

Simulation, Aufbau und Test einer Antennenzeile als Untergruppe einer P-Band Antenne für Flugzeug-SAR Anwendung

Alicja Kosc



Dokument Nummer: DLR-IB 551-3/2011

Titel: Simulation, Aufbau und Test einer Antennenzeile als Untergruppe einer P-Band Antenne für Flugzeug-SAR Anwendung

Verfasser: Alicja Kosc

Projekt:

Fachgruppe: Flugzeug-SAR

Abteilungsleiter: Dr. Andreas Reigber

Kurzbeschreibung:

Schlüsselworte:

Verteiler: Schriftgutarchiv Institut
elib
Institutsleiter Prof. Dr. Alberto Moreira
Abteilungsleiter Dr. Andreas Reigber
Ralf Horn
Alicja Kosc
Alberto Di Maria
Markus Limbach
Bernd Gabler



Diplomarbeit

**Simulation, Aufbau und Test einer Antennenzeile als
Untergruppe einer P-Band Antenne für Flugzeug – SAR
Anwendung**

Alicja Kość

Betreuer: Dipl.-Ing. M. Limbach
Dipl.-Ing. A. Di Maria
Dipl.-Ing. L. Zwirello

Zeitraum: 01.05.2010 bis 01.11.2010

Karlsruhe, 01.11.2010

Postanschrift: Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
Kaiserstraße 12
D-76128 Karlsruhe

Gebäude: Engesserstraße 5, Geb. 30.10

Tel.: +49 (0) 721 608 25 22
Skr.: +49 (0) 721 608 25 23
Fax: +49 (0) 721 69 18 65
E-Mail: ihe@ihe.uka.de
www.ihe.uni-karlsruhe.de



Erklärung:

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne Verwendung unzulässiger Hilfsmittel angefertigt habe.

Karlsruhe, 01.11.2010

Alicja Kość

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	7
2	Die Spezifikation der P-Band Antenne.....	11
	2.1 Die mechanischen Eigenschaften.....	11
	2.2 Die elektrische Eigenschaften	13
3	Die Gruppenantenne -Theorie	15
4	Das Netzwerk - Theorie	19
	4.1 Der Leistungsteiler	20
	4.1.1 Der symmetrische Wilkinson -Leistungsteiler.....	22
	4.1.2 Der unsymmetrische „Split-Tee“-Leistungsteiler.....	23
	4.1.3 Der Leistungskoppler	24
5	Das Einzelement.....	27
	5.1 Der Aufbau.....	27
	5.2 Materialwahl und Designparameter	29
	5.3 Simulation vs. Messung	31
	5.3.1 Die Streuparametern	32
	5.3.2 Die Richtcharakteristik	33
6	Die Untergruppe.....	39
	6.1 2 - Elementen - Untergruppe.....	40
	6.1.1 Die Konfiguration „A“ – „identische Elemente“	40
	6.1.2 Die Konfiguration „B“ – „Spiegelung links“	43
	6.1.3 Die Konfiguration „C“ – „Spiegelung rechts“	45
	6.1.4 Zusammenfassung: 2-Elemente-Untergruppe.....	47
	6.2 5-elementige Untergruppe - Zeile	47
	6.2.1 Konfiguration I.....	47
	6.2.2 Konfiguration II	49
	6.2.3 Zusammenfassung: 5-Elemente-Untergruppe.....	51
7	10 – Elemente – Untergruppe.....	53
	7.1 Die Simulationsergebnisse	53
	7.2 Der Aufbau.....	56
	7.3 Die Messergebnisse.....	58
8	Die Gruppenantenne	61
9	Double Ridged Horn Antenna (Steghornstrahler).....	63
	9.1 Das Model	63
	9.1.1 Der Rippenhohlleiter	64
	9.1.2 Der Hohlraumresonator.....	66
	9.1.3 Die Pyramidensektion.....	69
	9.1.4 Zusammenbau	72
	9.2 Die Simulationsergebnisse	72
	9.3 Der mechanische Aufbau	75

	9.4	Messergebnisse der DRH-Antenne	77
10		Zusammenfassung	79
11		Abbildungsverzeichnis	81
12		Tabellenverzeichnis	84
13		Literaturverzeichnis	85

1 Einleitung

Meine Diplomarbeit habe ich in der Abteilung SAR-Technologie des Instituts für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme im Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) in Oberpfaffenhofen durchgeführt. Abbildung 1-1 zeigt das am Institut entwickelte flugzeuggetragenes Synthetik-Apertur-Radar (F-SAR), das seit 2006 erfolgreich eingesetzt wird.



Abbildung 1-1 Das flugzeuggetragene Synthetik-Apertur-Radarsystem, auf Do 228

F-SAR ist der Nachfolger von E-SAR, das 23 Jahre, bis 2010, operationell eingesetzt wurde. Das neue System wurde aufgebaut, um den höheren Anforderungen an die Qualität der Radardaten gerecht werden zu können. Dies umfasst zum Beispiel eine höhere Auflösung und die Fähigkeit zur polarimetrischen Interferometrie. Neben leistungsfähigeren Systemkomponenten und mehrkanaligem Aufbau in fast allen Frequenzbändern, wurde die Neuentwicklung aller Antennen notwendig. Folgende Frequenzbänder werden betrieben: X-, C-, S-, L- und P-Band.

Zur polarimetrischen Single- Pass- Interferometrie, sowohl im X-Band als auch im S-Band, werden zwei Empfangsantennen übereinander („Cross Track“) bzw. nebeneinander („Along Track“) angeordnet, um den Laufzeitunterschied als Phasenunterschied der reflektierten Empfangssignale zwischen den beiden Antennen zu bestimmen. Im „Cross Track“ Modus können daraus Objekthöhen, Geländetopographie, also digitale Geländemodelle, prozessiert werden. Die „Along Track“ Konfiguration dient der Geschwindigkeitsmessung von Gewässern, Gelände (Hangrutschen, Gletscher,...) oder Fahrzeugen.

Um zusätzliche Informationen über das überflogene Gelände zu bekommen werden die Informationen aus unterschiedlichen Frequenzbändern kombiniert. Die beiden Szenen in Abbildung 1-2 zeigen die Extraktion unterschiedlicher Informationen aus Waldgebieten im X- und P-Band Frequenzbereich. Kurze Wellenlängen (z.B. X- Band $\lambda \approx 3\text{cm}$) zeigen Reflexionen an der Oberflächen der Vegetation. Diese Wellenlängen werden benutzt, um Geländeinformationen einschließlich Bewuchshöhen zu bestimmen. Radarstrahlung größerer Wellenlänge (z.B. P- Band, $\lambda \approx 100\text{ cm} - 80\text{ cm}$ oder L-Band, $\lambda \approx 23\text{ cm}$) wie in [1] beschrieben, dringen dagegen in bestimmte Medien ein und liefert damit Informationen über die Bodenbeschaffenheit oder Baumhöhen.

Große Wellenlängen finden Anwendung in vielen weiteren Einsatzbereichen. Abhängig vom Vegetationsbereich (wie z.B. Wald / nicht Wald) ergeben sich im P-Band strukturelle Unterschiede, siehe Abbildung 1-2 rechts. Deswegen hat dieser Frequenzbereich große Bedeutung im Hinblick auf die Untersuchung von Vegetationsbedeckung, Gletschermessung und Meeresbodentopographie, sowie der Bestimmung von Bodenfeuchte. Weiterhin dienen alle Untersuchungen, auch die der anderen Frequenzbänder, vielfach als Grundlage für zukünftige Satellitenmissionen, z.B. für die Satellitenmission BIOMASS im Frequenzbereich um 435 MHz.

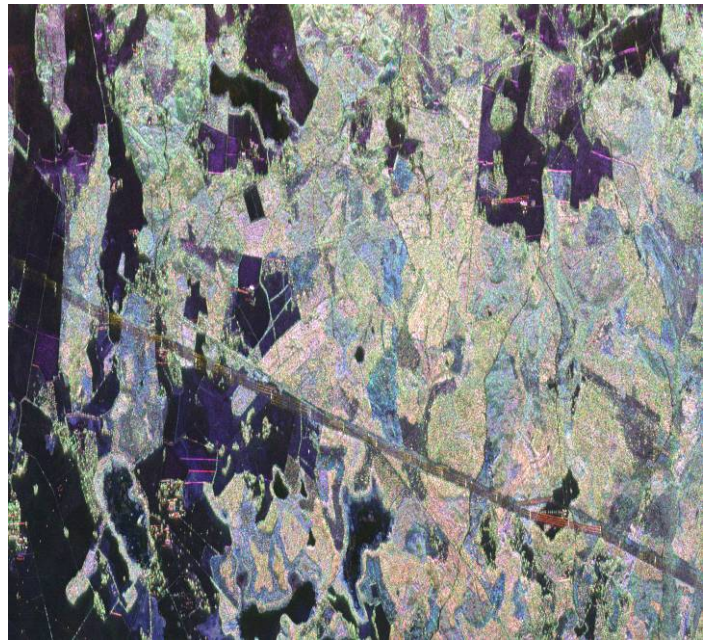


Abbildung 1-2 Der Wald und landwirtschaftlich genutzte Flächen bei Traunstein, in Bayern, im X-Band (Wellenlänge $\lambda = 3\text{ cm}$; links), Waldgebiet in Remningstorp in Schweden im P-Band (Wellenlänge $\lambda = 85\text{ cm}$, rechts)

Die Entwicklung einer neuen P-Band Antenne, die Thema meiner Diplomarbeit ist, wird die Möglichkeiten in diesem Frequenzbereich erweitern. Es wurde bereits eine P-Band Antenne für das F-SAR aufgebaut, die zwischen 300 MHz und 400 MHz arbeitet. Diese kann wegen Beschränkungen in der Frequenzuteilung nicht überall und in vollem Umfang eingesetzt werden. Aus diesem Grund, und zur Überdeckung mit dem durch die ESA initiierten BIOMASS-Programm, wird das System um einen zweiten P-Band Frequenzbereich zwischen 410 MHz bis 460 MHz erweitert. Bei großen Bandbreiten erhöht sich das Risiko, neben dem Nutzsignal immer starke Störsignale von anderen Diensten zu empfangen. Deshalb wurde die Bandbreite auf 50 MHz reduziert.

Die Anforderungen an die Antenne werden am Beginn der Entwicklung festgelegt und in einer Spezifikation beschrieben. Sie unterteilt sich in mechanische und elektrische Eigenschaften, wie in Kapitel 1 beschrieben.

Zunächst werden die theoretischen Grundlagen bezüglich der zu entwickelnden Antenne, Einzelelementtheorie, lineare und 2-dimensionale Gruppenantenne, in Kapitel 2 zusammengefasst.

Für die endgültige Gruppenantenne wird ein teilweise schaltbares Netzwerk benötigt. Dieses wird in Kapitel 3 separat betrachtet. Die Amplituden- und Phasenbelegung für drei unterschiedliche Blickrichtungen der Antenne werden untersucht. Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurde nur ein Teil des Netzwerkaufbaus realisiert, ergänzt durch die Berechnung bzw. Simulation der insgesamt benötigten Parameter.

Die folgenden Kapitel befassen sich mit der schrittweise Antennenentwicklung, beginnend beim Einzelelement, hin zur Gruppenantenne. Die vollständige Optimierung aller Parameter für das Einzelelement wurde bereits während meiner Studienarbeit durchgeführt. Aus diesem Grund werden diese in Kapitel 4 nur zusammengefasst dargestellt.

Um die Qualität der Ergebnisse aus der Simulationssoftware (hier wurde HFSS – High Frequency Structure Simulator von Ansoft benutzt) zu belegen, wurden diese mit Messergebnissen verglichen.

Die Zusammenfassung mehrerer Einzelelemente zu unterschiedlich komplexen Anordnungen und die Untersuchung der Einflüsse die diese Elemente aufeinander ausüben ist Inhalt von Kapitel 5. Schwerpunkt ist, eine geeignete Methode zur Kreuzpolarisationsunterdrückung zu finden. Schon mit einer 2-Elemente-Untergruppe ergeben sich unterschiedliche Kombinationsmöglichkeiten und abweichende Resultate. Der nächste Schritt war die optimale Anordnung der Elemente für eine Zeile bzw. für die Kombination mehrerer Zeilen zu einer 2-dimensionalen Gruppe. Die Ergebnisse sind ebenfalls in Kapitel 6 beschrieben.

Zum Abschluss der Diplomarbeit wurde eine 2-zeilige Untergruppe aufgebaut und vermessen. Dies wird in Kapitel 7 beschrieben. Es werden die Simulationsergebnisse, sowie die Messergebnisse dieser Anordnung dargestellt. Die Parameter und der Aufbau für das benötigte Netzwerk einer Zeile werden ebenfalls aufgezeigt.

Aufgabe dieser Arbeit war die Ausarbeitung einer Antennenzeile als Ausgangspunkt für die abschließende Integration zur Gesamtantenne. Die Zusammenfassung aller 5 Zeilen zur fertigen P-Band Gruppenantenne wird deshalb im anschließenden Kapitel 8 nur noch theoretisch behandelt und soll als Ausblick für die noch ausstehenden Entwicklungsschritte im P-Band Design dienen. Um die Erfüllung der Spezifikation der Gesamtantenne nachzuweisen, werden die Simulationsergebnisse für die unterschiedlichen Blickrichtungen dargestellt.

Kapitel 9 befasst sich mit der Entwicklung einer dedizierten Sendeantenne im Frequenzbereich 200 MHz bis 1 GHz. Diese Aufgabe wurde zusätzlich in meine Diplomarbeit integriert, da diese Antenne zur Vermessung der Eigenschaften meiner P-Band Elemente benötigt wurde. Ich habe mich hier für eine Double Ridged Horn Antenne entschieden. Aufbau, Simulations- und Messergebnisse dieser Antenne werden in Kapitel 10 beschrieben.

Abschließend erfolgt in Kapitel 11 eine Zusammenfassung meiner Diplomarbeit. Die Parameter aus der Spezifikation werden mit den Simulationsergebnissen der Gruppenantenne und mit den Messwerten der Untergruppe verglichen.

2 Die Spezifikation der P-Band Antenne

Die Spezifikation ist der Ausgangspunkt der Antennenentwicklung. Hier sind alle Anforderungen an das zukünftige Design zusammengefasst. Die Spezifikation basiert auf den Gesamtsystemparametern und definiert gleichzeitig das Interface zwischen Antenne und Radarsystem.

Die Auswahl des Antennentyps, das mögliche Design und weitere Randbedingungen ergeben sich aus den genannten Anforderungen, siehe Tabelle 2-1 und Tabelle 2-2.

Aus der Analyse der Spezifikation, gemeinsam mit der verwendeten Antennenplattform und der Anwendung werden die ersten Designparameter extrahiert. In den folgenden Unterkapiteln werden alle Anforderungen dargestellt, die die P-Band Gruppenantenne erfüllen muss. Die Spezifikation wird in mechanische und elektrische Eigenschaften aufgeteilt. Diese werden getrennt aufgezeigt, dürfen jedoch nicht isoliert betrachtet werden.

2.1 Die mechanischen Eigenschaften

Da die P-Band Antenne an der Unterseite eines Flugzeugs der Baureihe Dornier Do-228-212, Kennzeichen D-CFFU montiert wird, spielen die mechanischen Eigenschaften bei der Entwicklung der Antenne eine besondere Rolle. Die Größe der Antenne ist durch die Dimension des Flugzeuges, die Aufnahmemöglichkeiten der Anschlusspunkte im Flugzeugrumpf und einen bereits vorhandenen Windabweiser abhängig. Die Antenne muss mit einem Radom der Größe 145 cm x 145 cm abschließen, bei einer maximalen Höhe von 30 cm. Um den Windabweiser an der Antenne montieren zu können muss ein Randbereich von etwa 2,5 cm frei gehalten werden. Die nutzbare Antennengröße folgt daraus zu:

- Länge 140 cm
- Breite 140 cm
- Höhe 25 – 30 cm

Der mechanische Aufbau der Antenne muss die Kräfte, die beim Flug auftreten, aufnehmen. Um die Konstruktion zu verstärken, werden die Substratschichten der Antenne im Zentrum der Einzelemente miteinander verschraubt. Es werden Schrauben und Hülsen verwendet. In der Vorstellung des Einzelementes wird hierauf noch näher eingegangen. Sollten später zusätzliche Verschraubungen außerhalb des Zentrums der Patches notwendig werden, so können diese mit nicht leitenden Kunststoff- bzw. mit Nylonschrauben ausgeführt werden.

Eine sehr wichtige, mechanische Eigenschaft ist das Gewicht der Antenne. Zur Minimierung des Gewichts muss das verwendete Material für die Antenne geeignet ausgewählt und eingesetzt werden. Um das Gewicht der Antenne zu reduzieren, wird zum Beispiel ein Teil des schwereren Substratmaterials in bestimmten Bereichen ausgespart. Dies wird in Kapitel 5 genauer beschrieben.

Durch die Anforderungen an die Strahlformung und die Fähigkeit eines elektrischen Strahlschwenks, muss die Antenne aus einer Gruppe von Einzelementen bestehen. Um alle Anforderungen an die Antennencharakteristik, insbesondere bei großen Schwenkwinkeln, erfüllen zu können, wird die Anzahl der Einzelemente auf die größte mögliche Anzahl festgelegt. Aus dem definierten Frequenzbereich folgt eine mögliche Zellengröße für ein Einzelement von 28 cm. Daraus ergeben sich 25 Elemente für die Gruppenantenne.

- Länge 28 cm
- Breite 28 cm
- Höhe 25 – 30 cm

Abbildung 1-1 stellt die Abmessungen sowohl des Einzelementes als auch der Gruppenantenne dar.

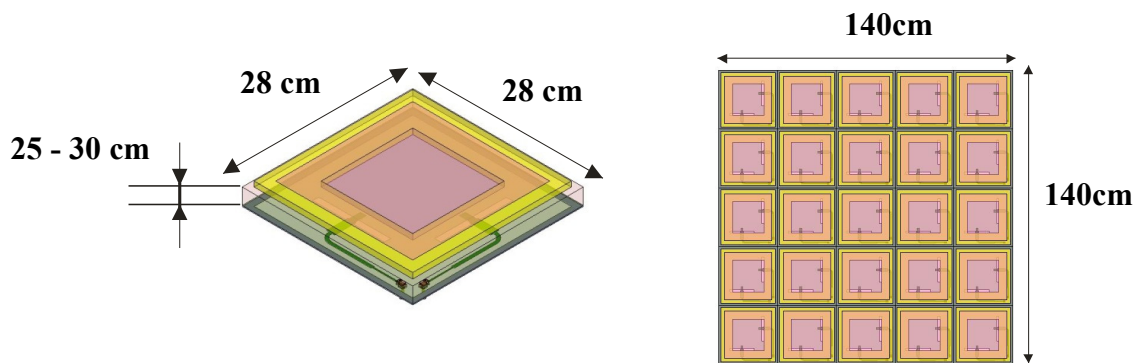


Abbildung 2-1 Dimension des Einzelementes (links) und der Gruppenantenne (rechts)

Durch die ungerade Anzahl von Elementen ergeben sich weitere Herausforderungen, z.B. die unsymmetrische Richtcharakteristik von Untergruppen. Es wird gezeigt, dass sich diese Punkte beispielsweise durch eine optimal angepasste Amplitudenbelegung und Phasensteuerung der Elemente gut lösen lassen.

Grundsätzlich ergeben sich durch die Wahl einer größeren Elementanzahl mehr Freiheitsgrade in der Optimierung. Dies ist notwendig um die elektrischen Anforderungen an die Richtcharakteristik der Gruppenantenne zu erfüllen. Vor allem die Unterdrückung außerhalb des Nutzbereiches (Opposite swath suppression) ist von sehr hoher Bedeutung.

2.2 Die elektrische Eigenschaften

Neben den genannten mechanischen Parametern müssen weitere elektrische Eigenschaften erfüllt werden:

- Frequenzbereich 410 MHz – 460 MHz
- Bandbreite 50 MHz
- dualpolarisiert, linear horizontal, linear vertikal
- Gewinn ≥ 10 dBi
- Schwenkbare Hauptkeule der Gruppenantenne (42° Off-Nadir)
- Halbwertsbreiten:
 - Elevation: $\sim 35^\circ$ (Side Looking),
 $\leq 30^\circ$ (Nadir Looking)
 - Azimuth: $\leq 30^\circ$
- Nebenzipfelunterdrückung: ~ 15 dB
- Kreuzpolarisationsunterdrückung: ≥ 25 dB

Diese Parameter gelten auch für das Einzelelement. Ausgenommen der Gewinn, der in diesem Fall mindestens 5 dBi betragen sollte, sowie das Maß für die Kreuzpolarisationsunterdrückung und die Halbwertsbreiten. Die Halbwertsbreite des Einzelelementes für Elevation und Azimut soll größer als 60° sein.

Der Wert für den Antennengewinn der Gruppenantenne von mindestens 10 dBi erscheint für die 25-elementige Gruppe sehr klein, jedoch gilt dieser Wert für einen Schwenk der Hauptkeule in 42° -Richtung. Das Einzelelement wird dann schon jenseits der 3-dB Keulenbreite betrieben. Eine ausreichende Kreuzpolarisationsunterdrückung wird durch eine geschickte Anordnung der Einzelelemente innerhalb der Gruppe erreicht.

Die Anforderung einer in 3 Blickrichtungen schwenkbaren Hauptkeule basiert auf einer optimalen Ausleuchtung der Streifen am Boden und einer Überlappung der beleuchteten Streifen in allen Frequenzbereichen im Betrieb des SAR-Systems. Die Links / Rechts Konfiguration erlaubt die Minimierung der Flugstrecken, da bei reinem P-Band Betrieb sowohl beim Hin- als auch auf dem Rückflug der gleiche Streifen beleuchtet werden kann. (z.B. SAR Tomographie, ...). Die Nadir-Blickrichtung ermöglicht den Sounder-Betrieb, zum Beispiel für Eisdickenmessung bzw. Bestimmung der Schichtung von Eis.

In den unten dargestellten Tabellen sind die Leistungsparameter des SAR-Systems und die Antennenparameter für eine 5x5 Gruppenantenne zusammengefasst.

Frequenzbereich	410 MHz – 460 MHz Kernbereich: 430 MHz – 440 MHz
Signalbandbreite	max. 50 MHz
Sendeleistung	1 kW Puls, am Antennenport
Pulsdauer	5 μ s (nominell), max. 10 μ s (Sonderanwendungen)
Eingangsleistung	Ca. 0 dBm
HPA Verstärkung	Ca. 60 dB
Duty Cycle	1 % (nominell), max. 10 % (Sonderanwendungen)

Tabelle 2-1 Leistungsparameter

Blickrichtung	elektronisch schwenkbar (Relais), Nadir 0°, Off-Nadir 42°
Polarisation	dual, linear, horizontal, vertikal
Gewinn	min. 10 dBi (beide Polarisationsrichtungen)
Elevation (3 dB)	35° (Side looking), 30° oder weniger (Nadir looking)
Azimut (3 dB)	30° oder weniger
Nebenzüpfel	Min. 15 dB unter Hauptkeule (beide Ebenen)
Opposite Swath	Unterdrückung (2-weg) min. 20 dB (Ziel 30 dB)
Kreuzpolarisation	25 dB unter Hauptkeule oder besser

Tabelle 2-2 Antennenparameter

3 Die Gruppenantenne -Theorie

Die Basis einer Gruppenantenne ist das Einzelement. Seine Richtwirkung zeichnet sich meistens durch einen kleinen Gewinn und eine breite Keule aus. Siehe dazu Kapitel 5, Abbildung 5-10. Um die geforderte Richtwirkung zu erzielen, muss die effektive Antennenfläche vergrößert werden. Der Einfluss der Wirkfläche einer Antenne (A_w) auf ihren Gewinn (G_{eff}) ist in folgender Gleichung dargestellt:

$$G_{eff} = A_w \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \eta \quad (3.1)$$

Die Gleichung zeigt, dass der Gewinn einer Antenne proportional zur Antennenwirkfläche ist. Die Vergrößerung der Antennenfläche, in Bezug auf die Wellenlänge (λ) liefert die Voraussetzung für eine Gewinnmaximierung. Im Allgemeinen erhöht man die Wirkfläche durch Gruppenbildung von Einzelementen. Der Faktor η beschreibt eine Verkleinerung des Gewinns zum Beispiel bei einer nicht gleichförmigen Amplitudenbelegung. Dies muss bei der Auslegung der Gruppenantennen berücksichtigt werden.

Nach Constantine A. Balanis [2] haben dir folgenden fünf Faktoren Einfluss auf die Form der Richtcharakteristik einer Gruppenantenne:

1. die geometrische Konfiguration der Elemente innerhalb der Gruppe (linear, zirkular, rechteckig, sphärisch, usw.)
2. der relative Abstand zwischen den Elementen
3. die Amplituden der einzelnen Elemente
4. die Phasen der einzelnen Elemente
5. die relative Richtcharakteristik des Einzelementes

Die erste Bedingung lässt sich aus der mechanischen Spezifikation leicht ableiten. Wie in Kapitel 2 beschrieben, ist die geometrische Form der P-Band Gruppenantenne durch die Öffnung des Windabweisers bestimmt. Diese quadratische Öffnung gibt die Form der Gruppenantenne und die Verteilung der Einzelemente vor, siehe Abbildung 2-1.

Die nächsten drei Bedingungen bilden zusammen den sogenannten Gruppenfaktor einer Gruppenantenne. Die letzte Bedingung beschreibt die Eigenschaften des Einzelementes. Die Richtcharakteristik einer planaren Gruppenantenne folgt demnach aus folgender Gleichung:

$$E(\text{Total}) = E(\text{Einzelement}) \times \text{Gruppenfaktor} \quad (3.2)$$

Der Gruppenfaktor berechnet sich mit Hilfe folgender Gleichung:

$$F_{Gr} = \sum_{x=1}^M I_{x1} e^{j(x-1)(kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x)} \cdot \sum_{y=1}^N I_{y1} e^{j(y-1)(kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y)} \quad (3.3)$$

Mit:

- I_{x1}, I_{y1} - Amplitude der einzelnen Elementen in x- und y- Richtung
- d_x, d_y - Abstand zwischen Elementen in x- und y- Richtung
- β_x, β_y - Phase der einzelnen Elementen in x- und y- Richtung

Bei der Wahl des Abstandes zwischen den Elementen ist auf zwei wichtige Aspekte zu achten: Wird der Abstand zu klein gewählt, kann es zu starken Verkopplungen zwischen nebeneinander liegenden Einzelantennen kommen. Der Abstand kann aber auch nicht beliebig groß gewählt werden, weil es dann zu sogenannten Grating-Lobe-Erscheinungen führen kann. Die Grating-Lobe beschreibt die Entstehung zusätzlicher, unerwünschter Hauptkeulen.

Im Fall der P-Band Antenne wird die Hauptkeule unter einem relativ großen Winkel θ_s geschwenkt, damit im Bereich $\pm \theta_s$ keine Grating-Lobes entstehen können, muss der Abstand zwischen den Elementen den der Gleichung (3.4) genügen. Durch die quadratische Anordnung sind die Abstände, d_x und d_y n gleich.

$$d_x = d_y < \frac{1}{1 + |\sin \theta|} \cdot \lambda_0 \quad (3.4)$$

Mit:

- d_x, d_y - Abstand zwischen Elementen in x- und y- Richtung
- θ - maximaler Schwenkwinkel

Für die Blickrichtung „Nadir“ mit $\theta = 0^\circ$ ergibt sich kein Untersuchungsbedarf. Der maximal mögliche Elementabstand für die Blickrichtung „Off- Nadir“ $\theta_s = 42^\circ$ der ohne keine Grating-Lobes hervorruft, beträgt nach (3.4):

$$\text{Off- Nadir: } d_x = d_y < 0,42 \text{ Meter}$$

Diese Voraussetzungen werden mit dem hier gewählten Abstand $d_x = d_y = 0,28$ Meter vollständig erfüllt. Der relativ geringe Elementabstand liegt in dem Wunsch nach möglichst vielen Elementen innerhalb der vorgegebenen Geometrie begründet.

Durch die Festlegung der Antennengröße und der Elementanzahl werden die Hauptkeulenbreite und die Nebenzipfeldämpfung über die Amplitudenbelegung, bzw. bei

Hauptkeulenschwenk auch durch die Phasenbelegung der Einzelemente innerhalb der Gruppe gesteuert. Die Halbwertsbreite der Hauptkeule (HP) wird mit Hilfe Gleichung (3.5) berechnet:

$$HP = \frac{L}{\lambda} \cdot \eta \quad (3.5)$$

Mit:

- L - physikalische Länge der Antenne
- λ - Wellenlänge
- η - Koeffizient, bezeichnet Effektivität der Antennenfläche

Eine naheliegende Methode, Elemente innerhalb einer Zeile zu speisen, ist eine gleichmäßige Amplitudenbelegung ($\eta = 1$). Die sich daraus ergebende Nebenzipfeldämpfung ist jedoch unzureichend. Es werden lediglich 13,6 dB Nebenkeulenunterdrückung (erwünscht mindestens 15 dB, siehe Kapitel 2) erreichen. Die Speisung der Einzelemente transformiert sich mit Hilfe der Fourier-Transformation der Aperturbelegung ins Fernfeld. Um eine größere Nebenkeulendämpfung zu erreichen, muss die Belegung zum Rand hin abfallen. Man nennt dieses Verfahren Amplituden-Tapering. Es gibt eine Reihe gängiger Funktionen:

- dreieckförmige Belegung
- cos-förmige Belegung
- \cos^n -förmige Belegung
- binominal Belegung
- Dolph-Chebyshev Belegung

Da es sich im Fall der P-Band Antenne um eine sehr kleine Gruppe von Einzelementen handelt, ist es notwendig die Ergebnisse aus den Belegungsfunktionen mittels Simulation zu bestimmen. In jedem Fall hat ein Amplituden-Tapering eine Verbreiterung der Hauptkeule bei gleichzeitiger Dämpfung der Nebenzipfel zur Folge. Die Antennenwirkfläche verkleinert sich, wie es zum Beispiel in Gleichung (3.1) berücksichtigt wird. Somit führt die Verwendung einer binominalen Belegung theoretisch zur kompletten Unterdrückung von Nebenkeulen, bei gleichzeitiger Verbreiterung der Hauptkeule, weit über das spezifizierte Maß hinaus.

Ziel ist, eine optimale Belegungsfunktion zu finden, die sowohl eine ausreichende Nebenzipfelunterdrückung bietet, als auch eine hinreichende Hauptkeulenbreite erzeugt. In der Theorie liefert die Dolph-Chebyshev Verteilung eine sehr gute Nebenzipfelunterdrückung bei gleichzeitig gutem Flächenwirkungsgrad. Leider ist diese Belegung nur bei sehr großen Gruppen effizient umsetzbar.

