL2	0	r2
11	Wire	11	5	X1	-SL2	0	X1+SLD2	-SL2	0	r2
12	Wire	12	5	X2	SL3	0	X2+SLD3	SL3	0	r3
13	Wire	13	5	X2	-SL3	0	X2+SLD3	-SL3	0	r3
14	Wire	14	5	X3	SL4	0	X3+SLD4	SL4	0	r4
15	Wire	15	5	X3	-SL4	0	X3+SLD4	-SL4	0	r4
16	Wire	16	5	X4	SL5	0	X4+SLD5	SL5	0	r5
17	Wire	17	5	X4	-SL5	0	X4+SLD5	-SL5	0	r5
18	Wire	18	5	X5	SL6	0	X5+SLD6	SL6	0	r6
19	Wire	19	5	X5	-SL6	0	X5+SLD6	-SL6	0	r6
20	Wire	20	5	X6	SL7	0	X6+SLD7	SL7	0	r7
21	Wire	21	5	X6	-SL7	0	X6+SLD7	-SL7	0	r7

Abbildung 36: Geometriedaten 4NEC2-Simulation-verkürzte LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten

Nachdem die Geometrie-Parameter in der 4NEC2 Programmoberfläche eingegeben wurden, ergab sich die Geometrie aus Abbildung 37. Mittig am kürzesten Element ist die Speisung durch die Spannungsquelle (*Voltage-src*) zu sehen (pinker Kreis). Die sechs blauen gekreuzten *Transmission-Lines* sind mittig an den Strahler-Elementen angeordnet. Am Ende der vertikalen Strahler (h) sind die im 90° Winkel angeordneten horizontalen (Δh) Strahler zu sehen. Diese wirken als Dachkapazitäten.

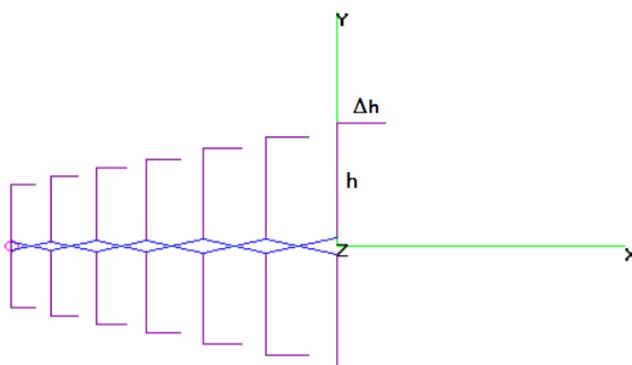


Abbildung 37: Draufsicht der Geometrie-verkürzte 7-Elemente LPDA mit Dachkapazitäten

Um die verkürzte LPDA-Antenne hinsichtlich des Frequenzverhaltens zu untersuchen, wurde ein Frequenz-Sweep (*Frequency sweep*) durchgeführt. Es wurde das Stehwellenverhältnis, der Reflexionsfaktor, der Antennengewinn, das VRV, das VSV und die Impedanz der verkürzten LPDA-Antenne untersucht. Die Einstellungen des Frequenz-Sweeps wurden aus dem Kapitel 4.1.2 übernommen.

In der Abbildung 38 ist die horizontale Richtcharakteristik der verkürzten LPDA-Antenne mit Dachkapazität bei der Start- (108 MHz), Mitten- (122,5 MHz) und Stopp-Frequenz (137 MHz) dargestellt. In Richtung des Raumwinkels 180° ist eine eindeutige Hauptstrahlrichtung zu erkennen.

Der Antennengewinn liegt bei der Start-Frequenz bei 6,39 dBi und steigt in Richtung Mittenfrequenz auf 7,7 dBi. Im Bereich der Stopp-Frequenz nimmt der Antennengewinn ab auf 7,02 dBi und erreicht dort das Minimum.

Das VRV beträgt bei der Start-Frequenz 10,2 dB und ist dort maximal. Bei Mittenfrequenz wird das VRV minimal und erreicht einen Wert von 28,1 dB. Bei der Stopp-Frequenz ist das VRV etwas niedriger. Dort beträgt das VRV 19,5 dB.

Der Öffnungswinkel beträgt bei der Start-, Mitten-, Stopp-Frequenz ca. 65° bis 70° .

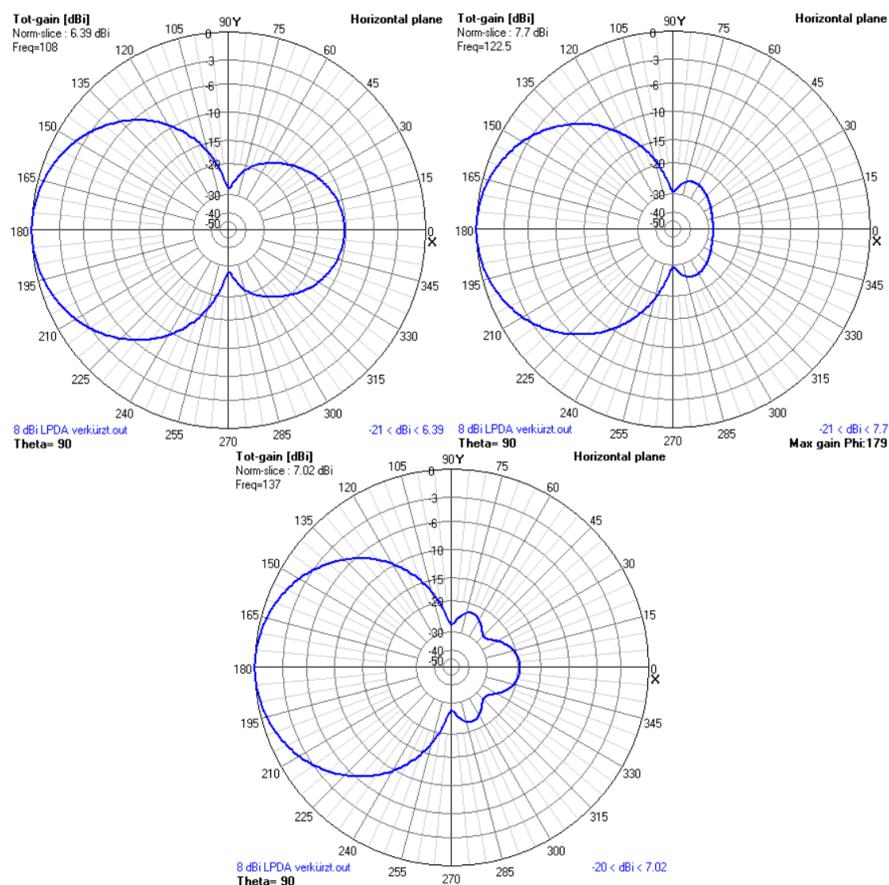


Abbildung 38: horizontale Richtcharakteristik-verkürzte LPDA mit Dachkapazitäten

Die Abbildung 39 zeigt die Stromverteilung der verkürzten LPDA-Drahtantenne mit Dachkapazitäten bei der Mittenfrequenz. Es ist zu erkennen, dass die Stromverteilung

lung sich innerhalb des abgekanteten Drahtes weiter ausbreitet. Das Strommaximum befindet sich direkt oberhalb der *Transmission-Line*. Die Minima liegen an den Drahtenden.

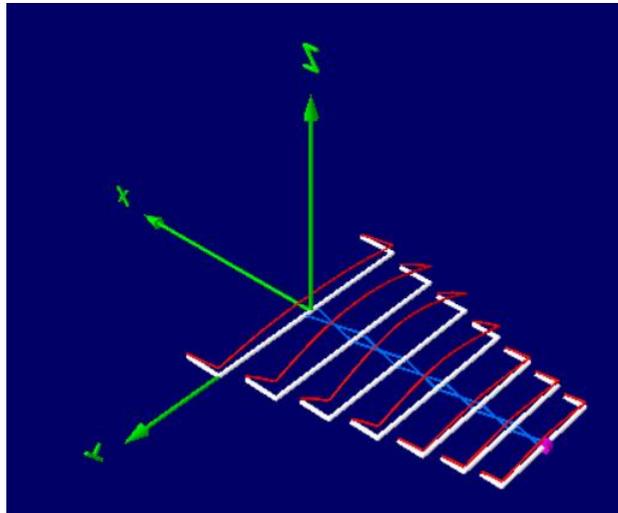


Abbildung 39: Stromverteilung-LPDA mit Dachkapazitäten (Mittenfrequenz 122,5 MHz)

In der Abbildung 40 sind die Simulationsergebnisse des SWR's und des Reflexionsfaktors abgebildet. Das Stehwellenverhältnis verläuft innerhalb des Sweep-Frequenzbereichs unterhalb des geforderten Grenzwertes $SWR < 2$. Das Maximum des SWR's liegt bei 108 MHz und beträgt 1,53. Das Minimum liegt bei 116 MHz-116,5 MHz, 136 MHz und beträgt dort 1,02.

Der Reflexionsfaktor spiegelt das Verhalten des SWR wider. Durch die logarithmische Größe des Reflexionsfaktors sind kleinere Schwankungen deutlicher zu erkennen. Besonders die oben genannten Punkte (116 MHz-116,5 MHz und 136 MHz) bei denen das SWR annähernd 1 beträgt, sind dort deutlicher dargestellt.

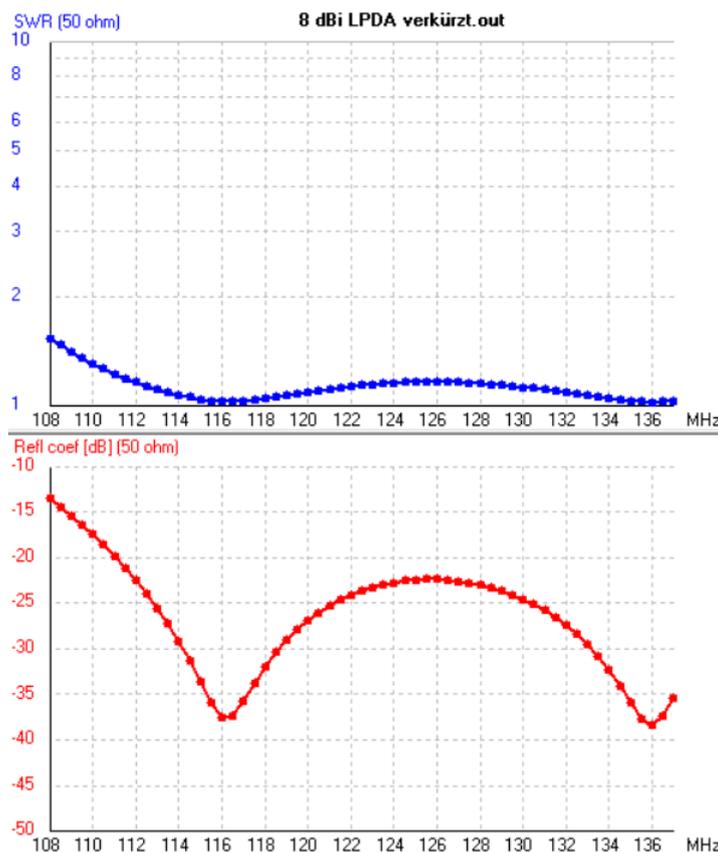


Abbildung 40: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-verkürzte LPDA mit Dachkapazitäten

In der Abbildung 41 sind die Simulationsergebnisse des Antennengewinns und des VRV/VSV aufgeführt. Der Antennengewinn schwankt über den Frequenzbereich zwischen 7,7 dBi und 6,39 dBi (Maximum und Minimum). Das Maximum des Antennengewinns liegt bei den Frequenzen 121,5 MHz-123 MHz. Das Minimum bei der Frequenz 108 MHz.

Das VRV ist im Bereich der Start-Frequenz am niedrigsten (10,18 dB bei 108 MHz). Das Maximum des VRV liegt bei 120,5 MHz und beträgt 34,83 dB. Im letzten Drittel des Frequenzbereichs (127 MHz-137 MHz) verläuft das VRV annähernd konstant und verändert sich nur geringfügig (21 dB-19 dB).

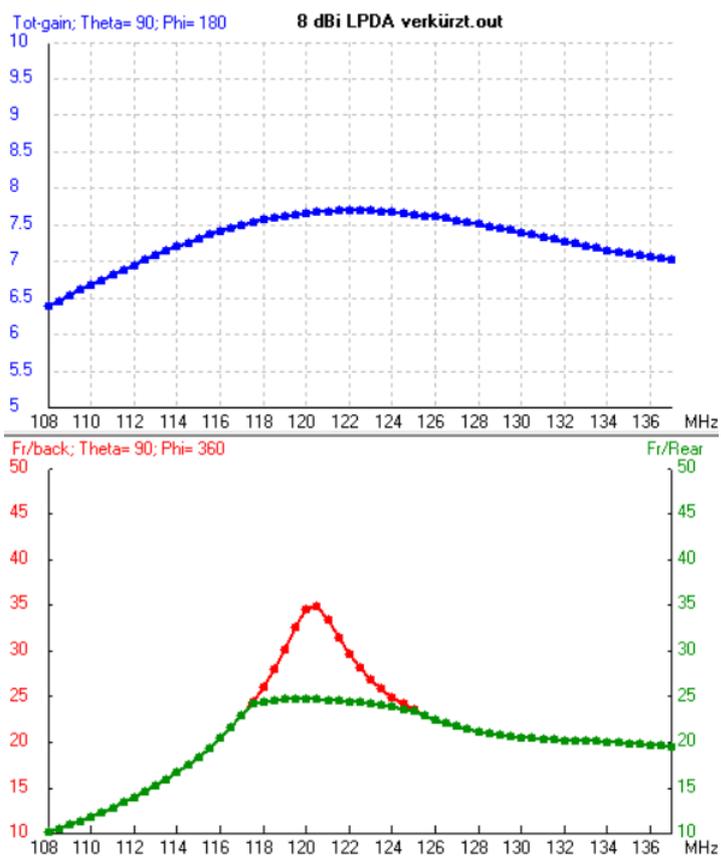


Abbildung 41: Antennengewinn und VRV/VSV-verkürzte LPDA mit Dachkapazitäten

Das Simulationsergebnis der Impedanz ist in der Abbildung 42 abgebildet. Der Realteil der Impedanz verläuft im Bereich der Start-Frequenz unterhalb von 50Ω bei ca. $35\text{-}40 \Omega$. Im weiteren Frequenzverlauf bewegt sich die Impedanz nahe um die geforderten 50Ω . Das Minimum des Realteils beträgt bei der Start-Frequenz (108 MHz) $35,04 \Omega$. Bei der Mittenfrequenz (122,5 MHz) befindet sich das Maximum der Impedanz. Dort beträgt es $55,74 \Omega$.

Der Imaginärteil erreicht bei den Frequenzen 112,5 MHz, 120 MHz und 137 MHz den Resonanzpunkt (Imaginärteil= 0Ω , Phase= 0°). Zwischen den ersten beiden Resonanzpunkten wirkt die Antenne induktiv, in allen anderen Bereichen kapazitiv.

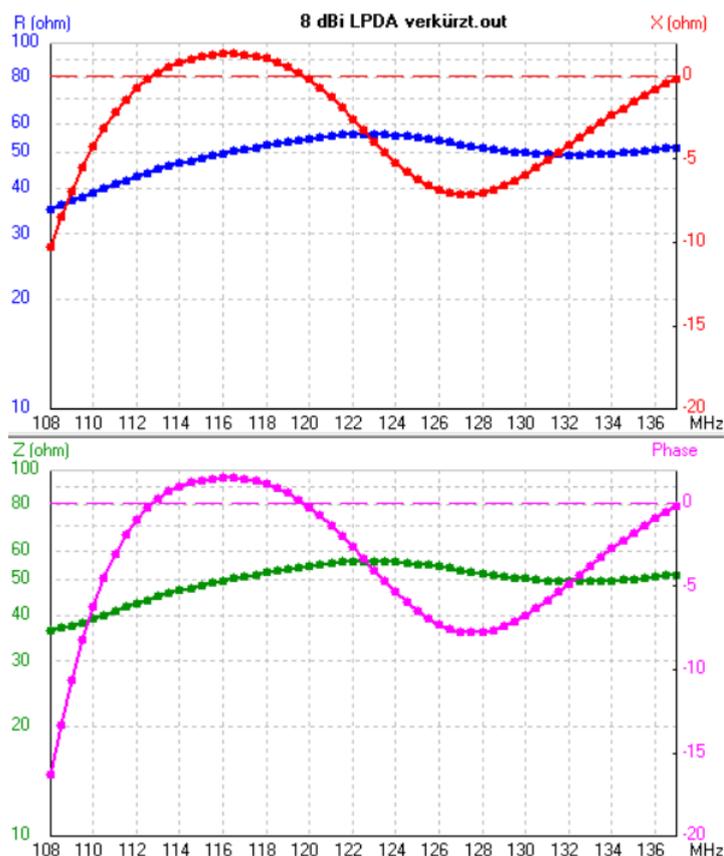


Abbildung 42: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase-verkürzte LPDA mit Dachkapazitäten

5.1.3 Fazit zur Verkürzung der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass eine LPDA-Drahtantenne über das Einbringen von Dachkapazitäten verkürzt werden kann. Die Antennenparameter wurden jedoch durch die Verkürzungsmaßnahme leicht verändert.

Das SWR wurde durch die Verkürzung minimal beeinflusst, es liegt aber trotzdem über den gesamten Frequenzbereich stabil unter 1,6. Eine Anpassung der LPDA-Antenne an ein 50 Ω System ist damit effizient möglich.

Der Antennengewinn wurde ebenfalls durch die Verkürzung nur minimal beeinträchtigt und beträgt im Maximum 7,7 dBi und im Minimum 6,39 dBi.

Das VRV wiederum wurde deutlich durch die Verkürzung beeinflusst. Es fällt im Bereich der Start-Frequenz niedriger aus (10,18 dB) und steigt in Richtung 120,5 MHz auf das Maximum (34,83 dB) an. In der Nähe der Stopp-Frequenz stagniert das VRV bei ca. 20 dB. Dieses Verhalten ist in der Richtcharakteristik zu erkennen. Die Rückkeule bei der Start-Frequenz ist mit der Verkürzungsmaßnahme ausgeprägter. Diese Veränderung wirkt sich dementsprechend negativ auf die Richtwirkung der LPDA aus, da der Hauptstrahlrichtung über die Rückkeulen Energie entzogen wird. Andersherum ist die Rückkeule bei der Mittenfrequenz geringer und trägt dort zur Verbesserung der Richtwirkung bei.

Die Impedanz ist im Bereich der Start-Frequenz mit der Verkürzungsmaßnahme etwas geringer und beträgt dort ca. 35 Ω . Bis 116 MHz steigt die Impedanz auf ca. 50 Ω und verbleibt dort annähernd über dem gesamten Frequenzbereich. Die verkürzte LPDA-Drahtantenne wirkt überwiegend kapazitiv ($X < 0 \Omega$), nur in einem kleinen Frequenzabschnitt (112,5 MHz-120 MHz) wirkt sie induktiv ($X > 0 \Omega$).

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass eine Verkürzung der LPDA-Drahtantenne über das Einbringen von Dachkapazitäten grundsätzlich sehr gut möglich ist. Die Antennenanforderungen aus dem Kapitel 3 werden durch das Einbringen von Dachkapazitäten übertroffen. Daher ist diese LPDA-Antenne sehr gut geeignet für den Messdrohneneinsatz.

Aufgrund der begrenzten Abstände der Strahler, ist eine nutzbare Verkürzung allerdings nur bis zu 25% möglich gewesen. Mit dieser Verkürzungsmaßnahme sind jedoch hinsichtlich der Richtwirkung und der Antennenimpedanz geringe Abweichungen hinzunehmen.

Um eine größere Reduzierung der Strahler-Längen und des Gewichts zu erreichen, könnte eine Verkürzung über das Einbringen von Verlängerungsspulen bei den Strahlern der LPDA-Drahtantenne untersucht werden.

5.2 LPDA-Verkürzung über Verlängerungsspulen

Die Maße nach der Verkürzung der LPDA-Drahtantenne über das Einbringen von Dachkapazitäten betragen 1,11 m x 1,04 m ($l \times b$). Eine noch weitere Verkürzung über die Dachkapazitäten ist aufgrund der Strahler-Abstände nicht möglich. Eine andere Maßnahme zur Antennenverkürzung muss dementsprechend auf Brauchbarkeit geprüft werden.

Daher wird in diesem Abschnitt die Verkürzung der LPDA-Drahtantennen durch das Einbringen von Verlängerungsspulen untersucht. Es soll grundlegend untersucht werden ob eine noch größere Verkürzung mit Verlängerungsspulen möglich ist und wie sich diese Maßnahme auf die LPDA-Antennenparameter auswirkt. Da die Verkürzung über das Einbringen von Dachkapazitäten maximal bis zu 25 % erfolgen konnte, wird in diesem Abschnitt eine Verkürzung der Antennenlänge um 30 % untersucht.

5.2.1 Berechnung der Strahler-Längen und Spulenparameter

Um die Spulenparameter bestimmen zu können, wurde zuerst die verkürzte Dipol-Länge des längsten Strahlers ($l_{max,verk.}$) bei einer Verkürzung um 30 % bestimmt (Gleichung (99)).

$$l_{1,verk.} = 1,3879 \text{ m} - \frac{1,3879 \text{ m}}{100 \%} \cdot 30 \% = 0,9715 \text{ m} \quad (99)$$

Aufgrund der Verkürzung des Strahlers um 30 % entstand eine kapazitive Belastung. Die Höhe der kapazitiven Belastung am Einspeisepunkt des Strahlers wurde mit Hilfe der 4NEC2-Simulation bestimmt (Abbildung 43).

Type	Tag	Seg	Impedance	Voltage	Pwr	SWR
EX 0: V-src	1	8	31.6 - j 197	354 + j 0	100	26.7
LD 5 Wire	1	wire	Alumin.			

Abbildung 43: Impedanz am Einspeisepunkt (4NEC2)

Der Strahler ist mit einem kapazitiven Blindwiderstand (X_C) von 197 Ω belastet. Um den Strahler wieder in Resonanz betreiben zu können, ist es notwendig gewesen eine betragsmäßig gleiche induktive Blindbelastung (X_L) hinzuzufügen ($X_L = X_C$).

Die Höhe der Induktivität (L_1) des ersten Strahlers konnte über den induktiven Blindwiderstand mit der Gleichung (13) berechnet werden (Gleichung (100)).

$$L_1 = \frac{197 \Omega}{2\pi \cdot 122,5 \text{ MHz}} = 290,31 \text{ nH} = 0,290 \mu\text{H} \quad (100)$$

Die Berechnung der übrigen Strahler-Längen und der Induktivitätswerte der Spulen erfolgte mit Hilfe des Skalierungsfaktors (Gleichung (101)).

$$\tau = \frac{l_{n,verk.+1}}{l_{n,verk.}} = \frac{L_{n+1}}{L_n} \quad (101)$$

Da das Strommaximum in den einzelnen Strahlern oberhalb der Einspeisepunkte liegt, wurde als Platzierungsstelle die Mitte der Teilstrahler gewählt. Durch diese Anordnung wird gewährleistet, dass das Strommaximum zur Abstrahlung/Aufnahme der elektromagnetischen Welle beiträgt und nicht in der Induktivität verweilt.

Jede Dipol-Hälfte wurde daher mit einer eigenen Induktivität $\left(\frac{L_n}{2}\right)$ mittig des Strahlers ausgestattet. Somit ergaben sich vierzehn Induktivitäten für die gesamte verkürzte LPDA-Antenne. Die Spulenposition beeinflusst die Höhe der Induktivität der Verlängerungsspulen. Dieser Zusammenhang ist in dem Diagramm der Abbildung 9 im Kapitel 2.1.14 dargestellt. Dort konnte entnommen werden, dass eine mittig platzierte Verlängerungsspule die doppelte Induktivität benötigt, um dieselbe Blindbelastung zu erzeugen. Deswegen beträgt die errechnete Induktivität (L_n) des Strahlers gleich die Induktivitäten der Teilstrahler $\left(\frac{L_n}{2}\right)$.

In der Tabelle 3 ist eine Übersicht der verkürzten Strahler $(l_{n,verk.})$ sowie die Induktivitäten der Spulen $\left(L_n, \frac{L_n}{2}\right)$ aufgeführt.

Tabelle 3: Übersicht der Strahler-Längen und deren Induktivitäten

Strahler-Länge $(l_{n,verk.})$ in m		Induktivität (L_n) in nH		Induktivität $(L_n/2)$ in nH	
$l_{1,verk.}$	0,9715	L_1	290,31	$L_1/2$	290,31
$l_{2,verk.}$	0,8666	L_2	258,96	$L_2/2$	258,96
$l_{3,verk.}$	0,7730	L_3	230,99	$L_3/2$	230,99
$l_{4,verk.}$	0,6896	L_4	206,04	$L_4/2$	206,04
$l_{5,verk.}$	0,6151	L_5	183,79	$L_5/2$	183,79
$l_{6,verk.}$	0,5487	L_6	163,94	$L_6/2$	163,94
$l_{7,verk.}$	0,4894	L_7	146,24	$L_7/2$	146,24

In der Abbildung 44 ist der erste verkürzte Teilstrahler der LPDA zu sehen. Dort ist die mittige Spulenanordnung der Verkürzungsspulen abgebildet.

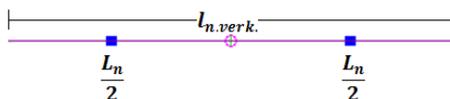


Abbildung 44: verkürzter Teilstrahler mit Verlängerungsspulen

Bisher wurden die Verlängerungsspulen nur als ideale Spulen betrachtet, bei denen nur ein rein induktiver Blindwiderstand vorhanden ist. Der Spulenverlustwiderstand (R_L) und die daraus entstehende Spulengüte (Q) wurden bisher vernachlässigt. Um jedoch ein möglichst reales Simulationsergebnis zu erhalten, ist es notwendig reale Verlängerungsspulen zu betrachten.

Um eine möglichst verlustarme Spule zu erhalten, wurde für den Einsatz als Verlängerungsspule, die Luftspule ausgewählt. Die Berechnung der Induktivität der Luftspule erfolgt über die Gleichung (102) [23].

$$L = k \cdot \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A}{l} = k \cdot \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot \pi}{l} \quad (102)$$

mit

μ_0 : magnetische Feldkonstante in $\frac{Vs}{Am}$

A : Querschnittfläche der Spule in m^2

k : Formfaktor

L : Induktivität der Luftspule in nH

l : Länge der Luftspule in m

d : Durchmesser der Luftspule in m

N : Anzahl der Windungen der Luftspule

Für kurze Luftspulen ($d > l$). muss ein Formfaktor (k) berücksichtigt werden. Der Formfaktor kann mithilfe des Verhältnisses d/l aus dem Diagramm in der Abbildung 45 abgelesen werden.

Um eine optimale Güte für die Verlängerungsspulen zu erhalten, sollte laut [24] das Verhältnis aus d/l im UKW-Frequenzbereich (30 MHz-300 MHz) zwischen 0,7 und 1,5 liegen. Daher wurden die Abmessungen der Spule für den ersten Strahler auf $l=12$ mm, $d=15,5$ mm festgelegt. Bei diesen Spulenabmessungen stellt sich ein Verhältnis d/l von 1,29 ein. Dort beträgt der Korrekturfaktor $k=0,630$.

