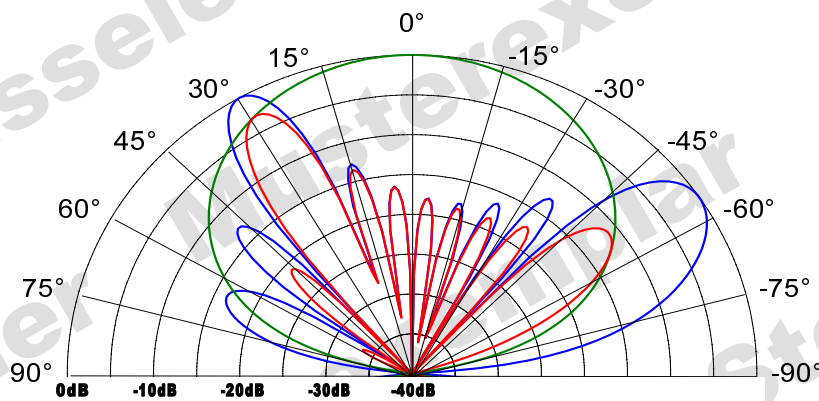


Diplomarbeit

Entwurf und Realisierung einer
Phased-Array-Antenne mit HF-Frontend im
5,25 GHz WLAN-Band



eingereicht von:

Stefan Geisseler

betreut von:

Prof. Dr.-Ing. Wolfhardt Müller-Gronau

Prof. Dr.-Ing. Siegfried Heckmann

Bochum, Juli 2004

Abstract

This Diploma Thesis describes the design and realisation of a phased array antenna with an RF-frontend within the 5.25 GHz WLAN band. Basic principles of the phased-array theory are explained and different possibilities of RF-phase-shift are surveyed and assessed. Based on these results the layout of several phase shifters and of two small phased array antennas is done mainly in stripline technology.

The design of the RF-front end is based on IEEE standard 802.11a. With 54 Mbit/s and a maximum of 12 channels it is the fastest available WLAN-standard so far. The RF-frontend is implemented in microstrip technology, too and includes the components from first IF up to the Tx/Rx switch.

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	1
2	Aufgabenstellung	3
3	Systementwurf	4
3.1	Phased-Array-Antennen	4
3.1.1	Grundlagen	5
3.1.2	Antennenelemente	14
3.2	Phasenschieber	17
3.2.1	Grundprinzipien der HF-Phasenverschiebung	18
3.2.2	Wellentrennung mit Kopplern und Zirkulatoren	29
3.2.3	Frequenzverschiebung durch Mischen	32
3.3	Speisenetzwerke	33
3.3.1	Leistungssteiler	33
3.3.2	Butler-Matrix	36
3.4	HF-Frontend	39
3.4.1	Grundlegendes Konzept	39
3.4.2	Sendefrontend	41
3.4.3	Empfangsfrontend	43
4	Realisierung der Systemkomponenten	46
4.1	Grundlagen	46
4.1.1	Allgemeine Grundlagen	47
4.1.2	Beispiel einer Anpassungsschaltung	49
4.2	Phasenschieber und Richtkoppler	54
4.2.1	Längenvariable Streifenleitung	54
4.2.2	3-dB-90°-Richtkoppler	56
4.2.3	Koaxialer Kurzschlusschieber	59
4.2.4	Reflexionsphasenschieber mit Varaktordioden	61
4.3	Speisenetzwerke	65
4.3.1	5,25-GHz-Wilkinsonteiler	65

4.3.2	4x4-Butler-Matrix	67
4.4	Phased-Array-Antennen	70
4.4.1	Einzelantennenelemente	70
4.4.2	4-Element-Butler-Matrix-Array	73
4.4.3	4-Element-Stabantennen-Array	76
4.5	HF-Frontend	78
4.5.1	Sendefrontend	78
4.5.2	Empfangsfrontend	79
4.5.3	Messergebnisse	79
5	Zusammenfassung und Ausblick	82
6	Anhang	84
6.1	Einzelkomponenten des HF-Frontends	84
6.1.1	Sendendstufe (Power Amplifier) MGA-83563 (Agilent)	84
6.1.2	LNA (Low Noise Amplifier) MGA-72543 (Agilent)	86
6.1.3	Mischer HMC218 (Hittite)	88
6.1.4	ZF-Filter	89
6.1.5	Sende-/Empfangsumschalter HSMP-3894 (Agilent)	90
6.1.6	HF-Bandpass 748323155 (Würth Elektronik)	92
6.2	Rechteck-Patchantenne-Ro4003	93
6.3	Array aus 4 Rechteck-Patchantennen-Ro4003	94
6.4	Datenblätter	96

Abbildungsverzeichnis

3.1	Prinzipschaltbild einer Phased-Array-Antenne mit vier Elementen	5
3.2	Zwei Anordnungsmöglichkeiten am Beispiel einer Gruppe mit 8 Elementen	5
3.3	Planare Antennengruppe mit äquidistanten Elementabständen	6
3.4	Richtdiagramm einer linearen Gruppe mit $N_x = 4$ und $\Delta x = 0,5\lambda$	10
3.5	Richtdiagramm einer linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 0,5\lambda$	10
3.6	Richtdiagramm einer linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 1\lambda$ mit Grating Lobes auf Grund des zu großen Elementabstandes bei 90°	11
3.7	Richtdiagramm einer linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 1,5\lambda$ mit Grating Lobes auf Grund des zu großen Elementabstandes bei 40°	11
3.8	Schematische Darstellung des Schwenkvorgangs, der durch die Einführung einer linearen Phasenbelegung erfolgt.	12
3.9	Richtdiagramm einer um 30° geschwenkten linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 0,5\lambda$	13
3.10	Richtdiagramm einer um 60° geschwenkten linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 0,5\lambda$ mit Grating Lobe auf Grund des Schwenkens bei -90°	14
3.11	Beispiel der Änderung des Richtdiagramms einer isotropen, linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 0,75\lambda$ bei Verwendung von Antennenelementen mit einer Halbwertsbreite von 60°	15
3.12	Zusammenstellung der klassischen Drahtantennen aus [4]	16
3.13	Schematische Darstellung der Elementverkopplung aus [16]	17
3.14	Schema einer mit Hilfe von PIN-Dioden in $22,5^\circ$ Schritten bzw. 4-Bit umschaltbaren Verzögerungsleitung.	19
3.15	Schema einer mit Hilfe von PIN-Dioden in 45° Schritten bzw. 3-Bit umschaltbaren Reflexionsleitung.	20
3.16	Prinzipeller Aufbau verschiedener Leitungstypen	21
3.17	Schema eines dielektrischen Phasenschiebers auf Streifenleiterbasis	22
3.18	Prinzipieller Aufbau von Phasenschiebern auf ferrimagnetischem bzw. ferroelektrischem Substrat	23
3.19	Schaltplan und Phasengänge eines Allpasses erster Ordnung	24
3.20	Schaltplan und Phasengänge eines Allpasses dritter Ordnung	25