Aus einer Reihe von Simulationen wurde eine geeignete Belegung extrahiert. Die für die P-Band Antenne geeignete Belegung folgt einer \cos^2 - Funktion. Diese wird in Abbildung 3-1 wiedergegeben.

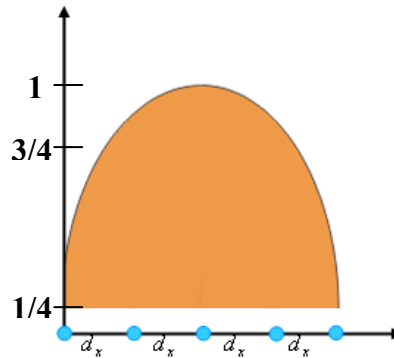


Abbildung 3-1 Die \cos^2 - förmige Belegung innerhalb einer Zeile

Es wurde spezifiziert, dass die P-Band Antenne in drei unterschiedliche Blickrichtungen schwenkbar sein muss (Nadir 0° , Off-Nadir $\pm 42^\circ$). Dieser Schwenk kann aus aerodynamischen Gründen nicht mechanisch unterstützt werden, sondern muss vollkommen elektronisch erfolgen. Zum elektronischen Schwenken der Hauptkeule einer Gruppenantenne werden die einzelnen Elemente mit bestimmten Phasenunterschieden angesteuert [3]. Damit die Hauptkeule um den Winkel θ_s schwenken kann, wird die Phasendifferenz für die in Schwenkebene benachbarten Elemente aus der Gleichung (3.6) berechnet. Dem Standard-Flugzeugkoordinatensystem folgend, beschreibt die y-Achse die Richtung quer zur Flugzeuglängsachse.

$$\Delta\varphi = -\frac{2\pi}{\lambda_0} d_y \sin \theta_s \quad (3.6)$$

Um die Hauptkeule der Gruppenantenne mit dem Schwenkwinkel $\theta_s = 42^\circ$ schwenken zu können, müssen die einzelne Elemente mit einem berechneten Phaseninkrement von $\Delta\varphi = 108^\circ$ angesteuert werden. Die Einspeisung der Elemente mit der vorgegebenen Phase kann mit unterschiedlichen Methoden erfolgen:

- schaltbaren Umwegeleitungen
- Hybridphasenschieber
- Ferrite
- ...

Die Wahl der zu verwendenden Phasenschieber erfolgt außerhalb meiner Diplomarbeit zu einem späteren Zeitpunkt. In meiner Arbeit werden lediglich die Parameter für einen optimalen Schwenk der Hauptkeule angegeben.

4 Das Netzwerk - Theorie

Die P-Band Gruppenantenne muss in der Lage sein, ihre Hauptkeule in drei vorbestimmte Richtungen zu schwenken. Dieser Schwenk ist quasi-statisch und wird während eines Flugpfades nicht verändert. Es ergeben sich drei unterschiedliche Betriebsarten, für die Antenne:

- Nadir
- Off-Nadir +42°
- Off-Nadir-42°

Die beiden letzten Betriebsarten sind hinsichtlich des Phaseninkrements und der Amplitudenbelegung bis auf das Vorzeichen bzw. die Reihenfolge identisch.

Allen drei Betriebsarten gemein ist, dass der Strahlschwenk entlang der y-Achse ausgeführt wird. Es ist demnach sinnvoll die 25 Elemente der Antenne zu 5 Zeilen, à 5 Elemente zusammenzufügen. Für den Schwenk der Hauptkeule wird zeilenweise ein Phaseninkrement hinzugefügt. Die Untergruppe muss ebenfalls ein Netzwerk zur Amplitudenbelegung der 5 Einzelemente besitzen. Die Untergruppe ist verantwortlich für das Antennendiagramm in Azimutrichtung, also entlang der x-Achse (entsprechend Flugrichtung).

Die elektrische Spezifikation zeigt identische Anforderungen, sowohl für die Azimutrichtung, als auch für das Diagramm in Elevation, bei Nadir Blickrichtung. Das Netzwerk für die Untergruppe wird nicht extra behandelt, sondern aus den Ergebnissen für die Betriebsart „Nadir“ kopiert.

Für die erste Betriebsart zeigt die Hauptkeule orthogonal zur Flugrichtung, unter dem Winkel $\theta = 0^\circ$. Hier gilt es, die Amplitudenbelegung zu optimieren und bei gegebener Hauptkeulenbreite die Nebenzipfel so weit wie möglich zu reduzieren, eine Phasenbelegung ist nicht notwendig. Die Aufgabe des Netzwerks liegt in der Aufteilung der Sendeleistung, respektive im Zusammenfügen der empfangenen Signale, mit geeignetem Amplitudengewicht und unter gleicher Phase. Das Design wird gleichzeitig für die Untergruppe verwendet, da die Geometrie quadratisch, und die Designanforderungen identisch sind.

Bei den beiden anderen Betriebsarten werden benachbarte Elemente, also Zeilen, mit identischen Phaseninkrementen angesteuert. Dies erlaubt den Schwenk der Hauptkeule, abhängig vom Elementabstand und dem Phaseninkrement, siehe Gleichung (3.6). Das Phaseninkrement kann auf unterschiedliche Art und Weise erzeugt werden. Die Literatur gibt zahlreiche Hinweise. Eine einfache und pragmatische Art die Phase zu schieben, ist der Einsatz von True-Delay-Lines [4]. Dies sind, dem Phasenversatz entsprechende Leitungslängen, die dem Netzwerk hinzugefügt werden. Hierdurch ist der geringst mögliche

Einfluss auf die Strahlformung, insbesondere bei sehr großen Gruppenantennen, gewährleistet. Andere Netzwerke sind zum Beispiel Hybride bzw. Kombinationen aus Hybriden zur Phasenschiebung. Dies kann eine Butler-Matrix [5] sein, die jedoch nur eine geradzahlige Anzahl von Elementen treiben kann. Hier könnte eine Kombination aus unterschiedlichen Netzwerktopografien eingesetzt werden.

Das Netzwerk wurde im Rahmen dieser Diplomarbeit nur theoretisch behandelt. Die notwendigen Koeffizienten für die Amplituden- und Phasenbelegung sind erarbeitet worden. Für den Aufbau der 10-elementigen Untergruppe wurde ein temporäres Netzwerk verwendet, um die Designparameter überprüfen zu können.

4.1 Der Leistungsteiler

In Kapitel 3 wurden die theoretischen Grundlagen hergeleitet, um die optimale Amplitudenbelegung der Einzelelemente in der Gruppe zu finden. Die Simulationen zeigen, dass die Spezifikation gut erfüllt werden kann. Als optimale Amplitudenbelegung hat sich eine \cos^2 -förmige Belegung ergeben. Sie liefert den besten Kompromiss zwischen Hauptkeulenbreite und Nebenzipfeldämpfung. Für die fünf zur Verfügung stehenden Elemente ergeben sich folgende Spannungskoeffizienten:

$$\frac{1}{4} \quad \frac{3}{4} \quad 1 \quad \frac{3}{4}, \quad \frac{1}{4}.$$

Die Belegung über einzelne Elemente ist in Abbildung 4-1 ebenfalls zu erkennen. Da sowohl die Literatur[6], als auch die Simulationswerkzeuge die Spannungsverteilung der einzelnen Elemente betrachten, wird dies hier übernommen, auch wenn in der Folge Leistungsteiler und Koppler beschrieben sind, die in Leistung spezifiziert werden.

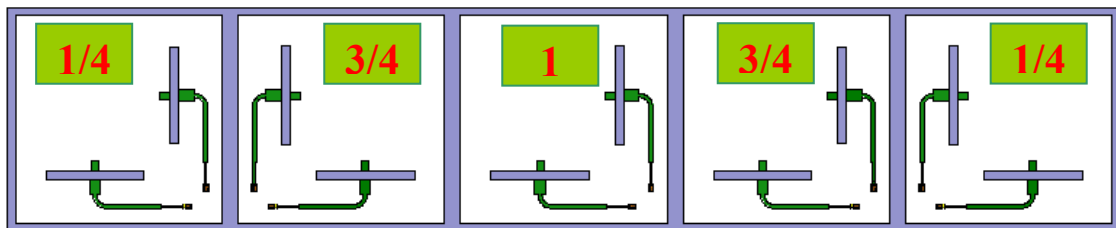


Abbildung 4-1 Die Amplitudenbelegung der Elemente innerhalb einer Zeile.

Damit einzelne Elemente mit einer vorbestimmten Leistung abstrahlen können, muss die Eingangsleistung aufteilt werden. Dazu werden Leistungsteiler verwendet, deren Funktionsprinzip in Abbildung 4-3 dargestellt ist.

Für die vorliegende Untergruppe wird ein angepasstes Netzwerk aus einer Kombination unterschiedlicher Leistungsteiler benötigt. Wird die Amplitudenbelegung in eine Leistungsbelegung umgerechnet, dann wird die benötigte Topographie deutlich:

$$-12\text{dB} \quad -2,5\text{dB} \quad 0\text{dB} \quad -2,5\text{dB} \quad -12\text{dB}$$

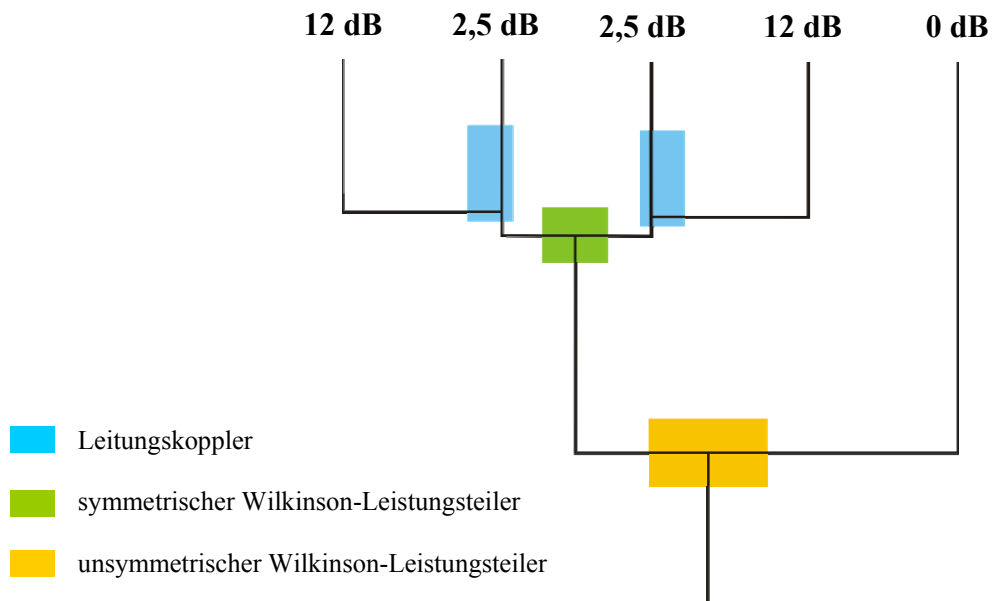


Abbildung 4-2 Die Amplitudenbelegung der Elemente innerhalb einer Zeile

Die Eingangsleistung wird, näherungsweise, zwischen dem zentralen Element und den Randelementen gleich aufgeteilt. Die unmittelbar benachbarten Elemente haben exakt gleiche Leistungsbelegung, und ein Teil der jeweils zugeführten Leistung kann für die Randelemente abgezweigt werden. Daraus ergibt sich sofort ein zweistufiges Netzwerk.

Durch den Einsatz eines leicht ungleichmäßigen Leistungsteilers in der ersten Ebene kann die Leistungsaufteilung optimiert werden. Ein geringes Maß an Verlusten muss in diesem Fall jedoch hingenommen werden. In der zweiten Ebene befindet sich ein klassischer 3dB Leistungsteiler und in den beiden Ausgangsleitungen jeweils ein Koppler der etwa 1/10 der Durchgangsleistung auskoppeln kann

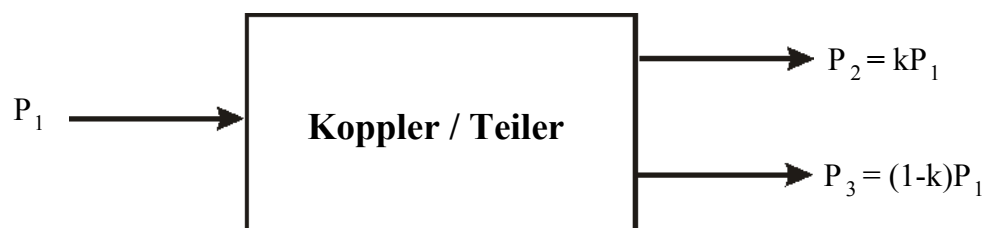


Abbildung 4-3 Das Schema des verlustlosen Leistungsteilers.

Die Eingangsleistung (P_1) wird gemäß einem Kopplungsfaktor α auf zwei Ausgänge verteilt. Dieser stellt das Verhältnis zwischen den Ausgangsleistungen dar:

$$k = \frac{P_3}{P_2} \tag{4.1}$$

Die einfachste Form der Leistungsteiler, eine Parallelverzweigung, wie in [7] beschrieben, wird wegen seiner Fehlanpassung nicht verwendet. Fehlanpassung führt zu hohen Verlusten, die den Antennengewinn reduzieren und den Rauschpegel anheben. Ein weiterer Nachteil ist mangelnde Entkopplung zwischen den Ausgangszweigen. Energie, die an nachfolgenden Baugruppen oder den Antennenfußpunkten der Einzelelemente reflektiert wird, kann sich im gesamten Netzwerk ausbreiten.

Um eine ausreichende Anpassung am Eingang einer einfachen Verzweigung zu erzielen, müssen die Wellenwiderstände angepasst werden. Dies kann durch einen Transformator im Eingang erfolgen. So wird eine Parallelverzweigung mit Eingangsanpassung aufgebaut. Dieser Typ Leistungsteiler ist nur Eingangsseitig (P_1 , siehe Abbildung 4-3) gut angepasst. Die beiden Ausgangsports, Ports P_2 und P_3 , sind weiterhin fehlangepasst und verkoppelt. Leistung, die einen Ausgangsport erreicht, wird teilweise reflektiert, bzw. im Empfangsfall in den zweiten Ausgangsport durchgeleitet.

Der Wilkinson-Teiler, siehe auch Abbildung 4-4, stellt einen allseitig angepassten Leistungsteiler dar, dessen Ausgangsports entkoppelt sind. Die Entkopplung wird durch einen Widerstand R erreicht, der sich zwischen den beiden $\lambda/4$ -Transformationsleitungen befindet.

4.1.1 Der symmetrische Wilkinson -Leistungsteiler

Der Wilkinson-Teiler in Streifenleitungstechnik, der die Eingangsleistung gleich aufteilt und zu einer Impedanz von 50 Ohm angepasst ist, ist in Abbildung 4-4 dargestellt [8].

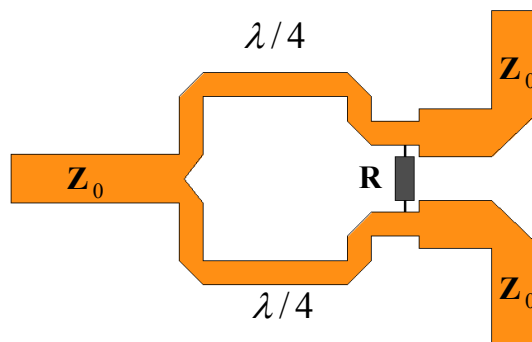


Abbildung 4-4 Schema des symmetrischen Wilkinson-Teilers

Da die Speiseleitungen aller Elemente der Gruppenantenne auf einem Wellenwiderstand von 50 Ohm angepasst sind, müssen die Ausgänge der Leistungsteiler den gleichen Feldwellenwiderstand aufweisen um Reflexionen zu vermeiden. Bei der Verwendung einer einfachen Parallelverzweigung, entsteht zwischen den Wellenwiderstand Z_0 und der Eingangsimpedanz am Verzweigungspunkt ($Z_{in} = 2 \cdot Z_0 = 100$ Ohm) eine Fehlanpassung. Um diese wieder zu kompensieren, wird ein Impedanz-Transformator benötigt. Häufig eingesetzt werden $\lambda/4$ - lange Transformationsleitungen. Der Wellenwiderstand der Transformationsleitung folgt aus Gleichung (4.2):

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 Z_{in}} = \sqrt{Z_0 2Z_0} = \sqrt{2}Z_0 \quad (4.2)$$

Die Breite des $\lambda/4$ -Transformators hängt vom verwendeten Substrat (ϵ_r , Dicke) ab. Seine Länge ist frequenzabhängig. Die Entkopplung beider Ausgänge wird durch den Widerstand $R = 2 Z_0$ erreicht. Im Allgemeinen werden Entkopplungswerte bis zu 20 dB erreicht.

4.1.2 Der unsymmetrische „Split-Tee“-Leistungsteiler

Die unsymmetrische Leistungsteilung teilt die Eingangsleistung ungleichmäßig auf. Das Verhältnis der Ausgangsleistungen ist mit entsprechenden Werten für die Wellenwiderstände der beiden $\lambda/4$ -Leitungen steuerbar [9]. Abbildung 4-5 zeigt ein Beispiel für einen unsymmetrischen, kompensierten Teiler. Es sind nur moderate Verhältnisse zur Aufteilung der einlaufenden Leistung möglich. Schnell werden die Mikrostreifenleitungen zu schmal um gefertigt zu werden. Die erreichbare Unsymmetrie liegt etwa im Bereich < 2 dB, ist jedoch stark vom eingesetzten Material abhängig.

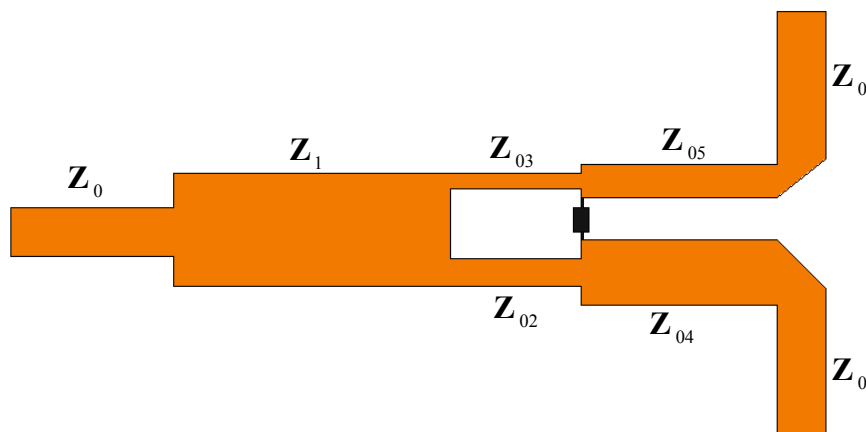


Abbildung 4-5 Schema des unsymmetrischen Split-Tee-Teiler

Der Wellenwiderstand soll an allen Ports gleich Z_0 sein. Wenn das Leistungsverhältnis zwischen den Ausgangsports (Port2 und Port3) definiert wird als

$$\alpha = \sqrt{P_2 P_3} \quad (4.3)$$

lassen sich die Impedanzen der einzelnen $\lambda/4$ - Leitungen aus den folgenden Gleichungen (4.4) bis (4.8) berechnen:

$$Z_1 = Z_0 \sqrt[4]{\frac{\alpha}{1+\alpha^2}} \quad (4.4)$$

$$Z_{02} = Z_0 \alpha^{3/4} \sqrt[4]{1+\alpha^2} \quad (4.5)$$

$$Z_{03} = Z_0 \frac{\sqrt[4]{1+\alpha^2}}{\alpha^{4/5}} \quad (4.6)$$

$$Z_{04} = Z_0 \sqrt{\alpha} \quad (4.7)$$

$$Z_{05} = \frac{Z_0}{\sqrt{\alpha}} \quad (4.8)$$

Der Widerstand, der auch hier für die Entkopplung der Ausgangsports verantwortlich ist berechnet sich zu:

$$R = Z_0 \frac{(1+\alpha^2)}{\alpha} \quad (4.9)$$

4.1.3 Der Leistungskoppler

Der Leitungskoppler ist ein 4-Tor Bauelement. Bei sorgfältiger Dimensionierung ist ein Port entkoppelt und kann mit 50 Ohm abgeschlossen werden. Der Koppler dient zur Aufteilung der einlaufenden Leistung auf zwei Ausgänge [4]. Die Leistungsaufteilung zwischen den Ausgangsports weicht erheblich von dem Koppelverhältnis eines Leistungsteilers ab. Koppelfaktoren ab etwa 6-9 dB sind erreichbar. Häufig wird dieses Bauteil mit vier Toren aufgebaut. In der Abbildung 4-6 ist das Schema eines solchen Kopplers dargestellt.

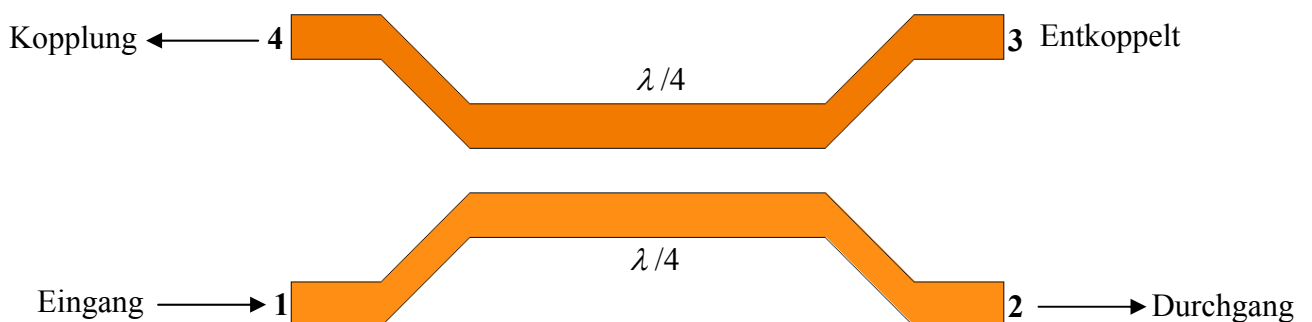


Abbildung 4-6 Das Schema von dem Leitungskoppler

Der Leitungskoppler besteht aus zwei nah beieinander liegenden Leitungsstücken. Für hohe Koppelfaktoren, zum Beispiel 10 dB, wird der Spalt zwischen den koppelnden Leitungsstücken sehr schmal. Die Leitungsbreiten im Koppelbereich definieren die Anteile der Gleich- und Gegentaktwelle. Die Funktionsweise des Leistungskopplers wird in [7] behandelt und anhand der Gleich- und Gegentaktwellenanalyse erklärt.

Bei der Gleichtaktanregung (even Mode) sind die beiden Wellen an den Toren Tor 1 und 4 in Phase. Bei Gegentaktanregung (odd Mode) liegt zwischen den beiden Toren Tor 1 und 4 ein Phasenunterschied von 180° vor. Da sich die Felder in beiden Fällen unterschiedlich ausbilden, besitzen sie unterschiedliche Impedanzen.

Zur Berechnung der entsprechenden Wellenwiderstände wird an Port 1 eingespeist. Der Hauptanteil der Eingangsleistung wird nach Tor 2 weitergeleitet. Der ausgekoppelte Anteil fließt nach Tor 4 ab. An Tor 3 kann idealerweise keine Leistung gemessen werden. Dieses wird als entkoppelt bezeichnet. Mit dem hier beschriebenen Koppler können Koppelwerte in der Größenordnung von 6 dB bis 20 dB erreicht werden. Um die Größe der Auskopplung zu beschreiben, wird die sogenannte Koppeldämpfung a_k verwendet:

$$a_k / dB = 10 \log(P_1 / P_3) = 10 \log(P_0 / P_k) = 20 \log(1 / k) \quad (4.10)$$

Wobei:

$P_1 = P_0$	eingespeiste Leistung
$P_3 = P_k$	ausgekoppelte Leistung
k	Kopplungsgrad

Der Kopplungsgrad lässt sich mit Hilfe der Leistungswellenwiderstände der Gleich- und Gegentaktwellen beschreiben:

$$k = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (4.11)$$

Mit:

Z_{oe}	Wellenwiderstand, Gleichtaktwelle im gekoppelten Leistungssystem
Z_{oo}	Wellenwiderstand, Gegentaktwelle im gekoppelten Leistungssystem

Die Werte der Wellenwiderständen Z_{oe} und Z_{oo} hängen von der Dimension der Leitungen (Breite, Abstand) und von dem benutzten Material (Höhe, Dielektrizitätskonstante ϵ_r) ab. Diese Abhängigkeit ist für ein Substrat mit $\epsilon_r = 9,7$ in [4] gezeigt. Um die Entkopplung an Tor 3 zu beschreiben, wird die sogenannte Richtkopplungsdämpfung a_r angegeben:

$$a_r / dB = 10 \log(P_3 / P_4) \quad (4.12)$$

Wobei:

P_3 entkoppelte Leistung
 P_4 ausgekoppelte Leistung

Im Idealfall soll die Leistung am Tor 3 P_3 bei der Mittenfrequenz Null sein:

$$P_3 = 0 \rightarrow a_r \rightarrow \infty$$

5 Das Einzelement

Wie in Kapitel 3 beschrieben, bildet das Einzelement die Basis für die Entwicklung der P-Band Gruppenantenne. Der Prozess startet mit der Entwicklung eines geeigneten Einzelements. Dieses Einzelement habe ich während meiner Studienarbeit entwickelt. In diesem Kapitel werden die Ergebnisse dargestellt. Die Materialauswahl wird begründet und zum Abschluss werden Simulationsergebnisse mit Messergebnissen verglichen.

5.1 Der Aufbau

Basis für das Einzelement ist ein aperturgekoppelter Patchstrahler. Die Gruppe der Patchstrahler zählt zu den planaren Antennen und zeichnet sich im Allgemeinen durch eine niedrige Bauhöhe aus. Dies ist im Einsatz am Flugzeug wichtig und kann dazu beitragen, die aerodynamische Last zu verringern. Das Element ist quadratisch aufgebaut und symmetrisch zu einer Diagonalen. Rückseitig wurde eine Massefläche hinzugefügt, um im Betrieb der Antenne unter dem Flugzeugrumpf einen definierten Abschluss der Antennenstruktur zu erzielen.

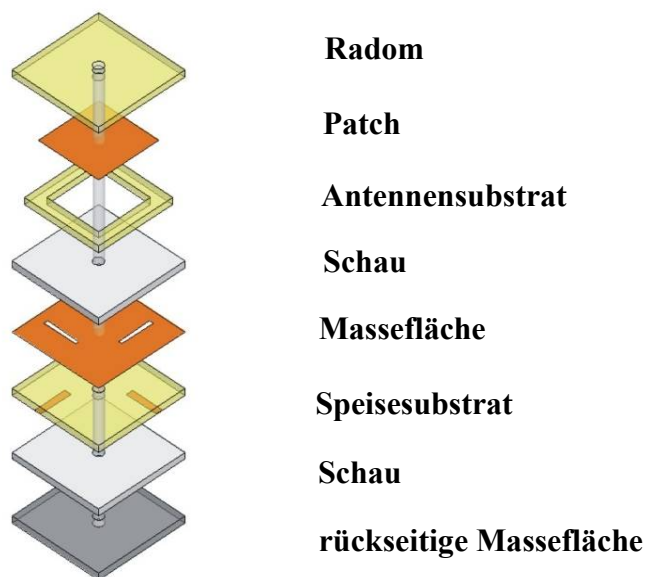


Abbildung 5-1 Das Einzelement mit der Angabe aller Schichten

Innerhalb der rückseitigen Massefläche können Teile der tragenden Struktur eingebaut werden. Diese Struktur muss in der Lage sein, die auftretenden Kräfte durch das Gewicht der Antenne, durch die aerodynamische Last im Flug und die auftretenden Beschleunigungen (bis 10 g in z- Richtung) in die Flugzeugzelle einleiten zu können. Diese Struktur wird zu einem späteren Zeitpunkt mit der Unterstützung von Experten entwickelt werden.

Das Antennenelement ist folgendermaßen geschichtet:

Die oberste Substratschicht ist ein sogenanntes **Radom**. Dieses dient zum Schutz der Antenne vor Beschädigungen, die durch Steinschläge vom Fahrwerk und anderen Umwelteinflüssen verursacht werden können. Das Radom darf die elektrische Funktionsweise der Antenne nicht verändern. Es muss gleichzeitig mechanisch stabil sein. Um die notwendige Stabilität und Robustheit gegenüber Fremdkörpereinschlägen oder chemisch reaktiven Stoffen (Kerosin, Enteisungsmittel, ...) sicher zu stellen wird das Radom aus FR4 (Epoxidharz-Glas-Gewebe) erstellt. Wegen der relativ hohen Dielektrizitätskonstanten von FR4 ist das Radom als integraler Bestandteil des Antennenelementes in das Antennendesign aufgenommen worden. Es wurde eine Schichtdicke von 4mm als ausreichend bewertet.

Das **Patch** wird aus einer 100µm dicken Kupferfolie erstellt. Da die Antenne dual, linear polarisiert ist, hat das Strahlungselement eine quadratische Form. Dies gewährleistet gleiches Verhalten für beide Polarisationsrichtungen. Die Größe des Patch lässt sich aus der folgenden Formel berechnen:

$$L_p = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.1)$$

Mit:

- λ_0 - Wellenlänge in der Luft
- ϵ_r - Dielektrizitätskonstante des Antennensubstrates

Da sich das Substrat unterhalb der Antenne aus verschiedenen Materialien, die nicht vollflächig verteilt sind, zusammensetzt, liefert die Gleichung (5.1) nur eine Näherungsgröße für das Patch. Die endgültige Dimensionierung erfolgt durch Simulationen. **Schaum** und ein **Rahmen** aus FR4-Material bilden das Antennensubstrat.

Den Abschluss des Strahlers bildet die **Massefläche**, diese wird später durchgängig die Gruppenantenne durchziehen. Die Speisung der Antenne erfolgt mittels **Aperturkopplung**. Die Aperturkopplung bietet eine Reihe von Vorteilen in der Speisung planarer Antennen. Diese sind in der Literatur hinlänglich aufgezeigt. Hier soll nur erwähnt werden, dass sie die notwendige Bandbreite ermöglicht und das Mikrostreifenleitungsnetzwerk von der Strahlerseite der Antenne entkoppelt. Eine Reihe von Freiheitsgraden steht zur optimalen Anpassung der Antenne an eine 50 Ohm Mikrostreifenleitung zur Verfügung. Zur Impedanzanpassung werden folgende Parameter verwendet: Stublänge und -Breite, Slotlänge, -Breite, -Position. Diese Methode erlaubt zusätzlich, zwei unterschiedliche Substrate für Strahler und Speisetzwerk zu verwenden. Somit kann für den Strahler ein dickes Substrat auf Schaumbasis benutzt werden, und für die Speiseleitung ein dünneres Substrat. Auf die Wahl unterschiedlicher Substratmaterialien, abweichend von FR4, wurde zu Gunsten eines preiswerten und stabilen Aufbaus der Antenne verzichtet.