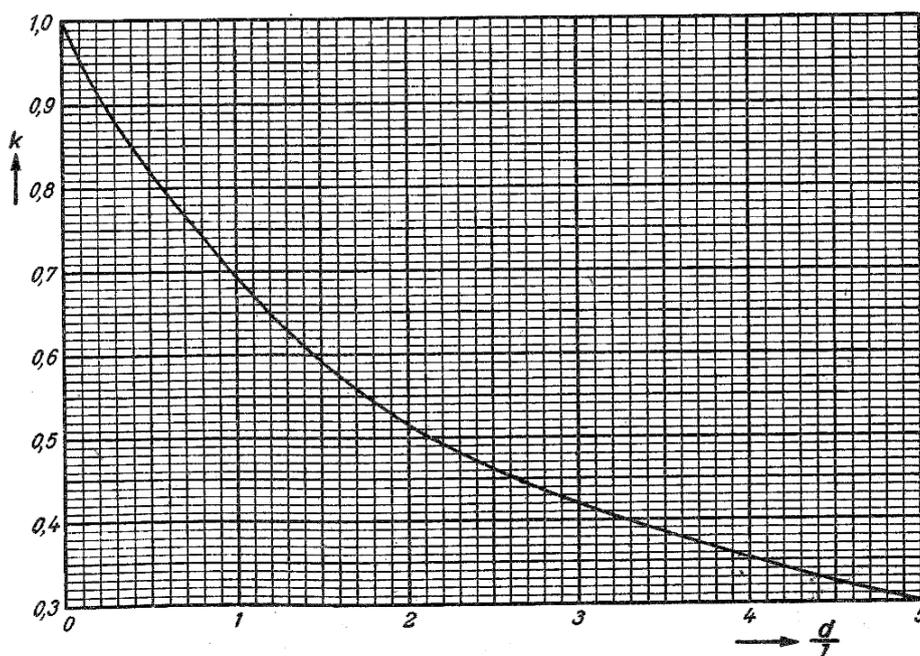


Abbildung 45: Formfaktor k in Abhängigkeit von d/l
Quelle: [25] entnommen aus [26]

Die Induktivität sowie die Spulenabmessungen sind bekannt. Nur noch die Anzahl der Windungen ist unbekannt. Eine Berechnung der Anzahl der Windungen ist über die Gleichung (103) möglich.

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l}{k \cdot \mu_0 \cdot A}} = \sqrt{\frac{290,31 \cdot 10^{-9} \text{ H} \cdot 0,012 \text{ m}}{0,630 \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot \left(\frac{0,0155 \text{ m}}{2}\right)^2}} = 4,83 \quad (103)$$

Nach [24] sollte der Windungsabstand einer Luftspule im UKW-Frequenzbereich gleich dem Drahtdurchmesser betragen, damit die Spulenkapazität minimiert wird. Für die Berechnung des Drahtdurchmessers mit Wicklungsabstands folgt die Gleichung (104).

$$d_{\text{Draht}} = \frac{l}{2 \cdot N} = \frac{12 \text{ mm}}{2 \cdot 4,83} = 1,24 \text{ mm} \quad (104)$$

Um die Effizienz der Spule beurteilen zu können, ist es notwendig gewesen, die Spulengüte (Q) zu berechnen. Um die Spulengüte zu berechnen, musste vorher die Drahtlänge (l_{ges}) bestimmt werden. Die Drahtlänge (l_{Draht}) entspricht dem Umfang des Spulendurchmessers (d) plus des Drahtdurchmessers (d_{Draht}).

$$l_{\text{Draht}} = \pi \cdot (d_{\text{Draht}} + d) \cdot N = \pi \cdot (0,124 \text{ cm} + 1,55 \text{ cm}) \cdot 4,83 = 25,4 \text{ cm} \quad (105)$$

Für den Anschluss der Spule wird eine Verlängerung des Spulendrahts um 10 % beaufschlagt.

$$l_{\text{ges}} = 1,1 \cdot l_{\text{Draht}} = 1,1 \cdot 25,4 \text{ cm} = 27,94 \text{ cm} \quad (106)$$

Als Drahtmaterial wird Kupfer aufgrund der guten Leitfähigkeit verwendet. Es ist zu beachten, dass bei hohen Frequenzen der Strom in einem Leiters nicht mehr über den gesamten Leiterquerschnitt fließt, sondern nur noch über einen dünnen Ring an der Leiteroberfläche. Diesen Effekt nennt man Skin-Effekt und dieser muss bei der Spulenkonstruktion berücksichtigt werden. Die Eindringtiefe (δ) des Stromflusses kann über die Gleichung (107) berechnet werden [27].

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \kappa \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} \text{ in [m]} \quad (107)$$

mit

f : Betriebsfrequenz in Hz

κ : Leitfähigkeit in $\frac{\text{m}}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$

μ_0 : magnetische Feldkonstante in $\frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$

μ_r : Permeabilitätszahl

Für einen Kupferdraht bei der Start-Frequenz (108 MHz) ergibt sich die Eindringtiefe:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 108 \text{ MHz} \cdot 56 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{Vm}} \cdot \mu_0 \cdot 1}} = 6,47 \mu\text{m} \quad (108)$$

Dies bedeutet, dass für die Stromleitung nur ein geringer Querschnitt des Drahtes verwendet wird. In der Gleichung (112) wird der verwendete Querschnitt nach Berücksichtigung des Skin-Effekts berechnet.

$$A = \left(\pi \cdot \left(\frac{1,24 \text{ mm}}{2} \right)^2 \right) - \left(\pi \cdot \left(\frac{1,24 \text{ mm} - 2 \cdot 6,47 \text{ } \mu\text{m}}{2} \right)^2 \right) = 25,2 \text{ } \mu\text{m}^2 \quad (109)$$

Über den ermittelten Leitungsquerschnitt kann nun die Berechnung der Güte (Q) erfolgen.

$$Q = \frac{X_L}{R_L} = \frac{X_L}{\frac{\rho \cdot l_{ges}}{A}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 108 \text{ MHz} \cdot 290,31 \cdot 10^{-9} \text{ H}}{\frac{0,01786 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot 0,2794 \text{ m}}{0,0252 \text{ mm}^2}} = 992 \quad (110)$$

mit

X_L : induktiver Blindwiderstand in Ω

l_{ges} : Drahtlänge in m

A : wirksame Querschnittsfläche in mm^2

ρ : spezifischer Widerstand in $\frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$

Eine Berechnung der Eigenkapazität (C_E) einer einlagigen Luftspule mit Abstand zwischen den Windungen kann mithilfe der Gleichung (111) annähernd berechnet werden. Die Näherungsgleichung zur Berechnung der Eigenkapazität ist aus der Literatur [28, p. 629] entnommen worden.

$$C_E \approx \frac{0,85 \cdot d}{\alpha} \text{ in [pF]} \quad (111)$$

mit

d : mittlere Spulendurchmesser in cm

b : mittlere Windungsabstand in cm

α : Faktor in Abhängigkeit von d und b

Der Faktor (α) in Abhängigkeit des Spulendurchmessers (d) und des Windungsabstands (b) kann aus dem Diagramm in der Abbildung 46 entnommen werden.

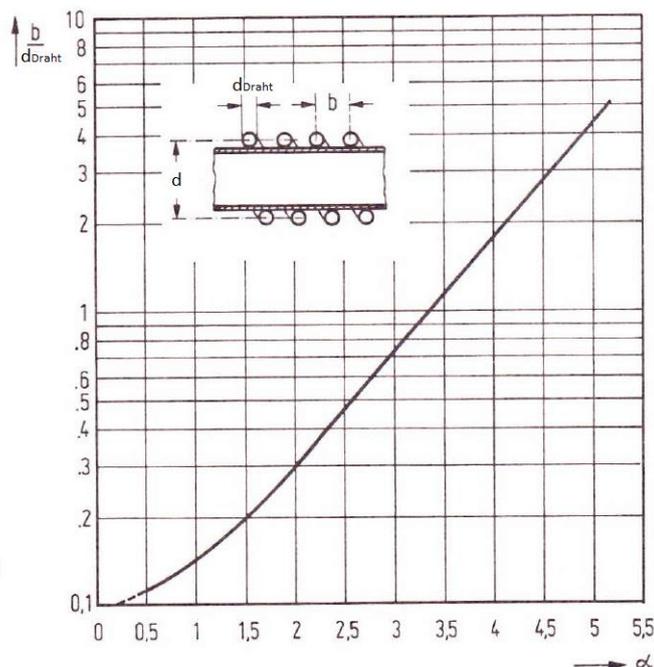


Abbildung 46: Faktor α in Abhängigkeit des Verhältnisses b/d_{Draht}
 Quelle: [28, p. 628] und eigene Bearbeitung

Für die Eigenkapazität der Verlängerungsspulen des ersten Strahlers ergab sich der Korrekturfaktor $\alpha = 4,2$, bei einem mittleren Wicklungsabstand von 2,48 mm und einem Spulendrahtdurchmesser $d_{\text{Draht}} = 1,24 \text{ mm}$.

Daraus folgt für die Eigenkapazität:

$$C_E \approx \frac{0,85 \cdot d}{\alpha} \approx \frac{0,85 \cdot 1,674 \text{ cm}}{4,2} = 0,3388 \text{ pF} \quad (112)$$

Die Induktivität (L) der Spule und deren Eigenkapazität (C_E) kann als Parallelschwingkreis betrachtet werden. Anhand der Eigenkapazität und der Spuleninduktivität stellt sich eine Resonanzfrequenz (f_{res}) des Parallelschwingkreises ein. Die Resonanzfrequenz sollte ein Vielfaches von der Betriebsfrequenz entfernt liegen, um Impedanz-Erhöhungen zu vermeiden (Sperrkreis). Die Resonanzfrequenz lässt sich über die Gleichung (113) berechnen [29, p. 307].

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \left(\frac{R_L}{L}\right)^2} \quad (113)$$

mit

f_{res} : Resonanzfrequenz in Hz

L : Induktivität in H

C : Kapazität in F

R_L : Wirkwiderstand Spulendraht in Ω

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{290,31 \text{ nH} \cdot 0,3388 \text{ pF}} - \left(\frac{0,198 \Omega}{290,31 \text{ nH}}\right)^2} = 507 \text{ MHz} \quad (114)$$

Die errechneten Spulenparameter der Verlängerungsspulen der übrigen Strahler sind im Anhang in der Tabelle 15 aufgeführt.

5.2.2 Simulation der LPDA-Antenne mit Verlängerungsspulen

In diesem Abschnitt folgt die 4NEC2-Simulation der verkürzten LPDA-Drahtantenne mit Verlängerungsspule, mit der die Auswirkungen der Verkürzung mittels Verlängerungsspule auf die Antennenparameter untersucht werden soll.

Zuerst wurden in der 4NEC2-Programmoberfläche die geometrischen Maße der Antenne eingetragen (Abbildung 47). Hierfür wurden die Dipol-Längen um 30 % verkürzt berücksichtigt.

Für die Anzahl der Teilsegmente musste aufgrund der Längenänderung eine erneute Berechnung erfolgen:

Anzahl der Teilsegmente für die minimale Frequenz:

$$\frac{l_{max}}{\left(\frac{c}{f_{min}}\right) \frac{1}{20}} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \geq \frac{l_{max}}{\left(\frac{c}{f_{min}}\right) \frac{1}{200}} \quad (115)$$

$$\frac{0,9715 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{m}{s}}{108 \text{ MHz}}\right) \frac{1}{20}} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \leq \frac{0,9715 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{m}{s}}{108 \text{ MHz}}\right) \frac{1}{200}} \quad (116)$$

$$6 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \leq 69 \quad (117)$$

Für die Anzahl der Teilsegmente der maximalen Frequenz folgt:

$$\frac{l_{min}}{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq \frac{l_{min}}{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)} \tag{118}$$

$$\frac{0,4894 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{137 \text{ MHz}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq \frac{0,4894 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{137 \text{ MHz}}\right)} \tag{119}$$

$$4 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq 44 \tag{120}$$

Aus den Gleichungen (117) und (120) folgt für die Anzahl der Teilsegmente:

$$6 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente} \leq 44$$

Symbols		Geometry		Source/Load			Freq./Ground			Qit
Geometry (Scaling=Meters)										
Nr	Type	Tag	Segs	X1	Y1	Z1	X2	Y2	Z2	Radius
1	Wire	1	15	0	-0.4858	0	0	0.4858	0	0.0095262/2
2	Wire	2	15	-0.2436	-0.4333	0	-0.2436	0.4333	0	0.0088541/2
3	Wire	3	15	-0.4609	-0.3865	0	-0.4609	0.3865	0	0.0078979/2
4	Wire	4	15	-0.6547	-0.3448	0	-0.6547	0.3448	0	0.0070449/2
5	Wire	5	15	-0.8276	-0.3075	0	-0.8276	0.3075	0	0.0062841/2
6	Wire	6	15	-0.9818	-0.2743	0	-0.9818	0.2743	0	0.0056054/2
7	Wire	7	15	-1.1194	-0.2447	0	-1.1194	0.2447	0	0.005/2

Abbildung 47: Geometriedaten 4NEC2-Simulation-verkürzte LPDA-Antenne mit Verlängerungsspule

Die Induktivitäten der einzelnen Dipol-Hälften wurden in den Zeilen 8-21 definiert und in der Mitte der Teilstrahler angeordnet.

Symbols		Geometry			Source/Load		Freq.
Load(s)							
Nr	Type	Tag-nr	First	Last	Q-coil	L(Henry)	C(Farad)
1	Wire-conduc	1	0	0	Alumin.		
2	Wire-conduc	2	0	0	Alumin.		
3	Wire-conduc	3	0	0	Alumin.		
4	Wire-conduc	4	0	0	Alumin.		
5	Wire-conduc	5	0	0	Alumin.		
6	Wire-conduc	6	0	0	Alumin.		
7	Wire-conduc	7	0	0	Alumin.		
8	LC-trap	1	4	4	992	2.9031E-07	0.3388E-12
9	LC-trap	1	12	12	992	2.9031E-07	0.3388E-12
10	LC-trap	2	4	4	1046	2.5896E-07	0.3403E-12
11	LC-trap	2	12	12	1046	2.5896E-07	0.3403E-12
12	LC-trap	3	4	4	1103	2.3099E-07	0.3419E-12
13	LC-trap	3	12	12	1103	2.3099E-07	0.3419E-12
14	LC-trap	4	4	4	1163	2.0604E-07	0.3435E-12
15	LC-trap	4	12	12	1163	2.0604E-07	0.3435E-12
16	LC-trap	5	4	4	1226	1.8379E-07	0.3453E-12
17	LC-trap	5	12	12	1226	1.8379E-07	0.3453E-12
18	LC-trap	6	4	4	1291	1.6394E-07	0.3472E-12
19	LC-trap	6	12	12	1291	1.6394E-07	0.3472E-12
20	LC-trap	7	4	4	1360	1.4623E-07	0.3491E-12
21	LC-trap	7	12	12	1360	1.4623E-07	0.3491E-12

Abbildung 48: Source/Load-Einstellung der verkürzten LPDA mit Verlängerungsspulen

Nachdem die 4NEC2-Einstellungen vorgenommen worden sind, bildete sich die Geometrie aus Abbildung 49 ab. Dort ist die mittige Anordnung der Induktivitäten an den Teilstrahlern zu erkennen.

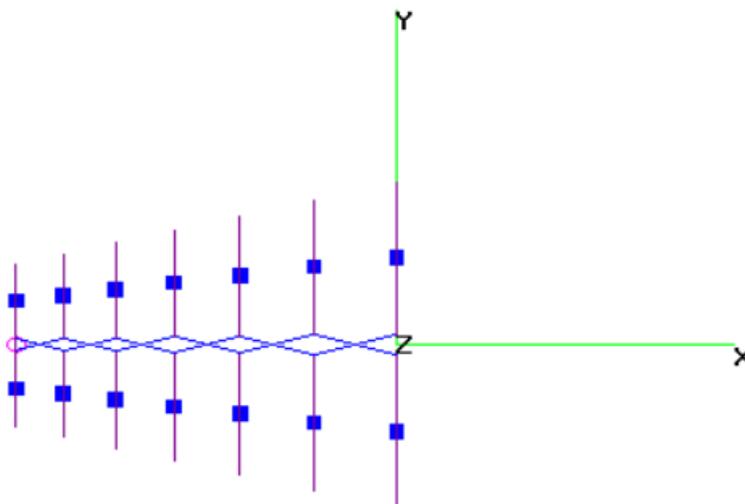


Abbildung 49: Draufsicht der Geometrie-verkürzte 7-Elemente LPDA mit Verlängerungsspulen

Die LPDA-Verkürzungsmaßnahme über das Einbringen von Verlängerungsspulen sollte hinsichtlich des Frequenzverhaltens untersucht werden. Daher wurde ein Frequenz-Sweep von der Start Frequenz (108 MHz) bis zur Stopp-Frequenz (137 MHz) in 0,5 MHz Frequenzschritten durchgeführt. In der Abbildung 50 sind die Simulationsergebnisse bei Mittenfrequenz (122,5 MHz) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass durch die Spulenverkürzung die Effizienz auf 98,71 % gesunken ist.

Filename	8 DBI LPDA VERLÄNGERU	Frequency	122.5	Mhz
		Wavelength	2.447	mtr
Voltage	80.8 + j 0 V	Current	1.24 · j 0.51 A	
Impedance	55.9 + j 23	Series comp.	56.43	pF
Parallel form	65.4 // j 159	Parallel comp.	8.194	pF
S.W.R. 50	1.56	Input power	100	W
Efficiency	98.71	Structure loss	1.292	W
Radiat-eff.		Network loss	8.e-8	uW
RDF [dB]		Radiat-power	98.71	W

Abbildung 50: Übersicht der Simulationsergebnisse bei 122,5 MHz

Beim Frequenz-Sweep wurde das Stehwellenverhältnis, der Reflexionsfaktor, der Antennengewinn, das VRV, das VSV und die Impedanz der verkürzten LPDA-Antenne untersucht.

Die Abbildung 51 zeigt die Richtcharakteristiken bei der Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz. Die dargestellte Hauptstrahlrichtung in 180 ° in der Abbildung 51 stimmt mit der Antennenausrichtung in der Abbildung 49 überein.

Es ist zu erkennen, dass sich bei der Start-Frequenz eine nennenswerte Rückkeule ausbreitet, die für ein geringes VRV (5,21 dB) sorgt. Im Bereich der Mittenfrequenz bis zur Stopp-Frequenz nimmt die Ausprägung der Rückkeule ab und verbessert dadurch das VRV (11,5 dB, 9,87 dB).

Der Öffnungswinkel beträgt über den gesamten Frequenzbereich ca. 70 °-75 °.

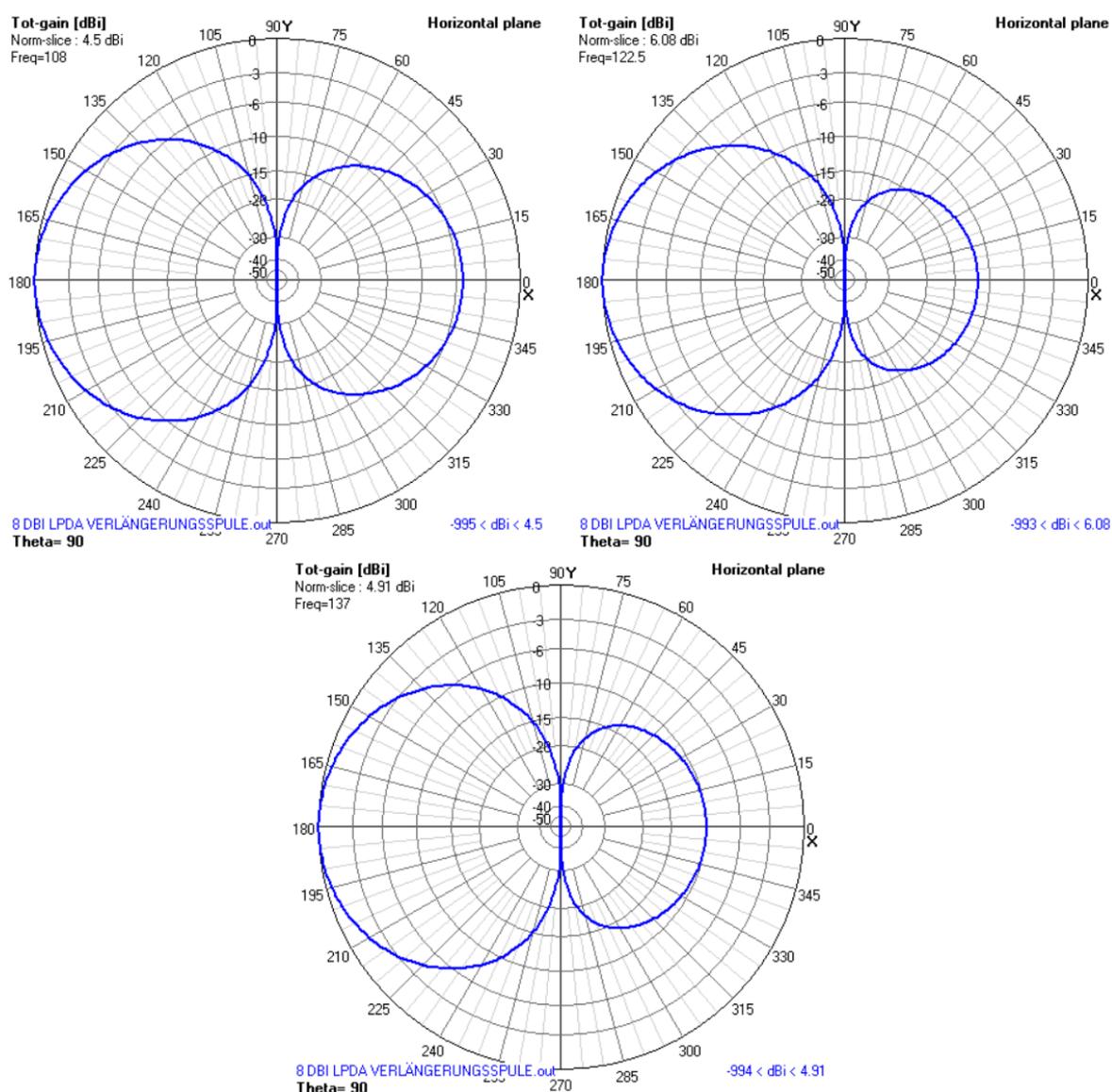


Abbildung 51: horizontale Richtcharakteristik-verkürzte LPDA-Drahtantenne mit Verlängerungsspule

Die Abbildung 52 zeigt die Stromverteilung der verkürzten LPDA-Drahtantenne mit Verlängerungsspulen bei der Mittenfrequenz (122,5 MHz). Es ist zu erkennen,

dass durch die Spulen die Stromverteilung beeinflusst wird, denn die Spulen führen zu einer abgeflachten Stromverteilung. Das Maximum der Stromverteilung liegt immer noch direkt oberhalb der *Transmission-Line*. An den Drahtenden sind die Stromminima angeordnet.

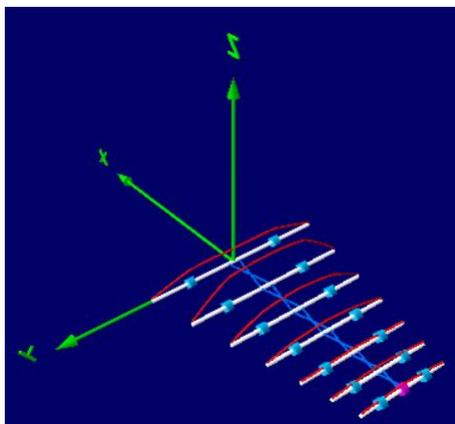


Abbildung 52: Stromverteilung-verkürzte LPDA mit Verlängerungsspulen (Mittelfrequenz 122,5 MHz)

Das Simulationsergebnis des SWR und des Reflexionsfaktors ist in der Abbildung 53 dargestellt. Das SWR erreicht bei 109 MHz und 119,5 MHz die Minima von 1,06 und 1,03. Das Maximum liegt bei 128 MHz und beträgt 2,41.

Das Minimum bei 119,5 MHz ist in der logarithmischen Darstellung im Diagramm des Reflexionsfaktors deutlicher von dem Minimum bei 109 MHz zu unterscheiden. Insgesamt ist ein Anstieg des SWR's durch das Einbringen der Verlängerungsspulen zu beobachten.

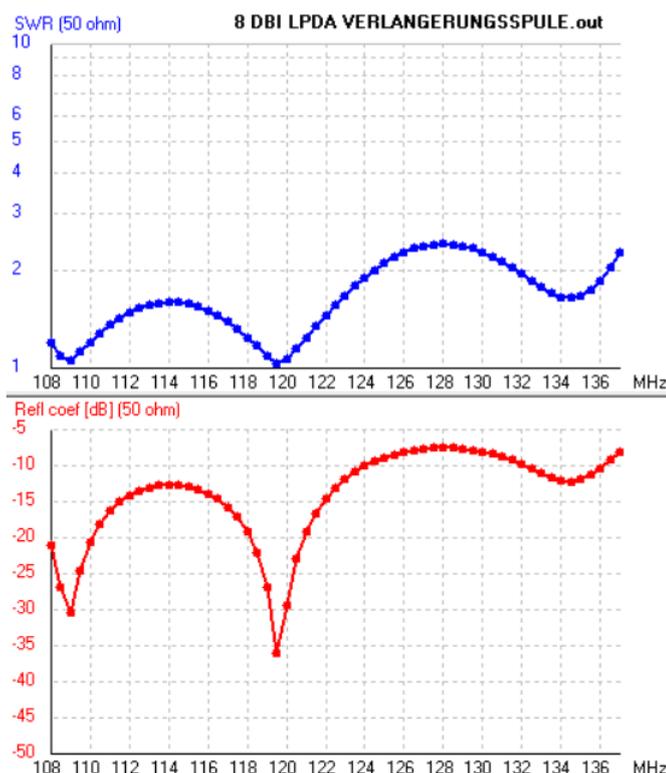


Abbildung 53: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-verkürzte LPDA mit Verlängerungsspule

Der Verlauf des Antennengewinns und des VRV's/VSV's ist in der Abbildung 54 dargestellt. Über den gesamten Frequenzbereich schwankt der Antennengewinn um ca. 1,64 dBi. Das Minimum liegt im Bereich der Start-Frequenz (108 MHz) und beträgt 4,5 dBi. Im Frequenzbereich 124,5 MHz-125 MHz erreicht der Antennengewinn das Maximum von 6,14 dBi.

Das VRV bestätigt die Feststellung, dass im Bereich der Start-Frequenz die Rückkeule sehr stark ausgeprägt ist. Zu erkennen ist, dass das VRV dort nur 4,97 dB vorweist und somit das Minimum im gesamten Frequenzbereich darstellt.

Bei 121 MHz erreicht das VRV das Maximum von 11,69 dB. Bei der Mittenfrequenz beträgt das VRV 11,5 dB und bei der Stopp-Frequenz 9,87 dB. Dieser Kurvenverlauf stützt ebenfalls die Aussage der Beschreibung der Rückkeulen aus der Abbildung 51.

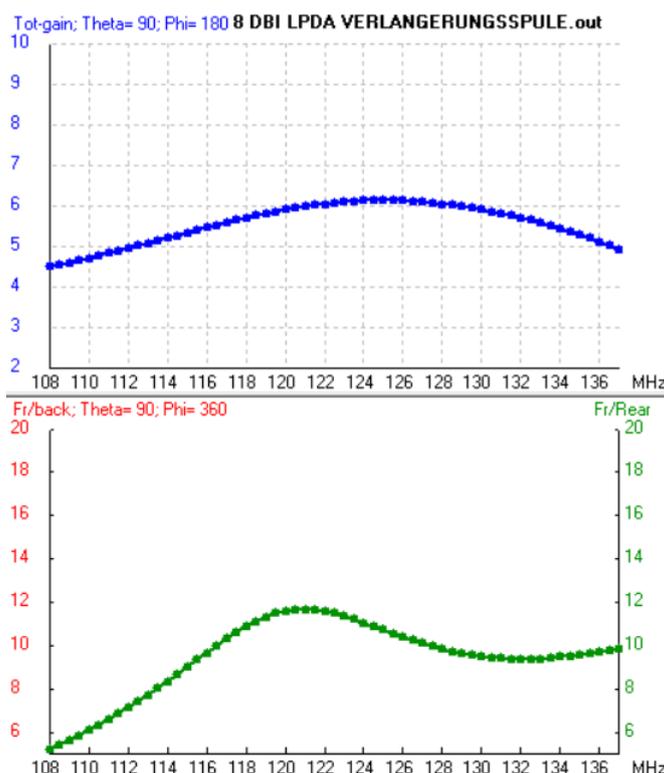


Abbildung 54: Antennengewinn und VRV/VSV-verkürzte LPDA mit Verlängerungsspule

In der nachfolgenden Abbildung 55 ist der Verlauf der Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase der verkürzten LPDA mit Verlängerungsspule dargestellt. Im oberen Diagramm ist der Verlauf der Impedanz nach Realteil und Imaginärteil dargestellt. Darunter der Verlauf der Impedanz nach Betrag und Phase.