3.21 Schaltplan, Amplituden- und Phasengänge eines Tiefpasses dritter Ordnung	26
3.22 Schaltplan, Amplituden- und Phasengänge eines Tiefpasses 15ter Ordnung mit konstanten Induktivitäten	26
3.23 Varaktordiode, genutzt als variabler Reflexionsfaktor	27
3.24 Phase φ_{VD} des Reflexionsfaktors bei 5,25 GHz, berechnet mit Gleichung 3.54	28
3.25 Umwandlung eines Transmissions- in einen Reflexionsphasenschieber mit Hilfe eines reflektierenden Abschlusses	29
3.26 Wellentrennung bei einem Reflexionsphasenschiebern mittels eines Zirkulators	31
3.27 Wellentrennung bei zwei Reflexionsphasenschiebern mittels eines Richtkopplers	32
3.28 Verschiebung der Phase in der ZF-Ebene bzw. im LO-Signalzweig	33
3.29 Prinzipschaltbild des parallelen bzw. seriellen Speisernetzwerkes	34
3.30 Schaltzeichen und schematische Darstellung in Streifenleitertechnik eines Leistungsteilers	34
3.31 Schaltzeichen und schematische Darstellung in Streifenleitertechnik eines Wilkinsonteilers	35
3.32 Prinzipschaltbild einer 4x4-Butler-Speisematrix	36
3.33 Richtdiagramme einer mittels 2x2-Butler-Matrix gespeisten Array-Antenne	38
3.34 Prinzipschaltbild einer 8x8-Butler-Speisematrix	38
3.35 Belegung des Frequenzbandes von 5,15 GHz bis 5,35 GHz durch die einzelnen Kanäle nach [6]	40
3.36 Blockschaltbild des HF-Frontends mit Komponenten der ersten ZF	40
3.37 Blockschaltbild des Sende-frontends einschließlich der Komponenten der ersten ZF	42
3.38 Blockschaltbild des Empfangsfrontends einschließlich der Komponenten der ersten ZF	43
4.1 Ein- und ausgangsseitiges Anpassnetzwerk des MGA-83563	50
4.2 CSERPAR-Smithdiagramme der Anpassnetzwerke des MGA-83563 bei 5,25 GHz	51
4.3 Layout der durch Sonnet 9.53 in Elemente zerlegten Anpassnetzwerke und deren bereits korrigierte praktische Ausführung	52
4.4 S-Parameter der mit Sonnet simulierten Anpassnetzwerke	53
4.5 Gemessene S-Parameter der MGA-83563 Verstärkerschaltung bei nicht korrigiertem ausgangsseitigem Anpassnetzwerk	53

4.6	Gemessene S-Parameter der MGA-83563 Verstärkerschaltung bei korrigiertem ausgangsseitigem Anpassnetzwerk	53
4.7	Prinzipieller Aufbau verschiedener längenvariabler Leitungsarten	54
4.8	Layout einer längenvariablen Streifenleitung	55
4.9	Prinzipschaltbild und Aufnahme des 5,25 GHz-Ringhybrids	57
4.10	Gemessene S-Parameter des 5,25 GHz-Ringhybrids	57
4.11	Prinzipschaltbild und Aufnahme des 5,25 GHz-3-Arm-Kopplers	58
4.12	Gemessene S-Parameter des 5,25 GHz-3-Arm-Kopplers	58
4.13	Gemessene Dämpfung α und Phasenverschiebung φ des Kurzschlusschiebers, abhängig von der ausgezogenen Länge s	59
4.14	Aufnahme des Kurzschlusschiebers	60
4.15	Gemessene S-Parameter des Kurzschlusschiebers	60
4.16	Aufnahme und Schaltplan des BB149a-Reflexionsphasenschiebers	61
4.17	Smithdiagramme der mit CSERPAR ermittelten Reflexionsfaktoren S_{11} des BB149A-Reflexionsphasenschiebers	62
4.18	Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} des BB149A-Reflexionsphasenschiebers bei verschiedenen Bias-Spannungen	63
4.19	Gemessener Betrag α und Phase φ des Reflexionsfaktors S_{11} des BB149a-Reflexionsphasenschiebers	63
4.20	Aufnahme und Schaltplan des MA27V11-Reflexionsphasenschiebers	64
4.21	Gemessener Betrag α und Phase φ der Transmission S_{21} des MA27V11-Reflexionsphasenschiebers.	65
4.22	Aufnahme und Schaltplan des 5,25-GHz-Wilkinsonteilers	66
4.23	Gemessene S-Parameter des 5,25-GHz-Wilkinsonteilers	66
4.24	Drei Wilkinsonteiler, in einem 1/4-Leistungsteiler.	67
4.25	Schaltplan und Aufnahme der realisierten 4x4-Butler-Matrix	67
4.26	Auszug der gemessenen S-Parameter der 4x4-Butler-Matrix	68
4.27	Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} der Rechteck-Patchantenne-TLX-8	70
4.28	Aufnahme der Rechteck-Patchantenne-TLX-8	71
4.29	Horizontales Richtdiagramm der Rechteck-Patchantenne-TLX-8	71
4.30	Aufnahme der $\lambda/4$ -Stabantenne	72
4.31	Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} der $\lambda/4$ -Stabantenne	72
4.32	Aufnahme der der 4-Element-Butler-Matrix-Antenne	73
4.33	Richtdiagramm des 4-Element-Butler-Matrix-Arrays bei Ansteuerung von TR1	74
4.34	Richtdiagramm des 4-Element-Butler-Matrix-Arrays bei Ansteuerung von TR2	74
4.35	Richtdiagramm des 4-Element-Butler-Matrix-Arrays bei Ansteuerung von TR3	75

4.36 Richtdiagramm des 4-Element-Butler-Matrix-Arrays bei Ansteuerung von TR4	75
4.37 Aufnahme des 4-Element-Stabantennen-Arrays	76
4.38 Gemessene S-Parameter des 4-Element-Stabantennen-Arrays bei einer Phasenbelegung von $\Delta\varphi = 110^\circ$	77
4.39 Aufnahme des Sendefrontends	78
4.40 Aufnahme des Empfangsfrontends	79
4.41 Aufbau der Sende-Empfangsstrecke	81
4.42 Dämpfungsverlauf zwischen ZF-Ein- und Ausgang bei einer Funkfeldstrecke von 2 m	81
6.1 Schaltplan und Aufnahme der Sendeendstufe MGA-83563	84
6.2 CSERPAR-Smithdiagramme der Anpassnetzwerke der Sendeendstufe MGA-83563 bei 5,25 GHz	85
6.3 Gemessene S-Parameter der Sendeendstufe MGA-83563	85
6.4 Schaltplan und Aufnahme des LNA MGA-72543 (Agilent)	86
6.5 CSERPAR-Smithdiagramme der Anpassnetzwerke des LNA MGA-72543 bei 5,25 GHz	87
6.6 Gemessene S-Parameter des LNA MGA-72543	87
6.7 Aufnahme des Mischers HMC218.	88
6.8 Schaltplan und Aufnahme des ZF-Tiefpasses	89
6.9 Gemessener S-Parameter S_{21} des ZF-Tiefpassfilters	89
6.10 Schaltplan und Aufnahme des Sende-Empfangsumschalters HSMP-3894	90
6.11 Gemessene S-Parameter des Sende-Empfangsumschalters	91
6.12 Aufnahme des HF-Bandpasses 748323155	92
6.13 Vergleich von Herstellerangabe mit gemessenem Amplitudengang	92
6.14 Aufnahme der Reckteck-Patchantenne-Ro4003 ($h = 14,45 \text{ mm}$ $b = 22 \text{ mm}$ Substratstärke $s = 0,81 \text{ mm}$)	93
6.15 Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} der Reckteck-Patchantenne-Ro4003	93
6.16 Aufnahme des Arrays aus Reckteck-Patchantennen-Ro4003 mit einem Elementabstand $\Delta x = 3 \text{ cm}$	94
6.17 Richtdiagramm des Arrays aus Reckteck-Patchantennen-Ro4003	94
6.18 Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} des Arrays aus Reckteck-Patchantennen-Ro4003	95