Das dünne **Speisesubstrat** für die Mikrostreifenleitung bietet weitere Vorteile. So breitet sich das E-Feld nur in unmittelbaren Umgebung der Leitungen aus und koppelt sehr effektiv durch den Schlitz in den Patchresonator ein.

Der Koppelschlitz führt zu einer Rückwärtigen Abstrahlung der Struktur. Gemeinsam mit der Abstrahlung der Speiseleitung (Stub) reagiert die Antenne auf Strukturen im Bereich des Speisernetzwerkes. In einem, mit **Schaum** gefüllten, Abstand zum Speisesubstrat wird eine **rückseitige Massefläche** einbracht. Diese leitende Schicht bildet den elektrischen Abschluss des Antennenelementes. Die Montage unter dem Rumpf des Flugzeuges kann nun in unterschiedlichen Abständen erfolgen. Des Weiteren können zusätzliche Strukturen angebracht werden (Leitungen, Gehäuse für weitere Netzwerke, usw.)

Durch die geschlossene Form ist die Antenne vor Beschädigungen während und nach dem Betrieb geschützt.

5.2 Materialwahl und Designparameter

Die Wahl des Substratmaterials für den Strahler (**Antennensubstrat**) erfordert einen Kompromiss zwischen der Forderung nach großer Bandbreite (> 50 MHz) und der Größe des frequenzbestimmenden Elements. Um eine hohe Bandbreite zu erreichen, sollte ein dickes Substrat mit kleiner Dielektrizitätskonstante eingesetzt werden. Dies kann durch eine dicke Luftschicht realisiert werden (hier wird ein Schaum – Rohacell – benutzt). Eine Luftschicht, oder Rohacell, trägt nicht wesentlich zum Gewicht der Antenne bei. Die Größe des Patches in Luft lässt sich aus der Gleichung 5.2 berechnen:

$$L_p = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c_0}{2f_r\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c_0}{2f_r} \approx 34.46 \text{ cm} \quad (5.2)$$

In Kapitel 2 wurde festgestellt, dass die maximale Zellengröße 28cm betragen darf. Daraus folgt, dass der Einsatz einer reinen Luftschicht nicht möglich ist. Es muss ein Substrat mit größerer Dielektrizitätskonstante als 1 verwendet werden. Die Patchabmessungen lassen sich dadurch verringern. Die optimale Länge des Patches sollte etwa die Hälfte der Länge in Luft betragen. , Bei der Verwendung eines Substrates mit $\epsilon_r \cong 4$ kann dies erreicht werden.

Das Material FR4 wurde gewählt, auch weil es selbst bei großen Abmessungen gut verfügbar und verhältnismäßig preiswert ist. Zudem sind die Verluste im angestrebten Frequenzbereich gut tolerierbar.

Die hohe Dielektrizitätskonstante führt dagegen zu geringen Bandbreiten und das Gewicht von FR4 ist erheblich. Um beiden Nachteilen zu entgegnen wird die Verwendung von FR4 auf ein Minimum reduziert, wobei gerade so viel Material übrig bleibt, dass damit die physikalische Größe minimiert werden kann. Im Bereich hoher Feldstärken wird ein 9mm dicker Rahmen aus FR4 eingesetzt. Der übrige Freiraum wird mit Schaum aufgefüllt. Die Bereiche in denen Material ausgespart werden kann, können aus dem Resonatormodell für Patchstrahler leicht abgeleitet werden. Da die Patchantenne im Grundmode TM_{100} schwingt, ist das E-Feld in der Mitte des Resonators sehr schwach und geht ideal zu Null. In diesen Bereichen kann auf das schwere Substratmaterial (FR4) verzichtet werden. Um die Symmetrie der Anordnung zu erhalten ist dieser Bereich kreisförmig oder quadratisch, wie im vorliegenden Fall, zu wählen. Um das Gewicht noch weiter zu reduzieren, wird auch an den

Rändern, außerhalb des Resonators, ein Stück des Substrates entfernt. Die effektive Dielektrizitätskonstante kann in diesem Fall in geschlossener Form nicht mehr berechnet werden. Die Optimierung der Struktur erfolgt in Simulationen. Mit der gleichzeitigen Verwendung von Luft und FR4 werden die Anforderungen nach großer Bandbreite und geringem Gewicht erfüllt.

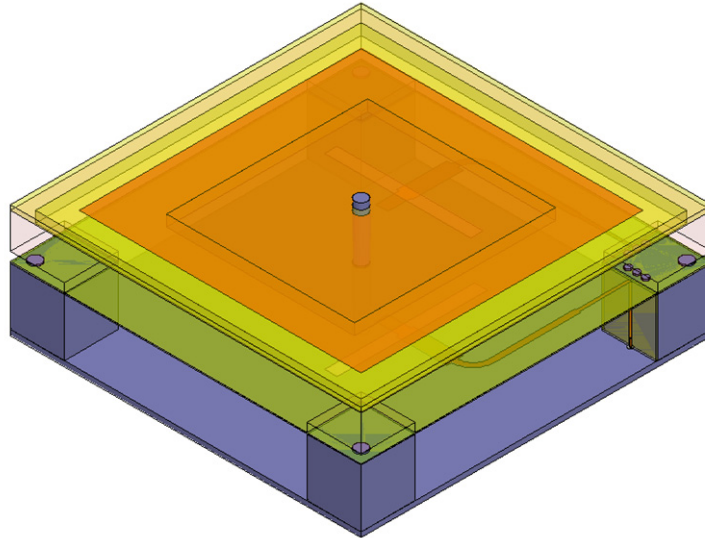


Abbildung 5-2 Das vollständige Simulationsmodell des Einzelementes

Das in Abbildung 5-2 dargestellte Element bildet exakt den aufgebauten Einzelstrahler nach, der später in der Compact Test Range vermessen wurde. Um das Einzelement zur Messung installieren zu können, weicht die rückseitige Struktur unwesentlich von der Struktur der in der Gesamtantenne verwendeten Einzelemente, ab. Die gesamte rückseitige Struktur wurde im Test- / Messmuster aus Aluminium aufgebaut.

Im Zentrum des Patch ist eine durchgehende Schraubverbindung zu erkennen. Die Verschraubung verbindet alle metallischen Schichten leitend miteinander. Dies dient vorrangig der Verstärkung der Antenne für den Flugzeugeinsatz. Ein Verkleben der einzelnen Substratschichten ergibt keine ausreichende Festigkeit. Wie schon beschrieben ist das elektrische Feld im Zentrum des Patch null und ein metallischer Leiter kann dort, ohne störende Wirkung, eingesetzt werden.

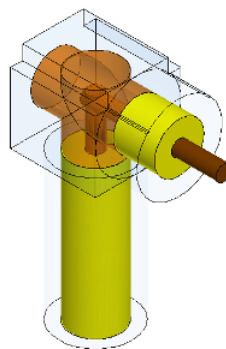


Abbildung 5-3 Simulationsmodell der verwendeten SMA - Stecker

In der Tabelle 5-1 sind alle Parameter des optimierten Einzelementes zusammengefasst:

Element	Länge [mm]	Breite [mm]	Höhe [mm]
Antennenelement	$L = 280$	$W = 280$	$h_{ges} = 88.2$
Radom	$L_r = 280$	$W_r = 280$	$h_r = 4$
Antennensubstrat	$L_a = 280$	$W_a = 280$	$h_a = 9$
Speisesubstrat	$L_s = 280$	$W_s = 280$	$h_s = 1.2$
Patch	$L_p = 225$	$W_p = 225$	$h_p = 0.1$
Speiseleitung	$L_f = 24.8$	$W_f = 13.5$	$h_f = 0.035$
Stub	$L_{st} = 18.5$	$W_{st} = 9.6$	$h_{st} = 0.035$
Slot	$L_{sl} = 122$	$W_{sl} = 10$	-
Slot Offset	$x_p = 70$	$y_p = -40$	-
Schaum 1	$L_{f1} = 280$	$W_{f1} = 280$	$h_{f1} = 44$
Zylinder	$r_z = 5$	-	$h_z = 93.2$
Schaum 2	$L_{f2} = 280$	$W_{f2} = 280$	$h_{f2} = 26$
Bodenplatte	$L_b = 280$	$W_b = 280$	$h_b = 4$

Tabelle 5-1 Die Parameter des endgültigen Einzelpatches

5.3 Simulation vs. Messung

Zum Abschluss meiner Studienarbeit wurde das Einzelement, entsprechend der aus der Simulation gewonnenen Parametern, aufgebaut. Die erste Aufgabe, die ich während der Diplomarbeit durchführen musste, war die Verifizierung der Antennenparameter durch Messungen der elektrischen Eigenschaften des Einzelementes. Der Vergleich der Messergebnisse mit den Daten aus der Simulation zeigt eine sehr gute Übereinstimmung.

5.3.1 Die Streuparametern

Zuerst werden die Streuparameter des Einzelementes bestimmt. Die Messung wird mit Hilfe eines Netzwerkanalysators durchgeführt. Die Messung wurde in die leere Compact Test Range Kammer hinein durchgeführt. Die Kammer wird in diesem Fall als reflexionsarmer Abschluss verwendet.

Das Einzelement muss in zwei Polarisationsrichtungen senden und empfangen. Um die Reflexionsparameter des Zweitports bestimmen zu können, wird in einen Port gesendet während der zweite mit 50 Ohm abgeschlossen ist. Damit werden Reflexionen am zweiten Port verhindert und die Ergebnisse am ersten Port nicht verfälscht. Durch den Einsatz des Netzwerkanalysators an beiden Ports gleichzeitig ist diese Bedingung erfüllt. Da die Kreuzpolarisationseigenschaften des Einzelementes nicht maßgeblich die Eigenschaften der Gruppenantenne bestimmen, ist auf die Darstellung der Transmissionsparameter (S_{12}) verzichtet worden. Die Ergebnisse aus den Reflexionsmessungen sind in Abbildung 5-4 und Abbildung 5-5 dargestellt.

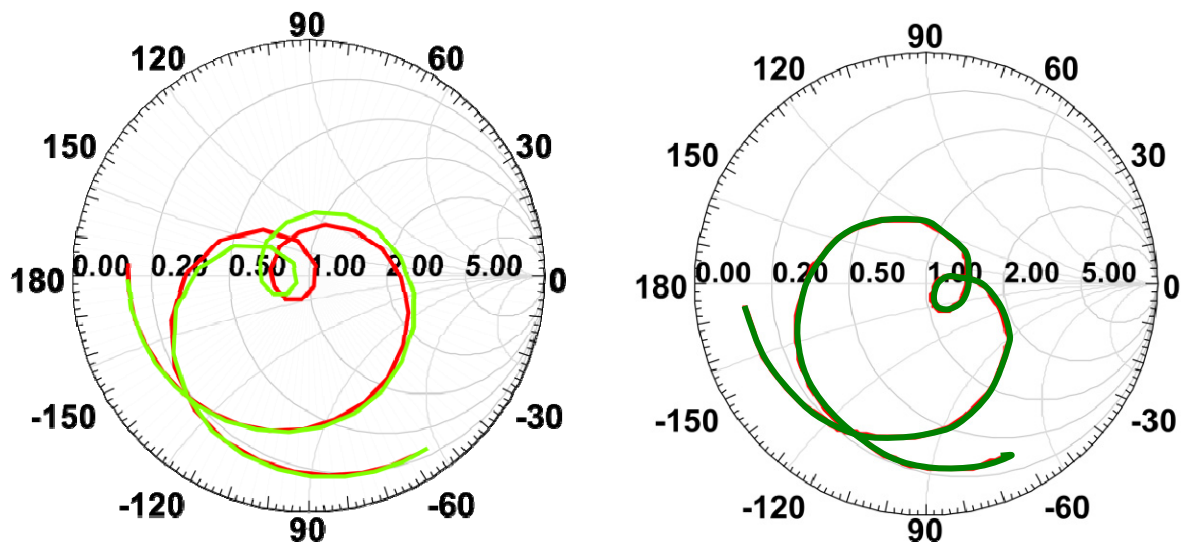


Abbildung 5-4 Die Reflexionsfaktoren im Smith Diagramm - Simulations- (links) und Messergebnisse (rechts) des Einzelementes, **H-Pol**, **V-Pol**

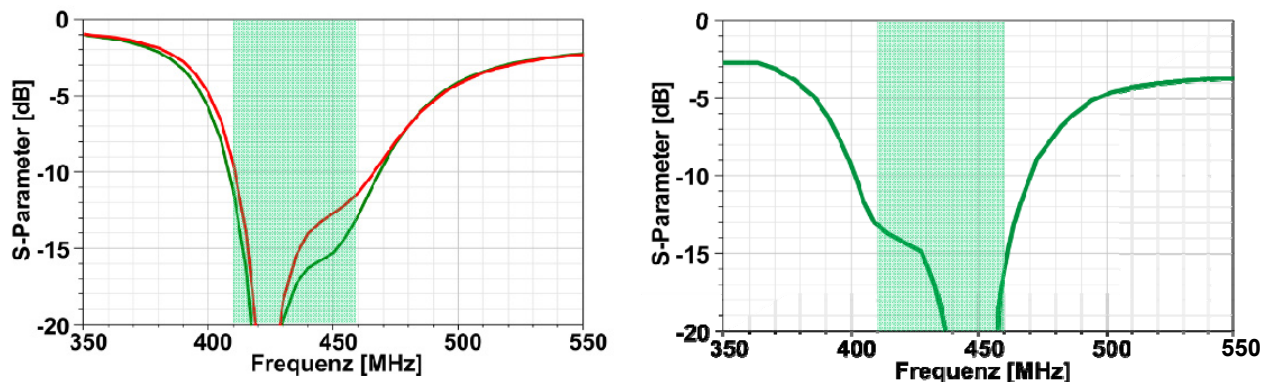


Abbildung 5-5 Der Reflexionsfaktor - Simulations- (links) und Messergebnisse (rechts) des Einzelementes in Amplitudendarstellung, **H-Pol**, **V-Pol**

Die beiden Abbildungspaare zeigen zum Vergleich die Simulationsergebnisse (links) und die entsprechende Messung auf der rechten Seite. Aus der Abbildung 5-4 geht hervor, dass die Messergebnissen sehr gut mit den zuvor berechneten Simulationsergebnissen übereinstimmen. Die Ursache für die leichte Verschiebung der Kurven im Smith-Chart beruht auf unterschiedlichen Bezugsebenen am Eingangsport (unterschiedliche Leitungslängen). Die Resultate aus der Simulation sind natürlich ideal. Dabei werden nicht alle Umgebungsfaktoren berücksichtigt, die einen Einfluss auf die Antenne haben. Trotzdem stimmen die Simulationsergebnisse sehr gut mit den realen Messungen überein.

Der Frequenzbereich, in dem die Anpassung der Antenne besser als 10 dB ist, kann in den Messungen mit 398 MHz bis 462 MHz angegeben werden, siehe Abbildung 5-5. Damit ist die Forderung nach 50 MHz Bandbreite erfüllt.

5.3.2 Die Richtcharakteristik

Neben der Bestimmung der Streuparameter bzw. der Anpassung der Antenne ist ihre Abstrahlcharakteristik von hoher Bedeutung. Sie gibt ihre Eignung für die angestrebte Aufgabe wieder. Die Charakteristik der Antenne wurde messtechnisch bestimmt. Daraus können die folgenden Parameter extrahiert werden:

- Richtdiagramm in dB
- Gewinn in dBi
- Co-/ Cross- Polarisationverhältnis

Die Messung wurde in der Compact Test Range Kammer des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR) durchgeführt. Da die Reflektoren der Compact Test Range jedoch unterhalb von 1GHz nicht mehr ausreichend fokussieren, wurde die Antenne unter konventionellen Fernfeldbedingungen vermessen, siehe auch Abbildung 5-8. Durch die sehr geringe Größe des Einzelementes ($\sim \lambda/2$), kann in geringer Entfernung ein Testfeld erzeugt werden, das den Fernfeldbedingungen genügt (Sendeantenne $\sim \lambda$). Das Fernfeld (Phasenfehler $< \pi/8 \triangleq 22,5^\circ$) beginnt bei einer Entfernung r_{Fernfeld} :

$$r_{\text{Fernfeld}} \geq 2 \cdot \frac{d^2}{\lambda} \approx 25\text{cm} \quad (5.3)$$

Mit:

- d - Abmessung der Antenne (hier 0.28m)
- λ - Wellenlänge (hier 0.69m)

Der Abstand in der Kammer beträgt beim vorliegenden Aufbau ca. 8 Meter. Die Absorber an der Rückwand (direkt angestrahlt) sind bis unter 300 MHz spezifiziert.

Es gibt verschiedene Methoden, um das Richtdiagramm einer zu Antenne vermessen. Eine der bekanntesten Methode ist die sogenannte Drei-Antennen-Methode, die hier verwendet wurde. Die Messmethode ist in Abbildung 5-6 skizziert. Dabei wird die Testantenne (P-Band Patchantenne) durch eine bekannte Referenzantenne ersetzt, um den absoluten Gewinn zu

bestimmen. Hierbei wird die Messumgebung nicht verändert. Das Feld, das durch die Sendeantenne am Ort der Testantenne erzeugt wird, wird mit Hilfe der Referenzantenne quantitativ erfasst.

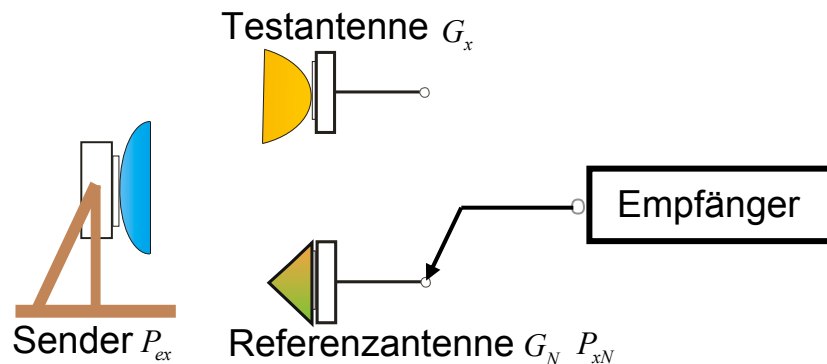


Abbildung 5-6 Der Messaufbau für Gewinn-Messung (Drei-Antennen-Methode)

Der Gewinn der Referenzantenne G_N ist bekannt. Der Gewinn der Testantenne (G_x) wird durch Vergleich der Empfangsleistung der Testantenne (P_{eN}) mit der Empfangsleistung der Referenzantenne (P_{ex}) berechnet. Man verwendet dabei folgende Gleichung:

$$G_x = \frac{P_{ex}}{P_N} \cdot G_N \quad (5.4)$$

Als Referenzantenne wurde die sogenannte „NBS-Antenne für VHF“ eingesetzt. Es handelt sich um zwei Halbwellendipole in viertel Wellenlängenabstand vor eine Metallplatte mit den Dimensionen der Wellenlänge. Die Eigenschaften der Antenne können skaliert werden. Zur Kalibrierung stand eine Antenne für die Mittenfrequenz 416 MHz (72cm Wellenlänge) zur Verfügung. Diese Antenne weist ein wesentlich besseres Front-to-back-Ratio auf, als ein einfacher Dipol, und eignet sich in der abgebildeten Konfiguration gut als Referenz.

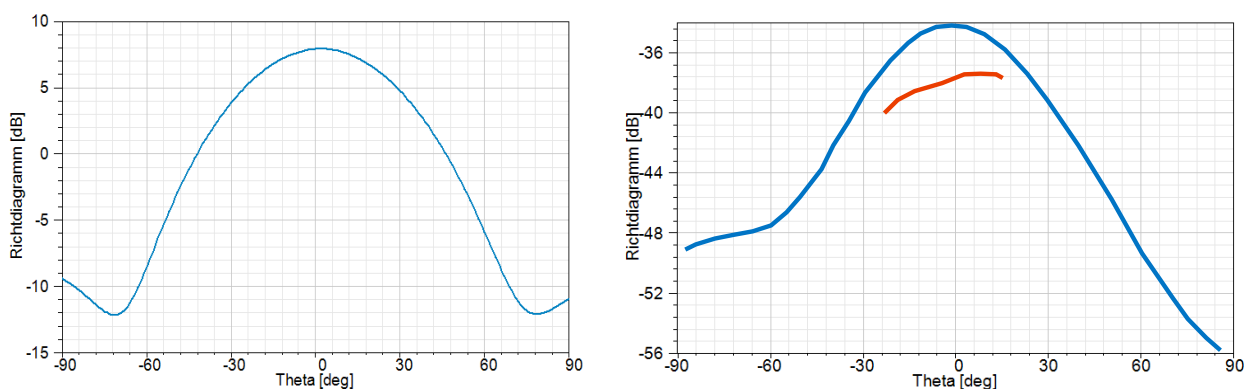


Abbildung 5-7 Richtcharakteristik des Einzelementes bei Resonanzfrequenz $f_r = 435$ MHz über Winkel θ , Simulationsergebnisse (links) und Messergebnisse (rechts); E-Ebene, H-Ebene, Referenzantenne

Auf dem rechten Bild kann man eine Unsymmetrie im gemessenen Diagramm deutlich erkennen. Auf einer Seite der Antenne wird mehr Energie abgestrahlt als auf der

gegenüberliegenden Seite. Da sich die Einkopplung an dieser Seite befindet, ist eine Überlagerung der Abstrahlung der Speisestruktur (Slot, Streifenleitungen) sichtbar. Dieses Verhalten ist in der Simulation nicht so stark ausgeprägt. Die Unsymmetrie ist, auf Grund unterschiedlicher Randbedingungen, nicht so groß, wie in der Messung.

Der Gewinn der Referenzantenne beträgt bei der Mittenfrequenz $f_r = 435$ MHz ca. 7 dBi, siehe die rote Linie in Abbildung 5-7. Daraus berechnet sich der Gewinn für das Einzelpatch zu 10,5 dBi. Dieser Wert stellt kein zufriedenstellendes Ergebnis dar. Der erwartete Gewinn sollte im Bereich um 8 dBi liegen. Die verwendete Sendeantenne (Periodisch-Logarithmische Antenne) scheint ungeeignet zur Erzeugung einer geeigneten Messumgebung.

Um die Messumgebung bzw. Messtrecke für Messungen im Frequenzbereich 300 MHz bis 1 GHz zu verbessern muss eine neue, geeignetere Sendeantenne entwickelt werden. Diese sollte nur eine geringe Abstrahlung nach hinten aufweisen. Ein möglicher Antennentyp ist eine Hornantenne.

Die neue Sendeantenne habe ich als zusätzliche Aufgabe entwickelt. Der gesamte Entwicklungsprozess, als auch der Vergleich von Simulations- mit Messergebnissen der neuen Sendeantenne, ist in Kapitel 9 beschrieben. In Abbildung 5-8 ist der Messaufbau mit der neu entwickelten Sendeantenne (Double Ridged Horn Antenne) für die direkte Messung in der Compact Test Range gezeigt.

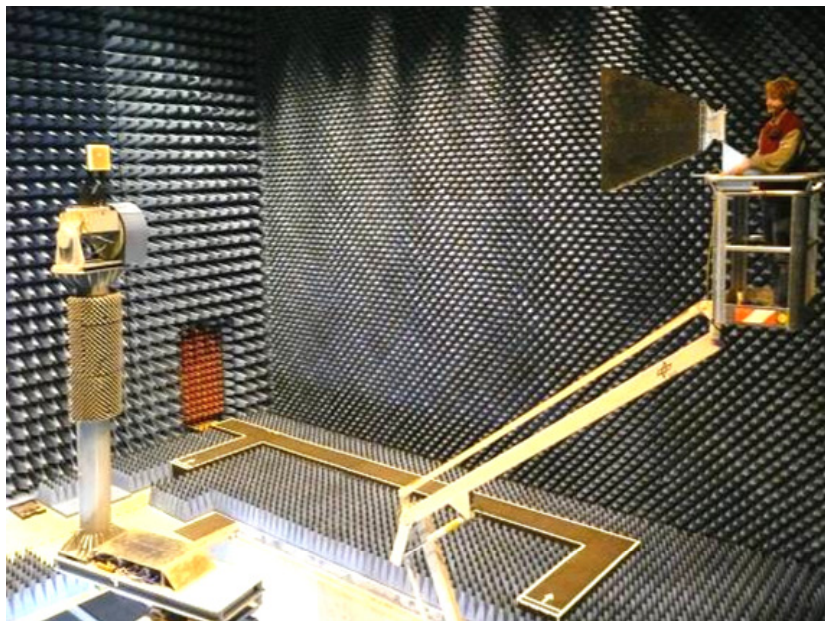


Abbildung 5-8 Messaufbau für Frequenzen um 400 MHz. (direkte Methode)

Die Ergebnisse, die ich nach der zweiten Messung mit der neuen Antenne durchgeführt habe, sind in Abbildung 5-9 dargestellt. Es wird die E-Ebene für Mittenfrequenz über den Winkel θ von $\pm 180^\circ$ dargestellt. Der Gewinn kann mit 8,5 dBi abgelesen werden. Ebenso stimmt das gemessene Diagramm im Bereich $\pm 90^\circ$ besser den Simulationsergebnissen überein.

Die neue Sendeantenne ist optimal auf die Kammer abgestimmt. Ein immer noch kritischer Punkt scheint in der Kalibrierung der Messtrecke zu liegen. Die benutzte Referenzantenne wird später noch einmal qualifiziert werden müssen.

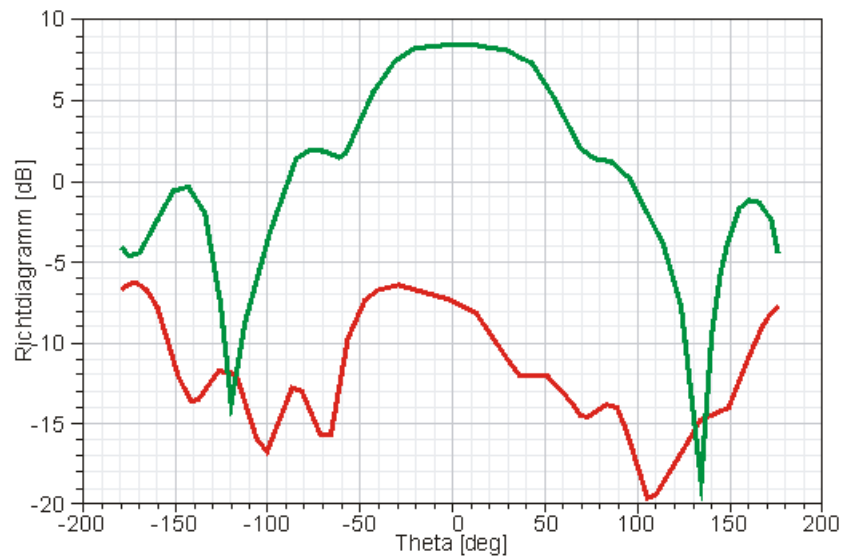


Abbildung 5-9 Richtcharakteristik des Einzelementes für Resonanzfrequenz $f_r=435$ MHz über Winkel θ von -180° bis zu $+180^\circ$, E-Ebene **Co-Pol**, **Cross-Pol**

Die Richtcharakteristik für das Einzelement über die Winkel θ $[-180^\circ, 180^\circ]$ und φ $[0^\circ, 180^\circ]$ zeigt die Abbildung 5-10. Der Farbenverlauf gibt die Amplitude des Empfangssignals im Bereich -40 dBi, 10 dBi wider. Der Einfluss des Slot ist im Bereich $\theta = [-50^\circ, -150^\circ]$ erkennbar. Der übrige Verlauf ist sehr symmetrisch.

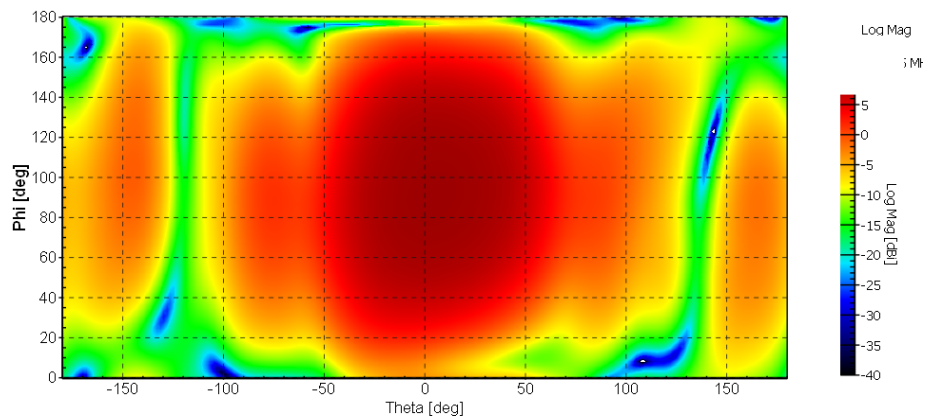


Abbildung 5-10 Richtcharakteristik des Einzelementes bei Resonanzfrequenz $f_r = 435$ MHz, Kontur-Darstellung

Eine alternative Darstellung zeigt die Abbildung 5-11. Die Darstellung der Abstrahlung über eine gesamte Kugeloberfläche zeigt sehr schön die Charakteristik der Antenne. Insbesondere bei Gruppenantennen können hierbei unerwartete Effekte im Diagramm leicht identifiziert werden.