Der Realteil der Impedanz schwankt stark über den gesamten Frequenzbereich. Im Bereich der Start-Frequenz (108 MHz) liegt das Minimum des Realteils bei 44,17 Ω . Bei der Frequenz von 128,5 MHz erreicht der Realteil das Maximum von 120,2 Ω .

Der Imaginärteil schwankt ebenfalls über den gesamten Frequenzbereich. Dabei ändert sich die Art des Blindwiderstands von kapazitiv ($X < 0 \Omega$, Phase $< 0^\circ$) zu induktiv ($X > 0 \Omega$, Phase $> 0^\circ$) fortlaufend. Die Resonanz ($X = 0 \Omega$, Phase $= 0^\circ$) wird bei den Frequenzen (ca.) 108,7 MHz, 114,2 MHz, 119,6 MHz, 128,4 MHz und 135,4 MHz erreicht. Der Bereich bei dem der Blindwiderstand schwankt, liegt zwischen den Werten -26,8 Ω (kapazitiv) und 37,3 Ω (induktiv).

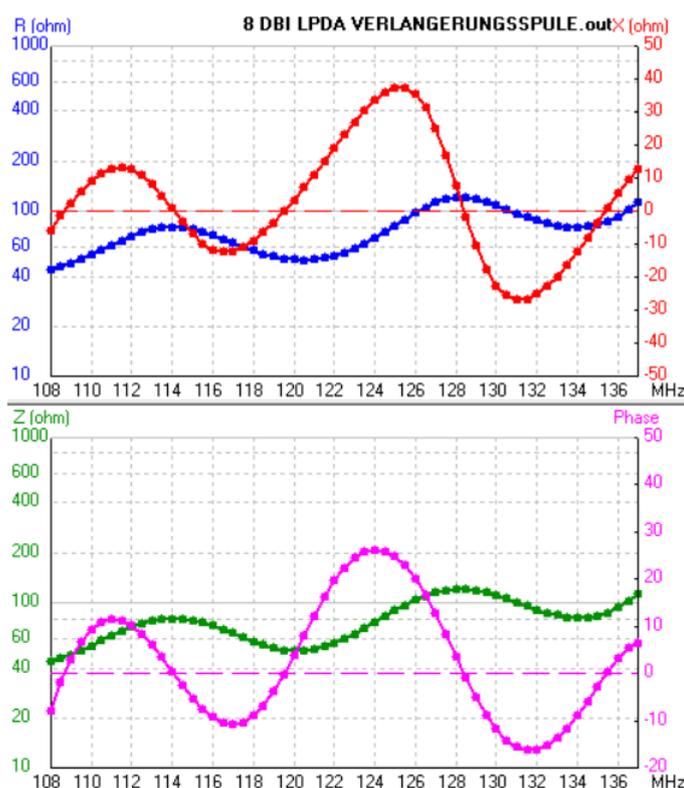


Abbildung 55: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase-verkürzte LPDA mit Verlängerungsspule

5.2.3 Fazit zur Verkürzung der LPDA-Antenne mit Verlängerungsspule

Die Simulationsergebnisse belegen, dass eine Verkürzung der LPDA-Drahtantenne über das Einbringen von Verlängerungsspulen grundsätzlich möglich ist. Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass im Vergleich zur Verkürzung mit Dachkapazitäten deutliche Beeinträchtigungen der Antennenparameter entstehen.

Grundsätzlich ist eine Verkürzung über Verlängerungsspulen mit einer Verringerung des Antennenwirkungsgrades verbunden. Die Verlängerungsspulen sorgen dafür, dass ein gewisser Teil des Stroms nicht zur Abstrahlung zur Verfügung steht. Dieser Effekt ist in der Abbildung 52 bildlich dargestellt. Ab der Verlängerungsspule nimmt die Zunahme der Stromverteilung deutlich ab und erreicht damit nicht das eigentliche Strommaximum.

Die Verkürzungsmaßnahme beeinflusste das SWR deutlich. Im Vergleich zur Verkürzung über die Dachkapazitäten schwankt das SWR deutlicher und erreicht ein neues Maximum von 2,41.

Die Schwankungen des SWR's sind aufgrund der Veränderung der Impedanz entstanden. Zu beobachten ist, dass die Impedanz nach Realteil und Imaginärteil deutlich stärker innerhalb des Frequenzbereichs schwankt (Realteil 44,17 Ω -37,3 Ω , Imaginärteil -26,8 Ω -37,3 Ω).

Der Antennengewinn wurde durch die Verlängerungsspulen deutlich beeinträchtigt. Der maximale Antennengewinn beträgt mit Verlängerungsspule nur noch 6,14 dBi und entspricht ein Defizit von ca. 1,56 dBi im Vergleich zur Verkürzung über die Dachkapazitäten. Jedoch wurde die LPDA-Antenne mit Verlängerungsspulen um 30% und die LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten um 25 % verkürzt.

Das VRV wurde ebenfalls durch die Verkürzungsmaßnahme negativ beeinflusst. Es beträgt im Bereich der Start-Frequenz nur noch ca. 5,21 dB und weist dort das Minimum auf. Das Maximum des VRV's liegt bei 121 MHz und beträgt 11,69 dB. Das Minimum und das Maximum des VRV's weisen Defizite im Vergleich zu der Verkürzung mit Dachkapazitäten auf. Besonders das Maximum ist um ca. 23,14 dB vermindert und das Minimum um 4,97 dB. Das verminderte VRV führte zu stärkeren Rückkeulen, die sich wiederum negativ auf die Richtwirkung auswirken, da sie der Hauptkeule Energie entziehen.

Schlussendlich kann anhand der Simulationsergebnisse belegt werden, dass eine Verkürzung der LPDA-Drahtantenne um 30 % über das Einbringen von Verlängerungsspulen möglich ist. Es ist jedoch eine starke Abweichung hinsichtlich der Richtwirkung und der Impedanz der LPDA-Drahtantenne hinzunehmen.

Vergleicht man die Simulationsergebnisse mit den Antennenanforderungen aus dem Kapitel 3, so kann festgestellt werden, dass eine Verkürzung der Strahler-Elemente um 30 % über das Einbringen von Verlängerungsspulen für den Messdrohneneinsatz nicht tauglich ist. Der Antennengewinn liegt unterhalb von 5 dBi und das SWR liegt teilweise innerhalb des Frequenzbereichs über 2.

Die Effizienz ist in der Simulation auf 98,71 % gesunken (Bei der Mittenfrequenz). Eine größere Verkürzung über 30% durch das Einbringen von Verlängerungsspulen ist nicht zu empfehlen, da es zu einem noch geringeren Wirkungsgrad führt und die Antennenparameter zunehmend negativ beeinflusst werden und die Messdrohntauglichkeit somit nicht erreicht wird.

Deshalb wäre es von Vorteil, eine Kombination aus der Verkürzung der LPDA-Drahtantenne über das Einbringen von Dachkapazitäten und der Verkürzung über das Einbringen von Verlängerungsspulen zu untersuchen. Mit einer Kombination beider Verkürzungsmaßnahmen wäre es eventuell möglich eine noch größere Verkürzung zu erzielen, bei der die Antennenparameter noch im tauglichen Bereich für den Messdrohneneinsatz liegen.

5.3 LPDA-Verkürzung über die Kombination beider Verkürzungsformen

Die in den Kapiteln 5.1 und 5.2 vorgestellten Verkürzungsmaßnahmen weisen verschiedene Vor- und Nachteile auf, die sich in Kombination als vorteilhaft herausstellen könnten. Die Verkürzungsmaßnahme über das Einbringen von Dachkapazitäten erzielt gute Ergebnisse hinsichtlich des Erhalts der Antennenparameter. Diese Verkürzungsmaßnahme ist jedoch bei der maximalen Verkürzung, bauartbedingt begrenzt. Mit der Verkürzungsmaßnahme über das Einbringen von Verlängerungsspulen ist zwar eine hohe maximale Verkürzung möglich, jedoch ist ein starkes Schwanken und eine gewisse Reduzierung der Antennenparameter hinzunehmen. Beide Eigenschaften der Verkürzungsmaßnahmen könnten möglicherweise in Kombination vorteilhaft eingesetzt werden.

Daher soll in diesem Kapitel eine Kombination aus beiden Verkürzungsmaßnahmen untersucht und die Messdrohntauglichkeit der daraus resultierenden LPDA-Drahtantenne geprüft werden.

5.3.1 Berechnung der Strahler-Längen und Spulenparameter

In diesem Abschnitt werden Dachkapazitäten und Verlängerungsspulen für die Verkürzung der LPDA-Drahtantenne eingesetzt. Die vertikalen und horizontalen Strahler-Längen der Verkürzung um 25 % mithilfe der Dachkapazität wurde aus dem Kapitel 5.1 übernommen. Zusätzlich dazu wurde eine Verkürzung über Verlängerungsspulen eingesetzt, die nochmals um 15 % verkürzt. So ergibt sich eine gesamte Verkürzung um 36,2 %. Eine Spulenverkürzung um 15 % wurde gewählt, damit die Antennenparameter nicht zu negativ beeinflusst werden, wie bei der Spulenverkürzung um 30 % (Kapitel 5.2).

Die Strahler-Bezeichnung horizontale und vertikale Strahler bezieht sich auf die Sicht vom Einspeisepunkt zum Strahler-Ende.

Die vertikalen (h) und horizontalen (Δh) Strahler-Längen, nach der 15 % Verkürzung sind in der Tabelle 4 aufgeführt.

Tabelle 4: vertikale/horizontale Strahler-Längen mit Verlängerungsspulen

Strahler-Länge in m um 15% verkürzt (Verlängerungsspule)				Durchmesser der Strahler in mm	
Δh Strahler 1	0,1475	h Strahler 1	0,4424	d Strahler 1	9,9262
Δh Strahler 2	0,1315	h Strahler 2	0,3946	d Strahler 2	8,8541
Δh Strahler 3	0,1173	h Strahler 3	0,3520	d Strahler 3	7,8979
Δh Strahler 4	0,1047	h Strahler 4	0,3140	d Strahler 4	7,0449
Δh Strahler 5	0,0934	h Strahler 5	0,2801	d Strahler 5	6,2841
Δh Strahler 6	0,0833	h Strahler 6	0,2498	d Strahler 6	5,6054
Δh Strahler 7	0,0743	h Strahler 7	0,2228	d Strahler 7	5,0000

Die Impedanz des ersten Strahlers wurde mithilfe der 4NEC2-Simulationssoftware errechnet. Dazu wurde die Geometrie des ersten Strahlers aus der Tabelle 4 in die 4NEC2-Simulationsumgebung eingegeben und eine Simulation der Antennenparameter durchgeführt. Es ergab sich die Geometrie aus der Abbildung 56.

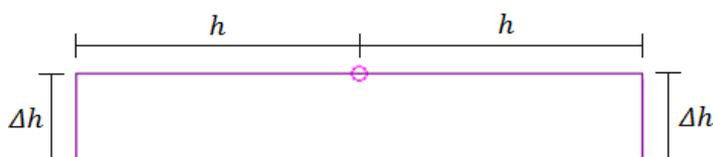


Abbildung 56: Geometrie verkürzter Strahler 1 (4NEC2)

In der Abbildung 57 ist das Berechnungsergebnis der Eingangsimpedanz bei der Start-Frequenz von 108 MHz zu sehen. Die Eingangsimpedanz des ersten Strahlers beträgt dort $41,9 \Omega - j100,27 \Omega$. Der Strahler ist somit kapazitiv belastet.

Filename	Strahler1.out	Frequency	108 Mhz			
		Wavelength	2.776 mtr			
Voltage	168 + j 0 V	Current	0.6 + j 1.43 A			
Impedance	41.9 - j 100	Series comp.	0.148 uH			
Parallel form	282 // - j 118	Parallel comp.	0.174 uH			
S.W.R.50	6.68	Input power	100 W			
Efficiency	99.86 %	Structure loss	136.7 mW			
Radiat-eff.	%	Network loss	0 uW			
RDF [dB]		Radiat-power	99.86 W			
Excitation/Load data		<input checked="" type="checkbox"/> Loads	<input type="checkbox"/> Polar			
Type	Tag	Seg	Impedance	Voltage	Pwr	SWR
EX 0: V-src	1	9	41.9 - j 100	168 + j 0	100	6.68
LD 5 Wire	1	wire	Alumin.			
LD 5 Wire	2	wire	Alumin.			
LD 5 Wire	3	wire	Alumin.			

Abbildung 57: Impedanz am Einspeisepunkt (4NEC2)

Um den Strahler in Resonanz zu versetzen, musste der kapazitive Blindwiderstand von $100,27 \Omega$ durch einen induktiven Blindwiderstand kompensiert werden ($X_L = X_C$). Die passende Induktivität konnte über die Gleichung (121) berechnet werden.

$$L = \frac{X_L}{2\pi \cdot f} = \frac{100,27 \Omega}{2\pi \cdot 108 \text{ MHz}} = 147,37 \text{ nH} \quad (121)$$

Die Berechnung der Induktivitätswerte der übrigen Verlängerungsspulen erfolgte mit Hilfe des Skalierungsfaktors (Gleichung (101)).

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} \quad (122)$$

Die Platzierung der Verlängerungsspulen erfolgte aufgrund der in Kapitel 5.2.1 dargestellten Gründen mittig der Strahler-Hälften, sodass jeder Strahler der LPDA-Drahtantenne mit zwei Verlängerungsspulen ausgestattet ist. Aufgrund der mittleren Strahler-Anordnung betragen die Werte der Induktivitäten der Dipolhälfte $\left(\frac{L_n}{2}\right)$ den gleichen Wert wie die Gesamtinduktivität des Strahlers (L_n). Die Abhängigkeit der Spuleninduktivität von der Platzierung der Spule kann dem Diagramm aus der Abbildung 9 aus dem Kapitel 2.1.14 entnommen werden.

Die übrigen Induktivitäts-Werte der restlichen Strahler-Elemente sind in der Tabelle 5 aufgeführt.

Tabelle 5: Induktivitätswerte der Verlängerungsspulen für die Strahler 1-7

gesamte Induktivität (L_n) der Strahler in nH		Induktivität ($L_n/2$) der Teilstrahler in nH	
L_1	147,37	$L_1/2$	147,37
L_2	131,45	$L_2/2$	131,45
L_3	117,26	$L_3/2$	117,26
L_4	104,59	$L_4/2$	104,59
L_5	93,29	$L_5/2$	93,29
L_6	83,22	$L_6/2$	83,22
L_7	74,23	$L_7/2$	74,23

Für die Strahler stellt sich die Geometrie aus der Abbildung 58 ein. Dort ist zu erkennen, dass die Verlängerungsspulen mittig in den Teilstrahlern eingefügt worden sind.

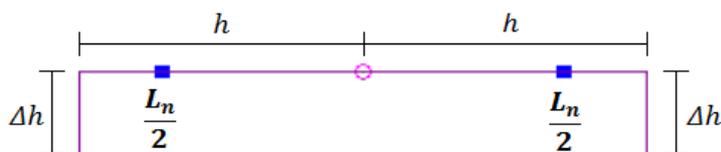


Abbildung 58: Geometrie der Strahler mit Dachkapazitäten und Verlängerungsspulen

Die idealen Induktivitäten wurden über die Gleichung (122) bestimmt und in der Tabelle (5) zusammengefasst. Hierbei wurden die Spulen als ideale Bauelemente betrachtet. Eine realitätsnahe Betrachtung müsste jedoch die parasitären Kapazitäten und die Ohm'schen Spulenwiderstände berücksichtigen.

Um eine Realisierung der kombinierten LPDA-Drahtantenne zu ermöglichen, ist es zusätzlich notwendig gewesen die Spulenabmessungen und Parameter zu bestimmen.

Im Kapitel 2.1.14 wurde zur Verlustminimierung empfohlen, Luftspulen mit möglichst großem Querschnitt als Verlängerungsspule einzusetzen. Daher wurde als Verlängerungsspule eine Luftspule mit Kupferwicklungen festgelegt.

Die Induktivität (L) der Luftspule lässt sich in Abhängigkeit der Windungszahl (N), des Spulendurchmessers (d), der Länge (l), der magnetischen Feldkonstante (μ_0) und des Formfaktors (k) über die Gleichung (123) bestimmen [23].

Der Formfaktor (k) muss aufgrund der endlichen Länge der Spule berücksichtigt werden ($d > l$).

$$L = k \cdot \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A}{l} = k \cdot \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot \pi}{l} \quad (123)$$

mit

μ_0 : magnetische Feldkonstante in $\frac{Vs}{Am}$

A : Querschnittsfläche der Spule in m^2

k : Formfaktor

L : Induktivität der Luftspule in nH

l : Länge der Luftspule in m

d : Durchmesser der Luftspule in m

N : Anzahl der Windungen der Luftspule

Die Berechnung der Verlängerungsspulen des ersten Strahlers wird in diesem Abschnitt exemplarisch dargestellt.

Zuerst wurden die Spulenparameter festgelegt, um eine einheitliche Spulenform zu erhalten. Der Spulendurchmesser (d) wurde auf $d = 15,5 \text{ mm}$ und die Spulenlänge (l) auf $l = 12 \text{ mm}$ festgesetzt.

Der Formfaktor (k) lässt sich in Abhängigkeit des Verhältnisses (d/l) aus der Abbildung 45 aus dem Kapitel 5.2.1 entnehmen. Das Verhältnis (d/l) beträgt 1,29. Somit ergibt sich für den Formfaktor (k) bei den oben genannten Spulenabmessungen der Formfaktor $k = 0,630$.

Da die Induktivität sowie die Abmessungen der Spule bekannt waren, konnte die Bestimmung der Windungszahl durch das Umstellen der Gleichung (123) erfolgen. Die Anzahl der Windungen kann über die Gleichung (124) berechnet werden.

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l}{k \cdot \mu_0 \cdot A}} = \sqrt{\frac{147,37 \text{ nH} \cdot 0,012 \text{ m}}{0,630 \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{0,0155 \text{ m}}{2}\right)^2 \cdot \pi}} = 3,44 \text{ Wdg.} \quad (124)$$

Anhand der Spulenlänge und der Windungszahl kann nun der Durchmesser des Spulendrahtes (d_{Draht}) berechnet werden. Bei der Wicklung der Spule wird zwischen den Drähten ein Abstand in Höhe des Durchmessers des Spulendrahtes eingefügt, um die Eigenkapazität möglichst gering zu halten. Mit der Gleichung (125) kann der Durchmesser des Spulendrahtes bestimmt werden.

$$d_{\text{Draht}} = \frac{l}{2 \cdot N} = \frac{12 \text{ mm}}{2 \cdot 3,44} = 1,74 \text{ mm} \quad (125)$$

Über den bekannten Drahtdurchmesser, den Spulendurchmesser und die Windungszahl kann nun die Länge des Spulendrahtes (l_{Draht}) berechnet werden (Gleichung (126)).

$$l_{\text{Draht}} = \pi \cdot (d_{\text{Draht}} + d) \cdot N = \pi \cdot (1,724 \text{ cm}) \cdot 3,44 = 18,63 \text{ cm} \quad (126)$$

Für den Spulenanschluss wird eine Verlängerung des Drahtes um 10 % berücksichtigt. Die gesamte Drahtlänge (l_{ges}) wird in der Gleichung (127) berechnet.

$$l_{\text{ges}} = 1,1 \cdot l_{\text{Draht}} = 1,1 \cdot 18,63 \text{ cm} = 20,5 \text{ cm} \quad (127)$$

Bei höheren Frequenzen wird nicht der gesamte Querschnitt eines Leiters für die Stromleitung verwendet. Es trägt nur eine dünne Schicht nahe an der Oberfläche des Leiters zur Stromleitung bei. Dieser Effekt wird als Skin-Effekt bezeichnet. Die wirksame Eindringtiefe (δ) in den Drahtleiter kann mit der Gleichung (128) berechnet werden [27]. Für die Spulenwicklung wird ein Kupferdraht verwendet. Bei Kupfer beträgt die elektrische Leitfähigkeit $\kappa = 56 \cdot 10^6 \frac{m}{\Omega \cdot mm^2}$ und die Permeabilitätszahl $\mu_r \approx 1$.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \kappa \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 108 \text{ MHz} \cdot 56 \cdot 10^6 \frac{A}{Vm} \cdot \mu_0 \cdot 1}} = 6,47 \mu m \quad (128)$$

mit

δ : Eindringtiefe in m

f : Betriebsfrequenz in Hz

κ : Leitfähigkeit in $\frac{m}{\Omega \cdot mm^2}$

μ_0 : magnetische Feldkonstante in $\frac{Vs}{Am}$

μ_r : Permeabilitätszahl

Die geringe Eindringtiefe sorgt für einen geringen Querschnitt, der zur Stromleitung verwendet werden kann. Der Querschnitt (A) kann über die Gleichung (129) berechnet werden.

$$A = \left(\pi \cdot \left(\frac{1,74 \text{ mm}}{2} \right)^2 \right) - \left(\pi \cdot \left(\frac{1,74 \text{ mm} - 2 \cdot 6,47 \mu m}{2} \right)^2 \right) = 35,3 \mu m^2 \quad (129)$$

Über den wirksamen Querschnitt kann nun die Güte (Q) der Spule berechnet werden. Dies erfolgt in der Gleichung (130).

$$Q = \frac{X_L}{R_L} = \frac{X_L}{\frac{\rho \cdot l_{ges}}{A}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 108 \text{ MHz} \cdot 147,37 \cdot 10^{-9} \text{ H}}{\frac{0,01786 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m} \cdot 0,205 \text{ m}}{35,3 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2}} = 965 \quad (130)$$

mit

X_L : induktiver Blindwiderstand in Ω

l_{Draht} : Drahtlänge in m

A : wirksame Querschnittsfläche in mm^2

ρ : spezifischer Widerstand in $\frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$

R_L : Wirkwiderstand Spulendraht in Ω

Die Berechnung der Eigenkapazität (C_E) der Luftspule erfolgt mit der Gleichung (111) aus dem Kapitel 5.2.1 (Gleichung (131)). Der Korrekturfaktor (α) wurde aus der Abbildung 46 abgelesen und beträgt $\alpha = 4,2$ bei $b/d_{\text{Draht}} = 2$.

$$C_E \approx \frac{0,85 \cdot d}{\alpha} = \frac{0,85 \cdot 1,724 \text{ cm}}{4,2} = 0,34 \text{ pF} \quad (131)$$

Die Induktivität (L) und die Eigenkapazität (C_E) stellen einen Parallelschwingkreis dar, der eine Resonanzfrequenz (f_{res}) besitzt. Die Resonanzfrequenz sollte ein Vielfaches von der Betriebsfrequenz entfernt liegen, um eine Impedanz-Erhöhung bei Resonanz zu vermeiden (Sperrkreis). Die Resonanzfrequenz lässt sich mit der Gleichung (132) bestimmen [29, p. 307].

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \left(\frac{R_L}{L}\right)^2} \quad (132)$$

mit

f_{res} : Resonanzfrequenz in Hz

L : Induktivität in H

C : Kapazität in F

R_L : Wirkwiderstand Spulendraht in Ω

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{147,37 \text{ nH} \cdot 0,34 \text{ pF}} - \left(\frac{0,104 \Omega}{147,37 \text{ nH}}\right)^2} = 701 \text{ MHz} \quad (133)$$

Im Anhang sind die Spulenparameter der restlichen Strahler-Elemente in der Tabelle 16 dargestellt.

5.3.2 Simulation der kombiniert verkürzten LPDA-Antenne

Die kombiniert verkürzte LPDA-Antenne wurde mit der Simulationssoftware 4NEC2 simuliert. Dafür mussten zuerst die geometrischen Parameter (Tabelle 4) sowie die Spulenparameter (Tabelle 5) in die grafische Oberfläche der Simulationssoftware eingegeben werden (Abbildung 59). Um den Eingabeaufwand zu minimieren wurden hierfür Variablen definiert (Abbildung 60).

Symbols		Geometry		Source/Load			Freq./Ground			Others		Comment
Geometry (Scaling=Meters)												<input type="checkbox"/> Use wire tap
Nr	Type	Tag	Segs	X1	Y1	Z1	X2	Y2	Z2	Radius		
1	Wire	1	17	0	SL1	0	0	-SL1	0	0	r1	
2	Wire	2	17	X1	SL2	0	X1	-SL2	0	0	r2	
3	Wire	3	17	X2	SL3	0	X2	-SL3	0	0	r3	
4	Wire	4	17	X3	SL4	0	X3	-SL4	0	0	r4	
5	Wire	5	17	X4	SL5	0	X4	-SL5	0	0	r5	
6	Wire	6	17	X5	SL6	0	X5	-SL6	0	0	r6	
7	Wire	7	17	X6	SL7	0	X6	-SL7	0	0	r7	
8	Wire	8	3	0	SL1	0	0+SLD1	SL1	0	0	r1	
9	Wire	9	3	0	-SL1	0	0+SLD1	-SL1	0	0	r1	
10	Wire	10	3	X1	SL2	0	X1+SLD2	SL2	0	0	r2	
11	Wire	11	3	X1	-SL2	0	X1+SLD2	-SL2	0	0	r2	
12	Wire	12	3	X2	SL3	0	X2+SLD3	SL3	0	0	r3	
13	Wire	13	3	X2	-SL3	0	X2+SLD3	-SL3	0	0	r3	
14	Wire	14	3	X3	SL4	0	X3+SLD4	SL4	0	0	r4	
15	Wire	15	3	X3	-SL4	0	X3+SLD4	-SL4	0	0	r4	
16	Wire	16	3	X4	SL5	0	X4+SLD5	SL5	0	0	r5	
17	Wire	17	3	X4	-SL5	0	X4+SLD5	-SL5	0	0	r5	
18	Wire	18	3	X5	SL6	0	X5+SLD6	SL6	0	0	r6	
19	Wire	19	3	X5	-SL6	0	X5+SLD6	-SL6	0	0	r6	
20	Wire	20	3	X6	SL7	0	X6+SLD7	SL7	0	0	r7	
21	Wire	21	3	X6	-SL7	0	X6+SLD7	-SL7	0	0	r7	

Abbildung 59: Geometriedaten 4NEC2-Simulation-kombiniert verkürzte LPDA-Drahtantenne

Symbols		Geometry	Source/Load
Nr	Symbols and equations	comment	
1	SL1=0.4424	vertikale Länge des Strahlers	
2	SL2=0.3946		
3	SL3=0.3520		
4	SL4=0.3140		
5	SL5=0.2801		
6	SL6=0.2498		
7	SL7=0.2228		
8	X1=-0.2436	Abstand zwischen den Strahlern	
9	X2=-0.4609		
10	X3=-0.6547		
11	X4=-0.8276		
12	X5=-0.9818		
13	X6=-1.1194		
14	SLD1=0.1475	horizontale Länge des Strahlers	
15	SLD2=0.1315		
16	SLD3=0.1173		
17	SLD4=0.1047		
18	SLD5=0.0934		
19	SLD6=0.0833		
20	SLD7=0.0743		
21	r1=0.0099262/2	Radius der Strahler	
22	r2=0.0097880/2		
23	r3=0.0085575/2		
24	r4=0.0074818/2		
25	r5=0.0065412/2		
26	r6=0.0057189/2		
27	r7=0.005/2		

Abbildung 60: verwendete Variablen-kombiniert verkürzte LPDA-Drahtantenne

Aufgrund der Längenänderung der Strahler musste die Anzahl der Teilsegmente erneut berechnet und überprüft werden.