Tabellenverzeichnis

1.1	Vergleich zwischen den Funkstandards 802.11, HiperLAN2 und Bluetooth	2
3.1	Erzielbare Phasendifferenzen und Schwenkwinkel von Butler-Matrizen	37
3.2	Übersicht der in [6] festgelegten Modulationsarten und Datenraten	39
3.3	Frequenzbereich der Spiegelfrequenzen, abhängig vom empfangenen Kanal	41
3.4	Auswahl der Bauelemente des Sendefrontends und der ersten ZF	43
3.5	Auswahl der Bauelemente des Empfangsfrontends und der ersten ZF	44
3.6	Mindestforderung an die Empfängerempfindlichkeit nach [6]	45
4.1	S-Parameter von 4,8 bis 6,0 GHz des Verstärker-ICs Agilent MGA-83563	49
4.2	Interpolierte S-Parameter des Verstärkers MGA-83563 bei $f=5,25$ GHz	50
4.3	Geometrie der mit TRL85 berechneten Streifenleiterbahnen	51
4.4	Geometrie der mit Sonnet simulierten Streifenleiterbahnen	52
4.5	Längen und Breiten der Verzögerungs- und Sticheleitungen der 4x4-Butler-Matrix	68
4.6	Gemessene S-Parameter der 4x4-Butler-Matrix mit Angabe der Phasendifferenz-Fehler $\Delta\varphi_{err}$ zwischen benachbarten Antennenelementen	69
4.7	Maxima und -3 dB Punkte der Richtcharakteristik des 4-Element-Stubantennen-Arrays bei einer Phasenbelegung von $\Delta\varphi = 110^\circ$	77
6.1	Gemessene Einfügedämpfung des Mischers	88

Literaturverzeichnis

- [1] RegTP, Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Bereichen 5150 MHz - 5350 MHz und 5470 MHz - 5725 MHz für die Nutzung durch die Allgemeinheit in lokalen Netzwerken; Wireless Local Area Networks (WLAN-Funkanwendungen), Vfg. Nr. 35/2002.
- [2] S. Heckmann, Antennen und optische Nachrichtentechnik, Vorlesungsskript, FH-Bochum, 2003.
- [3] W. Müller-Gronau, Systeme der Nachrichtentechnik, Vorlesungsskript, FH-Bochum, 2003.
- [4] H. Meinke, F. W. Gundlach, *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [5] W. Mielke, *Phasengesteuerte Planarantennengruppen für den Empfangsbereich um 12 Gigahertz*, Pfeffersche Buchhandlung, Bielefeld, 1983.
- [6] IEEE, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications, IEEE Std. 802.11a, 1999.
- [7] P.L. Wassom, Entwurf und Realisierung eines 2,45 GHz-Richtfunksystems auf Basis der Mikrostreifenleitertechnik, Diplomarbeit, FH-Bochum, 2001.
- [8] G. Käs, P. Pauli, *Mikrowellentechnik*, Franzis-Verlag GmbH, München, 1991.
- [9] K. Rothammel, *Antennenbuch*, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1988.
- [10] W.Y. Tam, A.K.Y. Lai, K.M. Luk, Mutual Coupling between Cylindrical Rectangular Microstrip Antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, VOL. 43, NO. 8, August 1995.
- [11] J. Kunze, Leistungsfähige Funksysteme für 5,8 GHz, *Elektronik Wireless*, März/2002.
- [12] F. Flaviis, N.G. Alexopoulos, O.M. Stafsudd, Planar Microwave Integrated Phase-Shifter Design with High Purity Ferroelectric Material, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, VOL. 45, NO. 6, June 1997.

- [13] H. Hayashi, D. Hitiko, C. Sodini, Four-Element Planar Butler Matrix Using Half-Wavelength Open Stubs, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, VOL. 12, NO. 3, March 2002.
- [14] F. Jörn, Adaptive Antennen, Funkschau, 9/2000.
- [15] S. Godina, G. Schreppers, Phasenschieber für 1.8 GHz, Diplomarbeit, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 1999.
- [16] M. Golio, *The RF and Microwave Handbook*, CRC Press LLC, Boca Raton, 2001.
- [17] I.J. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, INC. Massachusetts, 1982.
- [18] T. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, John Wiley & Sons, Chichester, 1984.
- [19] R. Mehran, *Grundelemente des rechnergestützten Entwurfs von Mikrostreifenleitungs-Schaltungen*, H. Wolff, Aachen, 1982.
- [20] R. Hoffmann *Integrierte Mikrowellenschaltungen*, Springer-Verlag, Berlin, 1983.
- [21] H. Brand, *Schaltungslehre linearer Mikrowellennetze*, S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1970.
- [22] M. Leich, *Ein L-Band-Patch-Antennen-Array mit integrierten Phasenschiebern*, Deutsche Forschungsanstalt für Luft- und Raumfahrt e.V. Oberpfaffenhofen, 1989.
- [23] I. Wolff, *Einführung in die Mikrostrip-Leitungstechnik*, H. Wolff, Aachen, 1974.
- [24] O. Zinke, H. Brunswig, *Hochfrequenztechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 2000.
- [25] B. Schiek, *Grundlagen der Hochfrequenz-Messtechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 1999.
- [26] F. Nibler, *Hochfrequenzschaltungstechnik*, expert verlag, Sindelfingen, 1984.
- [27] W. Bächthold, *Mikrowellentechnik*, Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig/Wiesbaden, 1999.
- [28] J.R. James, P.S. Hall, C. Wood, *Microstrip Antenna Theory and Design*, Alden Press Oxford, London, 1981.
- [29] K. R. Carver, J. W. Mink, Microstrip Antenna Technology, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, VOL. AP-29, NO. 1, January 1981.

Kapitel 1

Einführung

Die wachsenden Datenmengen und Nutzerzahlen lassen vorhandene drahtlose Kommunikationsnetze immer wieder an ihre Kapazitätsgrenzen stoßen. So beschränkte sich der erste WLAN-Standard 802.11, den das IEEE Mitte 1997 veröffentlichte, auf 11 Funkkanäle mit einer maximalen Nettodatenrate von 2 Mbit/s pro Kanal.

Eine Konsequenz des gestiegenen Bandbreitenbedarfs war die Verabschiedung des WLAN-Standards HiperLAN2 im September 1999 durch die ETSI. Kurz darauf folgte das IEEE mit der Freigabe seines konkurrierenden 802.11a-Standards.

Der Hauptunterschied zu den vorhergehenden IEEE 802.11x Standardisierungen ist neben der erhöhten Datenrate die Verwendung des 5-GHz-Bandes. Dieser Frequenzbereich hat gegenüber dem sonst verwendeten 2,45-GHz-ISM-Band den Vorteil einer wesentlich geringeren Störbelastung. Ursache der Störungen ist die ständig steigende Zahl an Geräten und Anlagen, die auf 2,45 GHz senden. So arbeiten z.B. Mikrowellenherde, industrielle Anlagen, das immer beliebter werdende Bluetooth und etliche weitere Funkkommunikationssysteme in diesem Frequenzbereich. Die zahlreichen Störquellen führen letztendlich immer zu einer Abnahme des Signal-Störabstandes am Empfänger und damit zu einer erhöhten Bitfehlerrate.

Ein weiterer Vorteil der 5-GHz-Generation ist die zur Verfügung stehende Bandbreite. Diese ist, abhängig vom Standard und den Auflagen der Länder, bis zu fünfmal größer als die des 802.11b Standards. Es stehen somit wesentlich mehr Kanäle zur Verfügung, und Engpässe aufgrund hoher Nutzerzahlen werden vermieden.