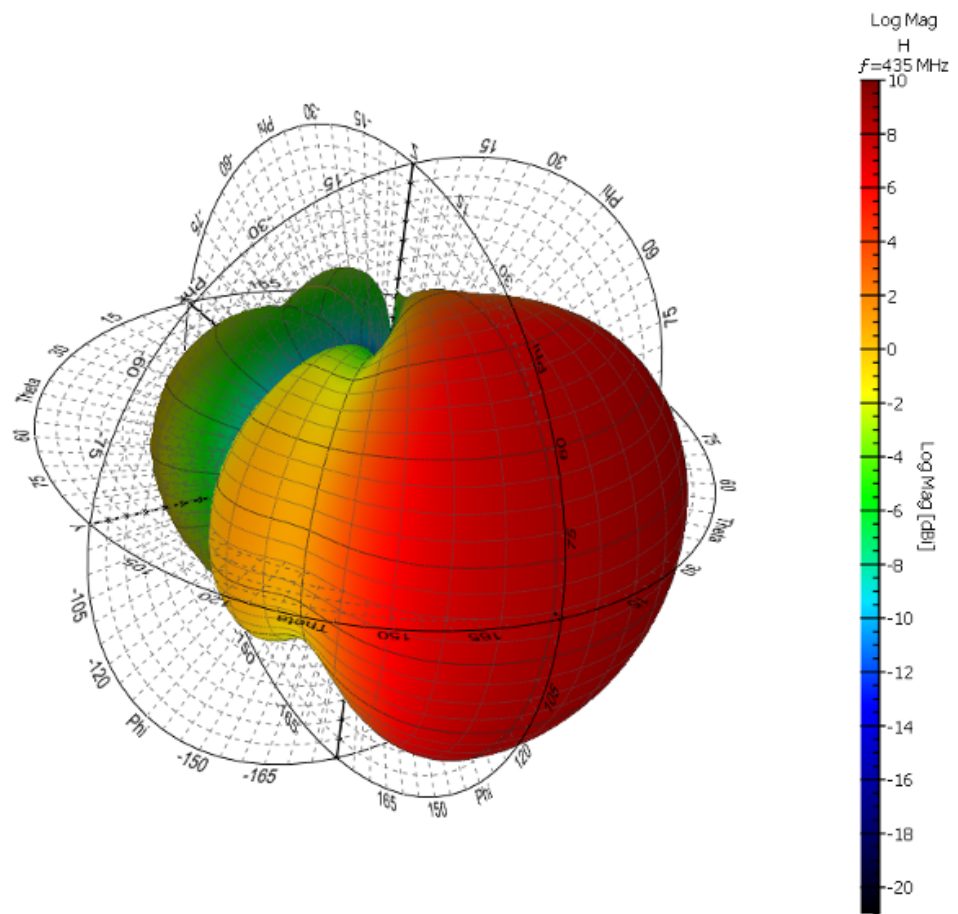


Abbildung 5-11 Richtcharakteristik des Einzelementes für Resonanzfrequenz $f_r = 435$ MHz, 3D-Darstellung

6 Die Untergruppe

Nach der Optimierung aller Parameter des Einzelelementes, werden mehrere Elemente zu Gruppen zusammengefasst. In diesem Kapitel wird eine Konfiguration einer Zeile mit fünf Einzelelementen dargestellt. Die endgültige P-Band Gruppenantenne wird aus fünf identischen Untergruppen bestehen.

Eng benachbarte Antennenelemente beeinflussen sich gegenseitig. Die Zusammenstellung der Einzelelemente hat großen Einfluss auf die Parameter der Gruppenantenne. Es werden zunächst Zweiergruppen gebildet und analysiert. Notwendige Optimierungen der Elemente werden vorgenommen. Anschließend wird die Zweiergruppe zur Zeile erweitert. Insbesondere die Kreuzpolarisationsunterdrückung kann zu diesem Zeitpunkt optimiert werden. Durch eine geeignete Amplitudenbelegung muss die Abstrahlcharakteristik der Antennenzeile angepasst werden.

Ein wichtiges Qualitätsmaß für die im Rahmen der Diplomarbeit entwickelte Untergruppe ist, eine möglichst gute Dämpfung des Kreuzpolarisationsanteils (besser 25 dB), und ein geringes Nebenzipfelniveau (ca. 15 dB). Erste Ansätze zu einer guten Kreuzpolarisationsunterdrückung wurden bereits in der Entwicklung des Einzelelementes gemacht. Letztlich ausschlaggebend für die Gruppenantenne, oder die Untergruppe, ist das Kreuzpolverhalten der Kombination aus Einzelstrahlern. Die, von Kim Woelders und Johan Granholm, in [10] beschriebene Methoden zur Kreuzpolarisationsunterdrückung einer 4x4 Gruppenantenne werden auf die P-Band Gruppenantenne angewendet. Es muss hier zusätzlich die Tatsache berücksichtigt werden, dass eine unsymmetrische Anzahl von Elementen vorliegt.

Innerhalb einer Zeile können die Elemente unterschiedlich angeordnet bzw. orientiert sein. Schon die Verbindung zweier Einzelelemente liefert mehrere Möglichkeiten der Orientierung, mit jeweils unterschiedlichem Verhalten bezüglich Eingangsanpassung und Abstrahlcharakteristik.

Schrittweise werden Elementen miteinander verknüpft und weitere Elemente hinzugefügt. Siehe 6.1 und 6.2. Abschließend wird eine optimale Konfiguration für 10 Elemente vorgestellt und die Simulationsergebnisse für die 25-elementige P-Band Gruppenantenne dargestellt..

6.1 2 - Elementen - Untergruppe

Verglichen mit dem Einzelement, ergeben sich bei der Kombination zweier Elemente abweichende Werte für die Reflexionsdämpfung und die Abstrahlcharakteristik. Wie in [2] beschrieben, wird sich die Richtwirkung der Antenne verbessern. Das Verhalten bezüglich Co- und Cross- Polarisation muss jedoch untersucht werden. Von einer generellen Verbesserung kann nicht ausgegangen werden. Ohne die Anwendung geeigneter Methoden, muss mit einer Verschlechterung der Kreuzpolarisationsunterdrückung gerechnet werden.

Die Elemente innerhalb der 2-Elemente-Untergruppe wurden in drei unterschiedlichen Konfigurationen angeordnet. Die sich daraus ergebenden Differenzen im Antennendiagramm bezüglich Co- und Cross-Polarisationsanteilen und der Nebenzipfeldämpfungen werden in den folgenden Abschnitten dargestellt. Zum Abschluss wird die beste Konfiguration erörtert und die Ergebnisse auf die 5-Elemente-Gruppe angewandt.

6.1.1 Die Konfiguration „A“ – „identische Elemente“

Zunächst werden zwei Einzelemente nebeneinander angeordnet. Die Konfiguration ist in der Abbildung 6-1 dargestellt und wird mit „A“ benannt.

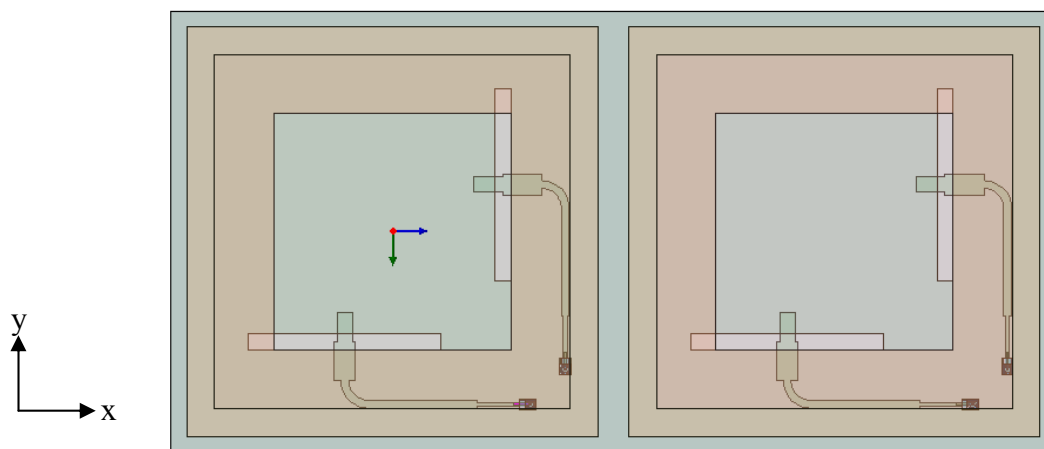


Abbildung 6-1 Konfiguration „A“

Die beiden identischen Elemente werden gleichphasig und mit gleicher Amplitude angesteuert. Die abgestrahlten Signale sollten sich im Fernfeld überlagern und den Gewinn / die Richtwirkung verbessern. Als Ergebnis wird das gleiche Co- und Cross-Polarisationsverhalten erwartet wie beim Einzelement.

Der Schwerpunkt der Untersuchung war, die Kopplung zwischen den Elementen zu erfassen und zu bewerten.

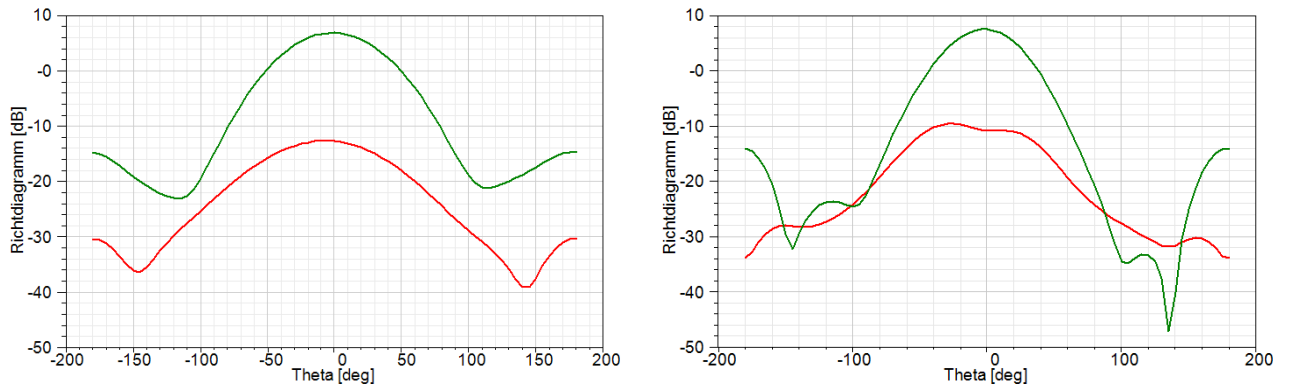


Abbildung 6-2 Co- und Cross-Polarisationsanteile für das Einzelement (links) und die 2-Elementengruppe (rechts), $\varphi = 90^\circ$, Co-Pol, Cross-Pol

Abbildung 6-2 zeigt die Richtdiagramme für $\varphi = 90^\circ$, dies entspricht im eingezeichneten Koordinatensystem der x-Achse. Der Gewinn der dargestellten Gruppe ist um ca. 0,5 dB größer geworden. Dieses bestätigt, dass die Zusammenstellung mehrere Elemente die Richtwirkung der Antenne verbessert. Der Kreuzpolarisationsanteil wird in beiden Fällen um ca. 19 dB gedämpft.

Die Abbildung 6-3 repräsentiert die Richtung $\varphi = 0^\circ$, y-Achse. In dieser Richtung findet keine Veränderung der Halbwertsbreite statt. Die Diagramme unterscheiden sich kaum. Insbesondere bei der Betrachtung des kreuzpolaren Anteils zeigt sich jedoch der höhere Einfluss des Einkoppelementes (Slot).

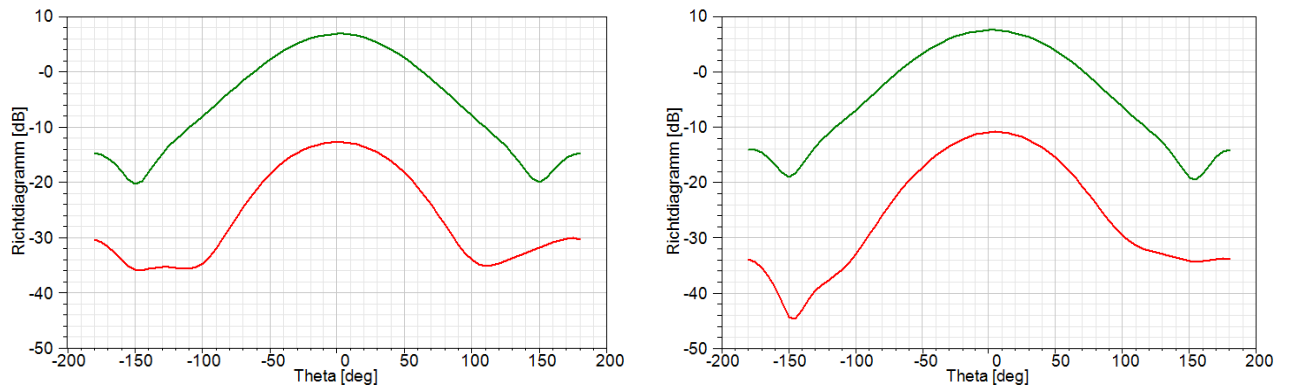


Abbildung 6-3 Co- und Cross-Polarisationsanteile für das Einzelement (links) und die 2-Elementengruppe (rechts), $\varphi = 0^\circ$, Co-Pol, Cross-Pol

Abbildung 6-4 zeigt die Richtdiagramme in Polarkoordinaten. Hier wird die Steigerung der Richtwirkung der 2-Elemente-Untergruppe besonders deutlich.

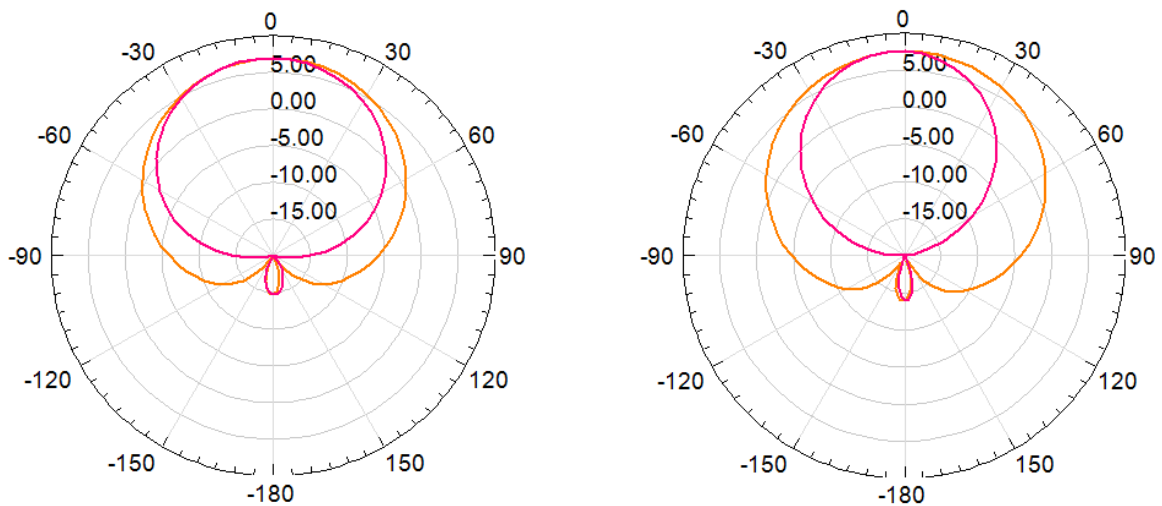


Abbildung 6-4 Die Richtcharakteristik für das Einzelement (links) und die 2-Elementengruppe, Konfiguration A (rechts), **E-Ebene**, **H-Ebene**

Die Impedanzanpassung der beiden Elemente zeigt die Abbildung 6-5. Aufgezeigt sind die beiden Eingangspports, die die Elemente in x- Richtung anregen. Hier kommt die Verkopplung der Elemente stärker zum Tragen. Die rote Linie zeigt das rechte Element und die blaue das linke. Die Verläufe sind stark unterschiedlich, was auf eine starke Kopplung zuungunsten des links angeordneten Elementes hinweist. Die Vermutung liegt nahe, dass die Position des Slots eine wichtige Rolle in den Koppelmechanismen einnimmt.

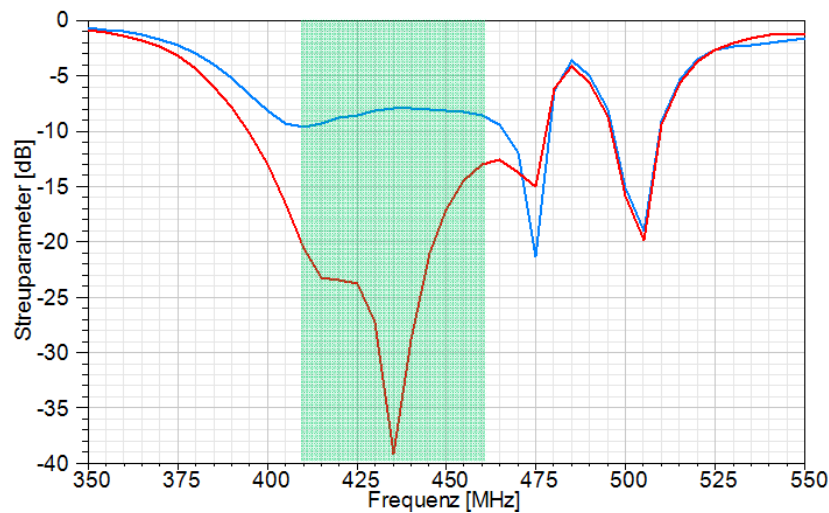


Abbildung 6-5 Reflexionsparameter S_{11} für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „A“; **linkes Element**, **rechtes Element**

6.1.2 Die Konfiguration „B“ – „Spiegelung links“

Zur Untersuchung der Koppelmechanismen, wurde das linke Element um die y- Achse gespiegelt. Diese Konfiguration wird mit „B“ bezeichnet. Um weiterhin eine positive Überlagerung der Signale im Fernfeld zu erreichen, muss einer der beiden Ports für die x- Richtung mit 180° Phasenversatz beaufschlagt werden. Für die vertikale Polarisation, oder Y-Richtung, müssen beide Signale gleichphasig eingespeist werden.

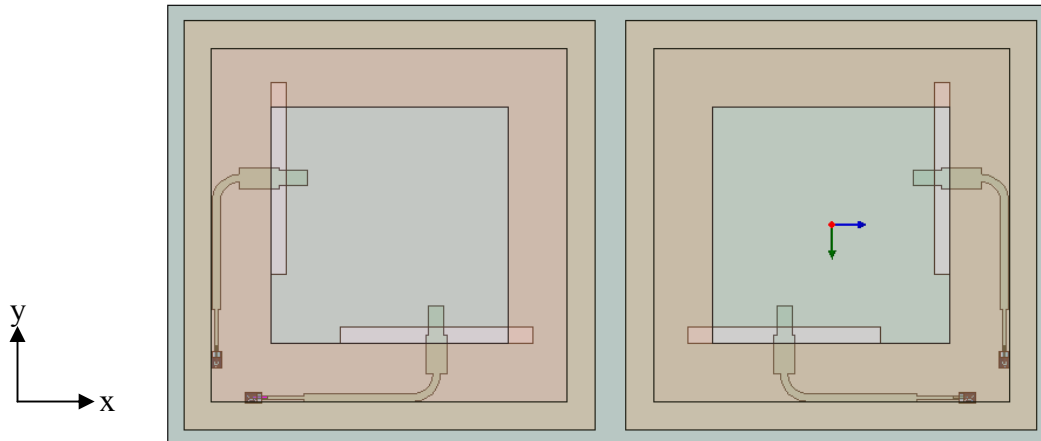


Abbildung 6-6 Konfiguration „B“

Die Ergebnisse für Co- und Cross- Polarisation sind in Abbildung 6-7 gezeigt. Es wird deutlich, dass der Kreuzpolarisationsanteil im Vergleich mit der vorherigen Anordnung deutlich gedämpft wird. Der Kreuzpolarisationsanteil liegt bei 50,6 dB, was die Anforderungen vollkommen erfüllt (siehe Kapitel 2.2)

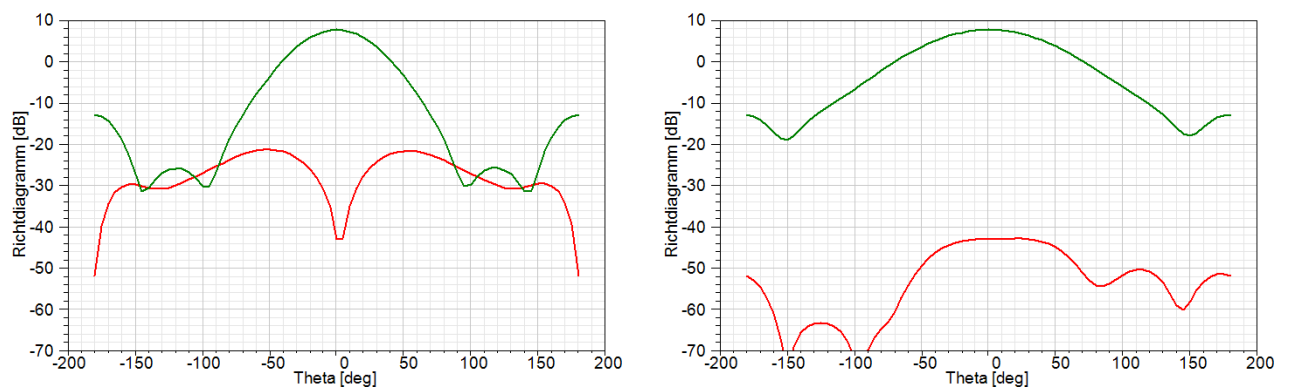


Abbildung 6-7 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 2-Elementengruppe (Konfiguration „B“) für zwei Winkel $\varphi = 90^\circ$ (links), $\varphi = 0^\circ$ (rechts), **Co-Pol**, **Cross-Pol**

Auf der linken Seite in Abbildung 6-7 ist deutlich die Funktionsweise der Methode zur Unterdrückung des kreuzpolaren Anteils erkennbar. Durch die Spiegelung des Elementes, und die daraus folgende Gegenphase für die Ansteuerung der Nutzpolarisation, folgt eine Auslöschung der Kreuzanteile. Es entsteht für $\theta = 0^\circ$ eine sogenannten „true null“, also einen

drastischen Einzug der Charakteristik. In Abbildung 6-8 ist das Richtdiagramm der Antenne in Polarkoordinaten gezeigt.

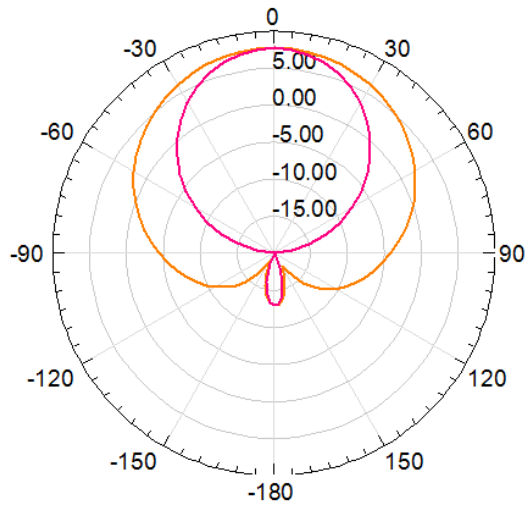


Abbildung 6-8 Die Richtcharakteristik für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „B“
E-Ebene, H-Ebene

Im Diagramm unten (Abbildung 6-9) wird der Reflexionsfaktor für diese Konfiguration für beide Elemente innerhalb der 2-Elemente-Untergruppe gezeigt. Im Gegensatz zur Konfiguration „A“, sind beide Verläufe deckungsgleich. Die Ursache liegt in der identischen Umgebung für beide Eingangsports.

Die Anpassung hat sich insgesamt verschlechtert, die Bandbreite ist unzureichend. Die gruppierten Antennen müssen erneut angepasst werden.

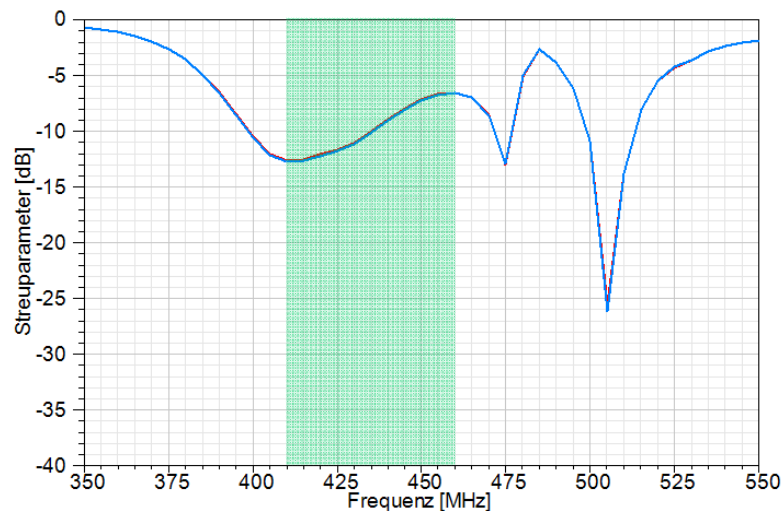


Abbildung 6-9 Reflexionsparameter S_{11} für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „B“
Element links, Element rechts

6.1.3 Die Konfiguration „C“ – „Spiegelung rechts“

Abschließend werden die Elemente innerhalb der Untergruppe so angeordnet, wie in Abbildung 6-10 dargestellt. Die Skizze zeigt die sogenannte „doppelte Symmetrie“. Das rechte Element wurde gespiegelt, und die beiden erregenden Ports für die horizontale Polarisation, x-Richtung, sind unmittelbar benachbart. Wiederum muss mit einem Phasenunterschied von 180° an einem der beiden Ports eingespeist werden.

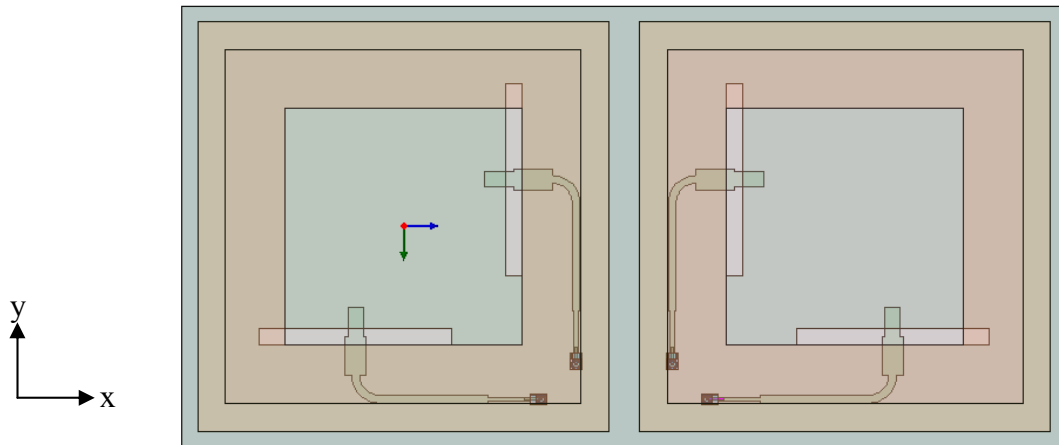


Abbildung 6-10 Konfiguration „C“

Die sich aus dieser Konfiguration ergebenden Diagramme sind in Abbildung 6-11 dargestellt.

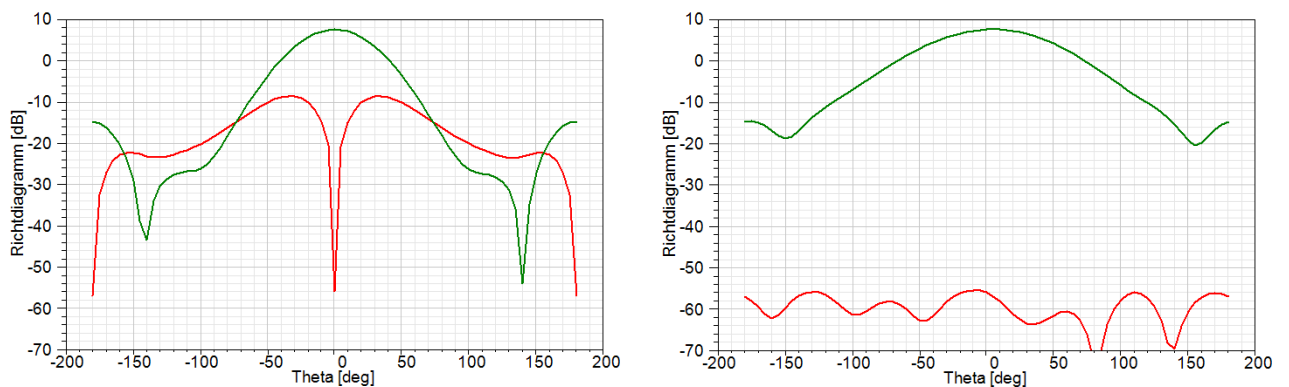


Abbildung 6-11 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 2-Elementegruppe (Konfiguration „C“) für zwei Winkel $\varphi = 90^\circ$ (links), $\varphi = 0^\circ$ (rechts), Co-Pol, Cross-Pol

Die Darstellungen gelten analog zu den bereits vorgestellten Konfigurationen „A“ und „B“. Die Kreuzpolarisation wird hier mit ca. 56,5 dB angegeben. Ihr Verlauf bleibt über den gesamten Winkelbereich konstant gut (rechte Seite). Der verbesserte Wert für die

Kreuzpolarisation kann auch auf die bessere Anpassung der beiden Ports zurückgeführt werden, siehe hierzu Abbildung 6-13.

In der unten (Abbildung 6-12) dargestellte Richtcharakteristik ist die Darstellung der E- und H- Ebene in Polarkoordinaten. Der Gewinn beträgt für die Konfiguration „C“ etwa 7,5 dBi und die Halbwertsbreite in E-Ebene liegt bei 52° und für die H-Ebene bei 36° .

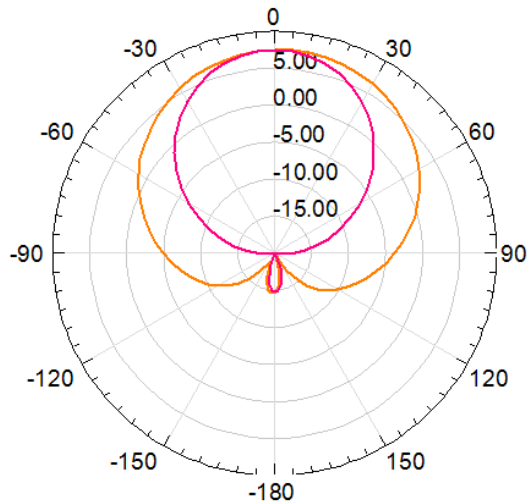


Abbildung 6-12 Richtcharakteristik für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „C“, E-Ebene, H-Ebene

Die sich aus der Konfiguration „C“ ergebenden Reflexionsfaktoren für beide Elemente, werden in Abbildung 6-13 dargestellt. Hier kann man auch deutlich erkennen, dass die beiden Kurven gleich verlaufen. Die Ursache liegt wieder in der gleichen Umgebung für beide Eingangsports. Leicht zu erkennen ist die, im Vergleich zur Konfiguration „B“, verbesserte Anpassung. Offenbar stimmen die Randbedingungen der vorliegenden Konfiguration besser mit denen aus der Simulation des Einzelelementes überein.