Berechnung der Teilsegmente der vertikalen Strahler (h):

Anzahl der Teilsegmente für die minimale Frequenz:

$$\frac{l_{max}}{\left(\frac{c}{f_{min}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \geq \frac{l_{max}}{\left(\frac{c}{f_{min}}\right)} \quad (134)$$

$$\frac{0,4424 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{108 \text{ MHz}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \leq \frac{0,4424 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{108 \text{ MHz}}\right)} \quad (135)$$

$$3 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{min}} \leq 31 \quad (136)$$

Für die Anzahl der Teilsegmente der maximalen Frequenz folgt:

$$\frac{l_{min}}{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq \frac{l_{min}}{\left(\frac{c}{f_{max}}\right)} \quad (137)$$

$$\frac{0,2228 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{137 \text{ MHz}}\right)} \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq \frac{0,2228 \text{ m}}{\left(\frac{299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{137 \text{ MHz}}\right)} \quad (138)$$

$$2 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente}_{f_{max}} \leq 21 \quad (139)$$

Aus den Gleichungen (136) und (139) resultieren folgende Grenzen für die Anzahl der Teilsegmente für die vertikalen Strahler (h):

$$3 \leq \text{Anzahl der Teilsegmente} \leq 21 \quad (140)$$

Für die vertikalen Strahler wurden 17 Teilsegmente gewählt, da eine mittige Anordnung der Verlängerungsspulen notwendig war. Laut [22] sollen „aneinander grenzende Segmente“ die „gleiche oder ähnliche Längen haben“. Deswegen wurde für die horizontalen Strahler die Teilsegmente-Anzahl auf 3 festgelegt. Die

Segmente-Abschnitte sind dort zwar nicht gleich groß, jedoch ergibt sich auf diese Art und Weise nur eine geringe Abweichung im Millimeterbereich.

Nach der Eingabe der Geometrieparameter folgt die Festlegung der Spulenparameter (Abbildung 61, Zeile 8-21). Dies erfolgte im Untermenü *Source/Loads* unter Berücksichtigung der Induktivitäten aus der Tabelle 5. Außerdem wurde eine Festlegung der Strahler-Materialien auf Aluminium getätigt, um eine möglichst reale Simulation zu erhalten (Abbildung 61, Zeile 1-7).

Symbols		Geometry			Source/Load		Freq.
Load(s)							
Nr	Type	Tag-nr	First-seg	Last-seg	Cond (S)		
1	Wire-conduc	1	0	0	Alumin.		
2	Wire-conduc	2	0	0	Alumin.		
3	Wire-conduc	3	0	0	Alumin.		
4	Wire-conduc	4	0	0	Alumin.		
5	Wire-conduc	5	0	0	Alumin.		
6	Wire-conduc	6	0	0	Alumin.		
7	Wire-conduc	7	0	0	Alumin.		
8	LC-trap	1	15	15	965	1.4737E-07	0.349E-12
9	LC-trap	1	3	3	965	1.4737E-07	0.349E-12
10	LC-trap	2	15	15	1016	1.3145E-07	0.3511E-12
11	LC-trap	2	3	3	1016	1.3145E-07	0.3511E-12
12	LC-trap	3	15	15	1069	1.1726E-07	0.3533E-12
13	LC-trap	3	3	3	1069	1.1726E-07	0.3533E-12
14	LC-trap	4	15	15	1125	1.0459E-07	0.3556E-12
15	LC-trap	4	3	3	1125	1.0459E-07	0.3556E-12
16	LC-trap	5	15	15	1183	0.9329E-07	0.3580E-12
17	LC-trap	5	3	3	1183	0.9329E-07	0.3580E-12
18	LC-trap	6	15	15	1244	0.8322E-07	0.3607E-12
19	LC-trap	6	3	3	1244	0.8322E-07	0.3607E-12
20	LC-trap	7	15	15	1308	0.7423E-07	0.3634E-12
21	LC-trap	7	3	3	1308	0.7423E-07	0.3634E-12

Abbildung 61: Source/Load-Einstellung der kombiniert verkürzten LPDA-Drahtantenne

Nachdem die Geometrieparameter und die Spulenparameter in die Simulationssoftware eingegeben wurden, bildete sich die Geometrie aus Abbildung 62 ab. Dort in der Abbildung ist die mittige Anordnung der Verlängerungsspulen zu erkennen. Zusätzlich sind die abgekanteten Enden zur Bildung der Dachkapazitäten der Strahler zu sehen. Die LPDA ist mittig mit einer durchgängigen Speiseleitung (*Transmission-line*) verbunden (blaue gekreuzte Speiseleitung). Mittig am kürzesten Strahler ist die Speisung der LPDA zu erkennen (pink gefärbter Kreis).

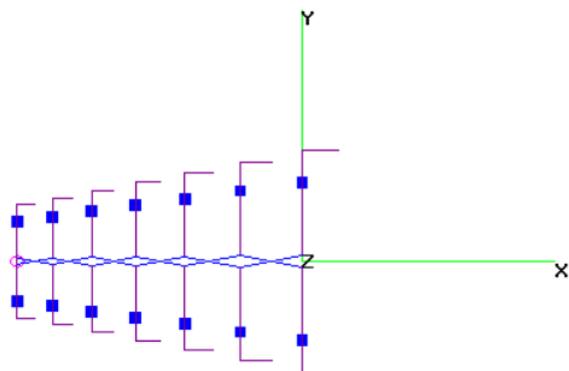


Abbildung 62: Draufsicht der Geometrie-kombiniert verkürzte 7-Elemente LPDA-Drahtantenne

Um die verkürzte LPDA-Antenne hinsichtlich des Frequenzverhaltens zu untersuchen, wurde ein Frequenz-Sweep (*Frequency sweep*) durchgeführt. Es wurde das Stehwellenverhältnis, der Reflexionsfaktor, der Antennengewinn, das VRV, das VSV und die Impedanz der verkürzten LPDA-Antenne untersucht. Die Einstellungen des Frequenz-Sweeps wurden aus dem Kapitel 4.1.2 übernommen. Die kombiniert verkürzte LPDA-Antenne weist bei der Mittenfrequenz eine Effizienz von 99,23 % auf (Abbildung 63).

Filename	8 DBI LPDA VERKÜRZT.oc	Frequency	122.5	Mhz
		Wavelength	2.447	mtr
Voltage	75.4 + j 0 V	Current	1.33 - j 0.22 A	
Impedance	55.3 + j 9.08	Series comp.	143.1	pF
Parallel form	56.8 // j 346	Parallel comp.	3.755	pF
S.W.R. 50	1.22	Input power	100	W
Efficiency	99.23	Structure loss	766.5	mW
Radiat-eff.		Network loss	6.e-8	uW
RDF [dB]		Radiat-power	99.23	W

Abbildung 63: Übersicht der Simulationsergebnisse bei 122,5 MHz

Die horizontale Richtcharakteristik der kombiniert-verkürzten LPDA-Drahtantenne bei Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz ist in der Abbildung 64 abgebildet.

Die Hauptstrahlrichtungen in der Abbildung 64 stimmen mit der Antennenausrichtung aus der Abbildung 62 überein.

Der Öffnungswinkel liegt über den gesamten Frequenzbereich bei ca. 70 °.

Der Antennengewinn in Hauptstrahlrichtung 180° ändert sich fortlaufend im untersuchten Frequenzbereich. Bei der Star-Frequenz (108 MHz) beträgt der Antennengewinn 5,22 dBi. Dieser steigt bis zur Mittenfrequenz (122,5 MHz) auf 6,95 dBi und sinkt in Richtung Stopp-Frequenz (137 MHz) auf 6,26 dBi.

Es ist zu erkennen, dass sich die Ausprägung der Rückkeule im untersuchten Frequenzbereich deutlich verändert. Im Bereich der Mittenfrequenz ist die Rückkeule am geringsten ausgeprägt. In Richtung Stopp-Frequenz (137 MHz) nimmt die Ausprägung der Rückkeule wieder zu. Bei der Start-Frequenz ist die Rückkeule am maximalsten, deshalb ist die Richtwirkung in Richtung 180 ° dort am geringsten.

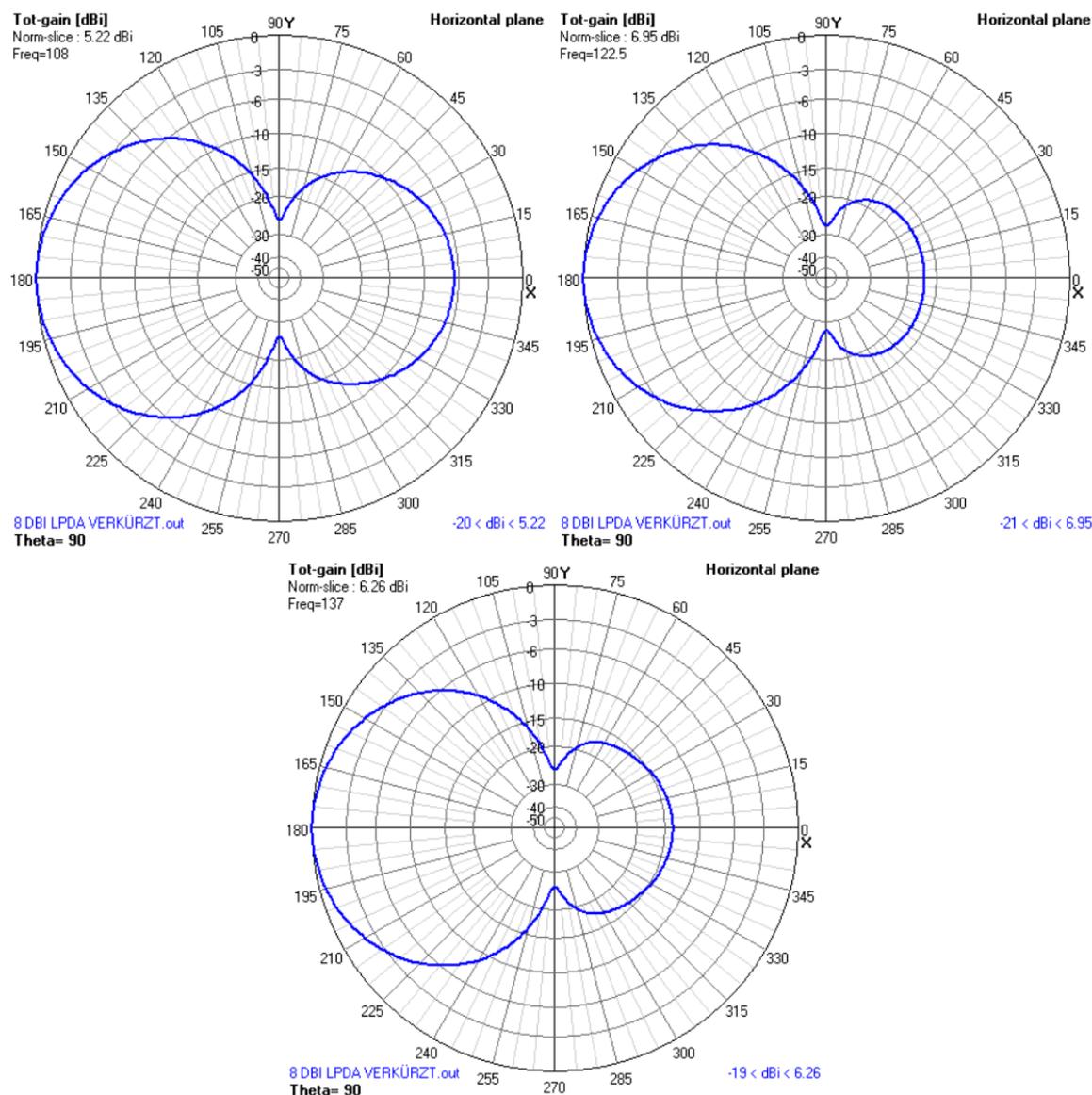


Abbildung 64: horizontale Richtcharakteristik-kombiniert verkürzte LPDA-Drahtantenne

Die Abbildung 65 verdeutlicht die Stromverteilung auf den Strahlern der kombiniert verkürzten LPDA bei Mittenfrequenz. Es ist zu erkennen, dass die Verlängerungsspulen aufgrund der geringen Verkürzung um 15 % die Stromverteilung nur sehr geringfügig beeinflussen.

Über das Abkanten der Strahler-Enden wurden Dachkapazitäten eingefügt. In den entstandenen Abkantungen bildet sich die Stromverteilung weiter aus.

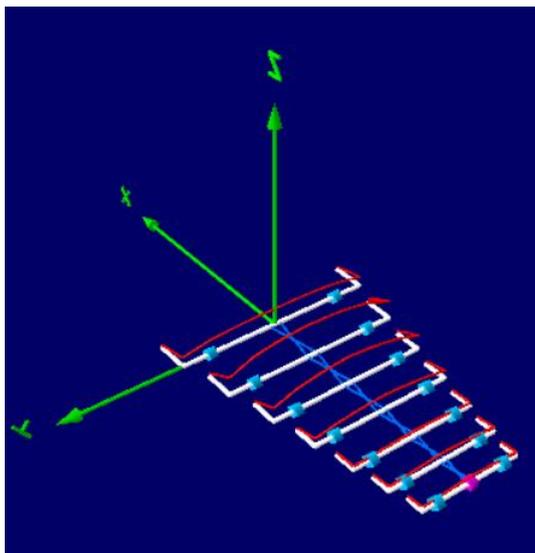


Abbildung 65: Stromverteilung-kombiniert verkürzte LPDA-Drahtantenne (Mittenfrequenz 122,5 MHz)

Die Simulationsergebnisse des SWR's und des Reflexionsfaktors sind in der Abbildung 66 im Diagramm dargestellt.

Das SWR erreicht das Maximum im Bereich der Start-Frequenz. Dort beträgt es ca. 1,79. Bei den Frequenzen 113,5 MHz und 119,5 MHz erreicht das SWR das Minimum mit ca. 1,03. Die genannten Minima sind in der logarithmischen Darstellung des Reflexionsfaktors im Diagramm unterhalb des SWR's deutlicher dargestellt.

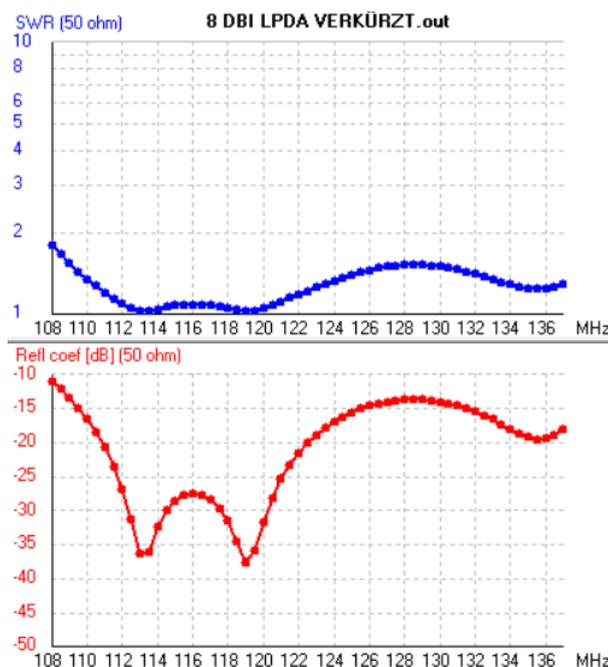


Abbildung 66: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-kombiniert verkürzte LPDA

Die Abbildung 67 stellt die Simulationsergebnisse des Antennengewinns und des VRV's/VSV's im Diagramm dar.

Der Antennengewinn schwankt über den eingestellten Frequenzbereich zwischen den Minimalwert 5,22 dBi und dem Maximalwert 7,02 dBi. Der Minimalwert wird bei der Start-Frequenz von 108 MHz erreicht und der Maximalwert bei der Frequenz von 125 MHz.

Das VRV der kombiniert verkürzten LPDA ist ebenfalls im Bereich der Start-Frequenz minimal. Es beträgt dort etwa nur 6,41 dB. Bei der Frequenz 122 MHz ist das VRV maximal und es beträgt 16,94 dB. Zur Stopp-Frequenz nimmt das VRV ab auf ca. 13,65 dB. Das Verhalten des VRV's spiegelt das Verhalten der horizontalen Richtcharakteristik aus der Abbildung 64 wider.

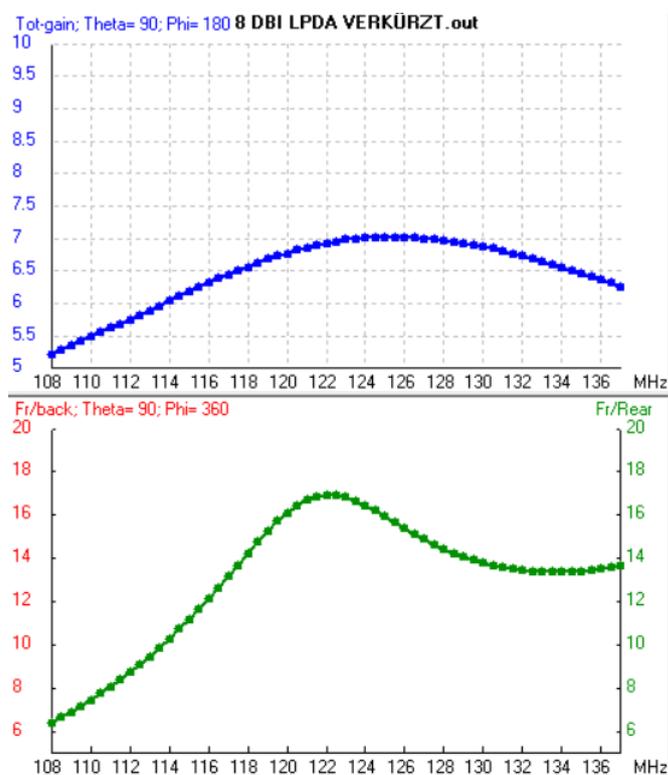


Abbildung 67: Antennengewinn und VRV/VSV-kombiniert verkürzte LPDA

Der Verlauf der Impedanz im untersuchten Frequenzbereich der kombiniert verkürzten LPDA ist in der Abbildung 68 dargestellt. Im oberen Diagramm ist die Impedanz nach Real- und Imaginärteil und im unteren Diagramm nach Betrag und Phase dargestellt.

Der Realteil ist zur Start-Frequenz am minimalsten und beträgt dort ca. 32,88 Ω . Am maximalsten ist der Realteil bei der Frequenz von 128 MHz und beträgt dort

ca. $75,8 \Omega$. Im Frequenzbereich 113 MHz und 122,5 MHz beträgt der Realteil mit geringen Abweichungen annähernd 50Ω .

Der Imaginärteil verhält sich in den Frequenzbereichen 108 MHz-111,8 MHz, 114,7 MHz-119,1 MHz und 127,8 MHz-136,8 MHz kapazitiv ($X < 0 \Omega$) und in den Frequenzbereichen 111,8 MHz-114,7 MHz und 119,1 MHz-127,8 MHz induktiv ($X > 0 \Omega$). Das Minimum des Realteils liegt bei der Start-Frequenz 108 MHz und beträgt $-16,88 \Omega$. Das Maximum befindet sich bei der Frequenz von 124,5 MHz und beträgt $11,28 \Omega$.

Im untersuchten Frequenzbereich wird fortlaufend der Resonanzpunkt ($X=0 \Omega$, Phase= 0°) erreicht. Dies geschieht in etwa bei den Frequenzen 111,8 MHz, 114,7 MHz, 119,1 MHz, 127,8 MHz und 136,8 MHz.

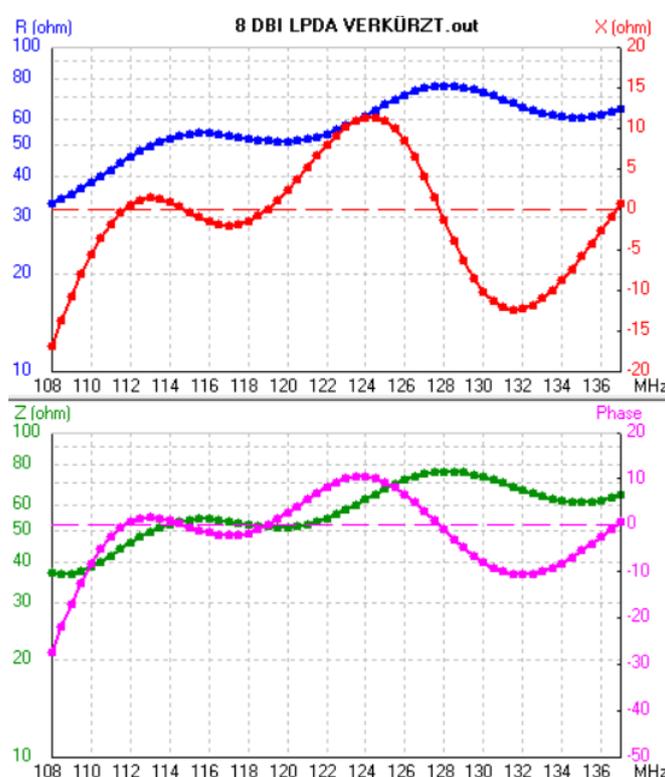


Abbildung 68: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase-kombiniert verkürzte LPDA

5.3.3 Fazit zur kombinierten Verkürzung der LPDA-Antenne

Die 4NEC2-Simulationsergebnisse belegen, dass eine Verkürzung der LPDA-Drahtantenne über die Kombination der Verkürzungsmaßnahmen aus den Kapiteln 5.1 und 5.2 sehr gut möglich ist. Die jeweiligen Vorteile der Verkürzungsmaßnahmen wurden durch die Kombination vereint und die Nachteile dadurch minimiert. Die Simulation zeigt, dass es grundsätzlich möglich ist die LPDA-Antenne über die Kombination beider Verkürzungsmaßnahmen um 36,25 % zu verkürzen.

Zu beobachten ist jedoch, dass die Antennenparameter über den gesamten Frequenzbereich durch die Verkürzungsmaßnahmen beeinflusst wurden. Am deutlichsten wurden das VRV und die Impedanz der LPDA-Antenne negativ beeinflusst. Das VRV liegt im Minimum bei 6,41 dB und im Maximum bei 16,94 dB. Mit diesem Ergebnis erfüllt die LPDA-Drahtantenne die Vorgabe für den Messdroheneinsatz.

Der Realteil der Impedanz schwankt zwischen 32,88 Ω und 75,81 Ω . Der Imaginärteil der Impedanz zwischen -16,88 Ω und 11,28 Ω . Es ist trotz dieser Schwankung möglich, eine effiziente Anpassung an ein 50 Ω -System zu ermöglichen. Dies bestätigt das SWR, welches im gesamten Frequenzbereich unterhalb SWR<2 verläuft. Der Antennengewinn wurde durch die Kombination beider Verkürzungsmaßnahmen nur geringfügig beeinflusst. Das Maximum beträgt 7,02 dBi und das Minimum 5,22 dBi. Damit liegt der Antennengewinn im brauchbaren Bereich.

In den horizontalen Richtcharakteristiken konnte über den gesamten Frequenzbereich ein Öffnungswinkel von ca. 70 ° festgestellt werden. Im Bereich des Öffnungswinkels wird die Hälfte der Leistung abgestrahlt. Der ermittelte Winkel von ca. 70° liegt im typischen Bereich für LPDA-Antennen. Die Effizienz der kombinierten verkürzten LPDA-Antenne liegt bei der Mittenfrequenz bei ca. 99,23 %.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass trotz einer noch größeren Verkürzung durch die Kombination beider Verkürzungsmaßnahmen die Vorgaben der Analyse der Antennenanforderung aus dem Kapitel 3 eingehalten werden. Dementsprechend ist die entworfene LPDA-Drahtantenne tauglich für den Messdroheneinsatz.

6. Praktische Realisierung und Vermessung

Die praktische Realisierung der LPDA-Antennen erfolgte in Anlehnung an die Dokumentation von Günter Lindemann (DL9HCG) [30]. Besonders die Realisierung der gekreuzten Speiseleitung über Aluminium Vierkantrohre und die dafür vorgegebenen Tipps wurden in dieser Arbeit berücksichtigt. In diesem Kapitel wird die Realisierung und Vermessung der Standard-LPDA-Antenne (zweiter LPDA-Antennenentwurf) aus dem Kapitel 4.2 und der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten aus dem Kapitel 5.1 dargestellt.

6.1 Realisierung des zweiten LPDA-Antennenentwurfs

In diesem Kapitel soll die Entwicklung und Berechnung des zweiten LPDA-Antennenentwurfs mittels Prototyp überprüft werden. Dabei wird die Realisierung des Prototyps dokumentiert und praktische Messungen zur Überprüfung der Antennenparameter werden durchgeführt.

6.1.1 Praktische Realisierung des Prototyps

Der Prototyp des zweiten LPDA-Antennenentwurfs wurde aus Aluminium-Vierkant-Rohre und Aluminium Vollmaterial-Rundprofilen gefertigt. In der Abbildung 69 ist der Prototyp in der Draufsicht dargestellt.



Abbildung 69: Draufsicht-Prototyp zweiter LPDA-Antennenentwurf

Die Strahler-Elemente wurden mit Außengewinde und die Vierkantrohre mit Bohrungen und Innengewinde versehen, so dass ein flexibler Wechsel der Strahler problemlos möglich ist. Die Strahler-Elemente können dadurch flexibel in der Länge verstellt werden. Mit Hilfe von Kontermuttern wurden die Strahler in ihrer Position fixiert.

Die gekreuzte Speiseleitung wurde durch das Anordnen von zwei gegenüberliegenden Vierkantrohren realisiert. Die Strahler Anordnung wechselt zwischen den zwei Vierkantrohren. In dieser Ausführung wiegt die LPDA-Antenne ohne Koaxialleitung insgesamt 1,6 kg.

Die Impedanz der LPDA-Antenne kann über das Verstellen der Abstände der Vierkantrohre eingestellt werden. Dafür sind am vorderen und am hinteren Teil der Antenne Flachprofile aus Holz und Aluminium mit Langlöchern angeordnet (Abbildung 70).



Abbildung 70: Flachprofile mit Langlöchern (links-vorne, rechts-hinten)

Um die Abstände der Boom-Elemente einzustellen, wurde die Koaxialleitung (RG213) in der Länge (l) auf ein Vielfaches (N) von $\lambda/2$ unter Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors ($v = 0,66$) gekürzt. Eine $\lambda/2$ -Leitung transformiert die Impedanz der Antenne 1:1 zum Eintor-Netzwerkanalysator. Als Referenzfrequenz wurde die Mittenfrequenz (f_{Mitte}) gewählt. Für die Länge der Koaxialleitung ergab sich die Gleichung (141).

$$l = \frac{c}{2 \cdot f_{Mitte}} \cdot v \cdot N = \frac{c}{122,5 \text{ MHz}} \cdot 0,66 \cdot 6 = 4,84 \text{ m} \quad (141)$$

Die Abstände der Boom-Vierkantrohre wurden experimentell an 50Ω angepasst. Dazu wurde der Eintor-Vektornetzwerkanalysator des R&S FPC1500 verwendet. Das nachfolgenden Smith- und SWR-Diagramm ist mit einem Boom-Vierkantrohr-Abstand vorne 11 mm und hinten am Kurzschlusspunkt 47 mm aufgenommen worden. Dort stellten sich die besten Eigenschaften ein.