Die Freigabe des 5-GHz-Bandes für WLAN-Anwendungen erfolgte 2002 durch die RegTP. Seitdem dürfen Geräte, die die Auflagen nach [1] erfüllen, ohne Anmeldung in Deutschland betrieben werden. Nachteil der nun mehr als doppelten Sendefrequenz ist jedoch zum einen die Inkompatibilität zu vorhergehenden WLAN-Netzen, zum anderen die gestiegenen Anforderungen an das HF-Frontend.

Der Entwurf und die Realisierung eines HF-Sende- und Empfangsfrontends ist einer der Schwerpunkte dieser Arbeit. Das HF-Frontend wird in Mikrostreifenleitertechnik ausgeführt und bedient den unteren WLAN-Frequenzbereich von 5,15 GHz bis

Standard:	802.11	802.11b	802.11a	HiperLAN2	Bluetooth
Gremium:	IEEE	IEEE	IEEE	ETSI	Bluetooth SIG
Erschienen:	1997	09/1999	09/1999	09/1999	1998
Frequenzbereich:	2,4 - 2,4835 GHz	2,4 - 2,4835 GHz	5,15 - 5,35 GHz 5,725 - 5,825 GHz	5,15 - 5,35 GHz 5,47 - 5,725 GHz	2,4 - 2,4835 GHz
Datenrate:	2Mbit/s	11Mbit/s	54Mbit/s	54Mbit/s	1Mbit/s
Kanalanzahl:	11	3	8 - 12	19	79
Reichweite:	ca. 300m	ca. 300m	ca. 150m	ca. 150m	ca. 10m

Tabelle 1.1: Vergleich zwischen den Funkstandards 802.11, HiperLAN2 und Bluetooth

5,35 GHz. Außerdem dient hier das 5,25-GHz-Band als Basis für die Entwicklung einer Phased-Array-Antenne.

Gegenwärtig findet diese Antennentechnologie auf Grund des aufwändigen Aufbaus und den damit verbundenen hohen Kosten vor allem im militärischen Bereich Anwendung. Angesichts der vielen Vorteile, die im weiteren noch genauer erläutert werden, ist deren Einsatz jedoch auch in privaten und kommerziellen Funksystemen angedacht. Die Erfahrungen auf dem Sektor der kommerziellen Phased-Array-Technologie sind noch relativ gering. Diese Arbeit befasst sich vor allem mit den Grundlagen, zu denen die Theorie der Phased-Array-Antennen gehören. Es werden verschiedene Ansätze für den Entwurf und die Realisierung betrachtet.

Die Ergebnisse dieser Arbeit zeigen Voraussetzungen und Möglichkeiten auf, die Streifenleitertechnik und den Mikrowellenbereich an der FH-Bochum weiter auszubauen. So sind viele der beschriebenen Verfahren zur Lösung ähnlicher Problemstellungen geeignet.

Kapitel 2

Aufgabenstellung

Die folgende Arbeit kann, wie in der Einleitung bereits erwähnt, in zwei Teilaufgaben zerlegt werden. Die erste und wesentliche Aufgabe ist der Entwurf und die Realisierung einer Phased-Array-Antenne für den WLAN-Frequenzbereich von 5,15 GHz bis 5,35 GHz. Der zweite Aufgabenteil besteht aus dem Entwurf und Aufbau eines 802.11a kompatibelen Send- und Empfangsfrontends.

Im Einzelnen sind folgende Arbeitsschritte notwendig:

- Literaturrecherche zu den Themen: WLAN, Streifenleitertechnik, HF- und Mikrowellentechnik, Antennentheorie und Phased-Array-Antennen,
- Einarbeiten in die HF-Simulations- und Messtechnik,
- Erarbeiten und Zusammenfassen der Phased-Array-Antennen-Theorie,
- Zusammenstellen und Beurteilen grundlegender Phasenschiebeverfahren,
- Entwurf, Realisierung und Test eines oder mehrerer Phasenschieber,
- Aufbau, Test und Vergleich verschiedener Antennenelemente und Beurteilung deren Array-Eignung,
- Entwurf, Realisierung und Test einer oder mehrerer Phased-Array-Antennen auf Grundlage der realisierten Phasenschieber und Antennenelemente,
- Entwurf des HF-Frontends auf Grundlage des 802.11a Standards,
- Marktanalyse und Auswahl geeigneter Bauelemente für das HF-Frontend,
- Realisierung und Test der einzelnen Komponenten des HF-Frontends,
- Aufbau und Test des vollständigen HF-Frontends und des Gesamtsystems, bestehend aus Phased-Array-Antenne und HF-Frontend.

Kapitel 3

Systementwurf

3.1 Phased-Array-Antennen

Die Aufgabe einer Antenne ist es, eine elektromagnetische Welle möglichst effektiv von einer Leitung in den Freiraum und umgekehrt vom Freiraum auf eine Leitung zu überführen. Wichtige Antennenparameter sind die Mittenfrequenz, die Bandbreite, der Gewinn und das Richtdiagramm. Diese Größen werden bei den meisten klassischen Antennen während des Entwurfs festgelegt und können danach nicht ohne weiteres verändert werden. Möchte man z.B. die Abstrahlrichtung einer Richtantenne ändern, so muss dazu die gesamte Antenne gedreht werden.

Eine Phased-Array-Antenne ist im Gegensatz dazu in der Lage, das eigene Richtdiagramm zu beeinflussen, ohne dass sie dazu bewegt wird. Neben der Steuerung des Azimut- und Elevationswinkels können die Breite der Hauptkeule, die Amplitude und Breite der Nebenkeulen und die Position der Nullstellen verändert werden.

Möglich wird diese Flexibilität durch eine intelligente Ansteuerung der Antenne, die in vielen Fällen mit schnellen, elektronischen Komponenten erfolgt. Änderungen des Richtdiagrammes sind infolgedessen innerhalb einiger μs abgeschlossen und übertreffen somit jede servobetriebene Richtantenne, die Stellzeiten von einigen 100 ms benötigt. In zeitkritischen Bereichen, wie militärischen 3D-Radar- und Tracking-Systemen, finden Phased-Arrays deshalb schon seit längerem Anwendung.

Der kommerziellen Nutzung standen in der Vergangenheit vor allem der aufwändige Aufbau und die hohen Kosten im Wege. Die gestiegene Nachfrage an Mikrowellenbauteilen und technologische Verbesserungen im Halbleitersektor machen heute jedoch einen wirtschaftlichen Betrieb von Phased-Array-Antennen möglich.

3.1.1 Grundlagen

Eine Phased-Array-Antenne besteht aus einer Gruppe von Einzelantennen, die jeweils über einen einstellbaren Phasenschieber gespeist werden. Die Geometrie dieser Gruppe und die eingestellte Phasenbelegung bestimmen den Azimut- und Elevationswinkel. Erweiterbar ist eine Phased-Array-Antenne durch zusätzliche variable Dämpfungsglieder bzw. Verstärker, die sich ebenfalls zwischen Speisetzwerk und Antennenelementen befinden. Neben einer Phasenbelegung ist somit auch eine Amplitudenbelegung möglich. Diese erlaubt es, die oben schon erwähnte Breite der Hauptkeule, Amplituden und Breiten der Nebenkeulen und Positionen der Nullstellen zu beeinflussen.

Die Anordnung der Einzelelemente kann prinzipiell beliebig erfolgen. Eine sinnvolle Richtcharakteristik stellt sich jedoch nur in bestimmten Konfigurationen ein. Zwei davon, die häufig zum Einsatz kommen, sind die Linien- und Kreisstruktur. Aber auch Kombinationen aus beiden Strukturen oder mehrdimensionale Erweiterungen sind denkbar. So ist aus der Liniengruppe die planare- und kubische-, und aus der Kreisgruppe die Zylinder- und Kugelanordnung abzuleiten.