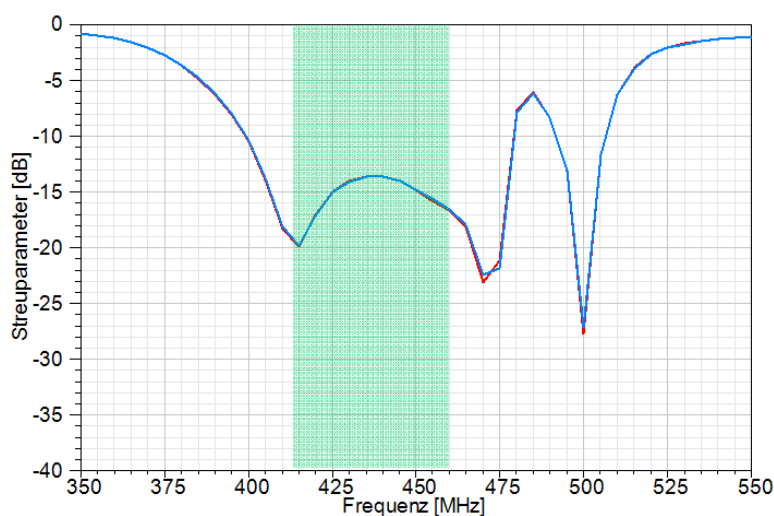


Abbildung 6-13 Reflexionsparameter S_{11} für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „C“ Element links, Element rechts

6.1.4 Zusammenfassung: 2-Elemente-Untergruppe

In den vorherigen drei Unterkapiteln wurden drei verschiedene Anordnungen der Elemente überprüft. Aus den durchgeführten Simulationen folgt, dass die Konfiguration „A“ ungeeignet ist für die Entwicklung der P-Band Antenne. Sie zeigt keine Verbesserung des Kreuzpolarisationsanteils bei gleichzeitiger Verschlechterung der Anpassung. Die übrigen beiden Konfigurationen „B“ und „C“ leisten einen deutlichen Beitrag zur Unterdrückung des Kreuzpolarisationsanteils. Aus diesem Grund werden beide Anordnungen weiter verfolgt. Dem Verlust der Anpassung in Anordnung „B“ muss durch eine überarbeitete Einkoppelstruktur Rechnung getragen werden.

Der Einfluss der Geometrie bzw. die Anordnung der Elemente innerhalb einer Gruppe, zeigt deutliche Effekte auf die elektrischen Parameter der Antenne. Die im Weiteren entwickelten Gruppen müssen daher entsprechend sorgfältig ausgearbeitet und angepasst werden.

6.2 5-elementige Untergruppe - Zeile

Nachdem im vorangegangenen Kapitel geeignete Konfigurationen für zwei Elemente gefunden wurden, wird die Gruppe erweitert. Der nächste Schritt besteht in der Konfiguration einer vollständigen Zeile (5 Elemente).

Die Aneinanderreihung einer Konfiguration, zum Beispiel der Konfiguration „C“, führt zwangsweise auch zur Konfiguration „B“. Je nach Blickwinkel können beide Anordnungen unterschieden werden. Die in [10] beschriebene Methode, ist für eine 4x4 Gruppenantenne beschrieben und optimiert, für eine ungerade Anzahl von Elementen kann zwar der Grundgedanke übernommen werden, die beste Konfiguration muss jedoch noch gefunden werden. Die Elemente werden bezüglich Impedanzanpassung optimiert werden müssen.

Es gibt zwei Konfigurationen, mit starker und schwacher Symmetrie in der Zeile, die untersucht werden. Die Ergebnisse werden hinsichtlich ihrer Eignung zur Kreuzpolarisationsunterdrückung und Nebenzipfeldämpfung betrachtet.

6.2.1 Konfiguration I

Die erste Konfiguration ist an die Konfiguration „C“ der 2er-Gruppe angelehnt. Die Elemente wiederholen sich paarweise. Das letzte Element entspricht dem ersten (linken) Element der 2er Gruppe. Abbildung 6-14 zeigt die Aneinanderreihung der Elemente zu einer vollständigen Zeile. Die Kreuzanteile der ersten vier Elemente können sich paarweise kompensieren, bedingt durch den Phasenversatz von 180° bei gespiegelten Eingangsports. Leider gibt es keinen „Kompensationspartner“ für das letzte Element. Gerade bei einer gleichmäßigen Amplitudenbelegung werden die Nachteile dieser Konfiguration sehr deutlich. In Abbildung 6-15 treten die Auswirkungen der asymmetrischen Verteilung im Richtdiagramm in Erscheinung.

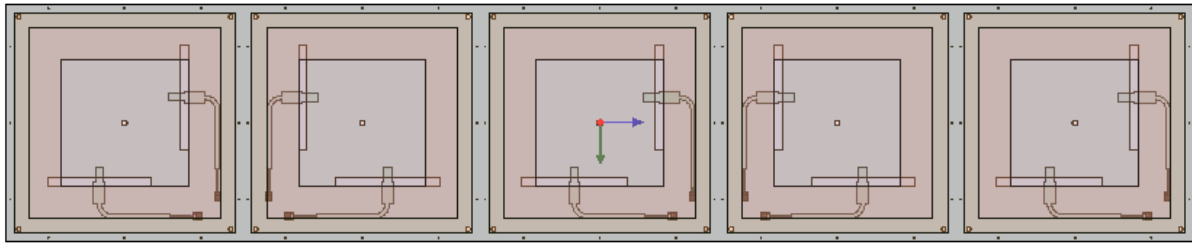


Abbildung 6-14 Konfiguration I

Das, durch das letzte Element hervorgerufene, Ungleichgewicht bedingt ein sehr hohes Nebenzipfelniveau bei etwa $+20^\circ$ (siehe linkes Diagramm in Abbildung 6-15). Ebenfalls wird die Richtung der Hauptkeule durch ungünstige Überlagerung der E-Feld Vektoren geschwenkt. Die Kreuzpolarisationsunterdrückung zeigt wider Erwarten gute Werte. Jedoch kann diese Konfiguration nicht in der P-Band Antenne eingesetzt werden.

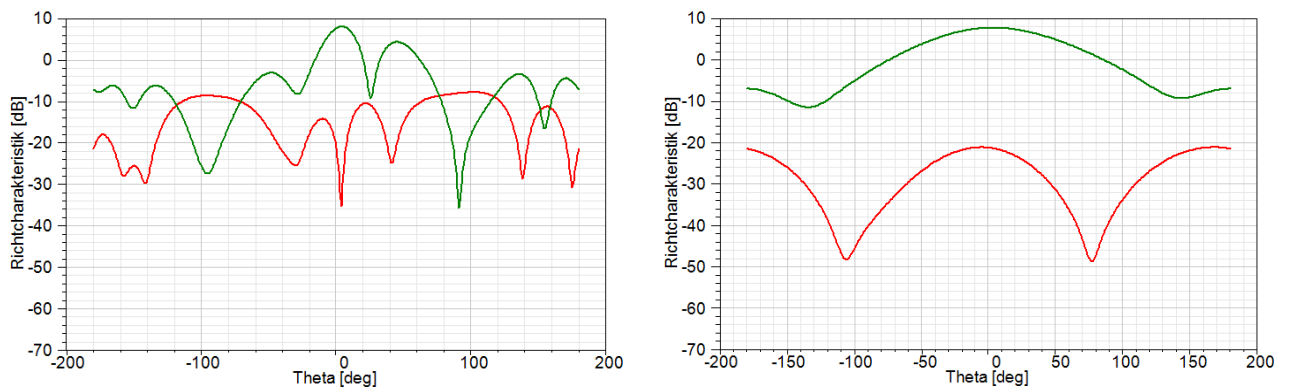


Abbildung 6-15 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 5-Elementengruppe (Konfiguration I) für zwei Winkel $\varphi = 90^\circ$ (links), $\varphi = 0^\circ$ (rechts), Co-Pol, Cross-Pol

Abbildung 6-16 zeigt die Reflexionsparameter aller fünf Elemente in x-Richtung. Dies entspricht der betrachteten E-Feld-Richtung und damit der Hauptkoppellebene. Orthogonal zur x-Richtung ist der Effekt der benachbarten Elemente nahezu vernachlässigbar. Diese Richtung (Eingangsports) wird nicht betrachtet.

Es wurde eine Reihe von Simulationen durchgeführt, um die Anpassung der Elemente zu verbessern. Bedingt durch die Unsymmetrie, hervorgerufen durch das fünfte Element, konnte kein befriedigendes Ergebnis erzielt werden. Die Ergebnisse zeigen ein gut angepasstes Mittenelement (blaue Linie) und unbefriedigende Verläufe des Eingangsreflexionsfaktors für die Eckelemente (rote und grüne Linie). Die dem Mittenelement benachbarten Elemente (orange und braune Linie) zeigen ebenfalls ungleiches Verhalten.

Eine ausreichende Anpassung für alle Elemente, im Hinblick auf die vollständige Antenne, scheint nicht durchführbar.

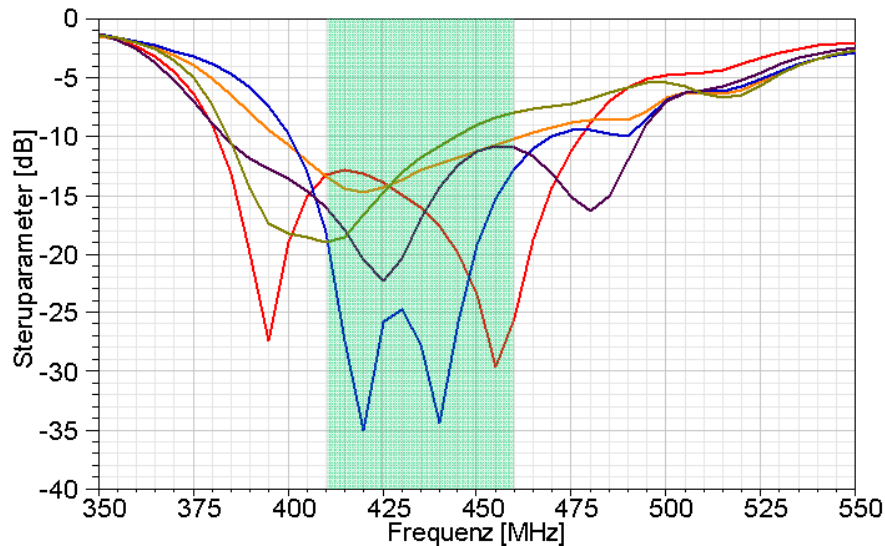


Abbildung 6-16 Reflexionsparameter S_{11} für die 5-Elementgruppe, Konfiguration I

Das grüne Rechteck stellt den spezifizierten Frequenzbereich von 410 MHz bis 460 MHz dar. Innerhalb dieses Bereiches zeigen sich große Unterschiede bezüglich der Impedanzanpassung.

6.2.2 Konfiguration II

Eine alternative Möglichkeit, Elemente innerhalb einer Zeile anzuordnen, ist in Abbildung 6-17 dargestellt. Die Paare der 2er Gruppen, aus Konfiguration „C“, werden auf den Ecken der Zeile platziert, und das ungerade Element befindet sich in der Mitte.

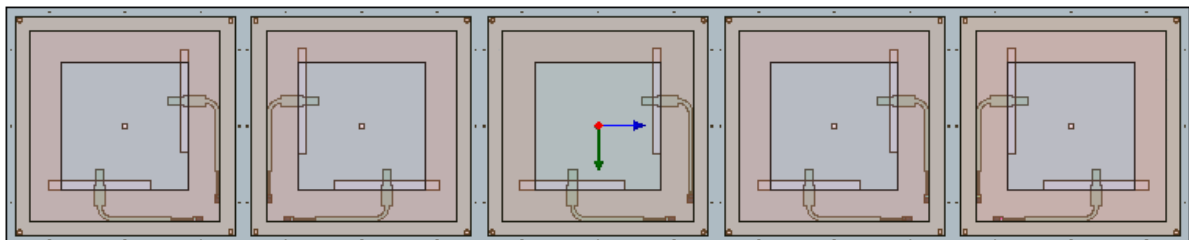


Abbildung 6-17 Konfiguration II

Mit Hilfe dieser Konfiguration ergeben sich gute Impedanzanpassungen für alle Elemente, siehe hierzu auch Abbildung 6-18. Wie schon in den Untersuchungen der 2er Gruppen, ist eine symmetrische Anordnung der Elemente essentiell. Die mangelnde Symmetrie des mittleren Elementes fällt kaum ins Gewicht und kann über alternierende Elemente über die Zeilen in der vollständigen Gruppenantenne weiter reduziert werden. In Abbildung 6-18 sind die EingangsReflexionsparameter dargestellt.

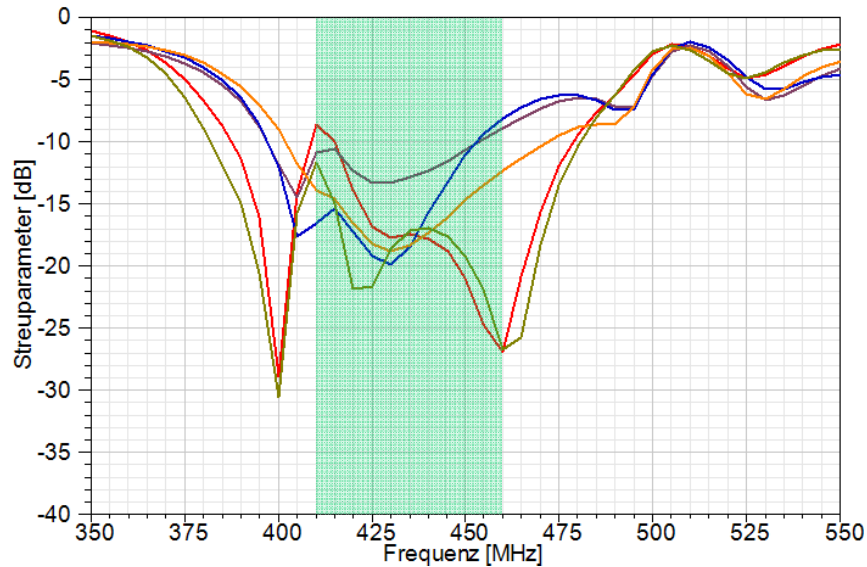


Abbildung 6-18 Reflexionsparameter S_{11} für die 5-Elementengruppe, Konfiguration II

Innerhalb des nutzbaren Frequenzbereichs (grünes Rechteck) wird eine ausreichende Impedanzanpassung für fast alle Elemente erreicht.

Abbildung 6-19 zeigt die Diagramme der Konfiguration II für die Co- und Cross-Polarisation. Die Kreuzpolarisationsunterdrückung ist in einem größeren Winkelbereich θ $[-45^\circ, 45^\circ]$ mit Werten um 30 dB gegeben. Der Gewinn beträgt ca. 9 dBi. Die Unsymmetrie des co-polaren Anteils ist wiederum dem „unsymmetrischen“ Element zuzuschreiben. Dies befindet sich nun in der Mitte der Zeile.

Es wird in der Folge diese Konfiguration II bevorzugt und weitergeführt. Die guten Kreuzpolarisationsergebnisse sowie der hohe Gewinn und die gute Ausrichtung der Hauptkeule sind ausschlaggebende Faktoren. Die Möglichkeit der besseren Anpassung der mittleren Elemente unterstützt die Auswahl.

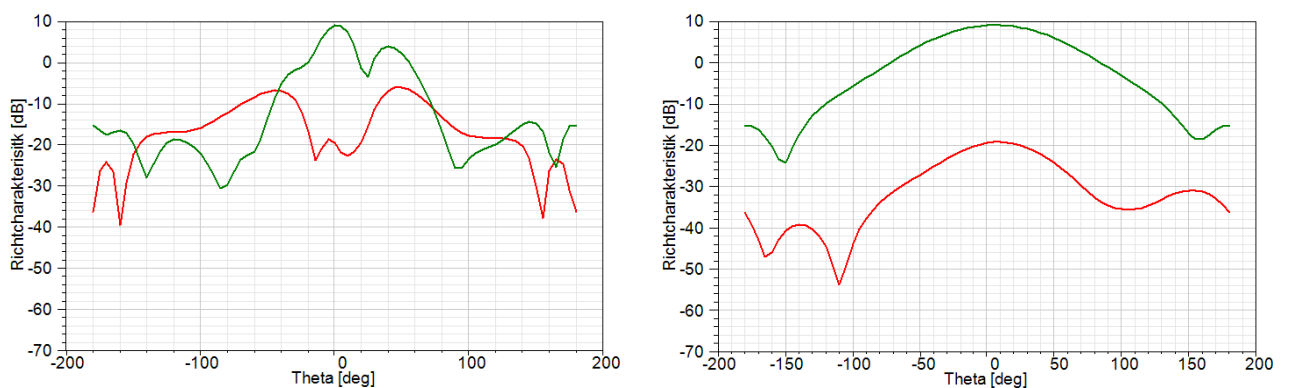


Abbildung 6-19 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 5-Elementengruppe (Konfiguration II) für zwei Winkel $\varphi = 0^\circ$ (links), $\varphi = 90^\circ$ (rechts), **Co-Pol**, **Cross-Pol**

6.2.3 Zusammenfassung: 5-Elemente-Untergruppe

Aufgrund durchgeführten Simulationen mit oben dargestellten Ergebnissen habe ich mich für die Konfiguration II entschieden. Diese Konfiguration bietet, im Gegensatz zu allen anderen untersuchten Konfigurationen, die bessere Impedanzanpassung im geforderten Frequenzbereich zwischen 410 MHz und 460 MHz. Wegen der symmetrischen Anordnung der 2-elemententigen Untergruppe um die Mittelachse besitzen die Elemente auch ähnliche Reflexionsfaktoren und Charakteristiken. Dies vereinfacht die Optimierung deutlich.

7 10 – Elemente – Untergruppe

Die im vorherigen Unterkapitel gefundene, optimale Konfiguration der Elemente innerhalb einer Zeile wird für die nächste Zeile übernommen und dann weiter auf die gesamte Gruppenantenne erweitert. Die Aufgabe ist, zu zeigen, dass die ungerade Elementanzahl kompensiert werden kann. Schließlich wird eine 10-elementige Untergruppe aufgebaut und vermessen.

7.1 Die Simulationsergebnisse

Das vollständige Simulationsmodell für eine 2-zeilige Untergruppe ist in Abbildung 7-1 skizziert. Damit sich die Kreuzpolarisationsanteile der Zeilen im Fernfeld der Antenne gegenseitig löschen können, wird die zweite Zeile um 180° gedreht. Während der Simulation sind die einzelnen Elemente zusätzlich mit der schon vorgestellten Amplitudenbelegung und den notwendigen Phasendrehungen belegt. Es wird hier nur der Fall „Nadir“ betrachtet, also ohne zusätzlichen Schwenk der Hauptkeule. Die Ergebnisse sind nachfolgend dargestellt.

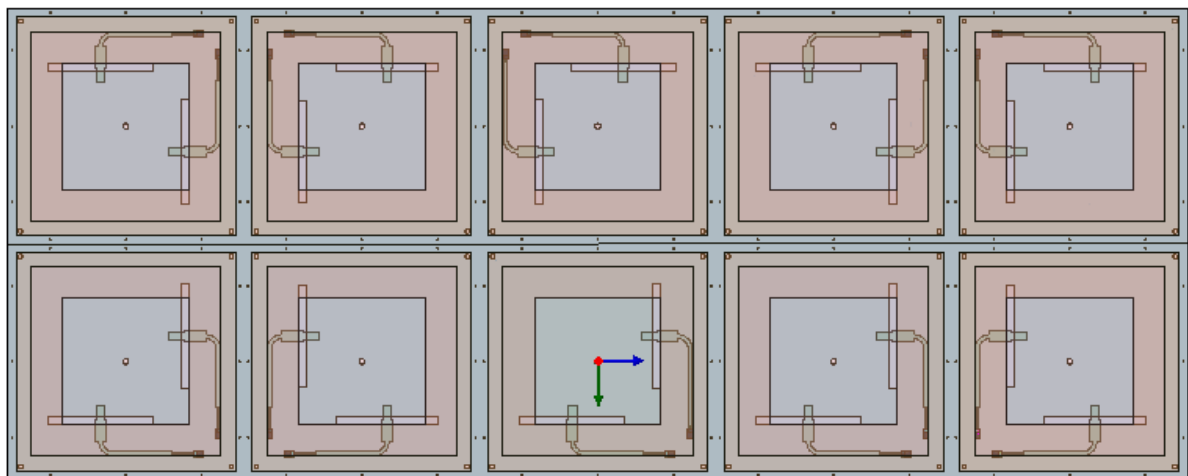


Abbildung 7-1 10-Elemente-Untergruppe, abgeleitet aus der Konfiguration II

Die Simulation der 10-Elemente-Untergruppe war nur mit einer Vereinfachungen in der Struktur des Antennenmodells möglich. Somit können die Reflexionsfaktoren für alle 10

Elemente dargestellt werden. Die Reflexionsparameter für Gruppen von Elementen werden nachfolgend in Abbildung 7-2, Abbildung 7-3 und Abbildung 7-4 gezeigt. Das grüne Rechteck entspricht der gewünschten Bandbreite, 50 MHz, zwischen 410 MHz und 460 MHz. Aus allen drei Abbildungen geht hervor, dass alle Elemente gute angepasst sind.

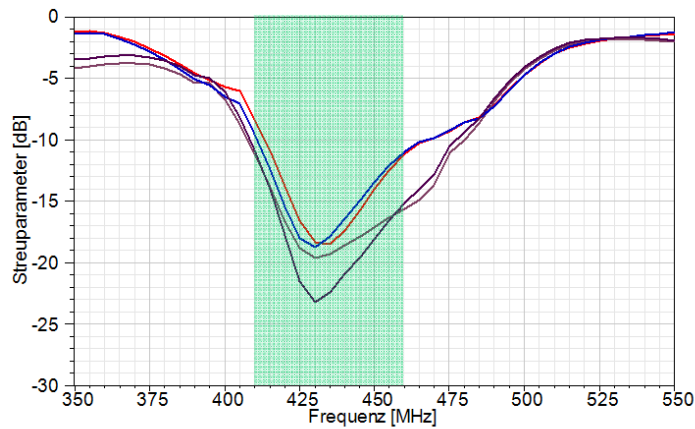


Abbildung 7-2 Reflexionsparameter S_{11} für die benachbarten Elemente

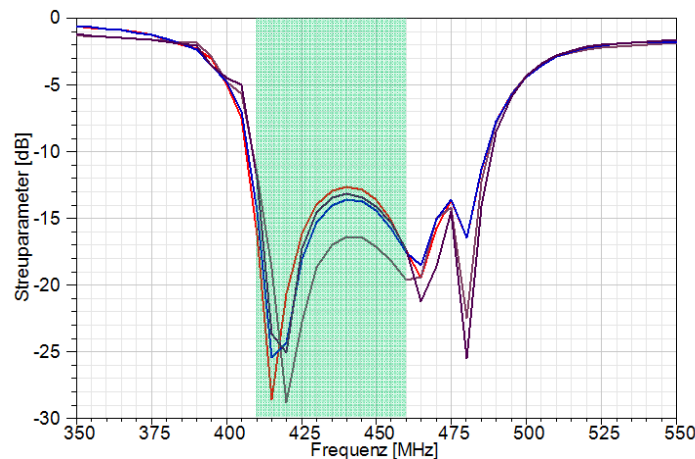


Abbildung 7-3 Reflexionsparameter S_{11} für die Ecke-Elemente

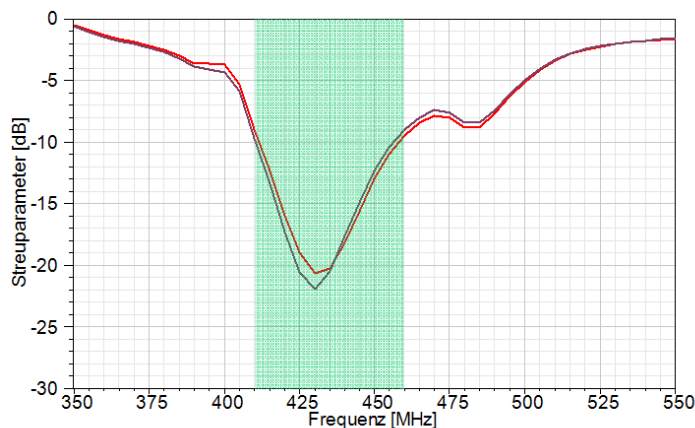


Abbildung 7-4 Reflexionsparameter S_{11} für die Mitte-Elemente

Um die Fernfeldcharakteristik der Antenne zu überprüfen musste eine abweichende Simulationssoftware verwendet werden. Hierzu wurde das Modell in Ansoft Designer erneut aufgebaut. Dieses erlaubt wesentlich größere Antennen zu simulieren. Leider handelt sich

nicht mehr um eine Berechnung nach der Momentenmethode. Die Ergebnisse sind in der Folge dargestellt.

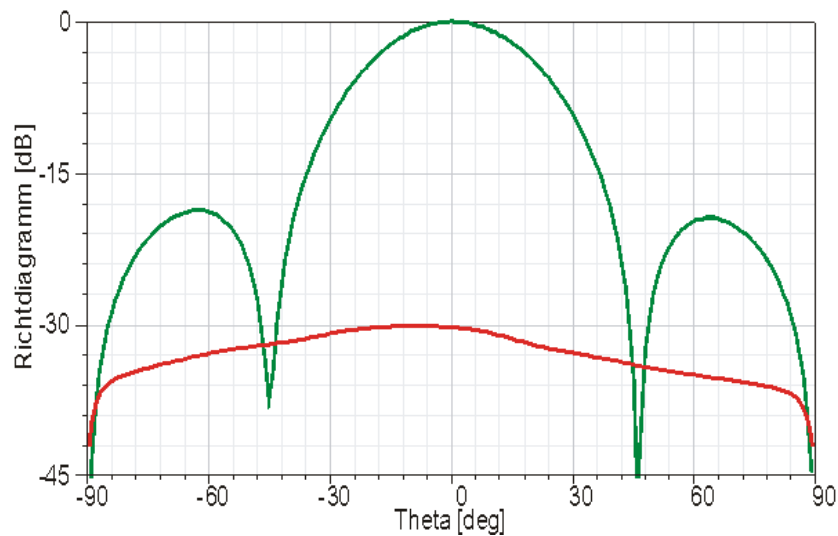


Abbildung 7-5 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 10-Elementegruppe für Winkel $\varphi = 0^\circ$, bei Mittenfrequenz $f_r = 435$ MHz, Co-Pol, Cross-Pol

In Abbildung 7-5 sind die Co- und Cross-Polarisationsanteile bei der Mittenfrequenz $f_r = 435$ MHz für die E-Ebene (Azimut) dargestellt. Der Gewinn beträgt in diesem Fall etwa 17 dBi, bei einer Halbwertsbreite von 34° . Der Kreuzpolarisationsanteil wird um 30 dB unterdrückt. Insbesondere die symmetrischen Nebenzipfel bestätigen die Wahl der Konfiguration für die Untergruppe. Die Nebenkeulen befinden sich 18,8 dB unterhalb der Hauptkeule. Abbildung 7-6 zeigt das Richtdiagramm für die H-Ebene. Für diesen Schnitt beträgt die Halbwertsbreite 44° .

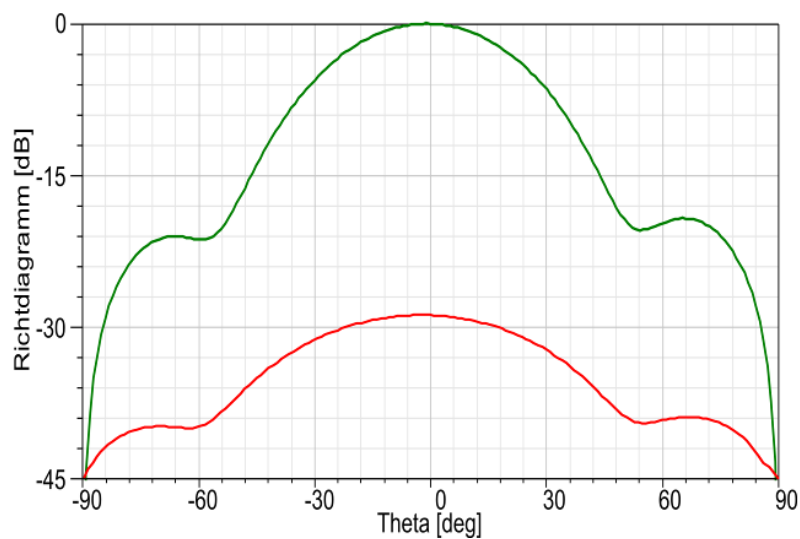


Abbildung 7-6 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 10-Elementegruppe für Winkel $\varphi = 90^\circ$, bei Mittenfrequenz $f_r = 435$ MHz, Co-Pol, Cross-Pol

Die dreidimensionale Darstellung der Richtcharakteristik ist in Abbildung 7-7 gezeigt. Leider ist in dieser Darstellung die sich beginnende Ausprägung der Nebenzipfel in der H-Ebene nicht gut sichtbar.

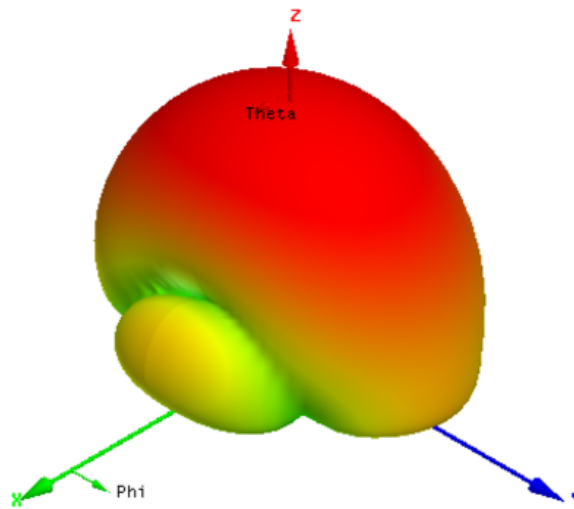


Abbildung 7-7 Die Richtcharakteristik der 10-Elemente-Untergruppe für Mittenfrequenz $f_r = 435$ MHz in 3D-Darstellung

7.2 Der Aufbau

Zur Vervollständigung der Untersuchungen wird die 10-elementige Anordnung aufgebaut. Da Substratmaterial in einer Länge von 145 cm nicht zur Verfügung steht, ist die Gesamtantenne in sinnvolle mechanische Untergruppen aufgeteilt worden. Diese Untergruppen korrelieren nicht mit den elektrisch gebildeten Untergruppen (Zeilen). Die vollständige 10-Elemente-Untergruppe wird in Abbildung 7-8 gezeigt.