Der Abstand der Boom-Vierkantrohre nimmt nach vorne in Richtung der kürzeren Strahler immer weiter ab, da der Schlankheitsgrad dort immer geringer wird. Dies hat zur Folge, dass sich die Fußpunktimpedanz der Dipole entlang der Boom-Vierkantrohre ändert. Aus diesem Grund entstehen verschiedene Abstände der Boom-Vierkantrohre.

In der Abbildung 71 ist das Messergebnis der Impedanz im Frequenzbereich 108 MHz-137 MHz im Smith-Diagramm dargestellt.

Im Bereich der Start-Frequenz liegt der Blindanteil im kapazitiven Bereich ($X < 0 \Omega$) und der Realteil liegt bei ca. 45Ω . Anschließend sinkt der Realteil auf ca. 35Ω ab und der Blindanteil erreicht 0Ω und es liegt Resonanz vor.

Zur Mittenfrequenz verschiebt sich der Blindanteil in den induktiven Bereich ($X > 0 \Omega$). Dort liegt der Realteil im Bereich von 50Ω .

Zwischen der Mitten- und Stopp-Frequenz steigt der Realteil zwischenzeitlich auf ca. 80Ω . An diesem Punkt beträgt der Blindanteil 0Ω und es liegt Resonanz vor. Zur Stopp-Frequenz fällt der Blindanteil wieder in den kapazitiven Bereich und der Realteil verringert sich, bis schlussendlich 26Ω erreicht werden.

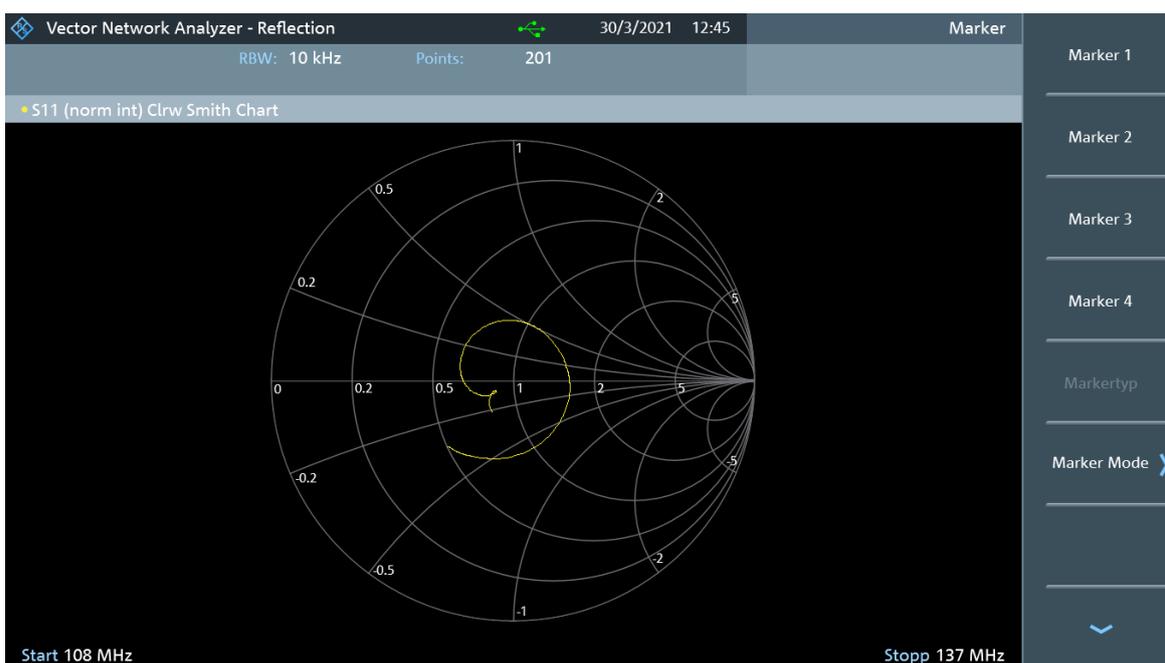


Abbildung 71: LPDA-Impedanz dargestellt im Smith-Diagramm

Das SWR verläuft über den gesamten Frequenzbereich unterhalb von 1,7. Zu Beginn des Frequenzbereiches ist das SWR am minimalsten und beträgt ca. 1,28. Im Bereich der Mittenfrequenz steigt das SWR auf ca. 1,6 an und verläuft bis zur Stopp-Frequenz zwischen 1,4 und 1,6.

Bei einem maximalen SWR von 1,6 wird nur ca. 5,5 % der Leistung reflektiert und im minimalsten Fall bei einem SWR von 1,2 nur 0,8 %.

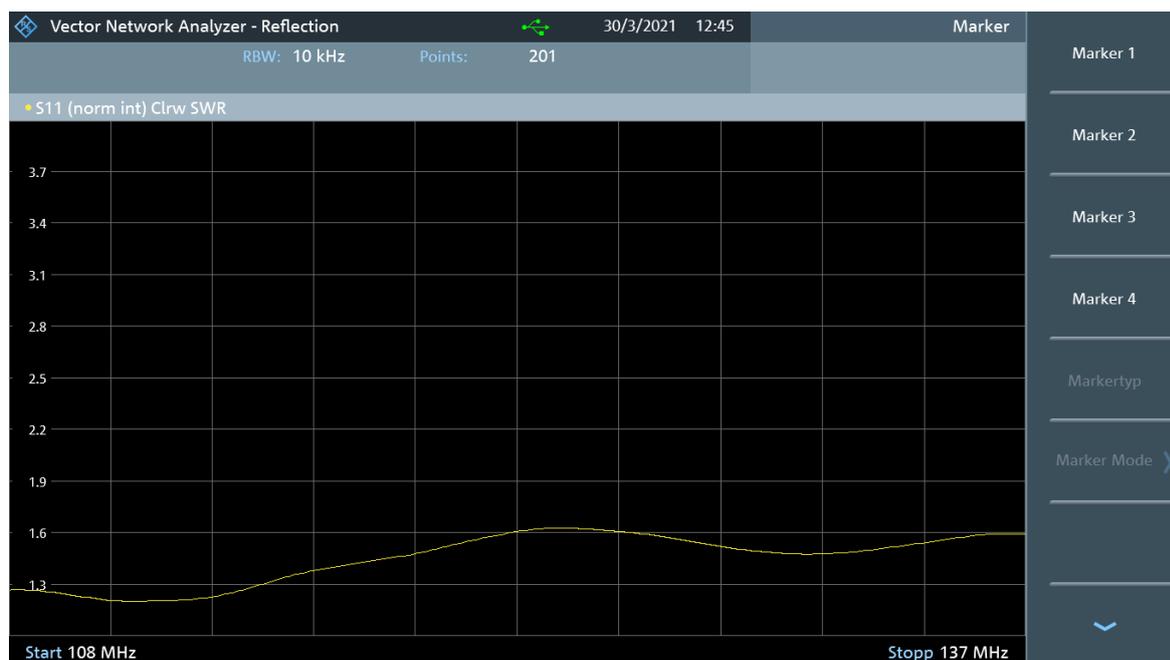


Abbildung 72: zweiter LPDA-Antennenentwurf-SWR

Im Anhang sind die verwendeten Materialien zur Konstruktion der LPDA-Antenne in der Tabelle 17 aufgeführt.

6.1.2 Messaufbau

Um die realisierte LPDA-Antenne mit den Simulationsergebnissen aus dem Kapitel 4.2.2 vergleichen zu können, wurde die Antenne beim Prüf- und Messdienst der Bundesnetzagentur in Dortmund vermessen. Anhand der Messergebnisse ist eine abschließende Bewertung der entworfenen Antenne möglich. In der Tabelle 6 sind die verwendeten Geräte und Antennen, die bei der Vermessung zum Einsatz kamen, aufgeführt.

Tabelle 6: Verwendete Geräte und Antennen

<u>Verwendete Geräte und Antennen</u>	<u>Hersteller/Typ/Bezeichnung</u>
Signalgenerator	Rohde und Schwarz SMT 06
Spektrumanalysator	Rohde und Schwarz FPC1500
Eintor-Vektornetzwerkanalysator	Rohde und Schwarz FPC1500
Halbwellendipol	Schwarzbeck VHA 9103 30-300 MHz
LPDA-Antenne 108-137 MHz	Eigenbau (Prototyp)
10 dB Dämpfungsglied	Schwarzbeck

Die zu vermessende Antenne wurde am ausfahrbaren Teleskopmast des Funkmesswagens montiert und von einem Halbwellendipol mit einem vorher definierten Abstand von 3 m bestrahlt. Die Abbildung 73 zeigt die Anordnung des Halbwellendipols am Stativ und der LPDA-Antenne am Funkmesswagen.

Der Abstand von ca. 3 m zwischen den Antennen wurde in den jeweiligen Frequenzbereichen angepasst, da sich der neutrale Strahler der LPDA mit zunehmender Frequenz in Richtung des längsten Strahlers verschiebt.



Abbildung 73: Halbwellendipol als Sendeantenne befestigt am Stativ (links) und LPDA-Antenne befestigt am Teleskopmast des Funkmesswagens als Empfangsantenne (rechts)

Der Halbwellendipol sowie die LPDA-Antenne wurden zur Vermessung in eine Höhe von ca. 4m ausgerichtet. Eine Beeinträchtigung der Messwerte durch das Dach des Funkmesswagens und des Bodens sollte damit minimiert werden. Der gesamte Messaufbau ist in der Abbildung 74 als Blockschaltbild dargestellt.

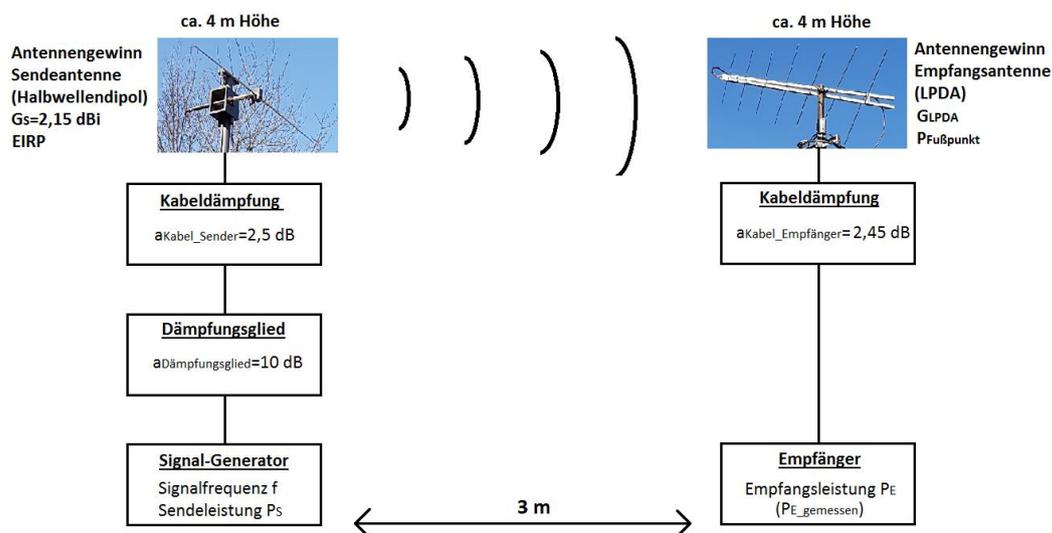


Abbildung 74: Blockschaltbild des Messaufbaus

Zu Beginn jeder Messung wurde der Halbwellendipol, der als Sendeantenne galt, über die einstellbaren Dipolararme auf die Resonanzwellenlänge (108 MHz/1,38 m, 122,5 MHz/1,22 m, 137 MHz/ 1,09 m) eingestellt. Für die Signalerzeugung wurde ein Signal-Generator (R&S SMT06) verwendet. Dort war es möglich gewesen die benötigten Frequenzen, sowie die verschiedene Pegelwerte einzustellen und das Signal über eine Koaxialleitung auf den Halbwellendipol zu übertragen.

Bei einem Halbwellendipol beträgt der Strahlungswiderstand bei Resonanz 73Ω . Eine direkte Kopplung an ein 50Ω System würde zu Reflexionen und somit zu Leistungsverlusten führen. Damit der Halbwellendipol an ein 50Ω System mit möglichst geringen Verlusten angeschlossen werden kann, ist es notwendig ein Symmetrie-Übertrager dem Halbwellendipol vorzuschalten. Der Symmetrie-Übertrager wirkt ähnlich wie ein 10 dB Dämpfungsglied, welches die Impedanz des Halbwellendipols (73Ω) aus Sicht des Senders auf 50Ω transformiert.

Bei den Messungen sind die Dämpfungswerte der Koaxialleitungen zu berücksichtigen. In der Tabelle 7 sind die Dämpfungswerte der Koaxialleitungen aufgeführt. Über den Frequenzbereich von 108-137 MHz ändern sich die Dämpfungswerte nur sehr geringfügig, so dass diese Veränderung für die weiteren Berechnungen vernachlässigbar ist.

Tabelle 7: Übersicht Kabeldämpfungen

<u>Bezeichnung</u>	<u>Dämpfung in dB</u>
Koaxialleitung Senderseite (Koaxialleitung zwischen Signal-Generator und Dämpfungsglied/Halbwellendipol) (a_{Kabel_Sender})	2,5
Koaxialleitung Empfängerseite (Koaxialleitung Messwagen, Zuleitung Antenne) $(a_{Kabel_Empfänger})$	2,45

6.1.3 Messung des Antennengewinns

Für jede Frequenz (Start-, Mitten-, Stopp-Frequenz) wurde der Antennengewinn der LPDA-Antenne bestimmt. Am Signal-Generator wurden die jeweilige Frequenz und der jeweilige Signalpegel eingestellt. Im Funkmesswagen wurde der R&S FPC1500 Spektrumanalysator für die Vermessung der Empfangssignale verwendet. Die LPDA-Antenne wurde in der 0 ° Richtung frontal auf den Halbwellendipol ausgerichtet, so dass theoretisch die maximale Signalleistung empfangen werden konnte. Bei den jeweiligen Frequenzen wurden die in der Tabelle 8 aufgeführten Signalpegel gesendet und empfangen.

Tabelle 8: Sende- und Empfangspegel in Abhängigkeit der Frequenz

<u>Frequenz in MHz</u>	<u>Signalart</u>	<u>Spannungspegel in dBμV</u>	<u>Leistungspegel in dBm</u>
108	Sendesignal	110	3,01
	Empfangssignal	82,09	-24,9
122,5	Sendesignal	110	3,01
	Empfangssignal	81,16	-25,83
137	Sendesignal	110	3,01
	Empfangssignal	80,05	-26,94

Um den Antennengewinn zu ermitteln, muss der theoretische Empfangspegel am Eingang des Empfängers/Spektrumanalysators berechnet werden und mit dem tatsächlich gemessenen Empfangspegel verglichen werden. Die äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIRP) des Halbwellendipols, kann über die Gleichung

(142) bestimmt werden. Hier in diesem Abschnitt wird die Berechnung des Gewinns bei der Frequenz von 108 MHz exemplarisch durchgeführt.

$$EIRP = \frac{P_s}{dBm} - \frac{a_{D\u00e4mpfungsglied}}{dB} - \frac{a_{Kabel_Sender}}{dB} + \frac{G_s}{dBi} \quad (142)$$

$$EIRP = 3,01 \text{ dBm} - 10 \text{ dB} - 2,5 \text{ dB} + 2,15 \text{ dBi} = -7,34 \text{ dBm} \quad (143)$$

Die Freiraumd\u00e4mpfung (a_0) der \u00dcbertragungsstrecke (d) zwischen dem Halbwelldipol und der LPDA-Antenne kann \u00fcber die Gleichung (144) bestimmt werden [31]. Hierbei ist die Sendefrequenz (f) zu ber\u00fccksichtigen.

$$a_0 = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot d}{c \cdot f}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot 3 \text{ m}}{108 \text{ MHz}}\right) = 22,66 \text{ dB} \quad (144)$$

mit

a_0 : Freiraumd\u00e4mpfung in dB

d : Abstand in m

f : Signalfrequenz in Hz

c : Lichtgeschwindigkeit in m/s

Auf der Empfangsseite wird die LPDA-Antenne in der Theorie als 0 dBi Antenne betrachtet, um auf den Gewinn im Anschluss schließen zu k\u00f6nnen.

Der Empfangspegel am Fu\u00dfpunkt der LPDA-Antenne ($P_{Fu\u00dfpunkt}$) nach der Ber\u00fccksichtigung der Freiraumd\u00e4mpfung wird in der Gleichung (145) berechnet.

$$P_{Fu\u00dfpunkt} = EIRP - a_0 = -7,34 \text{ dBm} - 22,66 \text{ dB} = -30 \text{ dBm} \quad (145)$$

Im Empfangsstrang tr\u00e4gt die Kabeld\u00e4mpfung der Koaxialleitung ($a_{Kabel_Empf\u00e4nger}$) zwischen Antenne und Empf\u00e4nger/Spektrumanalysator zur Abschw\u00e4chung des Empfangssignals bei. Die Kabeld\u00e4mpfung wird in der Gleichung (146) ber\u00fccksichtigt.

$$P_{E_Theorie} = P_{Fu\u00dfpunkt} - a_{Kabel_Empf\u00e4nger} \quad (146)$$

$$P_{E_Theorie} = -30 \text{ dBm} - 2,45 \text{ dB} = -32,45 \text{ dBm} \quad (147)$$

Die Differenz aus der gemessenen Empfangsleistung ($P_{E_gemessen}$) und der theoretischen Empfangsleistung ($P_{E_Theorie}$) entspricht dem Antennengewinn der LPDA-Antenne (G_{LPDA}) in dBi (Gleichung (148)).

$$G_{LPDA} = P_{E_gemessen} - P_{E_Theorie} = -24,9 \text{ dBm} + 32,45 \text{ dBm} = 7,55 \text{ dBi} \quad (148)$$

Die restlichen Werte des Antennengewinns bei Mitten- und Stopp-Frequenz können aus der Tabelle 9 entnommen werden.

Tabelle 9: Antennengewinn bei Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz

<u>Frequenz in MHz</u>	<u>Antennengewinn in dBi</u>
108	7,55
122,5	7,71
137	7,57

6.1.4 Aufnahme der Richtcharakteristik

Für die Ermittlung der Richtcharakteristik der LPDA-Antenne, wurde ebenfalls der Messaufbau aus der Abbildung 74 verwendet. Die Antenne wurde durchgängig mit dem Halbwellendipol mit einer Leistung von 3,01 dBm (110 dB μ V) bestrahlt. Die LPDA-Antenne konnte mit dem Teleskopmast des Funkmesswagens stufenlos gedreht werden. In 15 Grad Schritten wurde die LPDA-Antenne gedreht und die empfangene Leistung gemessen. Dieses Vorgehen wurde bei 108 MHz, 122,5 MHz und 137 MHz wiederholt. Aus den aufgenommenen Werten bei den verschiedenen Frequenzen konnte jeweils eine Richtcharakteristik erstellt werden (aufgenommene Werte als Tabellen im Anhang).

Bei 0 ° ist die Antennenspitze der LPDA direkt auf den Halbwellendipol gerichtet. Von dort aus startete die Aufnahme der Richtcharakteristik. Die Abbildung 75, Abbildung 76 und Abbildung 77 zeigen die Richtcharakteristiken der LPDA-Antenne bei Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz.

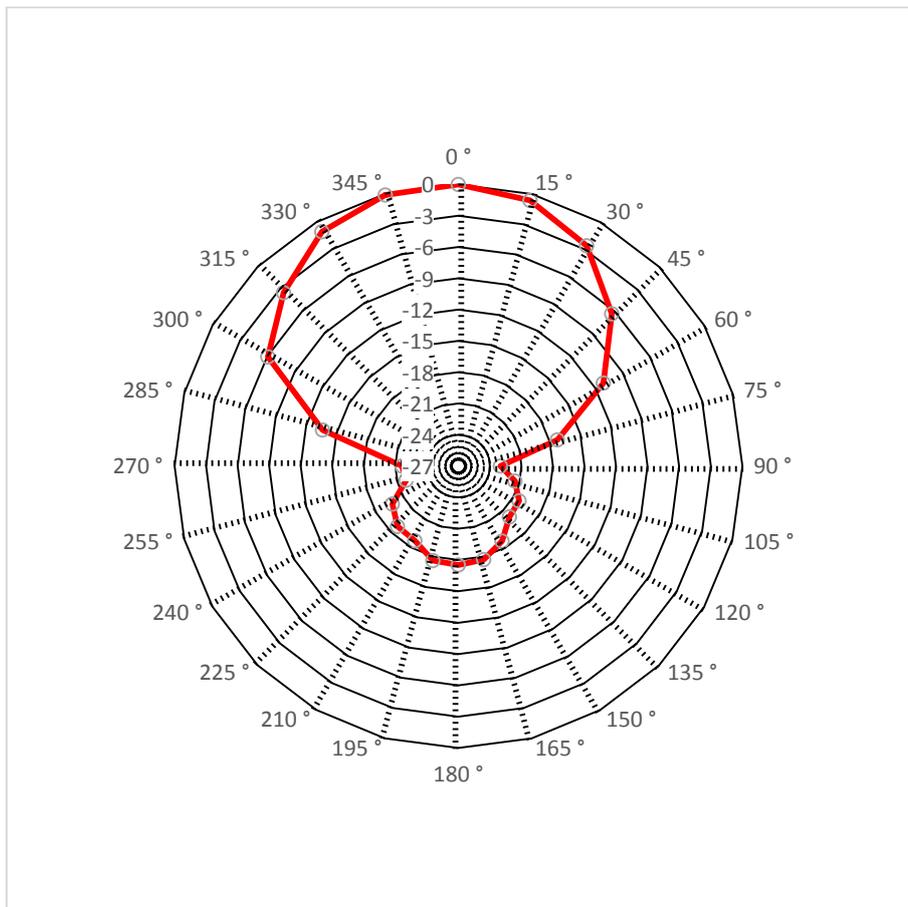


Abbildung 75: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne bei 108 MHz

Bei der Start-Frequenz (108 MHz) beträgt der Öffnungswinkel ca. 75°. Es ist eine eindeutige Hauptstrahlrichtung bei 0° zu erkennen. Das VRV bei 180° beträgt ca. 18 dB. Es bildet sich eine schmale Rückkeule entgegengesetzt der Hauptstrahlrichtung.

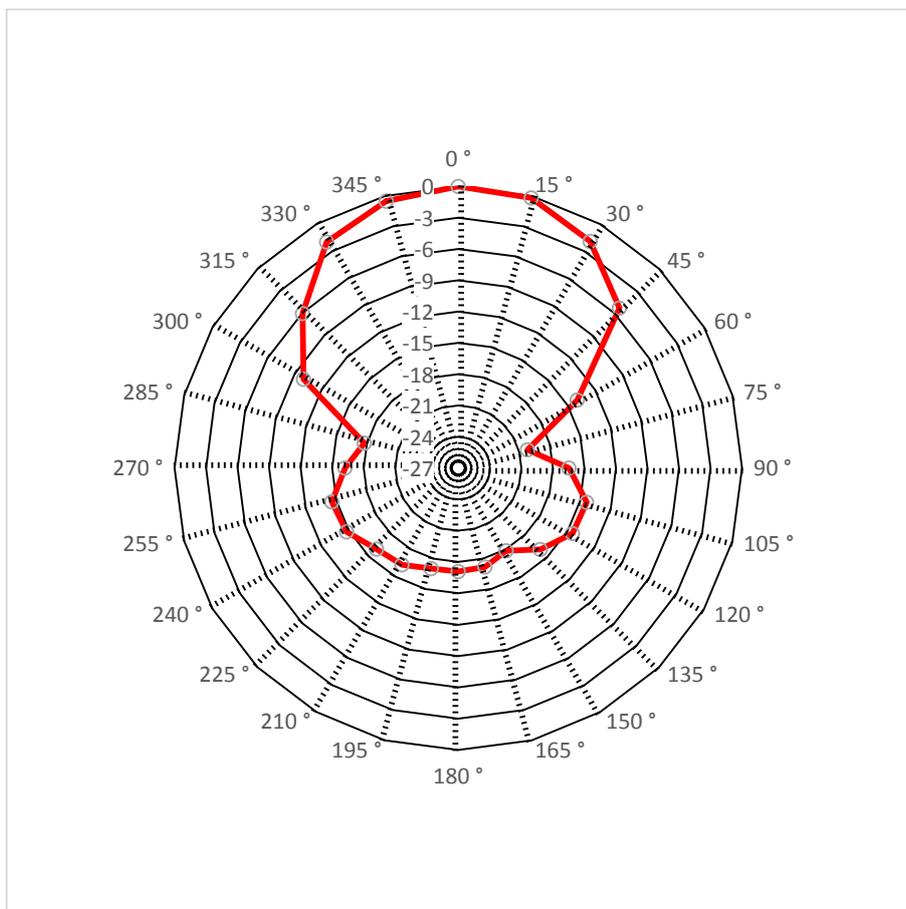


Abbildung 76: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne bei 122,5 MHz

Der Öffnungswinkel bei der Frequenz 122,5 MHz beträgt ca. 70°. Das VRV liegt bei ca. 17 dB. Auch bei 122,5 MHz ist eine eindeutige Hauptstrahlrichtung bei 0° zu erkennen. Die Rückkeule ist in der Breite etwas ausgeprägter als in der Richtcharakteristik bei der Frequenz von 108 MHz.

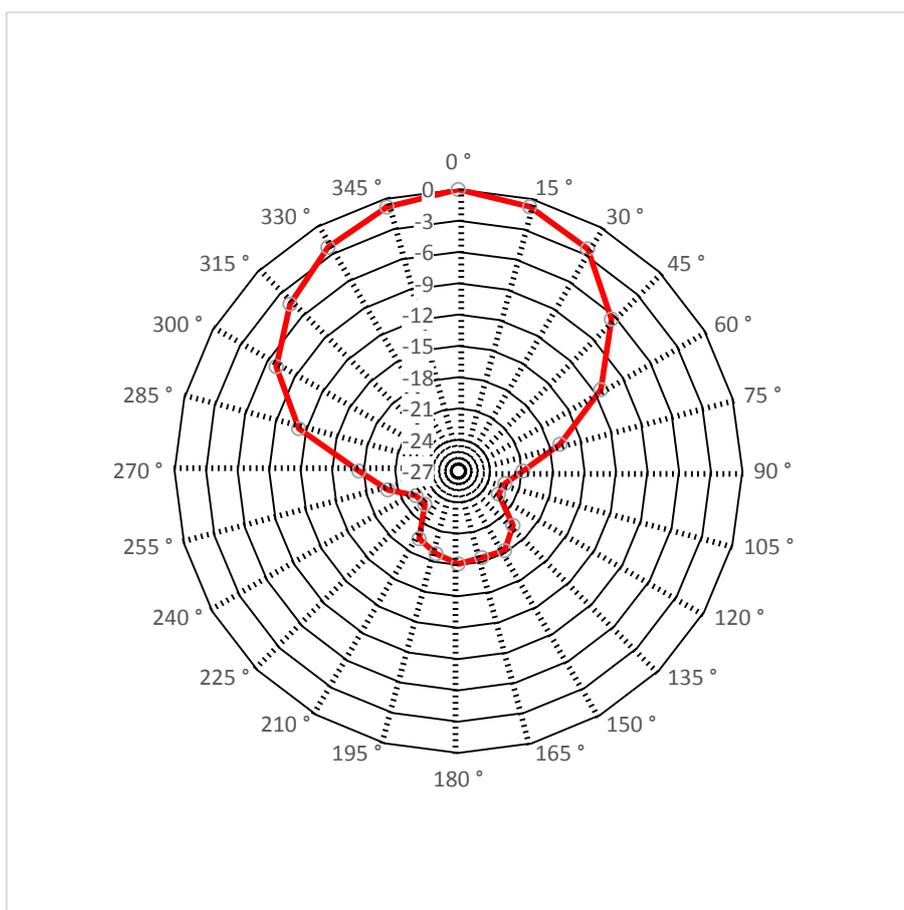


Abbildung 77: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne bei 137 MHz

Bei der Stopp-Frequenz (137 MHz) ist die Rückkeule deutlich schmaler und das VRV beträgt ca. 18 dB. Es ist ebenfalls eine eindeutige Hauptstrahlrichtung bei 0° zu erkennen. Der Öffnungswinkel beträgt ca. 67° und ist im Vergleich zu den anderen Frequenzbereichen etwas geringer.