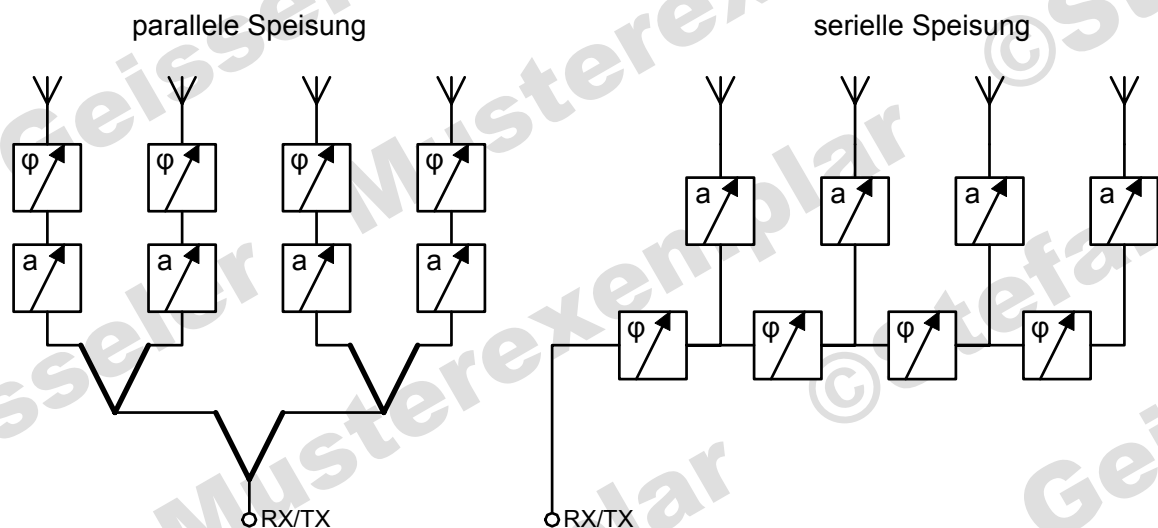


Abbildung 3.1: Prinzipschaltbild einer Phased-Array-Antenne mit vier Elementen

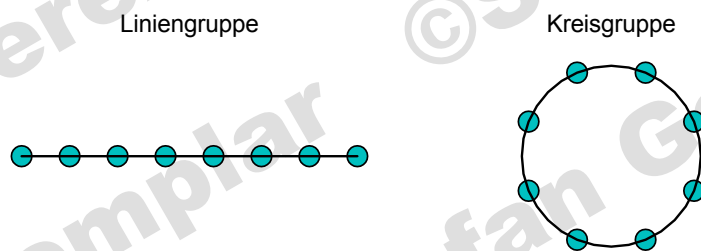


Abbildung 3.2: Zwei Anordnungsmöglichkeiten am Beispiel einer Gruppe mit 8 Elementen

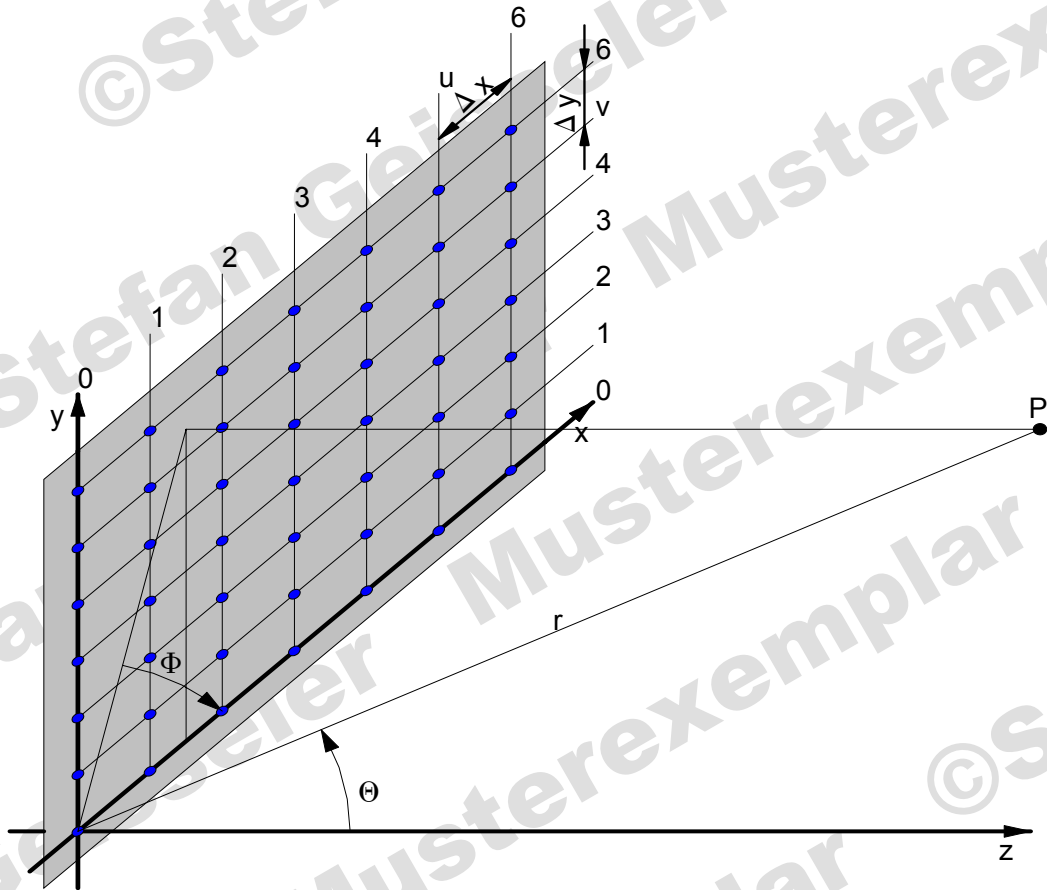


Abbildung 3.3: Planare Antennengruppe mit äquidistanten Elementabständen

Unter dieser Vielzahl der möglichen Anordnungen wird hier nur die planare Antennengruppe nach Abbildung 3.3 genauer betrachtet. Der Einfluss des Elementabstandes und der Amplituden- und Phasenbelegung auf das Richtdiagramm einer planaren Antennengruppe kann nach [5] unter Zuhilfenahme von [4], [16] und [22] folgendermaßen hergeleitet werden:

Ein einzelner isotroper Punktstrahler verursacht im Abstand r das elektrische Feld

$$\vec{E}(r, t) = E_0 \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi)} \cdot e^{-j \cdot k_0 \cdot r} \quad (3.1)$$

mit $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \vec{e}_r$.