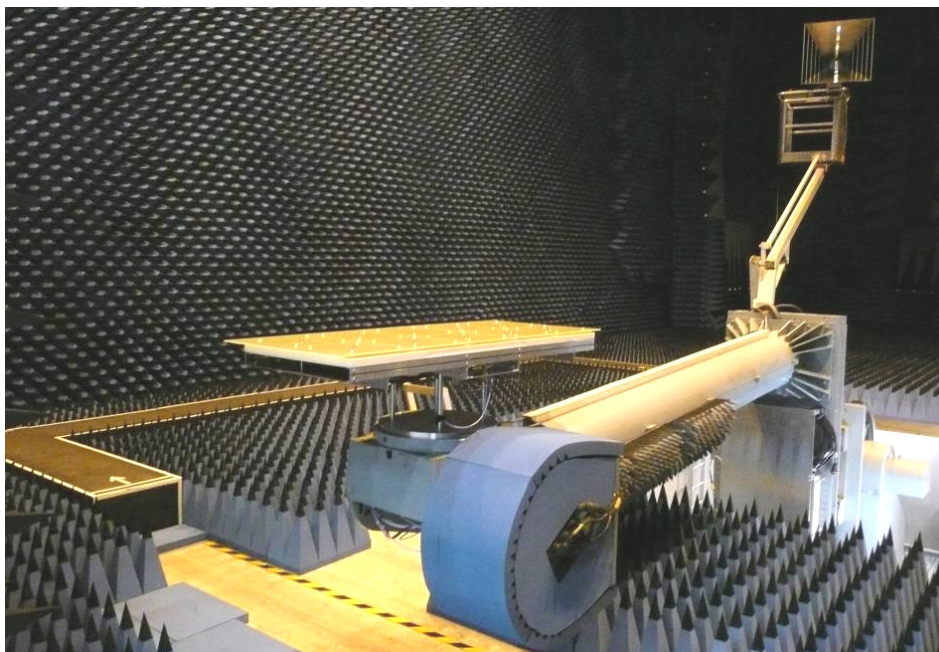


Abbildung 7-8 Montierte P-Band Gruppenantenne (10 Elemente in 2 Zeilen) auf Modelttower.

Die Elemente innerhalb jeder der beiden Zeilen müssen mit der vorbestimmten Amplitude und Phase eingespeist werden. Um dieses erreichen, wird die Leistung geeignet auf die Einzelemente verteilt. Um die simulierte Amplitudenbelegung nachzuweisen wird zuerst ein Netzwerk aus fertigen Bauteilen aufgebaut. Hierzu wurden zwei Typen von Leistungsteilern der Firma Municom verwendet. Zum einen 3dB-Teiler und zum anderen Teiler 1 auf 6. Die nicht benötigten Ausgänge wurden mit 50 Ohm Abschlüssen versehen, um Reflexionen zu vermeiden. Die Amplitudenbelegung wurde durch Dämpfungsglieder verwirklicht. Alle Anschlussleitungen, von den 20 Einzelports zu den 4 Leistungsteilerausgängen (1 auf 6 Teiler), sind gleich lang konfektioniert worden. Die für die Hälfte der Elemente notwendige Phasendrehung, wurde in den Verbindungselementen zu den 3dB-Teilern eingesetzt. Die zusätzliche Leitungslänge für eine 180° Phasendrehung folgt aus Gleichung (7.1):

$$l_m = \frac{\Delta\varphi}{1.2 f_r \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (7.1)$$

Mit:

- l_m - Leitungslänge
- $\Delta\varphi$ - gewünschter Phasenunterschied
- f_r - Mittenfrequenz
- ε_r - Dielektrizitätskonstante

Eine 180° Verlängerung wird erreicht bei 28 cm Leitungslänge (Leitung Typ RG58). Eine zusätzliche Phasenschiebung für eine seitlich ausgerichtete Hauptkeule ist nicht vorgesehen. Die Abbildung 7-9 zeigt die Netzwerktopographie. Die Leistungsbelegung an den Ausgängen lautet wie folgt:

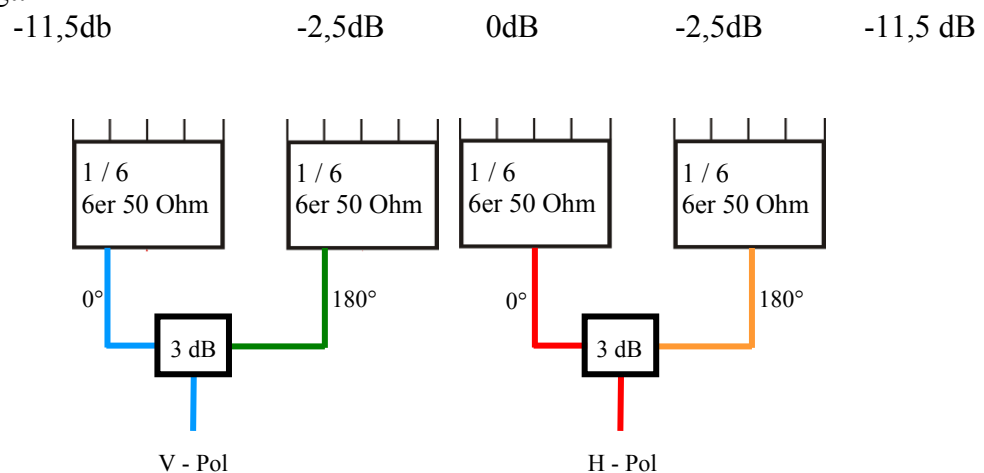


Abbildung 7-9 Schema des Netzwerkaufbaus der 10-Elemente-Untergruppe für beiden Polarisationen

Der Einsatz von Dämpfungsgliedern ist natürlich nicht für den Aufbau einer Antenne geeignet. Die zusätzliche Dämpfung erzeugt unerwünschtes Rauschen und die Sendeleistung würde im Netzwerk aufgebraucht, statt über die Apertur abgestrahlt zu werden. Um für die Messung die angestrebte Amplitudenbelegung zu erzeugen und zu überprüfen ist dieses

Vorgehen legitim. Mit der gegebenen Amplitudenbelegung werden sowohl die Nebenkeulen unterdrückt als auch die gewünschte Breite der Hauptkeule erhalten.

7.3 Die Messergebnisse

Die aufgebaute Untergruppe, die im vorherigen Kapitel beschrieben wurde, wird in der Compact Test Range Kammer nach bekannter Methode vermessen. Die gesamte Kugeloberfläche um die Antenne herum wird gescannt.

Aus diesem Datensatz können Schnitte zu bestimmten Frequenzen erzeugt werden. Es wird eine direkte Messung mit dem NBS Doppeldipol als Referenzantenne und der Double Ridged Horn Antenne als Sendeantenne durchgeführt.

Abbildung 7-10 zeigt einen Schnitt durch die Hauptkeule, Copol E-Ebene. Wie in Kapitel 6 beschrieben, wird der Einfluss der ungeraden Elemente innerhalb der 10- Elemente- Untergruppe kompensiert. Das Diagramm weist eine hohe Symmetrie auf. Die Kreuzpolarisationsunterdrückung liegt im Bereich 30dB und korrespondiert mit den Simulationsergebnissen.

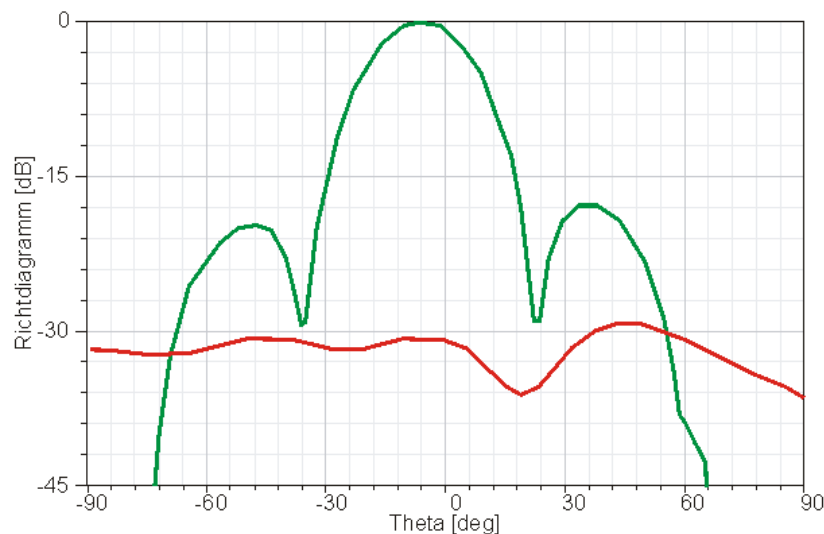


Abbildung 7-10 Schnitt durch die Hauptkeule. E-Ebene bei 435 MHz, normalisiert

Der Gewinn, kann mit ca. 16,4 dBi, angegeben werden. Auch dieser Wert entspricht den Erwartungen aus der Simulation. Die zusätzlichen Verluste, die durch das nicht abgestimmte Netzwerk und die zusätzlichen Dämpfungsglieder erzeugt wurden, sind in dieser Rechnung berücksichtigt.

Es werden die geforderten 30° Halbwertsbreite erreicht. Die Anforderungen an die Halbwertsbreite sind vollkommen erfüllt. Auch die Nebenkeulenunterdrückung, die bei der Messung 18 dB beträgt, erfüllt die Spezifikation

Alle Vorgaben sind mit Hilfe der entwickelten Untergruppe (5-elementige Zeile) zu erfüllen. Sowohl die Abmessungen als auch das Gewicht (14,1 kg pro Zeile) sind zufriedenstellend. Im folgenden Kapitel werden die Parameter für eine vollständige P-Band Gruppenantenne hergeleitet und rechnerisch untersucht. Danach wird auf die Entwicklung der Sendeantenne

für die P-Band Messungen eingegangen bevor alle Daten in Kapitel 10 zusammengefasst werden.

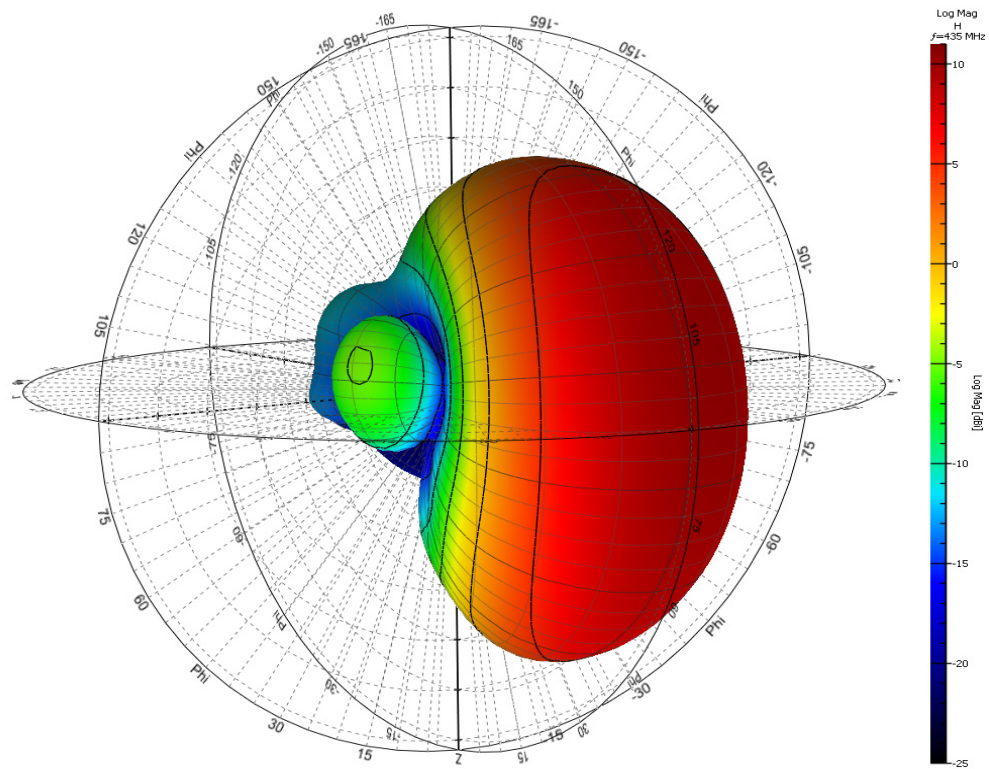


Abbildung 7-11 3-D Diagramm Co-Pol

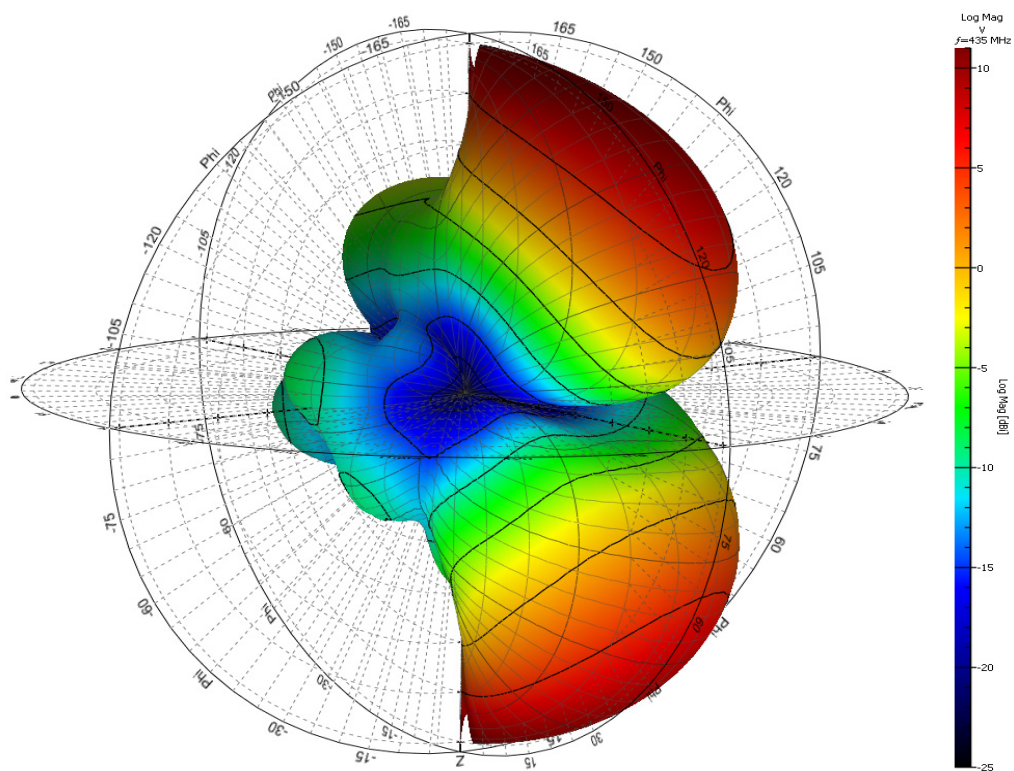


Abbildung 7-12 3-D Diagramm Cross-Pol

8 Die Gruppenantenne

Um einen Eindruck über die Leistungsdaten der vollständigen P-Band Gruppenantenne zu erhalten, werden die Parameter anhand von Simulationen ermittelt. Da bei der nun vorliegenden Ausdehnung der Struktur die Bearbeitung mit Ansoft HFSS, also mit einem 3-dimensionalen Momentensolver, unter den vorliegenden, rechtechnischen Bedingungen, nicht mehr in Frage kommt, werden die Simulationen und Berechnungen basierend auf Ansoft Designer durchgeführt. Es handelt sich hierbei um eine 2,5D Simulationssoftware die auf geschichteten Dielektrika beruht. Die Ergebnisse werden nicht die Genauigkeit der HFSS Simulation erreichen, sind aber in der Lage, grundsätzliche Analysen zu unterstützen. Gemeinsam mit den schon gewonnenen Erkenntnissen wird eine relativ genaue Aussage über die zukünftige Gesamtantenne möglich sein.

Abbildung 8-1 ist das Simulationsergebnis für die vollständige P-Band Antenne mit Nadir-Blickrichtung, mit Co- und Cross-Polarisationsanteilen, bei Mittenfrequenz. Die einzelnen Elemente werden innerhalb der Zeilen mit der Amplitudenbelegung aus Kapitel 4 eingespeist. Für die Zeilen gilt die gleiche Amplitudenverteilung. Bei dieser Anordnung werden keine Phaseninkremente verwendet.

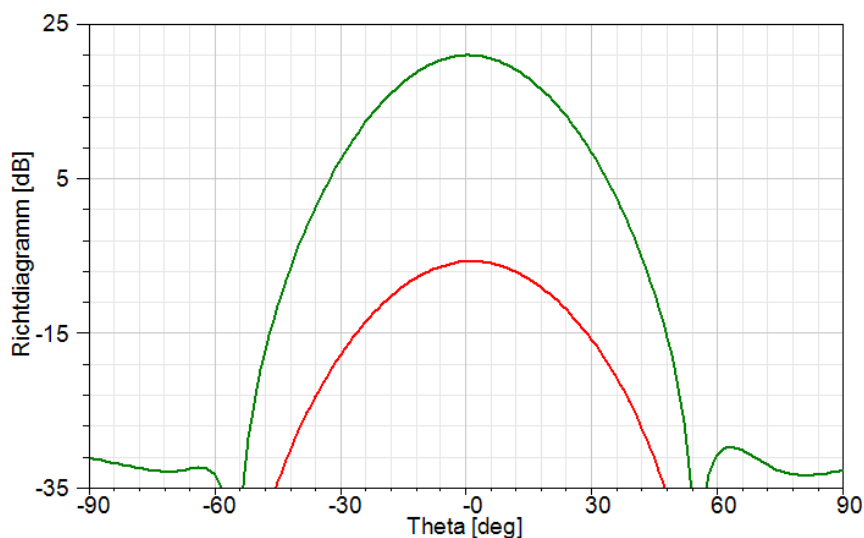


Abbildung 8-1 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die vollständige Gruppenantenne über den Winkel θ , für $f_r = 435$ MHz, Nadir-Blickrichtung, **Co-Pol**, **Cross-Pol**

Der Gewinn kann mit 20,9 dBi angegeben werden. Die Halbwertsbreite beträgt 29° in beiden Ebenen, dies entspricht den Anforderungen. Der Kreuzpolarisationsanteil wird mit 27 dB

unterdrückt. Eine große Rolle bei der Nadir-Blickrichtung spielt die Nebenkeulenunterdrückung, die mit 49dB einen sehr guten Wert erreicht. Diese Betriebsart wird für Sounder-Betrieb eingesetzt. In diesem Fall kann bei der Prozessierung Energie aus den Nebenkeulen nicht eindeutig zugeordnet werden. Daher ist eine möglichst große Unterdrückung gefordert.

Bei der 42° Off- Nadir- Blickrichtung werden die Elemente innerhalb der Zeile mit gleicher Amplitudenbelegung beaufschlagt, so, wie bei der Nadir- Richtung. Der Unterschied zwischen beiden Betriebsarten liegt in der Phasenbelegung der Zeilen. Das Phaseninkrement wurde bereits in Kapitel 4 berechnet. Abbildung 8-2 zeigt die Richtcharakteristik mit Co- und Cross- Polarisationsanteilen bei Mittenfrequenz für 42° Off-Nadir- Blickrichtung.

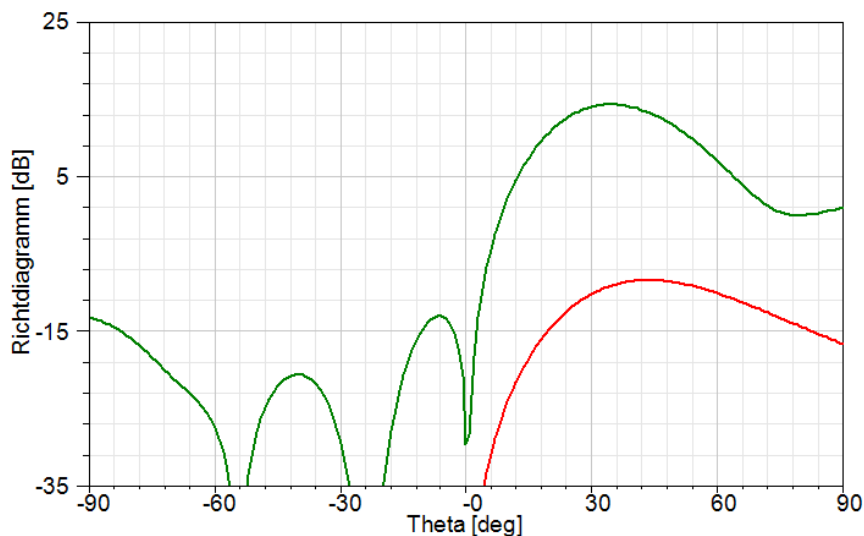


Abbildung 8-2 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die vollständige Gruppenantenne über den Winkel θ , für $f_r = 435$ MHz, 42° Off- Nadir-Blickrichtung **Co-Pol**, **Cross-Pol**

Bei dieser Anordnung beträgt der erreichbaren Gewinn bei einem Winkel $\theta = 42^\circ$ ca. 13,6 dBi. Die Halbwertsbreite für die Elevation beträgt hier 29°. Der Kreuzpolarisationsanteil wird um 23,3 dB unterdrückt, dies entspricht den Erwartungen aus der Messung der 10 elementigen Gruppe. Die Nebenkeulen liegen 27,3 dB unter der Hauptkeule. Das stellt ein gutes Ergebnis dar. Die besonders gute Unterdrückung im Bereich 0° bis -60° Grad ist von großer Bedeutung. Der sogenannte „Opposite Swath“ sollte so wenig Energie erhalten, wie möglich. Die Opposite Swath Suppression ist auch ein Maß für die im SAR erreichbare Signaldynamik über schwach reflektierendem Boden. Dieses wird mit höchster Nebenkeulenunterdrückung gelöst.

9 Double Ridged Horn Antenna (Steghornstrahler)

Wie bereits erörtert, ist für die Vermessung des Richtdiagramms der P-Band Antenne im Frequenzbereich von 410 MHz bis 460 MHz eine entsprechende Sendeantenne notwendig. Diese soll den Frequenzbereich zwischen 300 MHz bis 1 GHz abdecken können. Die Erfüllung dieser Anforderung wird den Messbereich innerhalb der DLR - CTR (Compact Test Range) erweitert. Bisher stehen keine geeigneten Antennen in diesem Frequenzbereich zur Verfügung. Bevorzugt für den Messaufbau werden Hornantennen (Hornstrahler). Der Grund liegt in dem guten Verhältnis zwischen der abgestrahlten Leistungen nach vorne und nach hinten. Zudem sind diese Antennentypen relativ schnell und einfach realisierbar.

Der hier aufgebaute Antennentyp, ein sogenannter Steghornstrahler oder: „double ridged horn antenna“) vereinigt noch weitere Vorteile. So erzeugt er einen relativ gleichmäßigen Gewinn über die gesamte Bandbreite. Aus der Literatur geht eine erreichbare Kreuzpolarisationsunterdrückung von 40 dB hervor. Ein Wert, der es erlaubt, die im Institut entwickelten und eingesetzten Antennen im betrachteten Frequenzbereich zu qualifizieren.

In den folgenden Kapiteln werden die Eigenschaften aller Baugruppen dieser Antenne näher dargestellt. Die Antenne wurde berechnet und simuliert und zum Abschluss vermessen. Die dabei berechneten Größen werden hier vorgestellt. Einige Messungen zur vollständigen Qualifizierung der Antenne stehen noch aus. Dazu muss erst ein zweites Muster der Antenne gebaut werden.

9.1 Das Model

Der Steghornstrahler kann in drei Baugruppen aufteilt werden:

1. Rippenhohlleiter
2. Hohlraumresonator (Cavity Back)
3. Pyramiden Hornantenne

Die genaue Beschreibung der einzelnen Baugruppen wird in den folgenden Unterkapiteln durchgeführt. Vorteil ist, dass für jede Baugruppe kritische Parameter isoliert berechnet werden können. Anschließend kann die gesamte Antenne optimiert werden.

9.1.1 Der Rippenhohlleiter

Die Speisung eines Hornstrahlers erfolgt aus einem Hohlleiter heraus. Für den hier angestrebten Frequenzbereich erreichen Hohlleiter mit Standardabmessungen beachtliche Dimensionen. Aus der Literatur, wie z.B. in [11] beschrieben wurde, können die Abmessungen leicht berechnet werden. Die längere Seite des Hohlleiters soll anhand [11] größer als die Halbe Wellenlänge sein, damit sich für diese Frequenz nur ein Grundmode ausbreiten kann, siehe dazu Abbildung 9-1.

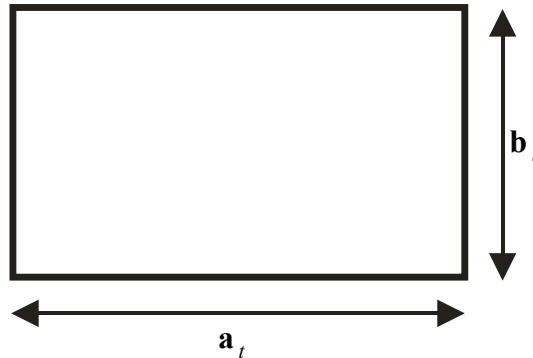


Abbildung 9-1 Der Hohlleiter in typischer Form mit Abmessungen

Als Beispiel seien die Dimensionen für die Mittenfrequenz der hier entwickelten P-Band Antenne genannt: Patchantenne $f_r = 435\text{MHz}$

$$a_t \cong \frac{c}{2 \cdot f_c} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 435 \cdot 10^6} \approx 0,345\text{ m} \quad (9.1)$$

$$b_t \cong \frac{a_t}{2} = 0,1725\text{ m} \quad (9.2)$$

Da die mechanischen Abmessungen in der Apertur der Hornantenne erheblich größer werden um den allmählichen Übergang zwischen Wellenwiderstand im Hohlleiter und im freien Raum zu ermöglichen, sind diese Basiswerte schon ziemlich groß. Aus diesem Grund habe ich mich für eine Hornantenne mit Rippenhohlleiter als Einspeisung entschieden, siehe Abbildung 9-2.

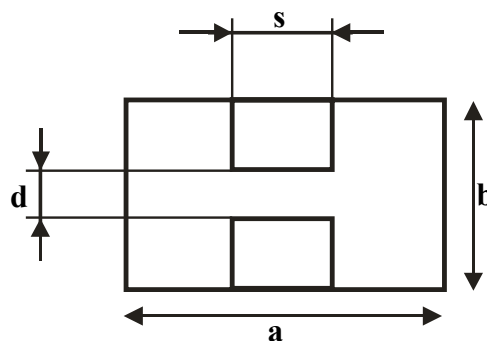


Abbildung 9-2 Der Doppel- Rippen- Hohlleiter mit Abmessungen

Die Entwicklung dieses Hohlleiters wurde analog zur Veröffentlichung von S. Hopfer [12] begonnen. Er hat eine Analyse sowohl über Einzel- als auch über Doppel- Rippen Hohlleiter durchgeführt und den Zusammenhang zwischen der Breite der Rippen (s), dem Abstand zwischen beiden Rippen (d) und den Abmessungen des Hohlleiters (Länge a , Breite b) beschrieben.

Das Paper bietet eine gute Basis, um die anfänglichen Abmessungen für die Hohlleitersektion der Antenne zu finden. Die Optimierung der Struktur erfolgte wieder mit Ansoft HFSS.

Der Rippenhohlleiter eignet sich besonders, die Dimensionen in Bezug zur Wellenlänge zu minimieren. Diese Eigenschaft ist gleichwertig mit einer Verringerung der unteren Grenzfrequenz (Cut-Off Frequenz) des ersten TE_{10} -Modes. Die Tatsache, dass sich nur ein Grundmode (TE_{10}) ausbreiten wird, garantiert die benötigte Bandbreite der Antenne. Das Auftauchen höherer Moden wird die Funktionsweise der Antenne verfälschen.

Ausgehend von einem Rippenhohlleiter rechteckigen Querschnitts, werden die Seitenwände unter verschiedenen Öffnungswinkeln angeordnet, um einen Übergang in den pyramidischen Hornbereich zu schaffen. Eine sorgfältig optimierte Struktur verbessert das VSWR.

Abbildung 9-3 zeigt das Simulationsmodell.

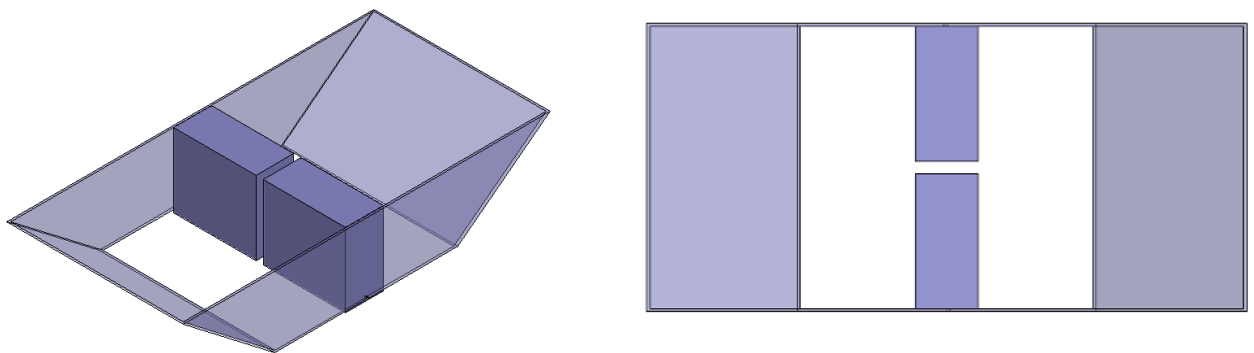


Abbildung 9-3 Das Simulationsmodell des pyramidischen Double-Ridged-Hohlleiter

In der Tabelle 9-1 sind alle Werte des Rippenhohlleiters zusammengefasst.

a	178 mm
b	170 mm
d	7,17 mm
s	37,6 mm
$d_1 = (b - d)/2$	81,4 mm
$length$	67 mm
$wall\ width$	4 mm

Tabelle 9-1 Die Parameter der Rippenhohlleiter

9.1.2 Der Hohlraumresonator

Da die Hornantenne koaxial gespeist wird, muss der Transformationsbereich zwischen TEM-Mode im Koaxialkabel und TE-Mode im Hohlleiter besonders gestaltet sein. Diese Aufgabe wird hier hauptsächlich durch die Kombination des Rippenhohlleiters mit einem Hohlraumresonator gelöst. Der Hohlraumresonator (Englisch Cavity Back genannt) hinter dem Hohlleiter bietet die Möglichkeit, eine gute Anpassung, besonders in den niedrigen Frequenzbereichen zu realisieren. Ohne diese Baugruppe wird das elektrische Feld nahe der Einkopplung, im Endbereich zwischen den beiden Rippen, durch den Boden des Hohlleiters kurz geschlossen.