6.2 Realisierung der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten

In diesem Kapitel soll die Entwicklung und Berechnung der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten mittels Prototyp überprüft werden. Dabei wird die Realisierung des Prototyps dokumentiert und praktische Messungen zur Überprüfung der Antennenparameter werden durchgeführt.

6.2.1 Praktische Realisierung des Prototyps

Der Prototyp der LPDA mit Dachkapazitäten wurde ebenfalls aus Aluminium-Vollmaterial Rundprofile gefertigt. Bei diesem Prototyp war es besonders wichtig Vollmaterial zu verwenden, um eine 90°-Biegung am Ende der Strahler mit möglichst geringen Aufwand umzusetzen. Das Gesamtgewicht von 1,6 kg ist somit identisch

mit der LPDA-Antenne aus dem Kapitel 6.1. In der Abbildung 78 ist der Prototyp der LPDA mit Dachkapazitäten in der Draufsicht zu sehen.



Abbildung 78: Draufsicht-Prototyp LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten

Die Boom-Vierkantrohre und die Koaxialleitung wurden von der vorherigen LPDA-Variante übernommen. Das Einstellen der Fußpunktimpedanz erfolgt daher wie im Kapitel 6.1.1 beschrieben. Für den vorderen Boom-Abstand stellte sich 10 mm und für den hinteren Boom Abstand 43 mm ein. Bei den Abständen wurden das Smith- und das SWR-Diagramm aufgenommen.

Dadurch, dass im Vierkant-Boom Gewindebohrungen vorhanden waren, konnten die Strahler-Elemente durch das Lösen der Kontermuttern und das Herausschrauben flexibel gewechselt werden. Das Gesamtgewicht (ohne Koaxialleitung) von 1,6 kg ist somit identisch mit der LPDA-Antenne aus dem Kapitel 6.1.

In der Abbildung 79 ist das Messergebnis der Impedanz im Frequenzbereich 108 MHz-137 MHz im Smith-Diagramm dargestellt.

Im Bereich der Start-Frequenz liegt der Blindanteil leicht im kapazitiven Bereich ($X < 0 \Omega$) und der Realteil liegt bei ca. 50Ω . Anschließend fällt der Realteil auf ca. 30Ω und der der Blindanteil erreicht $j0 \Omega$ und an diesem Punkt liegt Resonanz vor.

Zur Mittenfrequenz verschiebt sich der Blindanteil in den induktiven Bereich ($X > 0 \Omega$). Dort liegt der Realteil ungefähr im Bereich von 60Ω .

Zwischen der Mitten- und Stopp-Frequenz steigt der Realteil zwischenzeitlich auf ca. 90Ω . An diesem Punkt beträgt der Blindanteil 0Ω und es liegt Resonanz vor. Zur Stopp-Frequenz fällt der Blindanteil wieder in den kapazitiven Bereich ($-j25 \Omega$ bis $-j34 \Omega$) und der Realteil verringert sich, bis schlussendlich 28Ω erreicht werden.

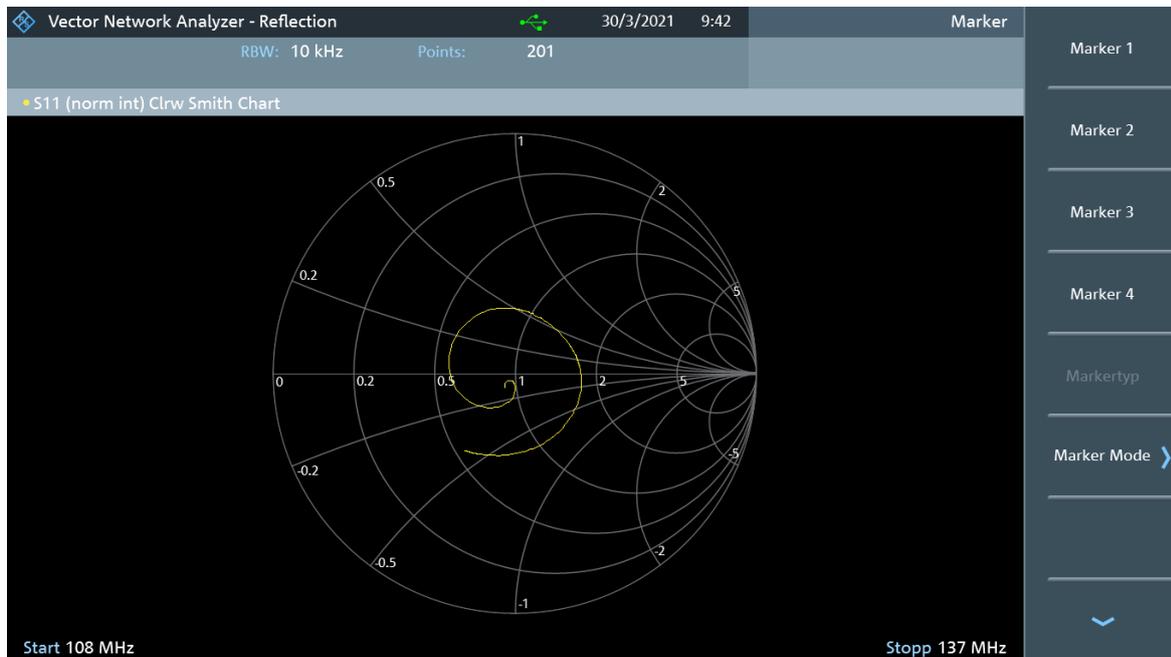


Abbildung 79: LPDA mit Dachkapazitäten-Impedanz dargestellt im Smith-Diagramm

Die Abbildung 80 stellt die Messergebnisse des SWR der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten im Frequenzbereich von 108 MHz-137 MHz dar. Innerhalb des gesamten Frequenzbereichs verläuft das SWR unterhalb von 1,8. Im Bereich der Start-Frequenz ist das SWR am geringsten. Dort beträgt es ca. 1,15. Bei der Mittenfrequenz von 122,5 MHz steigt das SWR etwas an auf ca. 1,5. Zwischen der Mitten- und Stopp-Frequenz verläuft das SWR ca. zwischen 1,5 und 1,8. Bei einem maximalen SWR von 1,8 wird nur ca. 8,2 % der Leistung reflektiert und im minimalsten Fall bei einem SWR von 1,15 nur 0,5 %.

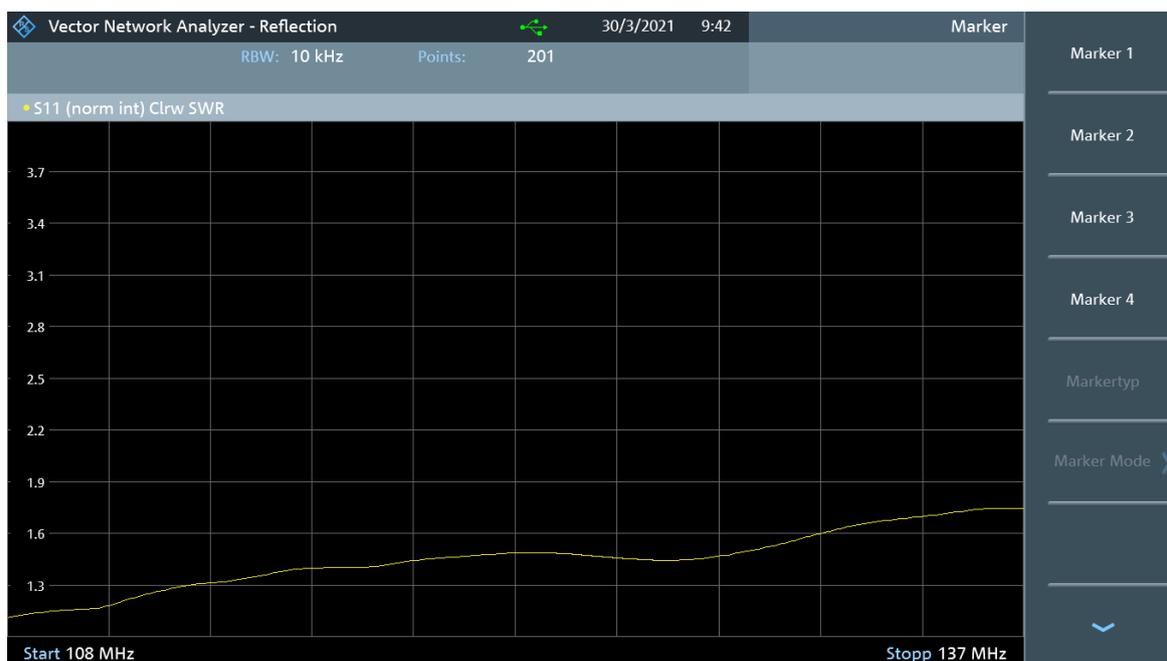


Abbildung 80: LPDA mit Dachkapazitäten-SWR

6.2.2 Messaufbau

Für die Vermessung der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten wurde der gleiche Messaufbau mit den gleichen Messgeräten und Antennen wie im Kapitel 6.1.2 verwendet. Jedoch wurde hier die LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten vermessen.

Die Kabeldämpfungen auf Sende- und Empfangsseite sind dementsprechend gleich geblieben und sind dem Kapitel 6.1.2 zu entnehmen. In der Abbildung 81 ist die Montage des Halbwellendipols am Stativ und die Montage der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten am Teleskopmast des Funkmesswagens dargestellt. Über den Teleskopmast war es möglich gewesen die LPDA-Antenne stufenlos zu drehen, um eine Richtcharakteristik aufzuzeichnen.

Für die Messungen wurden die in der Tabelle 6 (Kapitel 6.1.2) aufgeführten Geräte verwendet.



Abbildung 81: Halbwellendipol als Sendeantenne befestigt am Stativ (links) und LPDA-Antenne mit Dachkapazität befestigt am Teleskopmast des Funkmesswagens als Empfangsantenne (rechts)

Die Messung des Antennengewinns und die Aufnahme der Richtcharakteristik erfolgte nach dem Blockschaltbild in Abbildung 82. Die Antennenhöhe von ca. 4 m und der Abstand der Antennen von ca. 3 m wurden beibehalten. Eine Anpassung des Antennenabstandes in Abhängigkeit der Frequenz wurde wie im Kapitel 6.1.2 durchgeführt, um dem neutralen Strahler zu folgen.

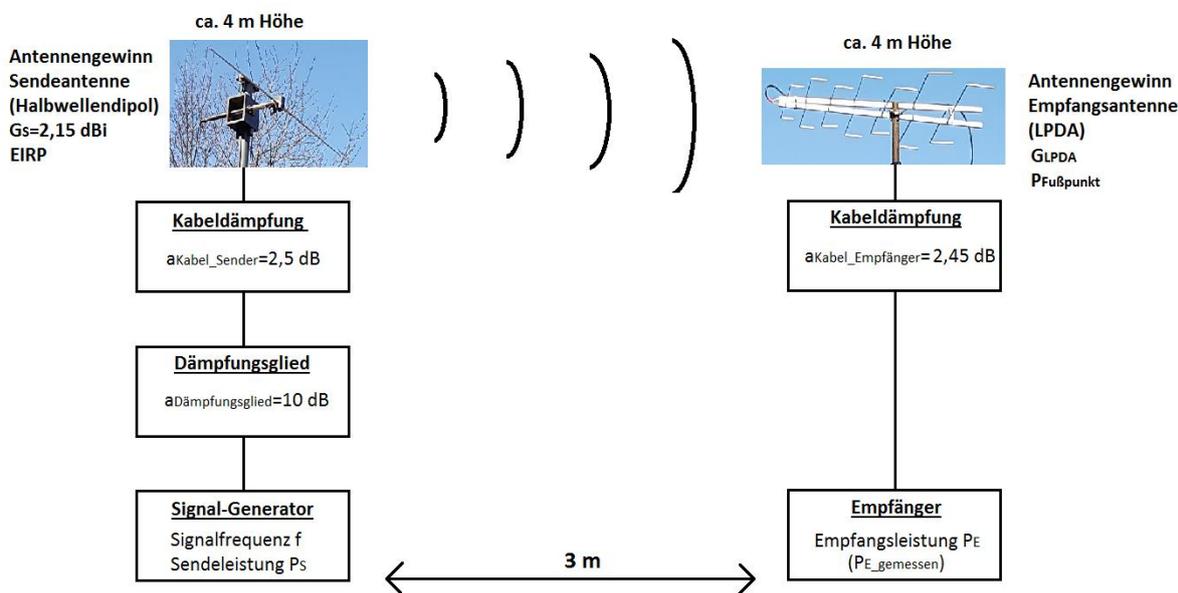


Abbildung 82: Blockschaltbild des Messaufbaus

6.2.3 Messung des Antennengewinns

Die Messung des Antennengewinns wurde ebenfalls bei Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz durchgeführt. Der Signal-Generator wurde auf eine Sendeleistung von von -6,99 dBm (Spannungspegel 110 dBμV) und auf die jeweilige Sendefrequenz

eingestellt. Im Funkmesswagen wurde der R&S FPC1500 Spektrumanalysator für die Vermessung der Empfangssignale verwendet. Die LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten wurde in der 0 ° Richtung frontal auf den Halbwellendipol ausgerichtet, so dass theoretisch die maximale Signalleistung empfangen werden konnte. Auf der Empfangsseite stellten sich die in der Tabelle 10 dargestellten Leistungspegel/Spannungspegel ein.

Tabelle 10: Sende- und Empfangspegel in Abhängigkeit der Frequenz

<u>Frequenz in MHz</u>	<u>Signalart</u>	<u>Spannungspegel in dBμV</u>	<u>Leistungspegel in dBm</u>
108	Sendesignal	110	3,01
	Empfangssignal	81,12	-25,87
122,5	Sendesignal	110	3,01
	Empfangssignal	80,62	-26,37
137	Sendesignal	110	3,01
	Empfangssignal	79,03	-27,96

Zuerst muss die äquivalente isotrope Strahlungsleistung ($EIRP$) bis zum Halbwellendipol, über die Gleichungen (149)-(150) bestimmt werden. Die Bestimmung des Antennengewinns bei der Frequenz 108 MHz wird wieder exemplarisch durchgeführt.

$$EIRP = \frac{P_s}{dBm} - \frac{a_{Dämpfungsglied}}{dB} - \frac{a_{Kabel_Sender}}{dB} + \frac{G_s}{dBi} \quad (149)$$

$$EIRP = 3,01 \text{ dBm} - 10 \text{ dB} - 2,5 \text{ dB} + 2,15 \text{ dBi} = -7,34 \text{ dBm} \quad (150)$$

Die Freiraumdämpfung (a_0) der Übertragungsstrecke zwischen dem Halbwellendipol und der LPDA-Antenne konnte über die Gleichung (151) bestimmt werden.

$$a_0 = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot d}{c \cdot f}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot 3 \text{ m}}{108 \text{ MHz}}\right) = 22,66 \text{ dB} \quad (151)$$

mit

a_0 : Freiraumdämpfung in dB

d : Abstand in m

f : Signalfrequenz in Hz

c : Lichtgeschwindigkeit in m/s

Der Empfangspegel, der am Fußpunkt der LPDA-Antenne ($P_{Fu\beta punkt}$) nach der Berücksichtigung der Freiraumdämpfung anliegt, wurde in der Gleichung (152) berechnet.

$$P_{Fu\beta punkt} = EIRP - a_0 = -7,34 \text{ dBm} - 22,66 \text{ dB} = -30 \text{ dBm} \quad (152)$$

Auf der Empfangsseite trägt die Kabeldämpfung der Koaxialleitung zwischen Antenne und Empfänger/Spektrumanalysator zur Verringerung des Empfangssignals bei. Die Kabeldämpfung auf der Empfängerseite wurde in den Gleichungen (153)-(154) berücksichtigt.

$$P_{E_Theorie} = P_{Fu\beta punkt} - a_{Kabel_Empfänger} \quad (153)$$

$$P_{E_Theorie} = -30 \text{ dBm} - 2,45 \text{ dB} = -32,45 \text{ dBm} \quad (154)$$

Die Differenz aus der gemessenen Empfangsleistung ($P_{E_gemessen}$) und der theoretischen Empfangsleistung ($P_{E_Theorie}$) entspricht dem Antennengewinn der LPDA-Antenne (G_{LPDA}) in dBi (Gleichung (155)).

$$G_{LPDA} = P_{E_gemessen} - P_{E_Theorie} = -25,87 \text{ dBm} + 32,45 \text{ dBm} = 6,58 \text{ dBi} \quad (155)$$

Die übrigen Werte des Antennengewinns bei Mitten- und Stopp-Frequenz können der Abbildung 13 entnommen werden.

Tabelle 11: Antennengewinn bei Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz

<u>Frequenz in MHz</u>	<u>Antennengewinn in dBi</u>
108	6,58
122,5	7,17
137	6,55

6.2.4 Aufnahme der Richtcharakteristik

Der Messaufbau aus der Abbildung 74 wurde für die Aufnahme der Richtcharakteristik ebenfalls verwendet. Die Antenne wurde dauerhaft mit dem Halbwellendipol mit einer Leistung von 3,01 dBm (Spannungspegel 110 dB μ V) bestrahlt. In 15 Grad Schritten wurde die LPDA-Antenne gedreht und die empfangene Leistung gemessen, um daraus die Richtcharakteristik zu bilden. Bei den Frequenzen 108 MHz, 122,5 MHz und 137 MHz wurde jeweils eine Richtcharakteristik aufgenommen.

Die Aufnahme startete in Hauptstrahlrichtung (0 °) bei der die Antennenspitze der LPDA direkt auf den Halbwellendipol gerichtet war. Die Abbildung 83, Abbildung 84 und Abbildung 85 zeigen die Richtcharakteristiken der LPDA-Antenne bei Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz.

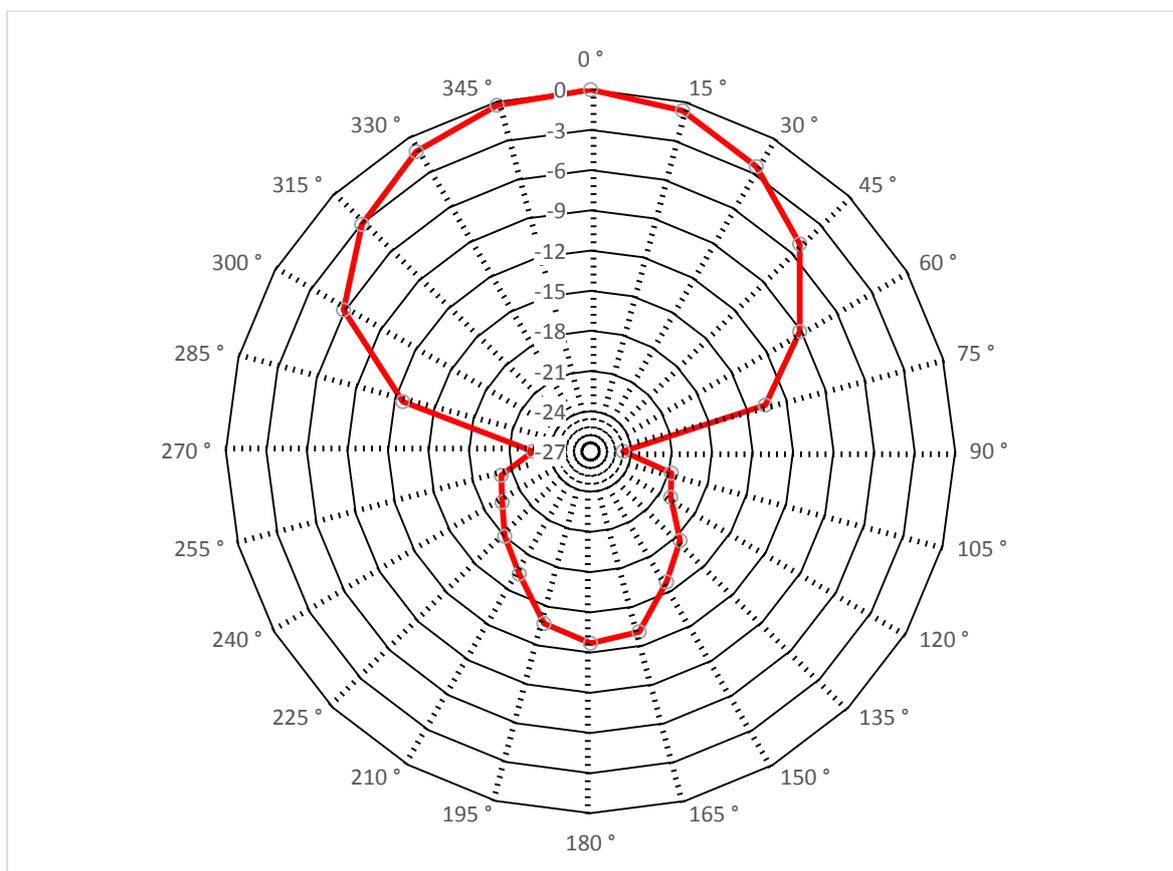


Abbildung 83: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten bei 108 MHz

Bei 108 MHz ist eine eindeutige Hauptstrahlrichtung (Richtung 0°) und eine geringe Rückkeule zu erkennen. Das VRV, welches sich in der 180 °-Richtung einstellt, beträgt ca. 13 dB. Der Öffnungswinkel beträgt ca. 80 °.

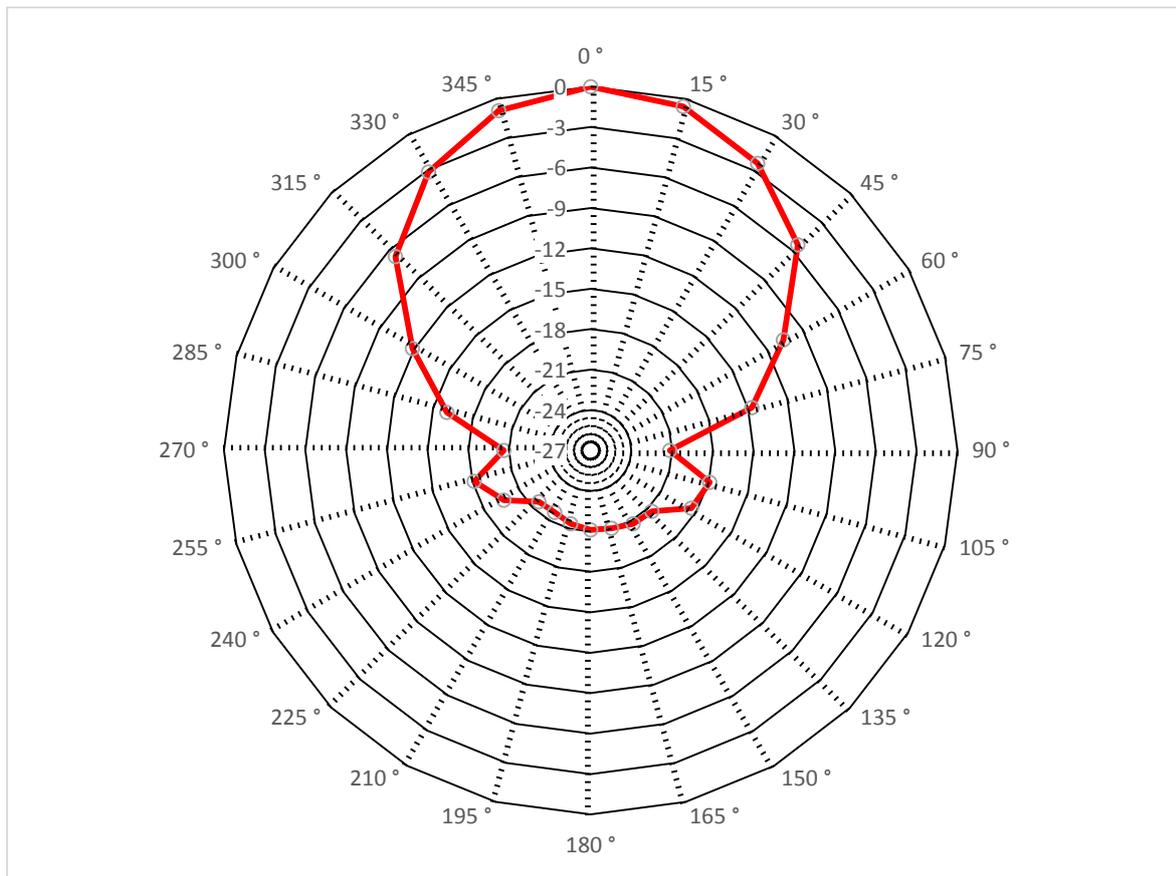


Abbildung 84: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten bei 122,5 MHz

Zur Mittenfrequenz (122,5 MHz) verringert sich die Rückkeule deutlich. Das VRV beträgt ca. 21,5 dB. Die Hauptstrahlrichtung (Richtung 0°) ist eindeutig zu erkennen. Der Öffnungswinkel verringerte sich um 15° auf ca. 65°.

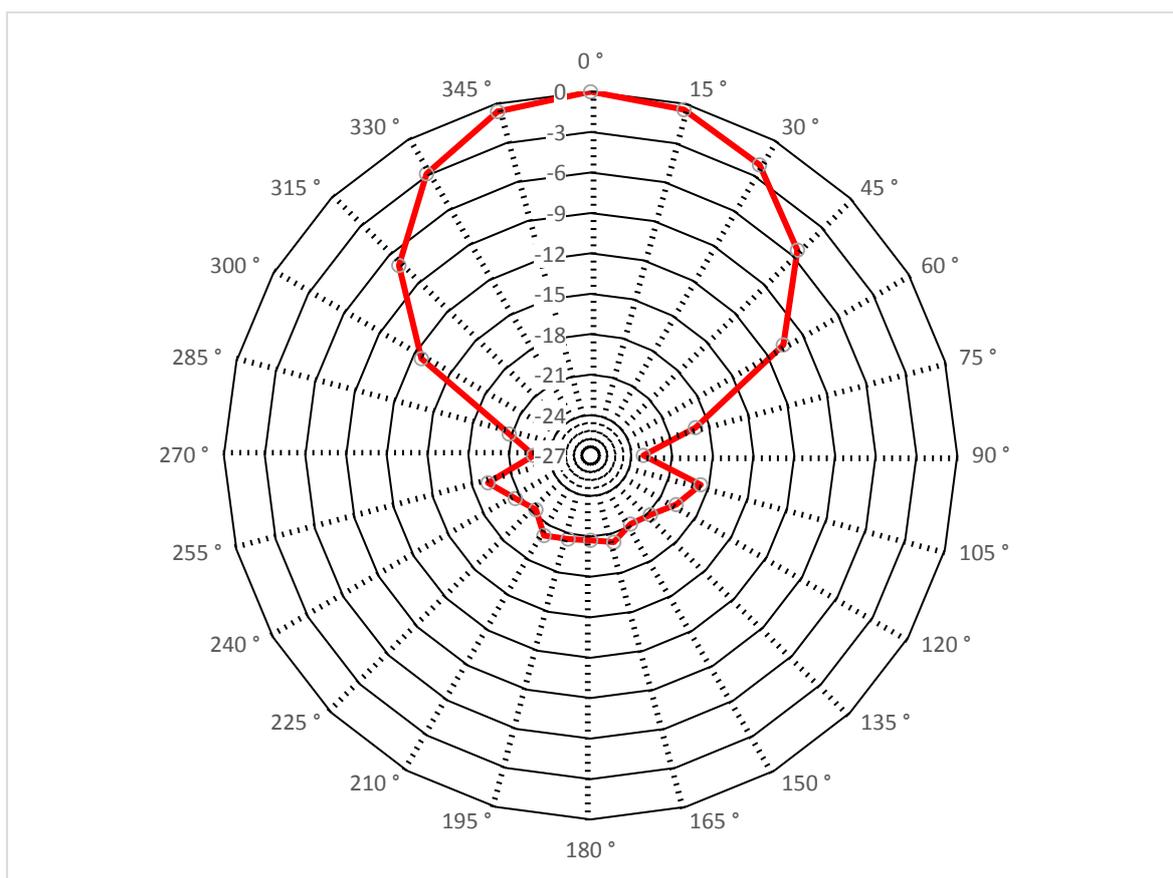


Abbildung 85: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten bei 137 MHz

Bei der Stopp-Frequenz (137 MHz) blieb der Öffnungswinkel nahezu unverändert bei 65°. Entgegengesetzt zur Hauptstrahlrichtung (Richtung 0°) bildete sich eine geringe Rückkeule in Richtung 180° aus. Das VRV beträgt dort ca. 20 dB.