Das gesamte elektrische Feld aller Punktstrahler im Punkt P ist die Summe dieser elektrischen Einzelfelder und ergibt sich zu

$$\vec{E}(r, t) = E_0 \cdot \sum_u \sum_v \frac{a_{uv}}{r_{uv}} \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_{uv})} \cdot e^{-j \cdot k_0 \cdot r} \quad (3.2)$$

Der Abstand r_{uv} der Einzelelemente zu Punkt P ist

$$r_{uv} = \frac{\sqrt{r^2 + (u \cdot \Delta x)^2 + (v \cdot \Delta y)^2}}{-2 \cdot (u \cdot \Delta x \cdot r \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Phi + u \cdot \Delta x \cdot r \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Phi)} . \quad (3.3)$$

Befindet sich der Punkt P im Fernfeld, d.h

$$r_{uv} \gg \sqrt{(u \cdot \Delta x)^2 + (v \cdot \Delta y)^2} ,$$

so gilt die Näherung

$$\tilde{r}_{uv} \approx r - \Delta r_{uv} . \quad (3.4)$$

Die Strecke $\Delta \tilde{r}_{uv}$ ist der Gangunterschied zwischen dem Strahlerelement mit dem Index uv und Punkt P. Sie ergibt sich zu

$$\Delta r_{uv} = u \cdot \Delta x \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Phi + v \cdot \Delta y \cdot \sin \Theta \cdot \sin \Phi . \quad (3.5)$$

In Gleichung 3.2 wird r_{uv} durch \tilde{r}_{uv} ersetzt und es folgt:

$$\vec{E}(t, r, \Theta, \Phi) = E_0 \cdot \sum_u \sum_v \frac{a_{uv}}{r - \Delta r_{uv}} \cdot e^{-j \cdot k_0 \cdot (r - \Delta r_{uv})} \cdot e^{j \cdot (\omega t + \varphi_{uv})} . \quad (3.6)$$

Der im Nenner auftretende Gangunterschied Δr_{uv} wird auf Grund der Fernfeldbedingung vernachlässigt und die Feldstärke wird zu

$$\vec{E}(t, r, \Theta, \Phi) = \frac{E_0}{r} \cdot e^{-j \cdot k_0 \cdot r} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot \sum_u \sum_v a_{uv} \cdot e^{j \cdot (k_0 \cdot \Delta r_{uv} + \varphi_{uv})} . \quad (3.7)$$

Die Richtcharakteristik $C(\Theta, \Phi)$ wird gebildet, indem Gleichung 3.7 durch die maximal auftretende Feldstärke im Abstand r dividiert wird. Sie ergibt sich zu

$$C(\Theta, \Phi) = \sum_u \sum_v a_{uv} \cdot e^{j \cdot (k_0 \cdot \Delta r_{uv} + \varphi_{uv})} . \quad (3.8)$$

Die Koeffizienten der Amplituden- und Phasenbelegung werden in einen Spaltenanteil u und einen Zeilenanteil v zerlegt. Die Phasenbelegung ist

$$\varphi_{uv} = \varphi_x(u) + \varphi_y(v) \quad (3.9)$$

und für die Amplitudenbelegung folgt

$$a_{uv} = a_x(u) \cdot a_y(v) . \quad (3.10)$$

Gleichung 3.8 kann somit in eine horizontale Richtcharakteristik $C_x(\Theta, \Phi)$ und in eine vertikale Richtcharakteristik $C_y(\Theta, \Phi)$ zerlegt werden. Die von der Spaltenbelegung u abhängige horizontale Richtcharakteristik ergibt sich zu

$$C_x(\Theta, \Phi) = \sum_u a_x(u) \cdot e^{j \cdot (k_0 \cdot u \cdot \Delta x \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Phi + \varphi_x(u))} \quad (3.11)$$

und die von der Zeilenbelegung v abhängige vertikale Richtcharakteristik lautet

$$C_y(\Theta, \Phi) = \sum_v a_y(v) \cdot e^{j \cdot (k_0 \cdot v \cdot \Delta x \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Phi + \varphi_y(v))} . \quad (3.12)$$

Die Summen sind unter Zuhilfenahme der Rechteckfunktion *rect* und der Kammfunktion III in Integrale überführbar. Für die Richtcharakteristik eines Arrays der Breite x_0 und der Höhe y_0 gilt damit

$$C_x(\Theta, \Phi) = \int_{-\infty}^{\infty} a_x(x) \cdot e^{j \cdot (k_0 \cdot x \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Phi + \varphi_x(x))} \cdot \frac{1}{\Delta x} \cdot \text{III} \left(\frac{x}{\Delta x} \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{x}{x_0} \right) dx , \quad (3.13)$$

$$C_y(\Theta, \Phi) = \int_{-\infty}^{\infty} a_y(y) \cdot e^{j \cdot (k_0 \cdot y \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Phi + \varphi_y(y))} \cdot \frac{1}{\Delta y} \cdot \text{III} \left(\frac{y}{\Delta y} \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{y}{y_0} \right) dy . \quad (3.14)$$

Mit Hilfe der Substitution

$$s_x = \frac{(-\sin \Theta \cdot \cos \Phi)}{\lambda} \quad (3.15)$$

$$s_y = \frac{(-\sin \Theta \cdot \sin \Phi)}{\lambda} \quad (3.16)$$

folgt

$$C_x(s_x) = \int_{-\infty}^{\infty} a_x(x) \cdot e^{j \cdot \varphi_x(x)} \cdot \frac{1}{\Delta x} \cdot \text{III} \left(\frac{x}{\Delta x} \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{x}{x_0} \right) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot x \cdot s_x} dx , \quad (3.17)$$

$$C_y(s_y) = \int_{-\infty}^{\infty} a_y(y) \cdot e^{j \cdot \varphi_y(y)} \cdot \frac{1}{\Delta y} \cdot \text{III} \left(\frac{y}{\Delta y} \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{y}{y_0} \right) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot y \cdot s_y} dy . \quad (3.18)$$

Die reellen Belegungsfunktionen $a_x(x)$, $a_y(y)$ und $\varphi_x(x)$, $\varphi_y(y)$ ergeben zusammengefasst die komplexen Amplitudenbelegungen

$$\underline{a}_x(x) = a_x(x) \cdot e^{j \cdot \varphi_x(x)} , \quad (3.19)$$

$$\underline{a}_y(y) = a_y(y) \cdot e^{j \cdot \varphi_y(y)} . \quad (3.20)$$

Die Gleichungen 3.17 und 3.18 sind Fouriertransformationen dieser komplexen Amplitudenbelegungen und der Kamm- und Rechteck-Funktion. Nach Fourier folgt für die

Multiplikation dieser beiden Funktionen

$$C_x(s_x) = \mathcal{F}_{xb}[\underline{a}_x(x)] * \mathcal{F}_{xa} \left[\frac{1}{\Delta x} \cdot \text{III} \left(\frac{x}{\Delta x} \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{x}{x_0} \right) \right], \quad (3.21)$$

$$C_y(s_y) = \mathcal{F}_{yb}[\underline{a}_y(y)] * \mathcal{F}_{ya} \left[\frac{1}{\Delta y} \cdot \text{III} \left(\frac{y}{\Delta y} \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{y}{y_0} \right) \right]. \quad (3.22)$$

Es ist erkennbar, dass die Richtcharakteristik einerseits von der komplexen Amplitudenbelegung $\underline{a}_x(x)$ bzw. $\underline{a}_y(y)$, andererseits von der Elementanordnung abhängig ist. Für die Fouriertransformierten \mathcal{F}_{xa} und \mathcal{F}_{ya} , die nur durch Breite x_0 bzw. Höhe y_0 des Arrays und Abstand Δx bzw. Δy der Elemente bestimmt werden, folgt nach [22]:

$$C_{x,a}(\Theta, \Phi) = \frac{\sin(\pi \cdot N_x \cdot \Delta x \cdot s_x)}{N_x \cdot \sin(\pi \cdot \Delta x \cdot s_x)} \quad (3.23)$$

mit der durch Breite x_0 und Abstand Δx bestimmten Elementanzahl

$$N_x = \frac{x_0}{\Delta x} + 1 \quad (3.24)$$

und

$$C_{y,a}(\Theta, \Phi) = \frac{\sin(\pi \cdot N_y \cdot \Delta y \cdot s_y)}{N_y \cdot \sin(\pi \cdot \Delta y \cdot s_y)} \quad (3.25)$$

mit der sich aus Höhe y_0 und Abstand Δy ergebenden Elementanzahl

$$N_y = \frac{y_0}{\Delta y} + 1. \quad (3.26)$$

Mathematisch unterscheiden sich Sende- und Empfangsfall nicht voneinander. Die hier für den Sendefall hergeleitete Richtcharakteristik gilt also ebenso für den Empfangsfall. Die Halbwertsbreiten der Hauptkeule im Fernfeld, d.h.