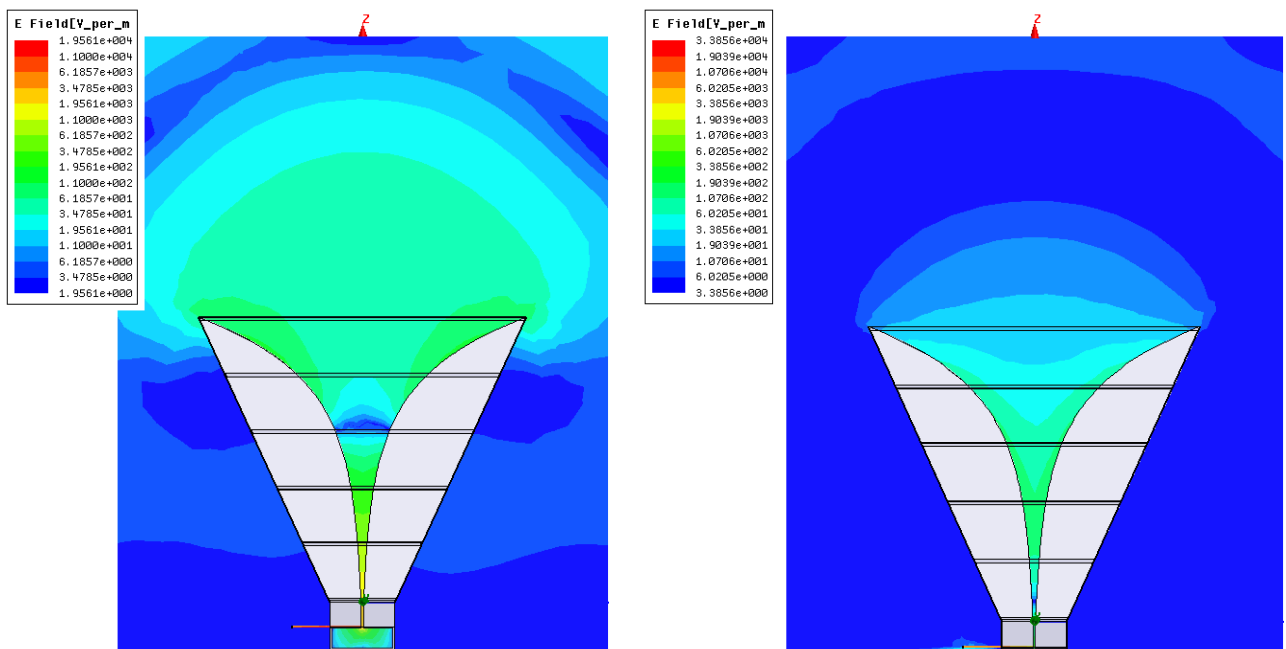


Abbildung 9-4 E-Feld für die Frequenz $f=200$ MHz, mit Hohlraumresonator (links), ohne Hohlraumresonator (rechts)

Auf der linken Seite der oben gezeigten Darstellung (Abbildung 9-4) sieht man deutlich, dass das E-Feld sich gut ausbreiten kann und eine Welle abgestrahlt wird. Im rechts dargestellten Bild breitet sich die Welle nur innerhalb der Pyramidensektion aus. Die Energie reflektiert schon am Einspeisepunkt zurück in die Koaxialleitung.

Um einen optimalen Übergang zwischen beiden Moden zu ermöglichen und die Reflexionsverluste der Antenne verkleinern zu können, wurde der Einfluss verschiedener Parameter überprüft. Auf dieser Grundlage wurde festgestellt, dass folgende Parameter im Design dieser Sektion kritisch sind:

- Länge des Hohlraumresonators L_{CB}
- anfängliche Abstand zwischen den Rippen d
- Abstand zwischen Einspeisung und Hohlleiterboden $l_{probe_spacing}$

Die Einflüsse der oben genannten Parameter auf die Anpassung der Antenne zeigen die Variationen der einzelnen Parameter in den folgenden Abbildungen. Abbildung 9-5 beinhaltet die Variation für drei verschiedene Werte der Länge der Cavity Back.

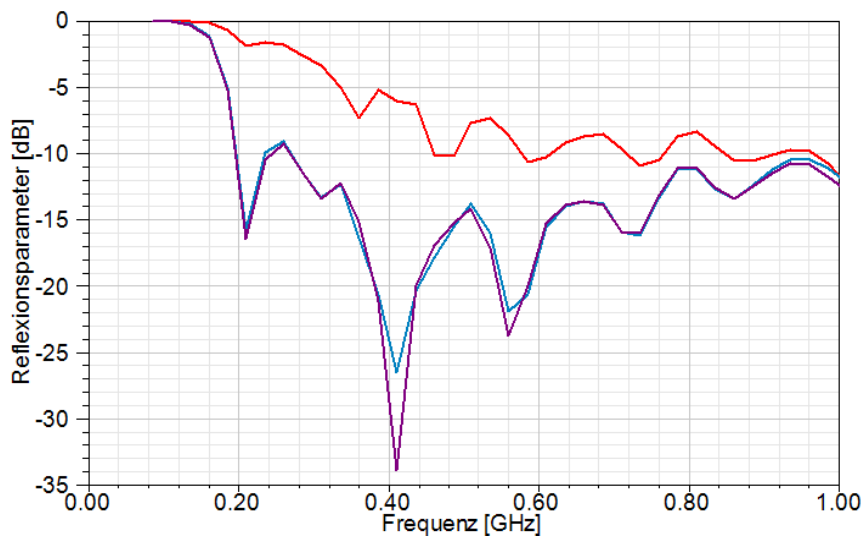


Abbildung 9-5 Reflexionsparameter der DRHA für verschiedene Länge der Hohlraumresonator, $L_{CB} = 11,275 \text{ mm}$, $L_{CB} = 61,275 \text{ mm}$, $L_{CB} = 111,275 \text{ mm}$

Der Hohlraumresonator soll theoretisch eine Tiefe von $\lambda/4 \approx 83 \text{ mm}$, ausgehend vom Boden des Hohlleiters, besitzen. Damit wird gewährleistet, dass sich der Boden (Kurzschluss) als offener Abschluss, am Beginn der Hohlleitersektion, transformiert. Aus der Simulation wird deutlich, dass der Abstand geringer bzw. größer ausfallen sollte. Ein Wert von ($L_{CB} = 61,275 \text{ mm}$) reicht aus, um gute Bedingungen zu erzielen. Wegen der kleineren Abmessungen wird diese kürzere Variante aufgebaut.

Das nächste Diagramm zeigt den Einfluss unterschiedlicher Abstände d zwischen den Rippen im Einkoppelbereich. In Abbildung 9-6 wird der Einfluss von drei unterschiedlichen Abständen auf den Reflexionsfaktor gezeigt.

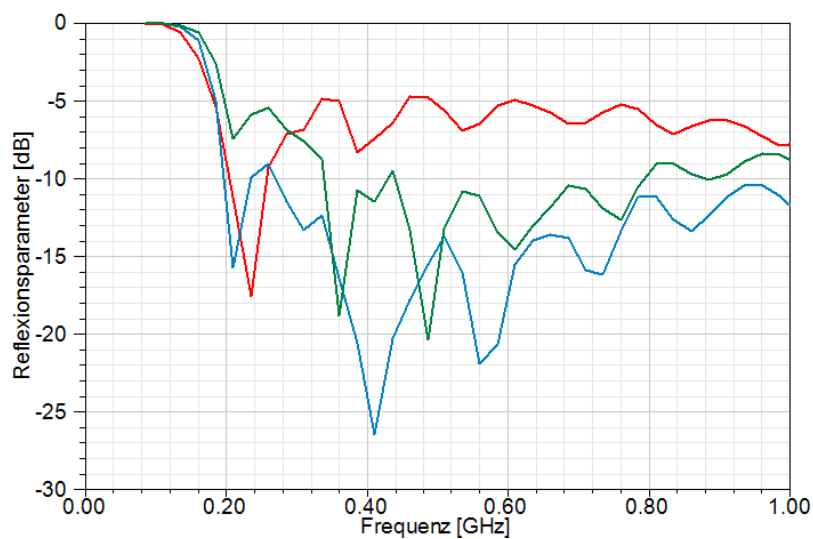


Abbildung 9-6 Reflexionsparameter der DRHA für unterschiedliche Abstände zwischen den Rippen, $d = 3,17 \text{ mm}$, $d = 7,17 \text{ mm}$, $d = 11,17 \text{ mm}$

Der blau eingezeichnete Verlauf zeigt die besten Ergebnisse. Eine Verkleinerung des Abstandes verringert die Bandbreite, ebenso wie ein zu großer Abstand. Der Verlauf des Reflexionsfaktors weist eine sehr veränderliche Charakteristik auf. Die Antenne wird im Bereich um 440 MHz optimiert und ist nutzbar über den gesamten spezifizierten Frequenzbereich.

Die letzte Parametervariation ist in Abbildung 9-7 dargestellt. Hier wird die Position des Einspeisungspunktes überprüft.

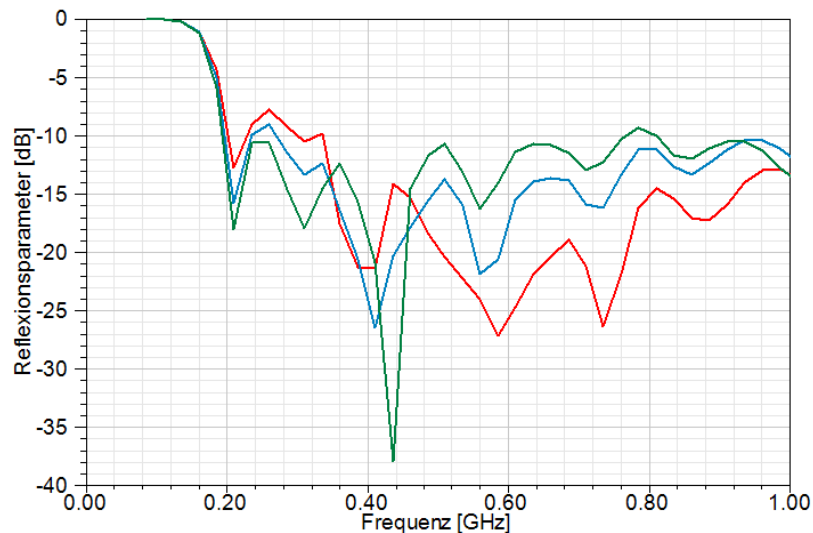


Abbildung 9-7 Reflexionsparameter der DRHA für verschiedene Abstände des Einspeisungspunktes zum Hohlleiterende: $l_{probe_spacing} = 37\text{mm}$, $l_{probe_spacing} = 67\text{mm}$, $l_{probe_spacing} = 97\text{mm}$

Der blau gezeichnete Verlauf stellt die optimale Lösung dar. Es kann eine gute Anpassung der Antenne im bevorzugten Frequenzbereich, 300 MHz bis 500 MHz, aber auch ein fast gleichmäßiger Verlauf des Reflexionsparameters innerhalb des gesamten spezifizierten Frequenzbereichs, 300 MHz bis 1000 MHz erreicht werden. Die grüne Linie repräsentiert ebenfalls eine sehr gute Anpassung, zeigt aber einen sehr ungleichmäßigen Verlauf. Dies kann die Eigenschaften der Antenne nachteilig beeinflussen. Diese Lösung wird verworfen. Der Abstand des Einspeisepunktes wird somit auf 67mm festgelegt.

Der Aufbau der beschriebenen Sektion ist in Abbildung 9-8 skizziert. Die Einkoppelstruktur ist deutlich neben dem sich öffnenden Hohlleiter zu erkennen. Innerhalb des Hohlraumresonators befindet sich zusätzlich ein metallischer Steg. Dieser verbessert die Eigenschaften der Antenne erheblich.

Die Einkoppelstruktur besteht aus einer Koaxialleitung (Semi-Ridged 141), deren Innenleiter durch den Abstand zwischen den Rippen hindurchgeführt wird. In der gegenüberliegenden Rippe wurde der innere Steckkontakt eines SMA Steckers eingepresst. Über seine Federfunktion schafft er eine elektrisch perfekte Verbindung. Außen wird ein N-Stecker verwendet. Dieser ist ausreichend robust.

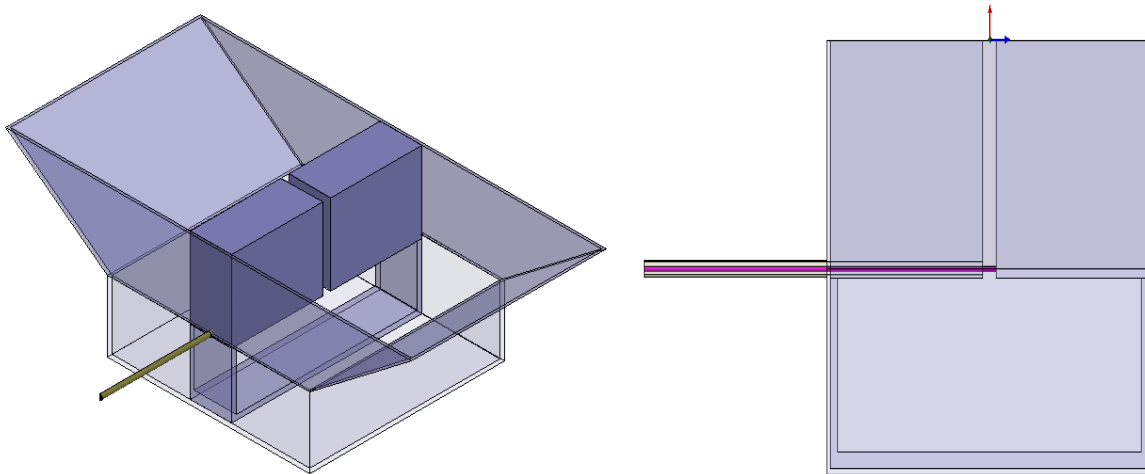


Abbildung 9-8 Koaxiale Einkoppelstruktur mit Hohlraumresonator

In der unten dargestellten Tabelle 9.2 sind alle Parameter des Hohlraumresonators zusammengefasst.

$Länge_{HR}$	61,3 mm
$Breite_{HR}$	170 mm
$Höhe_{HR}$	178 mm
$offset_1$	5 mm
$offset_2$	4 mm
$Wandbreite$	2 mm

Tabelle 9-2 Parameter der Hohlraumresonator

9.1.3 Die Pyramidensektion

Die Hornsektion besteht aus einem Pyramidenhorn. Das Pyramidenhorn ermöglicht einen konstanten Übergang zwischen der Impedanz am Einspeisungspunkt im Hohlleiter (50Ω) und der Impedanz im Freiraum an der Apertur (377Ω). In dieser Sektion werden die Rippen aus dem Hohlleiter weiter geführt. Die Rippenstruktur erhöht die nutzbare Bandbreite der Sektion. Da diese einer Exponentialfunktion folgen, wird die Apertur bzw. die Position der Apertur frequenzabhängig. Bei niedrigen Frequenzen befindet sich die Apertur am Ende der Pyramidensektion und wandert mit zunehmender Frequenz näher zum Speisepunkt. Seitlich wird die Pyramide durch Stäbe abgeschlossen, die das Verschieben der Apertur unterstützen. Das Ergebnis ist ein relativ gleichmäßiger Gewinn über den Frequenzbereich, gleichbedeutend mit einer gleichmäßigen Ausleuchtung einer Messzone.

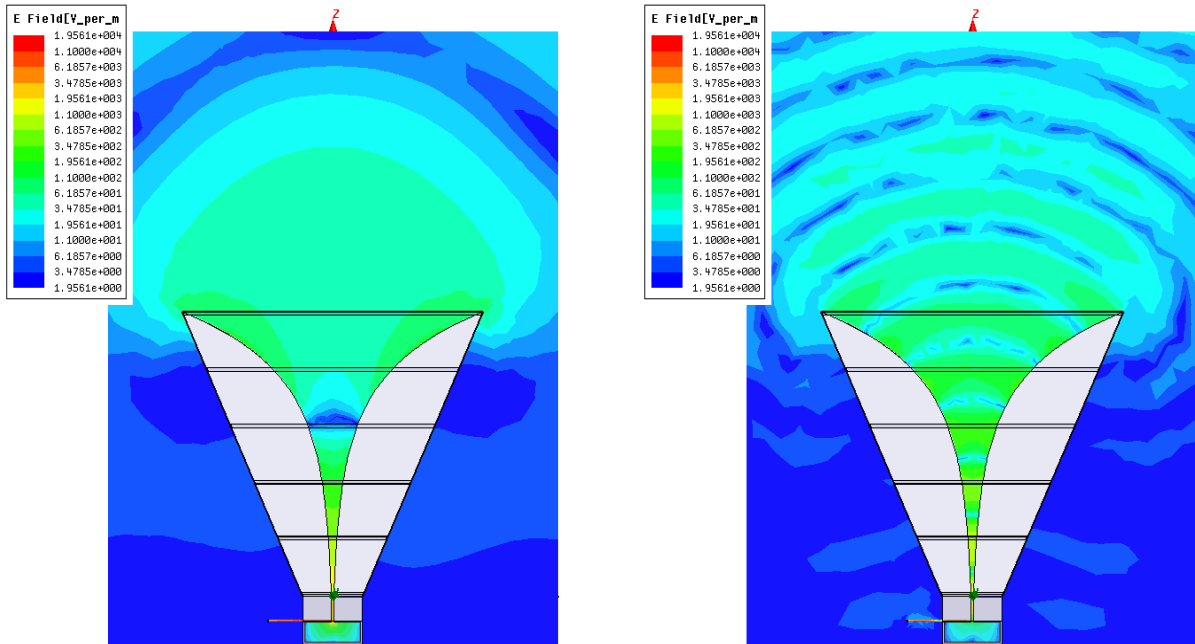


Abbildung 9-9 Simulationsergebnisse für das E-Feld bei den Frequenzen $f_1 = 200$ MHz (links) und $f_2 = 1$ GHz (rechts)

Die Herleitung für die Form der Rippen in der Pyramidensektion folgt aus [13] und [14]. Im ersten Paper leiten A. R. Mallahzadeh und A. Imani eine exponentiale Funktion mit einer Aufteilung der Rippen auf mehrere Stücke ab und berechnen deren Abmessungen auf Grund ihrer Impedanz. Je mehr Teilstücke eingesetzt werden desto gleichmäßiger wird der Übergang.

John L. Kerr beschreibt eine universelle Methode zur Bestimmung des Verlaufs der Rippen. In seinem Paper beschreibt er in das Verhältnis zwischen der Länge eines kleinen Teils der Rippe, und seiner Breite in einem Diagramm. Daraus kann eine Funktion für den Verlauf der Rippen berechnet werden. Mit einer zusätzlichen linearen Komponente soll das VSWR der Antenne, bei niedrigen Frequenzen, verbessert werden. Durch Simulationen wird ein Wert von 0,02 berechnet. Die vollständige Gleichung lautet demnach:

$$y = y_m \cdot 10^{\frac{\log(\frac{y_M \cdot x}{y_m \cdot x_M})}{x_M}} + 0.02x \quad (9.3)$$

Mit:

- y - Breite des Abschnitts
- y_m - $d/2$, d - anfänglicher Abstand zwischen den Rippen
- y_M - halber Öffnungswinkel
- x_M - Länge der Pyramidensektion
- x - Länge eines Teilabschnittes

Abbildung 9-10 zeigt die Ergebnisse für die Anpassung der Antenne anhängig von verschiedenen Faktoren für den linearen Term in Gleichung (9.3).

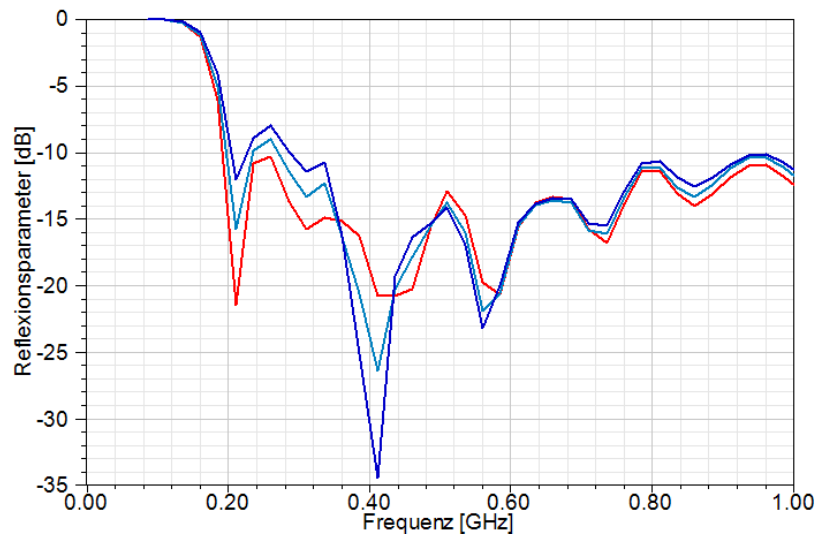


Abbildung 9-10 Reflexionsparameter der DRHA für verschiedenen Werte von *linear*, *linear* = 0,01, *linear* = 0,02, *linear* = 0,03

Gute Ergebnisse können mit einem linearen Anteil von 0,02 erreicht werden. Zugunsten einer höheren Bandbreite kann auch dem roten Verlauf, *linear* = 0,01, gefolgt werden. Der Fokus liegt jedoch im Frequenzbereich 300 MHz bis 500 MHz und dort ist der hellblaue Verlauf eindeutig zu bevorzugen.

In der Tabelle 9-3 sind alle Parameter der Pyramidensektion zusammengefasst.

Breite $_{PH}$	952,5 mm
Länge $_{PH}$	868,7 mm
Länge	762 mm
Flare H-Winkel	24,6°
Flare E-Winkel	21°
Anzahl der Stabs	6
Wandstärke	2 mm

Tabelle 9-3 Parameter des Pyramidenhorns

9.1.4 Zusammenbau

Nachdem die Abmessungen der einzelnen Segmente der Hornantenne bekannt sind, wird das gesamte Modell in Ansoft HFSS simuliert und die einzelnen Parameter optimiert. Abbildung 9-11 zeigt das Simulationsmodell.

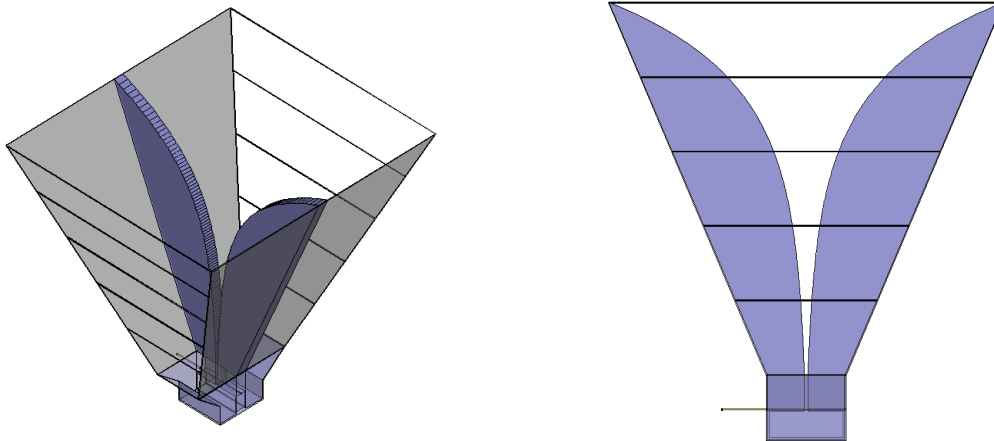


Abbildung 9-11 Das Simulationsmodell der DRHA mit Rippenformung

Die H-Seiten der Pyramidensektion sind aus schon benannten Gründen als Stäbe ausgeführt. Dies verringert zudem das Gewicht der Antenne und trägt zu einer leichteren Handhabung bei. Gut in der Abbildung sichtbar ist der Hohlraumresonator. Auf Grund der guten Erfahrungen mit dem Simulationswerkzeug HFSS, ist auf den „vorsorglichen“ Einbau von Anpassschrauben verzichtet worden. Während der Simulationen wurden verschiedene Methoden ausprobiert, um sowohl die Struktur der Antenne, als auch ihren mechanischen Aufbau zu vereinfachen. Die Abbildung repräsentiert den Zustand der Antenne, in dem sie gefertigt wurde. Siehe auch Abbildung 9-18.

9.2 Die Simulationsergebnisse

wichtigsten Eigenschaften einer Sendeantenne, ist eine ausreichende Anpassung im spezifizierten Frequenzbereich. Wie im vorherigen Kapitel beschrieben, beginnt der Nutzbereich bei 300 MHz und reicht bis 1000 MHz. Eine Anpassung besser 10 dB wird als ausreichend angesehen. Aus Abbildung 9-12 geht deutlich hervor, dass diese Bedingung erfüllt wird.

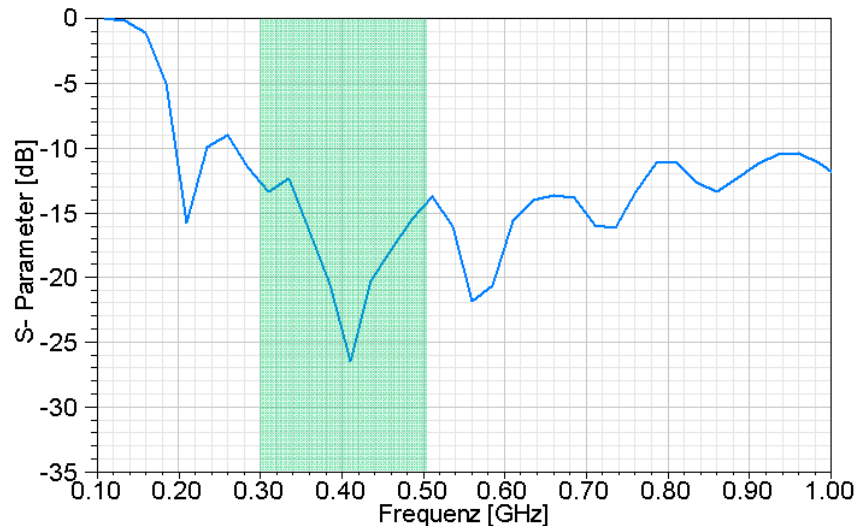


Abbildung 9-12 Reflexionsparameter S_{11} der DRHA

Das grüne hinterlegte Bereich stellt für den Betrieb der Antenne einem besonderen Bereich dar. In diesem Bereich werden Antennen für das Flugzeug-SAR entwickelt und betrieben. Sowohl von die hier vorgestellten Double Ridged Horn Antenna, als auch von die in meiner Diplomarbeit entwickelten SAR-Antenne, fällt in den Frequenzbereich von 300 MHz bis 500. Das Diagramm zeigt die guten Eigenschaften der Sendeantenne in diesem Bereich

Eine alternative Angabe der EingangsReflexionsdämpfung ist das Stehwellenverhältnis. Durch die Reflexion der einfallenden Welle bildet sich auf einer Zuleitung zur Antenne eine Stehwelle aus. Das Spannungsverhältnis zwischen den Maxima und Minima dieser Stehwelle wird als (Spannungs-) Stehwellenverhältnis VSWR bezeichnet (Voltage-Standing-Wave-Ratio). Abbildung 9-13 zeigt das entsprechende Diagramm.

Ein VSWR von 2 definiert die im vorliegenden Fall ausreichende Reflexionsdämpfung. Ein Wert von 1 entspricht vollkommener Anpassung und kann in der Praxis nicht erreicht werden.

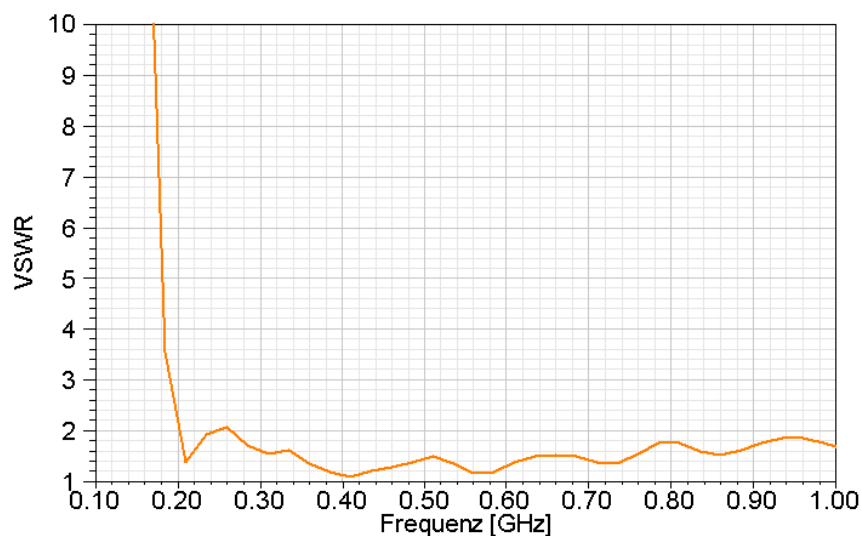


Abbildung 9-13 VSWR der DRHA

Der Verlauf des Gewinns der Antenne über die gesamte Bandbreite zeigt an, ob die aufgenommene Leistung tatsächlich in dem gewünschten Winkelbereich abgestrahlt wird. Modenumwandlungen könnten zum Beispiel zu einem Diagramm mit mehreren Hauptkeulen führen. Abbildung 9-14 zeigt das Simulationsergebnis. Auffällig ist der starke Einzug im Diagramm bei 480 MHz. Der Einzug widerspricht den sonstigen Untersuchungsergebnissen und wird als Artefakt aus der Simulation interpretiert.

Bei der Simulation wird um das Untersuchungsobjekt eine abstrahlende Randbedingung in einem bestimmten Abstand erzeugt. Dieser Abstand wird abhängig zur Wellenlänge definiert. Häufig werden Werte von einer halben Wellenlänge verwendet. In diesem Fall etwa 32 cm (entspricht einer Wellenlänge bei 480 MHz!)

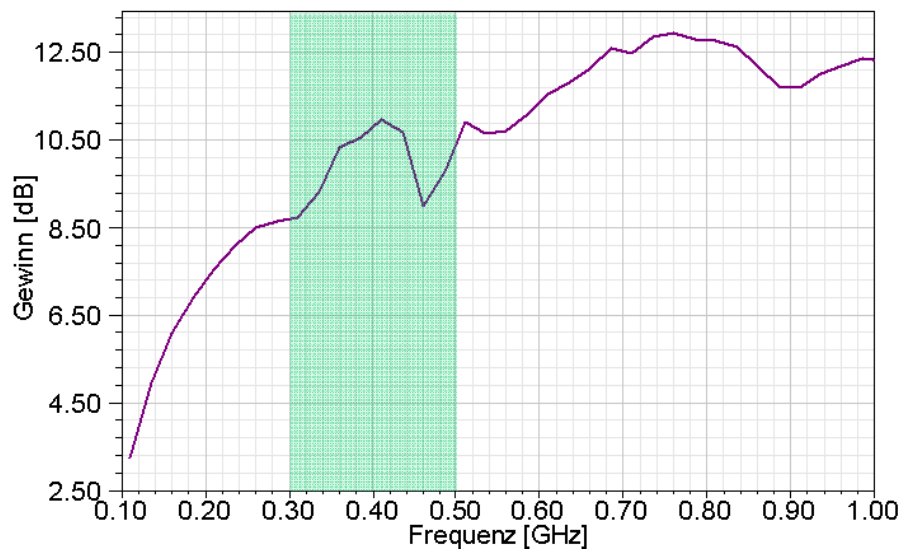


Abbildung 9-14 Gewinn über der Frequenzbereich 300 MHz – 1000 MHz der DRHA

Das Richtdiagramm des Steghornstrahlers (DRHA) wird repräsentativ bei $f_r = 435$ MHz dargestellt. Prinzipiell ähneln sich die Diagramme über den gesamten Frequenzbereich sehr stark. Abbildung 9-15 zeigt die beiden Hauptebenen, E-Ebene ($\varphi = 0^\circ$) und H-Ebene ($\varphi = 90^\circ$). In der rechten Darstellung liegt der Kreuzpolarisationsanteil unterhalb des dargestellten Bereiches.