6.3 Fazit und Ausblick zur praktischen Realisierung

Insgesamt haben sich die Simulationsergebnisse in der praktischen Realisierung bis auf geringere Abweichungen widerspiegelt. Um die Antennenparameter der verschiedenen Antennen vergleichen zu können, ist in der Tabelle 12 eine Gegenüberstellung tabellarisch in der Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz dargestellt.

Besonders positiv hat sich das geringe Gewicht der realisierten LPDA-Antennen von ca. 1,6 kg herausgestellt. Das geringe Gewicht der LPDA-Antennen ist besonders positiv zu deuten für die Verwendung als Messdrohnenantenne. Je geringer das Gewicht der Payload einer Drohne, desto höher ist die Flugzeit. Ebenso verbessert sich dadurch eindeutig das Flughandling während des Messdrohnenfluges.

Beim Vergleich der Antennenparameter der realisierten Standard-LPDA mit der simulierten Standard-LPDA konnten zwar geringe aber vertretbare Abweichungen der Parameter (SWR, Impedanz, VRV, Öffnungswinkel) festgestellt werden. Der Antennengewinn ist bei der Realisierung jedoch annähernd konstant geblieben. Dort stellte sich eine maximale Abweichung von ca. 0,5 dB ein. Dadurch, dass dort nur geringe Abweichungen entstanden sind, ist eine weitere Verkürzung grundsätzlich sehr gut möglich gewesen, um die Breite der LPDA-Antenne zu verkürzen.

Die LPDA-Variante mit Dachkapazitäten bestätigte in der Realisierung ebenfalls die Simulationsergebnisse. Auch hier sind geringere und vertretbare Abweichungen bei den Parametern (SWR, Impedanz, VRV, Öffnungswinkel) aufgetreten. Der Antennengewinn nahm maximal im Vergleich zur Simulation um 0,6 dB ab. Die Abmessungen in der Breite konnten durch das Einbringen von Dachkapazitäten um insgesamt 25 % verkürzt werden. Insgesamt kann festgestellt werden, dass die LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten laut den Antennenanforderungen aus Kapitel 3 sehr gut tauglich ist für den Messdrohneneinsatz.

Um die Abweichungen der Antennenparameter bei einem Nachbau entgegenzuwirken, ist es ratsam die Gewinde-Verbindung der Strahler-Elemente durch eine Pressverbindung (Passung) zu ersetzen. Bei einer Pressverbindung stellen sich bessere elektrische Übergänge zwischen den Boom-Vierkantrohren und den Strahler-Elementen ein. Zusätzlich entfallen die Kontermuttern zur Fixierung der Strahler-Elemente, wodurch nochmals eine Gewichtsersparnis entsteht.

Tabelle 12: Gegenüberstellung der Antennenparameter

Antennenart	Parameter	Frequenz in MHz		
		108	122,5	137
LPDA (Standard)	SWR	1,28	1,6	1,6
	Impedanz	23 Ω bis 81 Ω , -j35 Ω bis j26 Ω		
	Antennengewinn	7,55 dBi	7,71 dBi	7,57 dBi
	VRV	17,5 dB	17 dB	18 dB
	Öffnungswinkel	75 °	70 °	67 °
	Abmessungen	1,38 m x 1,20 m (bxl)		
	Gewicht	1,6 kg (ohne Koaxialleitung)		
LPDA (Standard) simuliert	SWR	1,29	1,16	1,03
	Impedanz	44 Ω bis 55 Ω , -j10 Ω bis j1,6 Ω		
	Antennengewinn	7,23 dBi	7,7 dBi	7,02 dBi
	VRV	15 dB	23 dB	17 dB
	Öffnungswinkel	65 °	65 °	70 °
	Abmessungen	1,3879 m x 1,1195 m (bxl)		
	Gewicht	-		
LPDA mit Dachkapazitäten	SWR	1,15	1,5	1,75
	Impedanz	30 Ω bis 89 Ω , -j34 Ω bis j28 Ω		
	Antennengewinn	6,58 dBi	7,17 dBi	6,55 dBi
	VRV	13 dB	21,5 dB	20 dB
	Öffnungswinkel	80 °	65 °	65 °
	Abmessungen	1,04 m x 1,20 m (bxl)		
	Gewicht	1,6 kg (ohne Koaxialleitung)		
LPDA mit Dachkapazitäten simuliert	SWR	1,53	1,12	1,03
	Impedanz	35 Ω bis 56 Ω , -j10 Ω bis j1,3 Ω		
	Antennengewinn	6,39 dBi	7,7 dBi	7,02 dBi
	VRV	10 dB	28 dB	19 dB
	Öffnungswinkel	70 °	65 °	70 °
	Abmessungen	1,0408 m x 1,1195 m (bxl)		
	Gewicht	-		

7. Fazit und Ausblick

Grundsätzlich ist die in dieser Bachelorarbeit entwickelte LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten sehr gut tauglich für den Messdrohneneinsatz. Dies haben die Messungen beim PMD der BNetzA in Dortmund gezeigt. Die Verkürzungsmaßnahme (Einbringen von Dachkapazitäten) hat nur geringe Abweichungen in den Antennenparametern zur Folge und lässt sich daher gut zur Verkürzung der Strahler-Elemente verwenden. Eine Verkürzung der Antenne um 25 % in der Breite brachte eine Reduzierung der Antennenbreite um 0,3469 m. Positiv in Bezug auf das Flughandling ist das geringe Gewicht der realisierten Antennen von ca. 1,6 kg.

Die im Kapitel 6.3 dargelegten Optimierungsvorschläge bei der Verbindung der Strahler-Elemente mit den Boom-Vierkantrohren würde eine Verbesserung der Antennenparameter und eine Verringerung des Antennengewichts zur Folge haben. Ebenso würde eine Verwendung von Aluminiumrohre anstatt von Vollmaterial Aluminium-Rundprofile eine weitere Gewichtsreduzierung hervorrufen. Dabei muss jedoch bei der Herstellung der Dachkapazitäten auf eine Schweiß- oder Lötverbindung zurückgegriffen werden, da eine Rohrbiegung mit Aluminiumrohren nur sehr schwer möglich ist.

Grundsätzlich ist dieser Antennenentwurf sehr gut für den Messdrohneneinsatz geeignet. Sollte jedoch der Bedarf an einer noch größeren Verkürzung bestehen, so kann eine weitere Verkürzung der Strahler-Elemente durch die Verwendung von Verlängerungsspulen und Dachkapazitäten in den Dipol-Elementen erreicht werden. Diese Verkürzungsmaßnahmen wurde im Kapitel 5.2 und 5.3 untersucht. Bei der Kombination beider Verkürzungsmaßnahmen ist eine Gesamtverkürzung um 36,2 % möglich. Die Breite der kombinierten LPDA-Antenne beträgt dort nur noch 0,8848 m und entspricht einer Verkürzung um 0,531 m. Bei der kombinierten Variante müssen jedoch größere Abweichungen bei den Antennenparametern akzeptiert werden. Eine Messdrohntauglichkeit ist jedoch laut Simulationen erfüllt, denn die Antennenanforderungen aus dem Kapitel 3 werden eingehalten.

Mit Hilfe der entwickelten und realisierten LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten, kann der PMD der BNetzA eine Störungsbearbeitung mittels Drohnenmessung im Frequenzbereich 108 MHz-137 MHz in Zukunft durchführen.

Abkürzungsverzeichnis

BNetzA	<i>Bundesnetzagentur</i>
BOS.....	<i>Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben</i>
dB.....	<i>dezibel</i>
dBd.....	<i>dezibel dipol</i>
dBi	<i>dezibel isotrop</i>
EIRP.....	<i>equivalent isotropically radiated power</i>
LPDA.....	<i>logarithmisch-periodische Dipolantenne</i>
NEC.....	<i>Numerical Electromagnetics Code</i>
PMD	<i>Prüf- und Messdienst</i>
R&S.....	<i>Rohde und Schwarz</i>
SAR.....	<i>search and rescue</i>
TKG.....	<i>Telekommunikationsgesetz</i>
UKW.....	<i>Ultrakurzwelle</i>
VHF	<i>very high frequency</i>
VRV.....	<i>Vor-Rück-Verhältnis</i>
VSV	<i>Vor-Seiten-Verhältnis</i>

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Theoretischer Messaufbau zur Bestimmung Richtfaktors.....	6
Abbildung 2: Nahfeld und Fernfeld	9
Abbildung 3: horizontale/vertikale Richtcharakteristik eines Halbwellendipols bezogen auf das Maximum.....	9
Abbildung 4: horizontale/vertikale Richtcharakteristik eines Halbwellendipols bezogen auf einen isotropen Strahler.....	10
Abbildung 5: Kenngrößen in einer Richtcharakteristik.....	10
Abbildung 6: Ersatzschaltbild ideal verlustloser Halbwellendipol.....	12
Abbildung 7: Halbwellendipol.....	13
Abbildung 8: Monopol-Antenne verkürzt durch das Einbringen von Dachkapazitäten.....	13
Abbildung 9: Spuleninduktivität als Funktion der Spulenplatzierung.....	15
Abbildung 10: Logarithmisch-periodische Dipolantenne.....	16
Abbildung 11: Optimaler Abstandsfaktor σ und Skalierungsfaktor τ in Abhängigkeit des Antennengewinns	17
Abbildung 12: EVO-X8 Oktokopter Drohne- Flugzeit in Minuten in Abhängigkeit von der Nutzlast in kg	23
Abbildung 13: Geometriedaten 4NEC2-Simulation (erster LPDA-Antennenentwurf)	29
Abbildung 14: Transmission-Lines Einstellungen 4NEC2-Simulation (erster LPDA- Antennenentwurf)	32
Abbildung 15: Source Einstellungen 4NEC2-Simulation (erster LPDA- Antennenentwurf)	32
Abbildung 16: Load-Einstellungen 4NEC2-Simulation (erster LPDA- Antennenentwurf)	33
Abbildung 17: Draufsicht-Geometrie der 6-Elemente LPDA (erster LPDA- Antennenentwurf)	33
Abbildung 18: Frequenz-Sweep Simulation-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf)	34
Abbildung 19: horizontale Richtcharakteristik-LPDA (erster LPDA- Antennenentwurf)	35
Abbildung 20: Stromverteilung erster LPDA-Entwurf (Mittenfrequenz 122,5 MHz)	36

Abbildung 21: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf) 36

Abbildung 22: Antennengewinn und VRV/VSV-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf) 37

Abbildung 23: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase-LPDA (erster LPDA-Antennenentwurf) 38

Abbildung 24: Optimaler Abstandsfaktor σ und Skalierungsfaktor τ bei 8 dBi Antennengewinn..... 40

Abbildung 25: Geometriedaten 4NEC2-Simulation (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 43

Abbildung 26: Transmission-Lines Einstellungen 4NEC2-Simulation (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 44

Abbildung 27: Source Einstellungen 4NEC2-Simulation (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 45

Abbildung 28: Load-Einstellungen 4NEC2-Simulation (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 45

Abbildung 29: Draufsicht-Geometrie der 7-Elemente LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 45

Abbildung 30: horizontale Richtcharakteristik-LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 46

Abbildung 31: Stromverteilung zweiter LPDA-Entwurf (Mittenfrequenz 122,5 MHz) 47

Abbildung 32: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 48

Abbildung 33: Antennengewinn und VRV/VSV-LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 49

Abbildung 34: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase- LPDA (zweiter LPDA-Antennenentwurf) 50

Abbildung 35: verwendete Variablen-verkürzte LPDA-Drahtantenne mit Dachkapazität..... 54

Abbildung 36: Geometriedaten 4NEC2-Simulation-verkürzte LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten..... 56

Abbildung 37: Draufsicht der Geometrie-verkürzte 7-Elemente LPDA mit Dachkapazitäten..... 56

Abbildung 38: horizontale Richtcharakteristik-verkürzte LPDA mit Dachkapazitäten	57
Abbildung 39: Stromverteilung-LPDA mit Dachkapazitäten (Mittenfrequenz 122,5 MHz)	58
Abbildung 40: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-verkürzte LPDA mit Dachkapazitäten	59
Abbildung 41: Antennengewinn und VRV/VSV-verkürzte LPDA mit Dachkapazitäten	60
Abbildung 42: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase-verkürzte LPDA mit Dachkapazitäten	61
Abbildung 43: Impedanz am Einspeisepunkt (4NEC2)	63
Abbildung 44: verkürzter Teilstrahler mit Verlängerungsspulen	64
Abbildung 45: Formfaktor k in Abhängigkeit von d/l	66
Abbildung 46: Faktor α in Abhängigkeit des Verhältnisses b/d Draht	69
Abbildung 47: Geometriedaten 4NEC2-Simulation-verkürzte LPDA-Antenne mit Verlängerungsspule	71
Abbildung 48: Source/Load-Einstellung der verkürzten LPDA mit Verlängerungsspulen	71
Abbildung 49: Draufsicht der Geometrie-verkürzte 7-Elemente LPDA mit Verlängerungsspulen	72
Abbildung 50: Übersicht der Simulationsergebnisse bei 122,5 MHz	72
Abbildung 51: horizontale Richtcharakteristik-verkürzte LPDA-Drahtantenne mit Verlängerungsspule	73
Abbildung 52: Stromverteilung-verkürzte LPDA mit Verlängerungsspulen (Mittenfrequenz 122,5 MHz)	74
Abbildung 53: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-verkürzte LPDA mit Verlängerungsspule	75
Abbildung 54: Antennengewinn und VRV/VSV-verkürzte LPDA mit Verlängerungsspule	76
Abbildung 55: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase-verkürzte LPDA mit Verlängerungsspule	77
Abbildung 56: Geometrie verkürzter Strahler 1 (4NEC2)	80
Abbildung 57: Impedanz am Einspeisepunkt (4NEC2)	80
Abbildung 58: Geometrie der Strahler mit Dachkapazitäten und Verlängerungsspulen	82

Abbildung 59: Geometriedaten 4NEC2-Simulation-kombiniert verkürzte LPDA-Drahtantenne.....	86
Abbildung 60: verwendete Variablen-kombiniert verkürzte LPDA-Drahtantenne .	86
Abbildung 61: Source/Load-Einstellung der kombiniert verkürzten LPDA-Drahtantenne.....	88
Abbildung 62: Draufsicht der Geometrie-kombiniert verkürzte 7-Elemente LPDA-Drahtantenne.....	89
Abbildung 63: Übersicht der Simulationsergebnisse bei 122,5 MHz	89
Abbildung 64: horizontale Richtcharakteristik-kombiniert verkürzte LPDA-Drahtantenne.....	90
Abbildung 65: Stromverteilung-kombiniert verkürzte LPDA-Drahtantenne (Mittelfrequenz 122,5 MHz)	91
Abbildung 66: Stehwellenverhältnis und Reflexionsfaktor-kombiniert verkürzte LPDA	91
Abbildung 67: Antennengewinn und VRV/VSV-kombiniert verkürzte LPDA.....	92
Abbildung 68: Impedanz nach Realteil/Imaginärteil und Betrag/Phase-kombiniert verkürzte LPDA	93
Abbildung 69: Draufsicht-Prototyp zweiter LPDA-Antennenentwurf	95
Abbildung 70: Flachprofile mit Langlöchern (links-vorne, rechts-hinten)	96
Abbildung 71: LPDA-Impedanz dargestellt im Smith-Diagramm	97
Abbildung 72: zweiter LPDA-Antennenentwurf-SWR	98
Abbildung 73: Halbwellendipol als Sendeantenne befestigt am Stativ (links) und LPDA-Antenne befestigt am Teleskopmast des Funkmesswagens als Empfangsantenne (rechts)	99
Abbildung 74: Blockschaltbild des Messaufbaus.....	100
Abbildung 75: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne bei 108 MHz.	104
Abbildung 76: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne bei 122,5 MHz	105
Abbildung 77: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne bei 137 MHz.	106
Abbildung 78: Draufsicht-Prototyp LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten.....	107
Abbildung 79: LPDA mit Dachkapazitäten-Impedanz dargestellt im Smith-Diagramm.....	108
Abbildung 80: LPDA mit Dachkapazitäten-SWR	109

Abbildung 81: Halbwellendipol als Sendeantenne befestigt am Stativ (links) und LPDA-Antenne mit Dachkapazität befestigt am Teleskopmast des Funkmesswagens als Empfangsantenne (rechts)	110
Abbildung 82: Blockschaltbild des Messaufbaus	110
Abbildung 83: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten bei 108 MHz	113
Abbildung 84: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten bei 122,5 MHz	114
Abbildung 85: horizontale Richtcharakteristik der LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten bei 137 MHz	115

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Notwendige Antennenanforderungen	24
Tabelle 2: LPDA-Maße für das Einbringen von Dachkapazitäten.....	53
Tabelle 3: Übersicht der Strahler-Längen und deren Induktivitäten.....	64
Tabelle 4: vertikale/horizontale Strahler-Längen mit Verlängerungsspulen.....	80
Tabelle 5: Induktivitätswerte der Verlängerungsspulen für die Strahler 1-7	81
Tabelle 6: Verwendete Geräte und Antennen	99
Tabelle 7: Übersicht Kabeldämpfungen	101
Tabelle 8: Sende- und Empfangspegel in Abhängigkeit der Frequenz.....	101
Tabelle 9: Antennengewinn bei Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz	103
Tabelle 10: Sende- und Empfangspegel in Abhängigkeit der Frequenz.....	111
Tabelle 11: Antennengewinn bei Start-, Mitten- und Stopp-Frequenz	112
Tabelle 12: Gegenüberstellung der Antennenparameter	117
Tabelle 13: Scilab-Ergebnisse 8 dBi LPDA mit berechnetem Skalierungs- /Abstandsfaktors.....	135
Tabelle 14: Scilab-Ergebnisse 8 dBi LPDA bei abgelesenen Werten für den Skalierungs-/Abstandsfaktors.....	142
Tabelle 15: verkürzte LPDA-Antenne über Verlängerungsspulen-Spulenparameter	143
Tabelle 16: kombiniert verkürzte LPDA-Antenne-Spulenparameter	144
Tabelle 17: Materialliste-zweiter LPDA-Antennenentwurf	145
Tabelle 18: Richtcharakteristik Messwerte-zweiter LPDA-Antennenentwurf	146
Tabelle 19: Richtcharakteristik Messwerte-LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten	147

Literaturverzeichnis

- [1] Bundesnetzagentur, „Amtsblatt der Bundesnetzagentur 23/2018 vom 5.12.18,“ Bonn, 2018.
- [2] K. W. Kark, Antennen und Strahlungsfelder, 7 Hrsg., Wiesbaden: Springer Vieweg, 2020.
- [3] C. Wolff, „Radartutorial-isotroper Kugelstrahler,“ [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/06.antennas/Isotroper%20Kugelstrahler.de.html>. [Zugriff am 5 Februar 2021].
- [4] L. Brandt, Antennentechnik, Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 1988.
- [5] W. Rolke, „Wolfgang-Rolke,“ 16 November 2018. [Online]. Available: http://www.wolfgang-rolke.de/antennas/ant_100.htm. [Zugriff am 6 Februar 2021].
- [6] F. Gustrau, Grundlagen der mobilen Kommunikationstechnik, München: Karl Hanser Verlag, 2019.
- [7] A. Krischke, Rothammels Antennenbuch, 12 Hrsg., Baunatal: DARC Verlag, 2001.
- [8] „Balluff,“ [Online]. Available: http://assets.balluff.com/WebBinary1/DOK_883386_01_000.pdf. [Zugriff am 6 Februar 2021].
- [9] „ITWissen,“ DATACOM Buchverlag GmbH, 2021. [Online]. Available: <https://www.itwissen.info/dBd-decibel-dipol.html>. [Zugriff am 5 Februar 2021].
- [10] G. M. Djuknic, „Wikipedia-Nahfeld und Fernfeld,“ 2 Dezember 2003. [Online]. Available: [https://de.wikipedia.org/wiki/Nahfeld_und_Fernfeld_\(Antennen\)#/media/Datei:FarNearFields-USP-4998112-1.svg](https://de.wikipedia.org/wiki/Nahfeld_und_Fernfeld_(Antennen)#/media/Datei:FarNearFields-USP-4998112-1.svg). [Zugriff am 6 Februar 2021].
- [11] C. Wolff, „Radartutorial-Kennwerte von Antennen,“ [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/06.antennas/Kennwerte%20von%20Antennen.de.html>. [Zugriff am 04 Februar 2021].
- [12] J. Hesselbarth, C. Bruns, E. Ofli, S. Huclova, N. Karoui und P. Leuchtman, „ethz,“ [Online]. Available: <https://ethz.ch/content/dam/ethz/special-interest/itet/institute-ief/inst-of-electromagnetic-fields->

- dam/documents/laboratory-courses/manual-ant-and-waveprop.pdf. [Zugriff am 17 Februar 2021].
- [13] „tu-berlin,“ 2017. [Online]. Available: https://www.hft.tu-berlin.de/fileadmin/fg154/HFT/HFT_Lab_SoSe_2017/LA.pdf. [Zugriff am 8 Februar 2021].
- [14] Pintsknife, „Verlängerungsspule-Wikipedia,“ Wikipedia, Die freie Enzyklopädie, 27 Mai 2020. [Online]. Available: <https://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Verl%C3%A4ngerungsspule&oldid=200368591>. [Zugriff am 17 Februar 2021].
- [15] F. Dörenberg, „nonstopsystems,“ 5 August 2017. [Online]. Available: https://nonstopsystems.com/radio/frank_radio_antenna_beam.htm#top-of-page. [Zugriff am 03 März 2021].
- [16] J. B. V. B. Frantisek Hutira, „Design and investigation of a log-periodic antenna for DCS, PCS and UMTS mobile communications bands,“ Bratislava.
- [17] S. Stroobandt und M. McCue, „hamwaves,“ [Online]. Available: <https://www.hamwaves.com/lpda/en/index.html>. [Zugriff am 27 Januar 2021].
- [18] „multikopter,“ 2021. [Online]. Available: <https://www.multikopter.de/evo-x8-drohne/>. [Zugriff am 13 März 2021].
- [19] Bundesnetzagentur, R. 221 und D. 221-1b (FreqP), „Bundesnetzagentur-Frequenzplan,“ Januar 2021. [Online]. Available: https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/20210114_Frequenzplan.pdf;jsessionid=D7D5E1415FDAD72E711C632184325E75?__blob=publicationFile&v=1. [Zugriff am 16 Februar 2021].
- [20] A. Voors, „NEC-2 Manual, Part III: User’s Guide,“ 1996.
- [21] G. Kraus. [Online]. Available: <http://www.gunthard-kraus.de/AFU-Tagung%20M%C3%BCnchen%202018/4NEC2%20Simulation.pdf>. [Zugriff am 8 Februar 2021].
- [22] DD0CN, „DARC,“ 2018. [Online]. Available: <https://www.darc.de/fileadmin/filemounts/distrikte/c/ortsverbaende/19/4NEC2-Vortrag-Handout--DD0CN.pdf>. [Zugriff am 9 Februar 2021].

- [23] „Amateurfunk-Sauerland,“ 2021. [Online]. Available: <http://www.amateurfunk-sauerland.de/technik/induktivitaet-einer-luftspule-bzw-rahmenantenne/>. [Zugriff am 13 April 2021].
- [24] N. Lieven, „electronicdeveloper,“ 2021. [Online]. Available: <https://www.electronicdeveloper.de/induktivitaetlufteinl.aspx>. [Zugriff am 14 März 2021].
- [25] P. D.-I. D. Rudolph, „Radiomuseum,“ 16 Dezember 2013. [Online]. Available: [https://www.radiomuseum.org/forumdata/users/133/PDF/ZyInderspulen\(1\).pdf](https://www.radiomuseum.org/forumdata/users/133/PDF/ZyInderspulen(1).pdf). [Zugriff am 11 März 2021].
- [26] O. Limann und W. Hassel, Hilfsbuch für Hochfrequenztechniker, Bd. 1, Franzis-Verlag, 1959.
- [27] „pi-pro,“ 11 November 2001. [Online]. Available: <http://techniker.pi-pro.de/fs/nae/pdf/pegel-skin-leitungen.pdf>. [Zugriff am 29 März 2021].
- [28] D. Nährmann, Das große Werkbuch Elektronik, München: Franzis-Verlag GmbH, 1983.
- [29] G. Hagmann, Grundlagen der Elektrotechnik, Wiebelsheim: AULA-Verlag GmbH, 2013.
- [30] G. (. Lindemann, „DARC,“ DARC, Januar 2012. [Online]. Available: https://www.darc.de/fileadmin/_migrated/content_uploads/Duo-LPDA-01-2012.pdf. [Zugriff am 27 Januar 2021].
- [31] „Wikipedia-Freiraumdämpfung,“ 17 September 2020. [Online]. Available: <https://de.wikipedia.org/wiki/Freiraumd%C3%A4mpfung>. [Zugriff am 2 April 2021].