$$r \geq \frac{2 \cdot d}{\lambda}, \quad (3.27)$$

wobei d die größere der beiden Kantenlängen x_0 bzw. y_0 darstellt, ergeben sich nach [22] zu

$$\Theta_H = \left[\frac{50,8^\circ \cdot \lambda}{x_0} \right]_{\Phi=0^\circ}, \quad (3.28)$$

$$\Theta_E = \left[\frac{50,8^\circ \cdot \lambda}{y_0} \right]_{\Phi=90^\circ}. \quad (3.29)$$

Im weiteren werden nur noch lineare Antennengruppen, die sich in x -Richtung ausdehnen, d.h. $N_y = 1$ betrachtet.

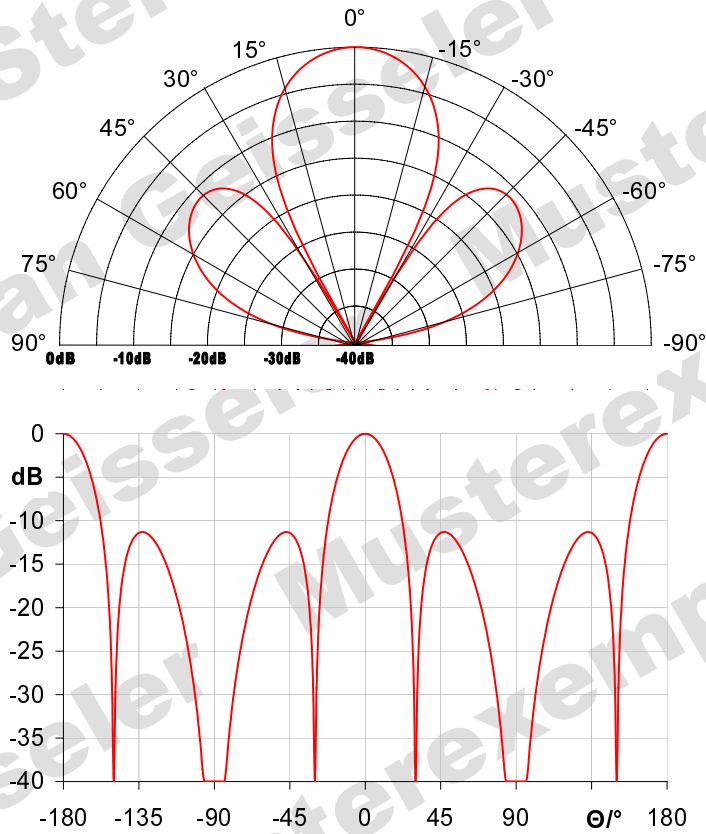


Abbildung 3.4: Richtdiagramm einer linearen Gruppe mit $N_x = 4$ und $\Delta x = 0,5\lambda$

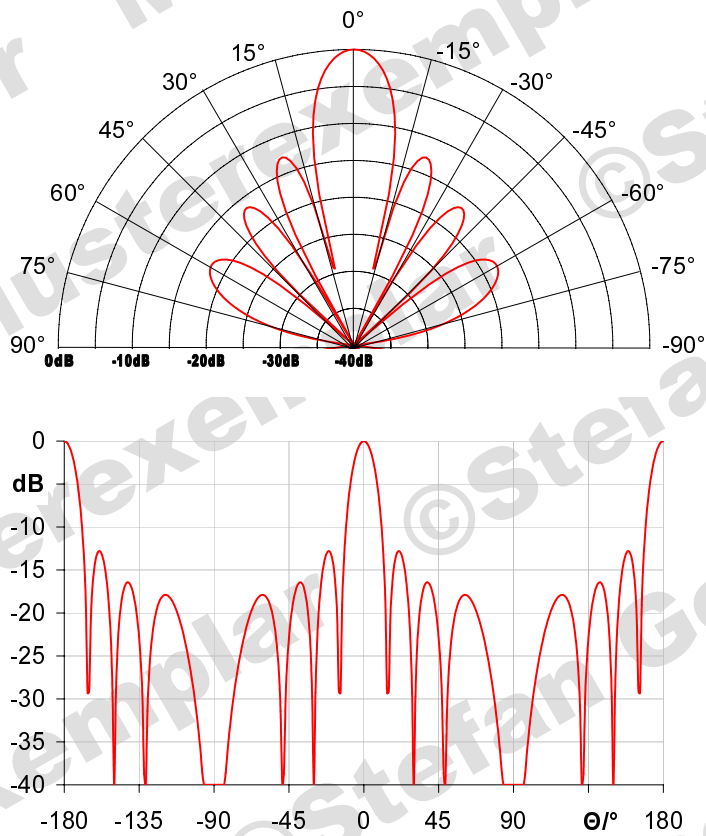


Abbildung 3.5: Richtdiagramm einer linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 0,5\lambda$

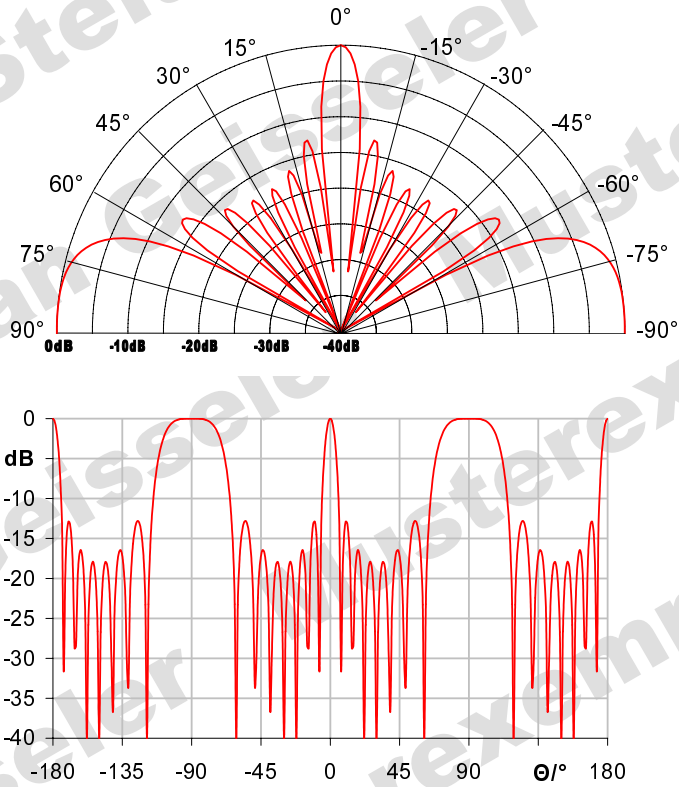


Abbildung 3.6: Richtdiagramm einer linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 1\lambda$ mit Grating Lobes auf Grund des zu großen Elementabstandes bei 90°