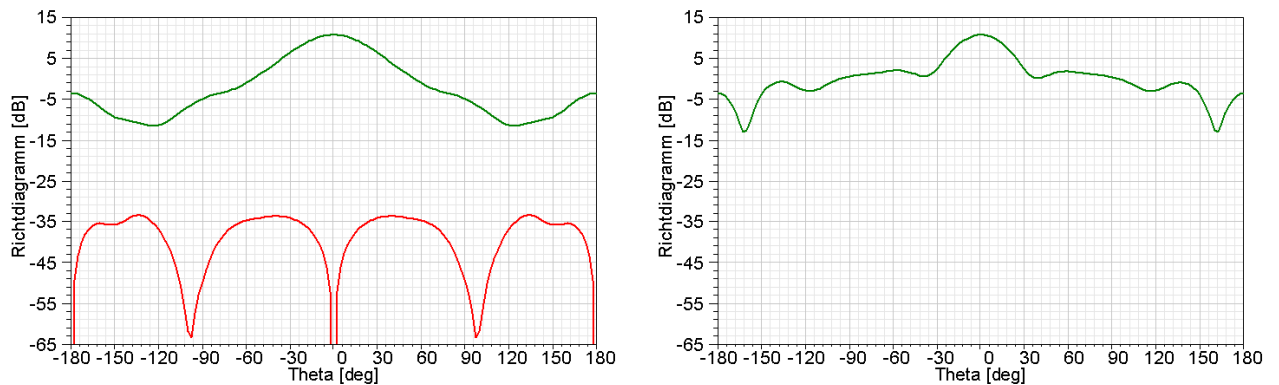


Abbildung 9-15 Richtdiagramm der DRHA für $\varphi = 0^\circ$ und 90° über die Winkel θ von -180° bis $+180^\circ$, bei $f_r = 435$ MHz **Co-Pol**, **Cross-Pol**

Abbildung 9-16 zeigt, in Polarkoordinaten, das Diagramm für beide Hauptschnitt, bei der Resonanzfrequenz der P-Band Antenne $f_r = 435$ MHz. Der Gewinn für diese Frequenz beträgt $G(f_r) = 10,7$ dBi. In der Abbildung wird der typische Unterschiede zwischen den Hauptschnitten bezüglich E- und H-Ebene besonders deutlich.

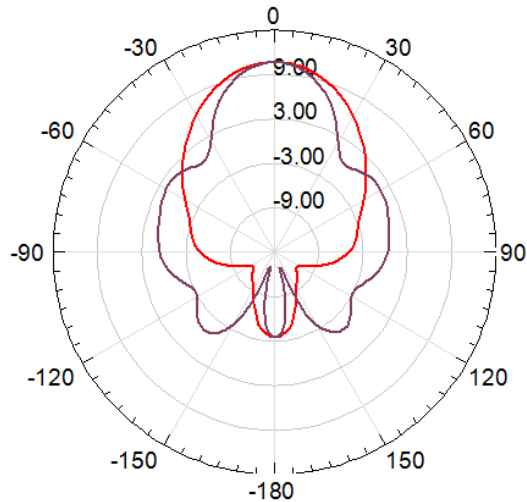


Abbildung 9-16 Richtdiagramm der DRHA in Polarkoordinaten, für Frequenz $f_r = 435$ MHz
E-Ebene, H-Ebene

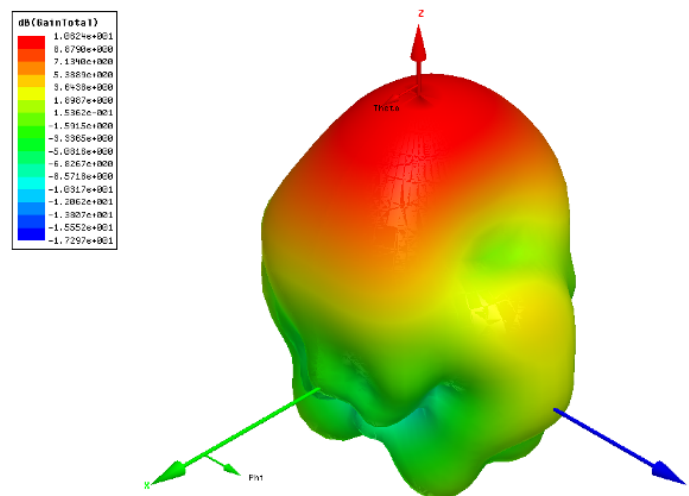


Abbildung 9-17 Gewinn der DRHA für Frequenz $f_r = 435$ MHz

9.3 Der mechanische Aufbau

Die technischen Zeichnungen der Antenne wurden mit der Software Autodesk Inventor erstellt. Ähnlich wie in der Simulationssoftware, wird ein 3-dimensionales Modell der Antenne erzeugt. Zu diesem Zeitpunkt fließen die für die Fertigung der Antenne notwendigen Änderungen in die Konstruktion ein. Dies sind vor allem die Schnittebenen bzw. Begrenzungen der Bauteile, aus denen die Antenne zusammgebaut werden soll. Anschließend können die technischen Zeichnungen für alle Bauelemente abgeleitet werden. Um das Gewicht der Antenne zu reduzieren, wurde teilweise Material aus den Bauteilen, zum Beispiel den Hohlleiterwänden, ausgefräst, dies ist in Abbildung 9-18 gut zu erkennen.



Abbildung 9-18 DRHA, Rechts ein Lineal mit 30 cm Länge.

Um die Größe der Antenne zu zeigen, wurde der Steghornstrahler zusammen mit einem Stuhl abgebildet, siehe Abbildung 9-19. Das Gewicht der Antenne liegt bei 22,4 kg



Abbildung 9-19 DRHA im Vergleich zum Stuhl

9.4 Messergebnisse der DRH-Antenne

Zu Beginn wurde die EingangsReflexionsdämpfung der Antenne bestimmt. Wir bereits bei den P-Band Elementen wurde hierzu die CTR-Kammer als echoarmer Abschluss benutzt. Gemessen mit einem Netzwerkanalysator ergibt sich der in Abbildung 9-20 gezeigte Verlauf.

Das Ergebnis zeigt, dass die Hornantenne, bezüglich der Reflexionsdämpfung, über einen größeren Frequenzbereich als spezifiziert eingesetzt werden kann. Beginnend ab 200 MHz zeigt die Antenne sehr geringe Reflexionen. Aufschluss über die Eignung der Antenne muss die Richtcharakteristik geben. Hierzu wird die Charakteristik der Antenne in der Compact Test Range gemessen.

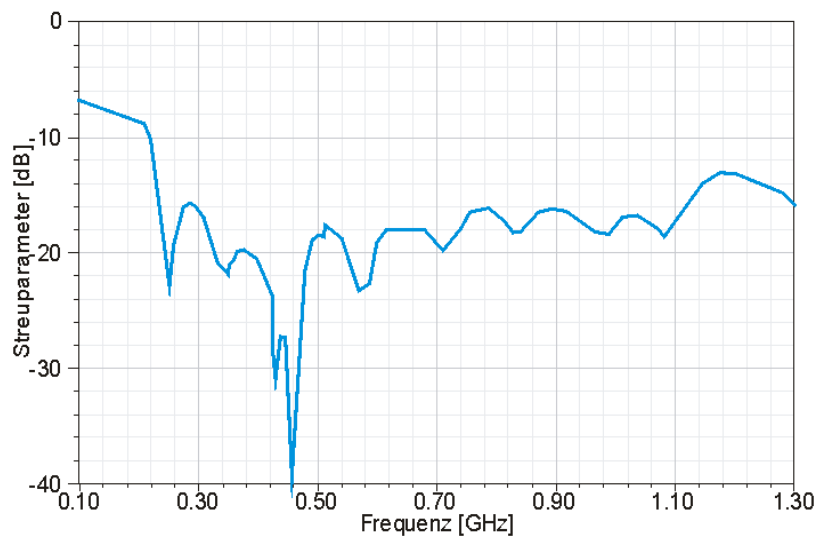


Abbildung 9-20 gemessener Reflexionsfaktor der DRHA

Abbildung 9-21 zeigt einen Schnitt durch die E-Ebene der Hornantenne bei 435 MHz. Dargestellt sind die Verläufe der Co-Pol und Cross-Pol Anteile. Der Gewinn kann mit 9,3 dBi an dieser Stelle angegeben werden. Der Verlauf des kreuzpolaren Anteils lässt auf eine nicht korrekte Ausrichtung der Antenne schließen. Ein Minimum bei 0° fehlt. Aus der Simulation ist bekannt, dass das Minimum der DRHA Antenne sehr scharf begrenzt ist. Insgesamt liegt der kreuzpolare Anteil etwa 30 dB unterhalb der Hauptkeule.

Aus der Abbildung 9-22 geht hervor, dass es, im Gegensatz zu den Simulationsdaten, keinen Einbruch im Gewinn bei 480 MHz gibt. Die Darstellung des Azimutschnitts über der Frequenz zeigt einen gleichmäßigen Verlauf bis etwa 1 GHz. Auch werden keine höheren Moden erzeugt.

Da zu einer vollständig, über das gesamte Band, kalibrierten Messung eine geeignete Referenzantenne noch fehlt, sind hier nur die „Rohdaten“ angezeigt.

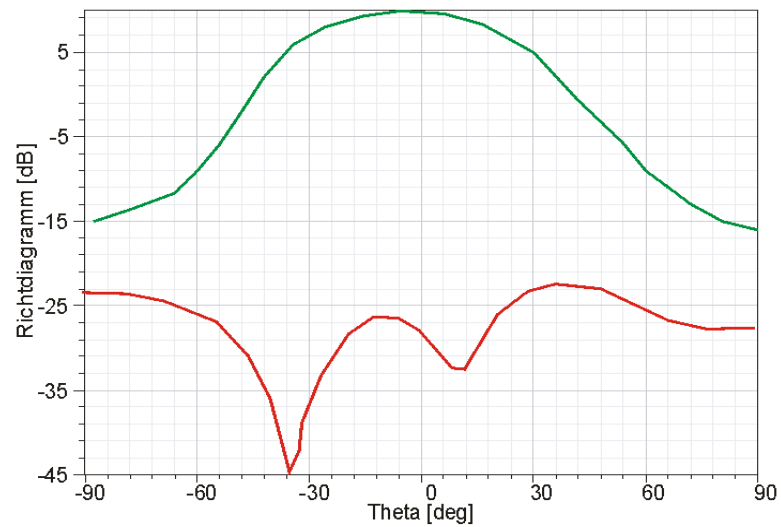


Abbildung 9-21 gemessenen Richtcharakteristik der DRHA bei 435 MHz

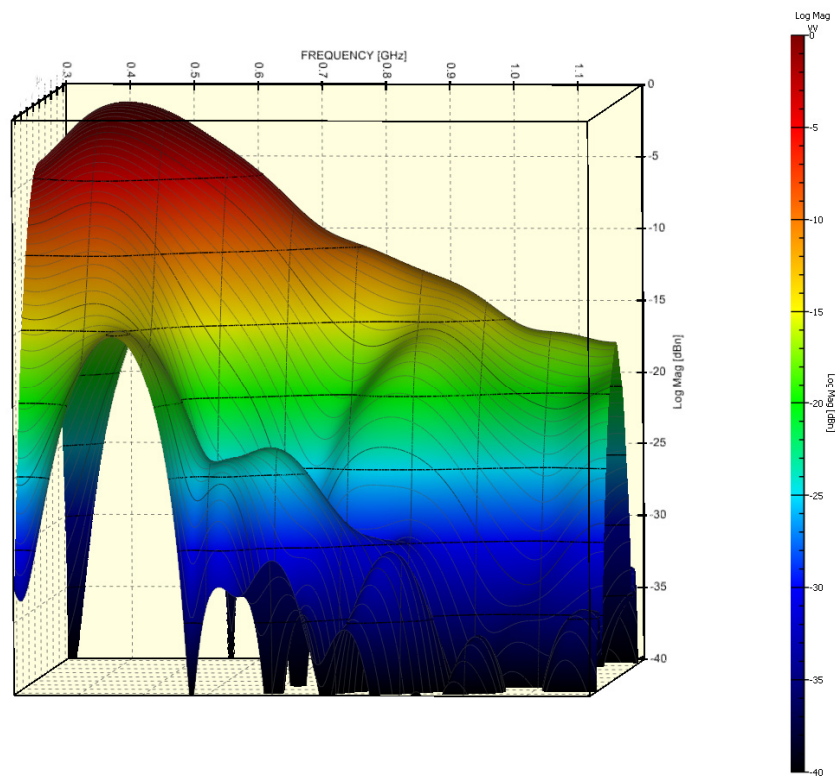


Abbildung 9-22 Transmission der DRH-Antenne über Frequenz und Azimutwinkel. Darstellung nicht kalibriert.

Zur vollständigen Charakterisierung sollte eine zweite, identische Antenne aufgebaut werden.

10 Zusammenfassung

Die erste Aufgabe meiner Diplomarbeit war, das Einzelelement gemäß den während meiner Studienarbeit ermittelten, Parametern aufzubauen und danach zu vermessen. Die Ergebnisse aus den Messungen sind in Tabelle 10-1 den spezifizierten Werten gegenübergestellt.

MECHANISCH	Spezifikation	Messergebnisse
Gewicht	< 2,3 kg	1,6 kg
Höhe	< 250 mm	84 mm
ELEKTRISCH		
Frequenzbereich	410 MHz – 460 MHz	401,5 MHz – 462,8 MHz
Bandbreite	50 MHz	61.3 MHz
Dualpolarisiert	H/V - linear	H/V - linear
Gewinn	> 5 dBi	8,5 dBi
Halbwertsbreite	$\geq 60^\circ$	81° (E-Ebene)
Nebenkeulenunterdrückung	--	--
Kreuzpolarisationsunterdrückung	k.A.	16dB

Tabelle 10-1 Spezifikation und Messergebnisse für das Einzelelement

Das erlaubte Gewicht für das Einzelelement konnte erheblich unterschritten werden. Ebenfalls ist die elektrische Höhe wesentlich geringer als gefordert. Diese Parameter beschreiben die Eignung des Elementes für den Flugzeugeinsatz.

Auf der Seite der elektrischen Parameter konnte die Spezifikation ebenfalls übertroffen werden. Der Gewinn beträgt bei Mittenfrequenz 8,5 dBi. Die erreichte Kreuzpolarisationsunterdrückung beträgt nur 16 dB. Dieser Parameter kann später, bei der Zusammenfassung mehrerer Elemente, deutlich verbessert werden.

Zur Kreuzpolarisationsunterdrückung wurden verschiedene Methoden untersucht. Dabei wurden unterschiedliche Anordnungen der Elemente innerhalb einer Untergruppe (2-, 5- 10-Elemente) durch Simulationen getestet. Daraus folgt eine geeignete Konfiguration, die in der gesamten P-Band Gruppenantenne verwendet werden wird. Die zum Abschluss meiner Diplomarbeit aufgebaute 10-elementige Untergruppe, bestätigt die Simulationen durch entsprechende Messungen. Die Ergebnisse sind in Tabelle 10-2 festgehalten:

MECHANISCH	Spezifikation	Messergebnisse
Gewicht	< 45,8 kg	19,5 kg
Höhe	< 250 mm	84 mm
ELEKTRISCH		
Frequenzbereich	410 MHz – 460 MHz	400MHz – 460 MHz
Bandbreite	50 MHz	60 MHz
Dualpolarisiert	H/V - linear	H/V - linear
Gewinn	> 10 dBi	16,4 dBi
Halbwertsbreite	30° (Azimut)	30° (Azimut)
Nebenkeulenunterdrückung	> 15 dB	18 dB
Kreuzpolarisationsunterdrückung	> 25 dB	30 dB

Tabelle 10-2 Spezifikation und Messergebnisse für 10-elementige Untergruppe

Die Tabelle 10-2 zeigt die Einhaltung der Spezifikation in allen Punkten. Eine Reihe von Parametern konnte übertroffen werden. Dies war bereits aus den Eigenschaften des Einzelelementes absehbar.

Der Kreuzpolarisationsanteil konnte durch eine geeignete Anordnung der Einzelelemente deutlich reduziert werden. Die 10-elementige Untergruppe erreicht Werte von bis zu 30 dB. Der Gewinn für diese Anordnung beträgt 16,4 dBi.

Die bisher erzielten Ergebnisse lassen auf eine gute Leistungsfähigkeit der gesamten P-Band Antenne hoffen. Eine Zusammenfassung der zu erwartenden Werte sind in Tabelle 10-3 gelistet. Aufgeteilt in die beiden Betriebsarten werden die Zahlen mit der Spezifikation verglichen. Der geringe Gewinn im Off-Nadir-Fall liegt in der Verwendung der Einzelelemente jenseits der 3 dB-Keulenbreite begründet. Der Wert liegt deutlich unterhalb der 10-elementige Untergruppe ohne Phasenbelegung, obwohl die abgestrahlte Leistung vergleichbar ist.

MECHANISCH	Spezifikation	Simulation (Nadir)	Simulation (42° Off-Nadir)
Höhe	< 250 mm	84 mm	84 mm
ELEKTRISCH			
Frequenzbereich	410MHz – 460MHz	400MHz – 460MHz	400MHz – 460MHz
Bandbreite	50 MHz	60 MHz	60 MHz
Dualpolarisiert	H/V - linear	H/V - linear	H/V - linear
Gewinn	> 10 dBi	20,9 dBi	13,6 dBi
Halbwertsbreite (Azimut)	≤ 30°	29°	30°
Halbwertsbreite (Elevation)	≤ 30° (Nadir) 35° (Off-Nadir)	29° --	-- 29° ¹
Nebenkeulen-Unterdrückung	> 15 dB	49 dB	27,3 dB
Kreuzpolarisations-Unterdrückung	> 25 dB	27 dB	23,3 dB

Tabelle 10-3 Spezifikation und erwartete werte für die P-Band Antenne

¹ Der Wert aus der Simulation ist nicht zuverlässig, da die Randbedingungen zwischen realer Antenne und Simulationsmodell stark abweichen. Es steht zu erwarten, dass sich die Hauptkeule breiter ausbildet, da die Massefläche unterhalb der Antenne nicht über die Abmessungen der Apertur hinausgeht.

11 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1-1 Das flugzeuggetragene Synthetik-Apertur-Radarsystem, auf Do 228	7
Abbildung 1-2 Der Wald und landwirtschaftlich genutzte Flächen bei Traunstein, in Bayern, im X-Band (Wellenlänge $\lambda = 3$ cm; links), Waldgebiet in Remningstorp in Schweden im P-Band (Wellenlänge $\lambda = 85$ cm, rechts)	8
Abbildung 2-1 Dimension des Einzelementes (links) und der Gruppenantenne (rechts)	12
Abbildung 3-1 Die \cos^2 - förmige Belegung innerhalb einer Zeile	18
Abbildung 4-1 Die Amplitudenbelegung der Elemente innerhalb einer Zeile.....	20
Abbildung 4-2 Die Amplitudenbelegung der Elemente innerhalb einer Zeile.....	21
Abbildung 4-3 Das Schema des verlustlosen Leistungsteilers.....	21
Abbildung 4-4 Schema des symmetrischen Wilkinson-Teilers	22
Abbildung 4-5 Schema des unsymmetrischen Spilt-Tee-Teiler.....	23
Abbildung 4-6 Das Schema von dem Leitungskoppler.....	24
Abbildung 5-1 Das Einzelement mit der Angabe aller Schichten.....	27
Abbildung 5-2 Das vollständige Simulationsmodell des Einzelementes	30
Abbildung 5-3 Simulationsmodell der verwendeten SMA - Stecker.....	30
Abbildung 5-4 Die Reflexionsfaktoren im Smith Diagramm - Simulations- (links) und Messergebnisse (rechts) des Einzelementes, H-Pol, V-Pol.....	32
Abbildung 5-5 Der Reflexionsfaktor - Simulations- (links) und Messergebnisse (rechts) des Einzelementes in Amplitudendarstellung, H-Pol, V-Pol.....	32
Abbildung 5-6 Der Messaufbau für Gewinn-Messung (Drei-Antennen-Methode).....	34
Abbildung 5-7 Richtcharakteristik des Einzelementes bei Resonanzfrequenz $f_r = 435$ MHz über Winkel θ , Simulationsergebnisse (links) und Messergebnisse (rechts); E-Ebene, H-Ebene, Referenzantenne	34
Abbildung 5-8 Messaufbau für Frequenzen um 400 MHz. (direkte Methode).....	35
Abbildung 5-9 Richtcharakteristik des Einzelementes für Resonanzfrequenz $f_r = 435$ MHz über Winkel θ von -180° bis zu $+180^\circ$, E-Ebene Co-Pol, Cross-Pol.....	36
Abbildung 5-10 Richtcharakteristik des Einzelementes bei Resonanzfrequenz $f_r = 435$ MHz, Kontur-Darstellung.....	36
Abbildung 5-11 Richtcharakteristik des Einzelementes für Resonanzfrequenz $f_r = 435$ MHz, 3D-Darstellung	37
Abbildung 6-1 Konfiguration „A“	40
Abbildung 6-2 Co- und Cross-Polarisationsanteile für das Einzelement (links) und die 2-Elementengruppe (rechts), $\varphi = 90^\circ$, Co-Pol, Cross-Pol.....	41
Abbildung 6-3 Co- und Cross-Polarisationsanteile für das Einzelement (links) und die 2-Elementengruppe (rechts), $\varphi = 0^\circ$, Co-Pol, Cross-Pol.....	41

Abbildung 6-4 Die Richtcharakteristik für das Einzelelement (links) und die 2-Elementengruppe, Konfiguration A (rechts), E-Ebene, H-Ebene	42
Abbildung 6-5 Reflexionsparameter S_{11} für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „A“; linkes Element, rechtes Element.....	42
Abbildung 6-6 Konfiguration „B“	43
Abbildung 6-7 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 2-Elementengruppe (Konfiguration „B“) für zwei Winkel $\varphi = 90^\circ$ (links), $\varphi = 0^\circ$ (rechts), Co-Pol, Cross-Pol....	43
Abbildung 6-8 Die Richtcharakteristik für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „B“	44
Abbildung 6-9 Reflexionsparameter S_{11} für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „B“ Element links, Element rechts	44
Abbildung 6-10 Konfiguration „C“	45
Abbildung 6-11 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 2-Elementengruppe (Konfiguration „C“) für zwei Winkel $\varphi = 90^\circ$ (links), $\varphi = 0^\circ$ (rechts), Co-Pol, Cross-Pol.....	45
Abbildung 6-12 Richtcharakteristik für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „C“, E-Ebene, H-Ebene	46
Abbildung 6-13 Reflexionsparameter S_{11} für die 2-Elementengruppe, Konfiguration „C“ Element links, Element rechts	46
Abbildung 6-14 Konfiguration I.....	48
Abbildung 6-15 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 5-Elementengruppe (Konfiguration I) für zwei Winkel $\varphi = 90^\circ$ (links), $\varphi = 0^\circ$ (rechts), Co-Pol, Cross-Pol.....	48
Abbildung 6-16 Reflexionsparameter S_{11} für die 5-Elementengruppe, Konfiguration I	49
Abbildung 6-17 Konfiguration II	49
Abbildung 6-18 Reflexionsparameter S_{11} für die 5-Elementengruppe, Konfiguration II	50
Abbildung 6-19 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 5-Elementengruppe (Konfiguration II) für zwei Winkel $\varphi = 0^\circ$ (links), $\varphi = 90^\circ$ (rechts), Co-Pol, Cross-Pol	50
Abbildung 7-1 10-Elemente-Untergruppe, abgeleitet aus der Konfiguration II	53
Abbildung 7-2 Reflexionsparameter S_{11} für die benachbarten Elemente	54
Abbildung 7-3 Reflexionsparameter S_{11} für die Ecke-Elemente	54
Abbildung 7-4 Reflexionsparameter S_{11} für die Mitte-Elemente	54
Abbildung 7-5 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 10-Elementengruppe für Winkel $\varphi = 0^\circ$, bei Mittenfrequenz $f_r = 435$ MHz, Co-Pol, Cross-Pol.....	55
Abbildung 7-6 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die 10-Elementengruppe für Winkel $\varphi = 90^\circ$, bei Mittenfrequenz $f_r = 435$ MHz, Co-Pol, Cross-Pol	55
Abbildung 7-7 Die Richtcharakteristik der 10-Elemente-Untergruppe für Mittenfrequenz $f_r = 435$ MHz in 3D-Darstellung	56
Abbildung 7-8 Montierte P-Band Gruppenantenne (10 Elemente in 2 Zeilen) auf Modeltower.	56
Abbildung 7-9 Schema des Netzwerkaufbaus der 10-Elemente-Untergruppe für beiden Polarisierungen	57
Abbildung 7-10 Schnitt durch die Hauptkeule. E-Ebene bei 435 MHz, normalisiert.....	58
Abbildung 7-11 3-D Diagramm Co-Pol	59
Abbildung 7-12 3-D Diagramm Cross-Pol.....	59
Abbildung 8-1 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die vollständige Gruppenantenne über den Winkel θ , für $f_r = 435$ MHz, Nadir-Blickrichtung, Co-Pol, Cross-Pol	61
Abbildung 8-2 Co- und Cross-Polarisationsanteile für die vollständige Gruppenantenne über den Winkel θ , für $f_r = 435$ MHz, 42° Off- Nadir-Blickrichtung Co-Pol, Cross-Pol	62
Abbildung 9-1 Der Hohlleiter in typischer Form mit Abmessungen	64
Abbildung 9-2 Der Doppel- Rippen- Hohlleiter mit Abmessungen	64
Abbildung 9-3 Das Simulationsmodell des pyramidischen Double-Ridged-Hohlleiter	65

Abbildung 9-4 E-Feld für die Frequenz $f = 200$ MHz, mit Hohlraumresonator (links), ohne Hohlraumresonator (rechts).....	66
Abbildung 9-5 Reflexionsparameter der DRHA für verschiedene Länge der Hohlraumresonator, $L_{CB} = 11,275$ mm, $L_{CB} = 61,275$ mm, $L_{CB} = 111,275$ mm	67
Abbildung 9-6 Reflexionsparameter der DRHA für unterschiedliche Abstände zwischen den Rippen, $d = 3,17$ mm, $d = 7,17$ mm, $d = 11,17$ mm	67
Abbildung 9-7 Reflexionsparameter der DRHA für verschiedene Abstände des Einspeisungspunktes zum Hohlleiterende: $l_{probe_spacing} = 37$ mm, $l_{probe_spacing} = 67$ mm, $l_{probe_spacing} = 97$ mm.....	68
Abbildung 9-8 Koaxiale Einkoppelstruktur mit Hohlraumresonator	69
Abbildung 9-9 Simulationsergebnisse für das E-Feld bei den Frequenzen $f_1 = 200$ MHz (links) und $f_2 = 1$ GHz (rechts).....	70
Abbildung 9-10 Reflexionsparameter der DRHA für verschiedenen Werte von $linear$, $linear = 0,01$, $linear = 0,02$, $linear = 0,03$	71
Abbildung 9-11 Das Simulationsmodell der DRHA mit Rippenformung	72
Abbildung 9-12 Reflexionsparameter S_{11} der DRHA	73
Abbildung 9-13 VSWR der DRHA.....	73
Abbildung 9-14 Gewinn über der Frequenzbereich 300 MHz – 1000 MHz der DRHA	74
Abbildung 9-15 Richtdiagramm der DRHA für $\varphi = 0^\circ$ und 90° über die Winkel θ von -180° bis $+180^\circ$, bei $f_r = 435$ MHz Co-Pol, Cross-Pol.....	74
Abbildung 9-16 Richtdiagramm der DRHA in Polarkoordinaten, für Frequenz $f_r = 435$ MHz E-Ebene, H-Ebene	75
Abbildung 9-17 Gewinn der DRHA für Frequenz $f_r = 435$ MHz.....	75
Abbildung 9-18 DRHA, Rechts ein Lineal mit 30 cm Länge.....	76
Abbildung 9-19 DRHA im Vergleich zum Stuhl	76
Abbildung 9-20 gemessener Reflexionsfaktor der DRHA.....	77
Abbildung 9-21 gemessenen Richtcharakteristik der DRHA bei 435 MHz	78
Abbildung 9-22 Transmission der DRH-Antenne über Frequenz und Azimutwinkel. Darstellung nicht kalibriert.....	78

12 Tabellenverzeichnis

Tabelle 2-1 Leistungsparameter	14
Tabelle 2-2 Antennenparameter	14
Tabelle 5-1 Die Parameter des endgültigen Einzelpatches	31
Tabelle 9-1 Die Parameter der Rippenhohlleiter	65
Tabelle 9-2 Parameter der Hohlraumresonator	69
Tabelle 9-3 Parameter des Pyramidenhorns	71
Tabelle 10-1 Spezifikation und Messergebnisse für das Einzelelement	79
Tabelle 10-2 Spezifikation und Messergebnisse für 10-elementige Untergruppe	80
Tabelle 10-3 Spezifikation und erwartete werte für die P-Band Antenne.....	80

13 Literaturverzeichnis

- [1] Herold, M.: Ableitung Hydrologischer Parameter aus multifrequenten und multipolarimetrischen E-SAR Flugzeugdaten, Jena, 2000
- [2] Balanis, C. A.: Antenna Theory, John Wiley and Sons, New York, 1997
- [3] Wiesbeck, W.: Antennen und Antennensysteme, Skriptum zur Vorlesung, Universität Karlsruhe, 2002
- [4] Nibler, F.: Hochfrequenzschaltungstechnik, Renningen-Malmsheim, 1998
- [5] Neròn, J.-S; Delisle, G.-Y.: Microstrip EHF Butler Matrix Design and Realization, ETRI Journal, Volume 27, Number 6 Dec. 2005
- [6] Stutzman, W. L., Thiele G. A.: Antenna Theory and Design, 1998
- [7] Zwick, T.: Hochfrequenztechnik, Karlsruhe, WS 2008/ 2009
- [8] Pozar, D. M.: Microwave Engineering, 1998
- [9] Parad, L. I.; Moynihan, R. L.: Split-Tee Power Divider, Jan. 1965
- [10] Woelders, K.; Granholm, J.: Cross-Polarization and Sidelobe Suppression in Dual Linear Polarization Antenna Array, Denmark, 1997
- [11] Bienkowski, Z. : Anteny tubowe dla pasma 10 GHz, Zieleniec, 2006
- [12] Hopfer, S.: The Design of Ridged Waveguides, New York
- [13] Kerr, J. L.: Short Axial length Broad-Band Horns, New York, 1973
- [14] Mallahzadeh, A. R.; Imani, A.: Double-Ridged Antenna for wideband applications, Tehran, Iran, 2009