Anhang**Scilab-Script für die vollumfängliche Berechnung der LPDA bei berechneten Werten für den Skalierung-/Abstandsfaktors (8dBi):**

```

c = 2.99792458e8; //Lichtgeschwindigkeit in m/s

ZE=50; //Eingangsimpedanz in Ohm
d1=0.00500; //Durchmesser des kleinsten Strahlers in m
f_min=108000000; //minimalste Frequenz in MHz (obere Frequenzgrenze)
f_max=137000000; //maximalste Frequenz in MHz (untere Frequenzgrenze)
G=8; //Antennengewinn der LPDA in dBi

tau=-G^2/321+G/12+0.407; //Berechnung des Skalierungsfaktors Tau
Ausgabe=sprintf('Der Skalierungsfaktor Tau beträgt: %.4f',tau);
disp(Ausgabe);

sigma=0.258*tau-0.066; //Berechnung des Abstandsfaktors Sigma
Ausgabe=sprintf('Der Abstandsfaktor Sigma beträgt: %.4f',sigma);
disp(Ausgabe);

B=0; //Variable für die Boomlänge initialisieren

lambda_max=c/f_min; //Wellenlänge der unteren Frequenz
lambda_min=c/f_max; //Wellenlänge der oberen Frequenz

sigma_m=sigma/(tau)^(1/2); //Berechnung des mittleren Abstandsfaktors
Ausgabe=sprintf('Der mittlere Abstandsfaktor Om beträgt: %.4f',sigma_m);
disp(Ausgabe);

alpha=atan((1-tau)/(4*sigma))*(360/(2*pi)); //Berechnung des Steigungswinkels der
LPDA
Ausgabe=sprintf('Der Steigungswinkel beträgt %.2f °',alpha);
disp(Ausgabe);

lmax=lambda_max*0.5; //Längster Dipolstab für die kleinste Frequenz
Ausgabe=sprintf('Die maximale/längste Strahler-Länge beträgt: %.4f m',lmax);
disp(Ausgabe);
lmaxv=lmax; //Hilfsvariable für die Längenberechnung

lmin=lambda_min/3; //Kürzester Dipolstab für die größte Frequenz
Ausgabe=sprintf('Die minimalste/kürzeste Strahler-Länge beträgt: %.4f m',lmin);
disp(Ausgabe);

Bs=lmax/lmin; //Strukturbandbreite vor dem Runden der Anzahl der Elemente
Ausgabe=sprintf('Die Strukturbandbreite Bs vor der Rundung beträgt: %.3f',Bs);
disp(Ausgabe);

N=round((1-(log(Bs)/log(tau)))); //Anzahl der Elemente (gerundet)
Ausgabe=sprintf('Die Anzahl der Elemente N beträgt: %.f',N);
disp(Ausgabe);

Bs=tau^(1-N); //Strukturbandbreite nach dem Runden der Anzahl der Elemente

```

```

Ausgabe=sprintf('Die Strukturbandbreite Bs nach der Rundung beträgt: %.3f',Bs);
disp(Ausgabe);

L=lmax/2*(1-(1/Bs))*1/tan(alpha*(2*pi)/360); //Baulänge L
Rn=L;
Rn_1=L;
Ausgabe=sprintf('Die Baulänge L beträgt: %.4f m',L);
disp(Ausgabe);

Z1=120*(log(lmin/d1)-2.25); //charakteristische Impedanz des kürzesten Strahlers
Ausgabe=sprintf('Die charakteristische Impedanz des kürzesten Strahlers Z1 beträgt: %.2f
Ohm',Z1);
disp(Ausgabe);

ZS=((ZE*ZE)/(8*sigma_m*Z1))+ZE*((ZE)/(8*sigma_m*Z1))^2+1)^(1/2); //charakteristi-
sche Impedanz der Speiseleitung
Ausgabe=sprintf('Die charakteristische Impedanz ZS der Speiseleitung beträgt: %.2f
Ohm',ZS);
disp(Ausgabe);

Lk=lmax/4; //Berechnung der Länge des Stubs (Kurzschlusspunktes)
Ausgabe=sprintf('Die Länge des Stubs Lk beträgt: %.4f m',Lk);
disp(Ausgabe);

d=1000*d1; //Umrechnung des Durchmessers von m in mm
d1=1000*d1; //Umrechnung des Durchmessers von m in mm

Ausgabe=sprintf('\n\n');
disp(Ausgabe);

disp('geometrische Abmessungen der LPDA-Antenne:');

Ausgabe=sprintf('\n');
disp(Ausgabe);

for i = 1:N
    if i==1 then
        Ausgabe=sprintf('Länge Dipol %f: %.4f m',i,lmax); //Berechnung der Strahler-
Länge
        disp(Ausgabe);
    else
        lmaxv=lmaxv*tau;
        Ausgabe=sprintf('Länge Dipol %f: %.4f m',i,lmaxv); //Berechnung der Strahler-
Länge
        disp(Ausgabe);
    end

    d=d1;
    d=d/tau^(N-i);
    Ausgabe=sprintf('Durchmesser Dipol %f: %.4f mm',i,d); //Berechnung der Durchmes-
ser der Dipole
    disp(Ausgabe);

```

```
if i<=N-1 then
  if i==1 then
    Abstand=(lmin/2)*(1-tau)*(1/tan(alpha*%pi/180)); //Berechnung des ersten Ab-
    standes
    Ausgabe=sprintf('Abstand zwischen Dipol %.f und Dipol %.f: %.4f m',i,i+1,Ab-
    stand);
    disp(Ausgabe);
    B=B+Abstand; //Berechnung der Boom-Länge
  else
    Abstand=Abstand*tau;
    Ausgabe=sprintf('Abstand zwischen Dipol %.f und Dipol %.f: %.4f m',i,i+1,Ab-
    stand); //Berechnung der Abstände > Dipol 1 und 2
    disp(Ausgabe);
    B=B+Abstand; //Berechnung der Boom-Länge
  end
  Ausgabe=sprintf('\n\n');
  disp(Ausgabe);
end
end

Ausgabe=sprintf('\n');
disp(Ausgabe);

Ausgabe=sprintf('Die Boom-Länge LB (ohne Stub) beträgt: %.4f m',B); //Ausgabe der
Boom-Länge
disp(Ausgabe);

Ausgabe=sprintf('Die Boom-Länge LBS (mit Stub) beträgt: %.4f m',(B+Lk)); //Ausgabe
der Boom-Länge
disp(Ausgabe);
```

Scilab-Konsolenausgabe für die vollumfängliche Berechnung der LPDA bei berechneten Werten für den Skalierung-/Abstandsfaktors (8dBi):

"Der Skalierungsfaktor Tau beträgt: 0.8743"

"Der Abstandsfaktor Sigma beträgt: 0.1596"

"Der mittlere Abstandsfaktor Om beträgt: 0.1707"

"Der Steigungswinkel beträgt 11.14 °"

"Die maximale/längste Strahler-Länge beträgt: 1.3879 m"

"Die minimalste/kürzeste Strahler-Länge beträgt: 0.7294 m"

"Die Strukturbandbreite Bs vor der Rundung beträgt: 1.903"

"Die Anzahl der Elemente N beträgt: 6"

"Die Strukturbandbreite Bs nach der Rundung beträgt: 1.958"

"Die Baulänge L beträgt: 1.7236 m"

"Die charakteristische Impedanz des kürzesten Strahlers Z1 beträgt: 327.94 Ohm"

"Die charakteristische Impedanz ZS der Speiseleitung beträgt: 55.89 Ohm"

"Die Länge des Stubs Lk beträgt: 0.3470 m"

""

""

"geometrische Abmessungen der LPDA-Antenne:"

""

"Länge Dipol 1: 1.3879 m"

"Durchmesser Dipol 1: 9.7880 mm"

"Abstand zwischen Dipol 1 und Dipol 2: 0.2328 m"

""

""

"Länge Dipol 2: 1.2135 m"

"Durchmesser Dipol 2: 8.5575 mm"

"Abstand zwischen Dipol 2 und Dipol 3: 0.2035 m"

""

""

"Länge Dipol 3: 1.0609 m"

"Durchmesser Dipol 3: 7.4818 mm"

"Abstand zwischen Dipol 3 und Dipol 4: 0.1779 m"

""

""

"Länge Dipol 4: 0.9275 m"

"Durchmesser Dipol 4: 6.5412 mm"

"Abstand zwischen Dipol 4 und Dipol 5: 0.1556 m"

""

""

"Länge Dipol 5: 0.8109 m"

"Durchmesser Dipol 5: 5.7189 mm"

"Abstand zwischen Dipol 5 und Dipol 6: 0.1360 m"

""

""

"Länge Dipol 6: 0.7090 m"

"Durchmesser Dipol 6: 5.0000 mm"

""

"Die Boom-Länge LB (ohne Stub) beträgt: 0.9058 m"

"Die Boom-Länge LBS (mit Stub) beträgt: 1.2528 m"

Ergebnisse der vollumfänglichen Berechnung der LPDA bei berechneten Werten für den Skalierung-/Abstandsfaktors (8 dBi):

Tabelle 13: Scilab-Ergebnisse 8 dBi LPDA mit berechnetem Skalierungs-/Abstandsfaktors

Parameter	Wert
Skalierungsfaktor τ	0,8743
Abstandsfaktor σ	0,1596
mittlere Abstandsfaktor σ_m	0,1707
Steigungswinkel α	11,14 °
maximale Strahler-Länge l_{max}	1,3879 m
minimale Strahler-Länge l_{min}	0,7294 m
Strukturbandbreite B_s vor der Rundung	1,903
Anzahl der Elemente N	6
Strukturbandbreite B_s nach der Rundung	1,958
Baulänge L	1,7236 m
char. Impedanz des kürzesten Strahlers Z_1	327,94 Ω
char. Impedanz der Speiseleitung Z_s	55,89 Ω
Länge des Stubs l_s	0,3470 m
Boomlänge L_b (ohne Stub)	0,9058 m
Boomlänge L_{bs} (mit Stub)	1,2528 m
<u>Dipol 1</u>	
Länge Dipol 1	1,3879 m
Durchmesser Dipol 1	9,7880 mm
Abstand Dipol 1-2	0,2328 m
<u>Dipol 2</u>	
Länge Dipol 2	1,2135 m
Durchmesser Dipol 2	8,5575 mm
Abstand Dipol 2-3	0,2035 m
<u>Dipol 3</u>	
Länge Dipol 3	1,0609 m
Durchmesser Dipol 3	7,4818 mm
Abstand Dipol 3-4	0,1779 m
<u>Dipol 4</u>	
Länge Dipol 4	0,9275 m
Durchmesser Dipol 4	6,5412 mm
Abstand Dipol 4-5	0,1556 m
<u>Dipol 5</u>	
Länge Dipol 5	0,8109 m
Durchmesser Dipol 5	5,7189 mm
Abstand Dipol 5-6	0,1360 m
<u>Dipol 6</u>	
Länge Dipol 6	0,709
Durchmesser Dipol 6	5 mm

Scilab-Script für die vollumfängliche Berechnung der LPDA bei abgelesenen Werten für den Skalierung-/Abstandsfaktors (8 dBi):

```

c=2.99792458e8; //Lichtgeschwindigkeit in m/s

ZE=50; //Eingangsimpedanz in Ohm
d1=0.00500; //Durchmesser des kleinsten Strahlers im m
f_min=108000000; //minimalste Frequenz in MHz (obere Frequenzgrenze)
f_max=137000000; //maximalste Frequenz in MHz (untere Frequenzgrenze)
tau=0.892; //Skalierungsfaktor Tau
sigma=0.167; //Abstandsfaktor Sigma

B=0; //Variable für die Boomlänge initialisieren

lambda_max=c/f_min; //Wellenlänge der unteren Frequenz
lambda_min=c/f_max; //Wellenlänge der oberen Frequenz

sigma_m=sigma/(tau)^(1/2); //Berechnung des mittleren Abstandsfaktors
Ausgabe=sprintf('Der mittlere Abstandsfaktor Om beträgt: %.4f',sigma_m);
disp(Ausgabe);

alpha=atan((1-tau)/(4*sigma))*(360/(2*pi)); //Berechnung des Steigungswinkels der
LPDA
Ausgabe=sprintf('Der Steigungswinkel beträgt %.2f °',alpha);
disp(Ausgabe);

lmax=lambda_max*0.5; //Längster Dipolstab für die kleinste Frequenz
Ausgabe=sprintf('Die maximale/längste Strahler-Länge beträgt: %.4f m',lmax);
disp(Ausgabe);
lmaxv=lmax; //Hilfsvariable für die Längenberechnung

lmin=lambda_min/3; //Kürzester Dipolstab für die größte Frequenz
Ausgabe=sprintf('Die minimalste/kürzeste Strahler-Länge beträgt: %.4f m',lmin);
disp(Ausgabe);

Bs=lmax/lmin; //Strukturbandbreite vor dem Runden der Anzahl der Elemente
Ausgabe=sprintf('Die Strukturbandbreite Bs vor der Rundung beträgt: %.3f',Bs);
disp(Ausgabe);

N=round((1-(log(Bs)/log(tau)))); //Anzahl der Elemente (gerundet)
Ausgabe=sprintf('Die Anzahl der Elemente N beträgt: %.f',N);
disp(Ausgabe);

Bs=tau^(1-N); //Strukturbandbreite nach dem Runden der Anzahl der Elemente
Ausgabe=sprintf('Die Strukturbandbreite Bs nach der Rundung beträgt: %.3f',Bs);
disp(Ausgabe);

L=lmax/2*(1-(1/Bs))*1/tan(alpha*(2*pi)/360); //Baulänge L
Rn=L;
Rn_1=L;
Ausgabe=sprintf('Die Baulänge L beträgt: %.4f m',L);
disp(Ausgabe);

```

```
Z1=120*(log(lmin/d1)-2.25); //charakteristische Impedanz des kürzesten Strahlers
Ausgabe=sprintf('Die charakteristische Impedanz des kürzesten Strahlers Z1 beträgt: %.2f
Ohm',Z1);
disp(Ausgabe);
```

```
ZS=((ZE*ZE)/(8*sigma_m*Z1))+ZE*((ZE/(8*sigma_m*Z1))^2+1)^(1/2); //charakteristi-
sche Impedanz der Speiseleitung
Ausgabe=sprintf('Die charakteristische Impedanz ZS der Speiseleitung beträgt: %.2f
Ohm',ZS);
disp(Ausgabe);
```

```
Lk=lmax/4; //Berechnung der Länge des Stubs (Kurzschlusspunktes)
Ausgabe=sprintf('Die Länge des Stubs Lk beträgt: %.4f m',Lk);
disp(Ausgabe);
```

```
d=1000*d1; //Umrechnung des Durchmessers von m in mm
d1=1000*d1; //Umrechnung des Durchmessers von m in mm
```

```
Ausgabe=sprintf('\n\n');
disp(Ausgabe);
```

```
disp('geometrische Abmessungen der LPDA-Antenne:');
```

```
Ausgabe=sprintf('\n');
disp(Ausgabe);
```

```
for i = 1:N
    if i==1 then
        Ausgabe=sprintf('Länge Dipol %.f: %.4f m',i,lmax); //Berechnung der Strahler-
        Länge
        disp(Ausgabe);
    else
        lmaxv=lmaxv*tau;
        Ausgabe=sprintf('Länge Dipol %.f: %.4f m',i,lmaxv); //Berechnung der Strahler-
        Länge
        disp(Ausgabe);
    end
```

```
d=d1;
d=d/tau^(N-i);
Ausgabe=sprintf('Durchmesser Dipol %.f: %.4f mm',i,d); //Berechnung der Durchmes-
ser der Dipole
disp(Ausgabe);
```

```
if i<=N-1 then
    if i==1 then
        Abstand=(lmin/2)*(1-tau)*(1/tan(alpha*pi/180)); //Berechnung des ersten Ab-
        standes
        Ausgabe=sprintf('Abstand zwischen Dipol %.f und Dipol %.f: %.4f m',i,i+1,Ab-
        stand);
        disp(Ausgabe);
        B=B+Abstand; //Berechnung der Boom-Länge
    else
```

```
    Abstand=Abstand*tau;
    Ausgabe=sprintf('Abstand zwischen Dipol %.f und Dipol %.f: %.4f m',i,i+1,Ab-
stand); //Berechnung der Abstände > Dipol 1 und 2
    disp(Ausgabe);
    B=B+Abstand; //Berechnung der Boom-Länge
end
Ausgabe=sprintf('\n\n');
disp(Ausgabe);
end
end

Ausgabe=sprintf('\n');
disp(Ausgabe);

Ausgabe=sprintf('Die Boom-Länge LB (ohne Stub) beträgt: %.4f m',B); //Ausgabe der
Boom-Länge
disp(Ausgabe);

Ausgabe=sprintf('Die Boom-Länge LBS (mit Stub) beträgt: %.4f m',(B+Lk)); //Ausgabe
der Boom-Länge
disp(Ausgabe);
```

Scilab-Konsolenausgabe für die vollumfängliche Berechnung der LPDA bei abgelesenen Werten für den Skalierung-/Abstandsfaktors (8dBi):

"Der mittlere Abstandsfaktor O_m beträgt: 0.1768"

"Der Steigungswinkel beträgt 9.18 °"

"Die maximale/längste Strahler-Länge beträgt: 1.3879 m"

"Die minimalste/kürzeste Strahler-Länge beträgt: 0.7294 m"

"Die Strukturbandbreite B_s vor der Rundung beträgt: 1.903"

"Die Anzahl der Elemente N beträgt: 7"

"Die Strukturbandbreite B_s nach der Rundung beträgt: 1.985"

"Die Baulänge L beträgt: 2.1302 m"

"Die charakteristische Impedanz des kürzesten Strahlers Z_1 beträgt: 327.94 Ohm"

"Die charakteristische Impedanz Z_S der Speiseleitung beträgt: 55.68 Ohm"

"Die Länge des Stubs L_k beträgt: 0.3470 m"

""

""

"geometrische Abmessungen der LPDA-Antenne:"

""

"Länge Dipol 1: 1.3879 m"

"Durchmesser Dipol 1: 9.9262 mm"

"Abstand zwischen Dipol 1 und Dipol 2: 0.2436 m"

""

""

"Länge Dipol 2: 1.2380 m"

"Durchmesser Dipol 2: 8.8541 mm"

"Abstand zwischen Dipol 2 und Dipol 3: 0.2173 m"

""

""

"Länge Dipol 3: 1.1043 m"

"Durchmesser Dipol 3: 7.8979 mm"

"Abstand zwischen Dipol 3 und Dipol 4: 0.1938 m"

""

""

"Länge Dipol 4: 0.9851 m"

"Durchmesser Dipol 4: 7.0449 mm"

"Abstand zwischen Dipol 4 und Dipol 5: 0.1729 m"

""

""

"Länge Dipol 5: 0.8787 m"

"Durchmesser Dipol 5: 6.2841 mm"

"Abstand zwischen Dipol 5 und Dipol 6: 0.1542 m"

""

""

"Länge Dipol 6: 0.7838 m"

"Durchmesser Dipol 6: 5.6054 mm"

"Abstand zwischen Dipol 6 und Dipol 7: 0.1376 m"

""

""

"Länge Dipol 7: 0.6991 m"

"Durchmesser Dipol 7: 5.0000 mm"

""

"Die Boom-Länge LB (ohne Stub) beträgt: 1.1195 m"

"Die Boom-Länge LBS (mit Stub) beträgt: 1.4665 m"

Ergebnisse der vollumfänglichen Berechnung der LPDA bei abgelesenen Werten für den Skalierungs-/Abstandsfaktors (8 dBi):

Tabelle 14: Scilab-Ergebnisse 8 dBi LPDA bei abgelesenen Werten für den Skalierungs-/Abstandsfaktors

Parameter	Wert		
Skalierungsfaktor τ	0,892		
Abstandsfaktor σ	0,167		
mittlere Abstandsfaktor σ_m	0,1768		
Steigungswinkel α	9,18 °		
maximale Strahler-Länge l_{max}	1,3879 m		
minimale Strahler-Länge l_{min}	0,7294 m		
Strukturbandbreite B_s vor der Rundung	1,903		
Anzahl der Elemente N	7		
Strukturbandbreite B_s nach der Rundung	1,985		
Baulänge L	2,1302 m		
char. Impedanz des kürzesten Strahlers Z_1	327,94 Ω		
char. Impedanz der Speiseleitung Z_s	55,68 Ω		
Länge des Stubs l_s	0,347 m		
Boomlänge L_B (ohne Stub)	1,1195 m		
Boomlänge L_{BS} (mit Stub)	1,4665 m		
Dipol 1		Dipol 7	
Länge Dipol 1	1,3879 m	Länge Dipol 7	0,6991 m
Durchmesser Dipol 1	9,9262 mm	Durchmesser Dipol 7	5 mm
Abstand Dipol 1-2	0,2436 m		
Dipol 2			
Länge Dipol 2	1,2380 m		
Durchmesser Dipol 2	8,8541 mm		
Abstand Dipol 2-3	0,2173 m		
Dipol 3			
Länge Dipol 3	1,1043 m		
Durchmesser Dipol 3	7,8979 mm		
Abstand Dipol 3-4	0,1938 m		
Dipol 4			
Länge Dipol 4	0,9851 m		
Durchmesser Dipol 4	7,0449 mm		
Abstand Dipol 4-5	0,1729 m		
Dipol 5			
Länge Dipol 5	0,8787 m		
Durchmesser Dipol 5	6,2841 mm		
Abstand Dipol 5-6	0,1542 m		
Dipol 6			
Länge Dipol 6	0,7838 m		
Durchmesser Dipol 6	5,6054 mm		
Abstand Dipol 6-7	0,1376 m		

LPDA-Verkürzung über das Einbringen von Verlängerungsspulen-Spulenparameter (Kapitel 5.2.1)

Tabelle 15: verkürzte LPDA-Antenne über Verlängerungsspulen-Spulenparameter

	Strahler 1	Strahler 2	Strahler 3	Strahler 4	Strahler 5	Strahler 6	Strahler 7
Induktivität (L) in nH	290,31	258,96	230,99	206,04	183,79	163,94	146,23
Windungszahl (N)	4,83	4,56	4,31	4,07	3,84	3,63	3,43
Spulendurchmesser (d) in mm	15,50	15,50	15,50	15,50	15,50	15,50	15,50
Spulenlänge (l) in mm	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00
d/l	1,29	1,29	1,29	1,29	1,29	1,29	1,29
Formfaktor k	0,630	0,630	0,630	0,630	0,630	0,630	0,630
Spulendraht (l_{draht}) in mm	1,24	1,32	1,39	1,47	1,56	1,65	1,75
Eindringtiefe δ (Skin-Effekt)	6,47E-03	6,11E-03	5,77E-03	5,45E-03	5,15E-03	4,86E-03	4,59E-03
wirksamer Querschnitt im mm²	2,51E-02	2,51E-02	2,52E-02	2,52E-02	2,52E-02	2,52E-02	2,52E-02
Drahtlänge gesamt (l_{ges}) in cm	27,94	26,50	25,15	23,87	22,65	21,51	20,43
Formfaktor (k)	0,695	0,695	0,695	0,695	0,695	0,695	0,695
Eigenkapazität (C_E) in pF	0,3388	0,3403	0,3419	0,3435	0,3453	0,3472	0,3491
ind. Blindwiderstand (X_L) in Ω	197,00	197,00	197,00	196,99	196,99	196,99	197,01
Spulenwiderstand (R_L) in Ω	1,99E-01	1,88E-01	1,79E-01	1,69E-01	1,61E-01	1,53E-01	1,45E-01
Güte (Q)	992	1046	1103	1163	1226	1291	1360
Resonanzfrequenz (f_{res}) in MHz	507,45	536,13	566,35	598,21	631,78	667,14	704,38

LPDA-Verkürzung über die Kombination beider Verkürzungsmaßnahmen-Spulenparameter (Kapitel 5.3.1):

Tabelle 16: kombiniert verkürzte LPDA-Antenne-Spulenparameter

	Strahler 1	Strahler 2	Strahler 3	Strahler 4	Strahler 5	Strahler 6	Strahler 7
Induktivität (L) in nH	147,37	131,45	117,26	104,59	93,30	83,22	74,23
Windungszahl (N)	3,44	3,25	3,07	2,90	2,74	2,59	2,44
Spulendurchmesser (d) in mm	15,50	15,50	15,50	15,50	15,50	15,50	15,50
Spulenlänge (l) in mm	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00
d/l	1,29	1,29	1,29	1,29	1,29	1,29	1,29
Formfaktor k	0,630	0,630	0,630	0,630	0,630	0,630	0,630
Spulendraht (draht) in mm	1,74	1,85	1,95	2,07	2,19	2,32	2,46
Eindringtiefe δ (Skin-Effekt)	6,47E-03	6,11E-03	5,77E-03	5,45E-03	5,15E-03	4,86E-03	4,59E-03
wirksamer Querschnitt im mm ²	3,53E-02	3,53E-02	3,53E-02	3,54E-02	3,54E-02	3,54E-02	3,54E-02
Drahtlänge gesamt (l _{ges}) in cm	20,50	19,48	18,51	17,60	16,74	15,92	15,15
Formfaktor (k)	0,695	0,695	0,695	0,695	0,695	0,695	0,695
Eigenkapazität (C _E) in pF	0,3490	0,3511	0,3533	0,3556	0,3580	0,3607	0,3634
ind. Blindwiderstand (X _L) in Ω	100,00	100,01	100,01	100,00	100,00	100,00	100,01
Spulenwiderstand (R _L) in Ω	1,04E-01	9,85E-02	9,35E-02	8,89E-02	8,45E-02	8,04E-02	7,65E-02
Güte (Q)	965	1016	1069	1125	1183	1244	1308
Resonanzfrequenz (f _{res}) in MHz	701,80	740,87	782,00	825,27	870,80	918,67	968,99

Materialliste-Praktische Realisierung und Vermessung (LPDA-Antennen):

Tabelle 17: Materialliste-zweiter LPDA-Antennenentwurf

<u>Anzahl</u>	<u>Bezeichnung</u>	<u>Maße in mm</u>
2	Aluminium-Vierkantrohr	20x20x1,5x1200
2	Aluminium-Rundprofil-Vollmaterial	693x8
2	Aluminium-Rundprofil-Vollmaterial	619x8
2	Aluminium-Rundprofil-Vollmaterial	552x8
2	Aluminium-Rundprofil-Vollmaterial	492x6
2	Aluminium-Rundprofil-Vollmaterial	439x6
2	Aluminium-Rundprofil-Vollmaterial	392x6
2	Aluminium-Rundprofil-Vollmaterial	349x5
6	Stahl-Sechskantmutter DIN934	M8
6	Stahl-Sechskantmutter DIN 934	M6
6	Stahl-Sechskantmutter DIN 934	M5
4	Sechskantschraube DIN931	M5x50
8	Karosserie-Unterlegscheibe	1,5x5,3x20
2	Linsenkopfschraube	M4x10
2	Stahl-Sechskantmutter DIN931	M4
4	Kunststoff-Karosserie-Unterlegscheibe	M5
1	Koaxialleitung RG213 (Sytronic)	5000
1	N-Stecker für RG213-Koaxialleitung	-
2	Ringkabelschuh lötfar	M4
2	Aluminium-Flachprofil	25x150x2
2	Fichtenholz-Flachprofil	25x75x5

Zweiter LPDA-Antennenentwurf (Standard)-Messwerte Richtcharakteristik:

Tabelle 18: Richtcharakteristik Messwerte-zweiter LPDA-Antennenentwurf

Winkel in °	Spannungspegel in dB μ V		
	108 MHz	122,5 MHz	137 MHz
0 °	82,09	81,16	80,05
15 °	81,46	80,96	79,27
30 °	79,49	79,26	77,65
45 °	75,74	75,83	73,66
60 °	71,03	67,23	68,68
75 °	64,84	60,97	63,05
90 °	59,09	64,7	59,2
105 °	60,66	66,8	57,65
120 °	61,77	66,71	57,45
135 °	61,95	65,18	60,4
150 °	63,40	63,29	61,84
165 °	64,36	63,96	61,63
180 °	64,57	64,07	61,95
195 °	64,47	64,14	61,25
210 °	63,36	64,86	60,53
225 °	63,27	65,14	57,55
240 °	62,35	66,41	57,73
255 °	60,23	66,61	59,99
270 °	60,45	64,92	62,52
285 °	68,47	63,42	68,76
300 °	76,02	71,16	73,05
315 °	78,61	75,12	75,7
330 °	81,04	79,18	77,81
345 °	81,99	80,66	79,26

LPDA mit Dachkapazitäten-Messwerte Richtcharakteristik:

Tabelle 19: Richtcharakteristik Messwerte-LPDA-Antenne mit Dachkapazitäten

Winkel in °	Spannungspegel in dB μ V		
	108 MHz	122,5 MHz	137 MHz
0 °	81,12	80,62	79,03
15 °	80,45	80,04	78,59
30 °	78,67	78,22	76,93
45 °	76,02	75,21	73,57
60 °	72	70,02	68,43
75 °	67,52	65,90	60,03
90 °	56,54	59,46	55,93
105 °	60,33	62,71	60,42
120 °	60,99	62,19	59,32
135 °	63,5	59,99	58,26
150 °	65,36	59,89	57,90
165 °	68,05	59,60	58,68
180 °	68,44	59,51	58,33
195 °	67,4	59,26	58,45
210 °	64,69	58,91	58,88
225 °	63,09	58,99	57,71
240 °	61,69	61,00	58,41
255 °	60,96	62,49	59,84
270 °	58,38	60,01	56,21
285 °	68,51	64,57	58,23
300 °	75,25	68,77	66,40
315 °	78,08	73,96	71,98
330 °	79,95	77,47	76,16
345 °	80,87	79,73	78,46