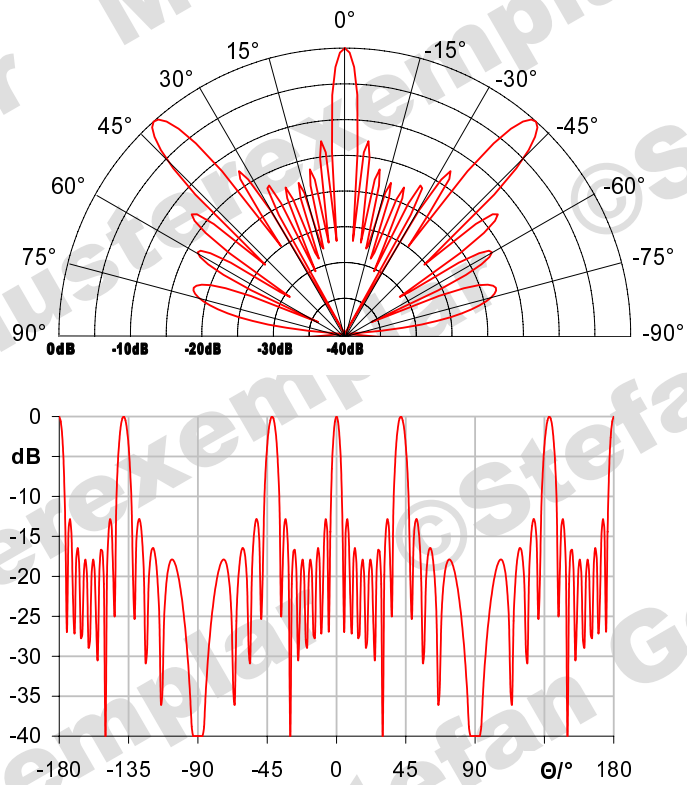


Abbildung 3.7: Richtdiagramm einer linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 1,5\lambda$ mit Grating Lobes auf Grund des zu großen Elementabstandes bei 40°

Die Amplituden der Nebenkeulen sinken mit zunehmender Elementanzahl. Gleichzeitig nimmt die Menge der Nebenkeulen jedoch zu. Eine einzelne Hauptkeule bildet sich wenn der Elementabstand $\Delta x \leq \lambda/2$ ist. Vergrößert sich dieser Abstand, so erscheinen weitere Hauptkeulen, die "Grating-Lobes" im Richtdiagramm. Dies ist auf die Fouriertransformation der Kamm-Funktion zurückzuführen, die im Bildbereich ebenfalls zu einer Kamm-Funktion führt. Der Abstand der Impulse im Bildbereich verringert sich jedoch mit zunehmendem Elementabstand. Diese wandern somit aus dem vorher unsichtbaren in den sichtbaren Bereich des Richtdiagramms.

Eine Schwenkung der Hauptkeule ist über die Phasenbelegung erreichbar. Diese wird so gewählt, dass sich eine in die gewünschte Richtung ausbreitende Phasenfront bildet (siehe Abbildung 3.8). Die für den Schwenkwinkel Θ_S benötigte Phasendifferenz $\Delta\varphi$ zwischen zwei benachbarten Antennenelementen beträgt:

$$\Theta_S = \arcsin \frac{\Delta\varphi \cdot \lambda}{\Delta x \cdot 360^\circ} . \quad (3.30)$$

Daraus folgt für die komplexe Amplitudenbelegung

$$\underline{a}_x(x) = 1 \cdot e^{(j \cdot \Delta\varphi \cdot x) / \Delta x} . \quad (3.31)$$

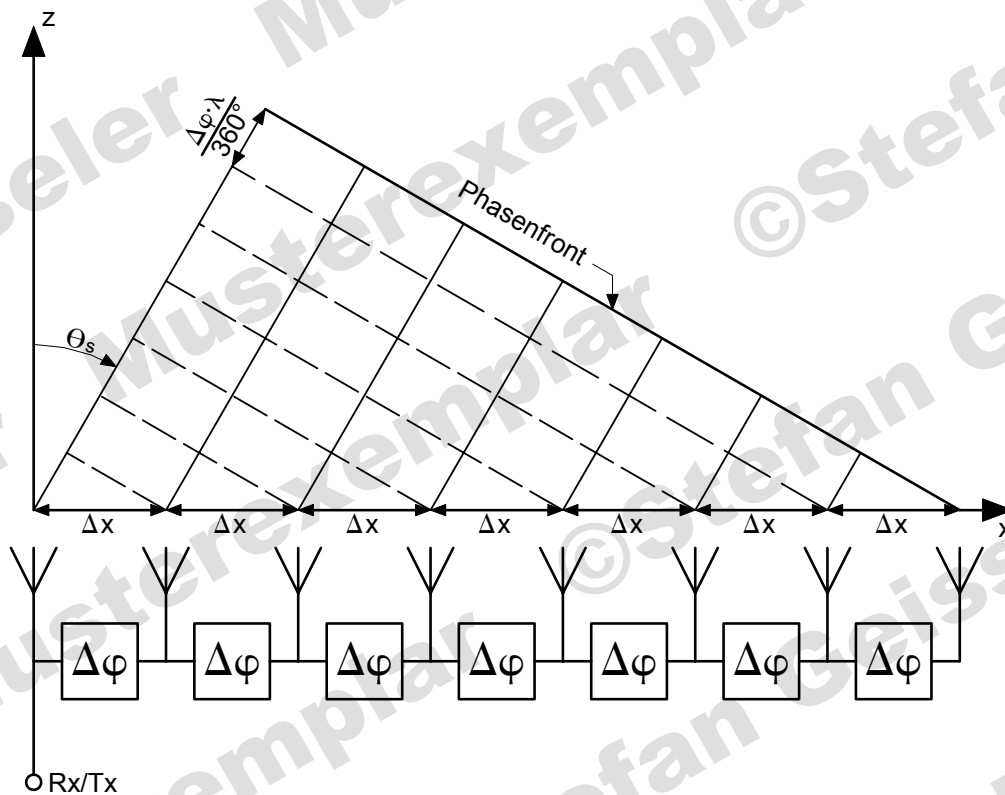


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung des Schwenkvorgangs, der durch die Einführung einer linearen Phasenbelegung erfolgt.

Die Fouriertransformation dieser Belegung wird nach Gleichung 3.21 mit der Richtcharakteristik aus Gleichung 3.23 gefaltet. Das Ergebnis dieser Faltung ist das um den Winkel Θ_s geschwenkte Richtdiagramm einer linearen, isotropen Antennengruppe. Es ergibt sich nach [22] zu:

$$C_x(\Theta, \Phi) = \frac{\sin[\pi \cdot N_x \cdot (\Delta x/\lambda) \cdot (-\sin \Theta - \sin \Theta_s)]}{N_x \cdot \sin[\pi \cdot (\Delta x/\lambda) \cdot (-\sin \Theta - \sin \Theta_s)]} \quad (3.32)$$

Es entstehen durch das Schwenken zusätzlich "Grating-Lobes". Diese werden aus dem vorher unsichtbaren in den nun sichtbaren Bereich des Richtdiagramms gefaltet [5]. Sie lassen sich reduzieren, indem der Abstand Δx weiter verringert wird.

Die Ursache der Nebenkeulen ist die gleichmäßige Amplitudenbelegung der Antennenelemente, die als Rechteckfunktion in Gleichung 3.17 auftritt. Diese ergibt fouriertransformiert die *Si*-Funktion mit ihrer typischen, "ausschwingenden" Formgebung. Erhalten die Antennenelemente jedoch eine Amplitudenbelegung, die zum Rande des Arrays hin abnimmt, so verringert sich auch die Amplitude der Nebenkeulen. Geeignete Belegungsfunktionen sind z.B. die \cos^2 - oder Dolph-Tschebyscheff-Verteilung. Gleichzeitig erhöht sich jedoch die Breite der Hauptkeule mit zunehmender Reduktion der Nebenkeulen.

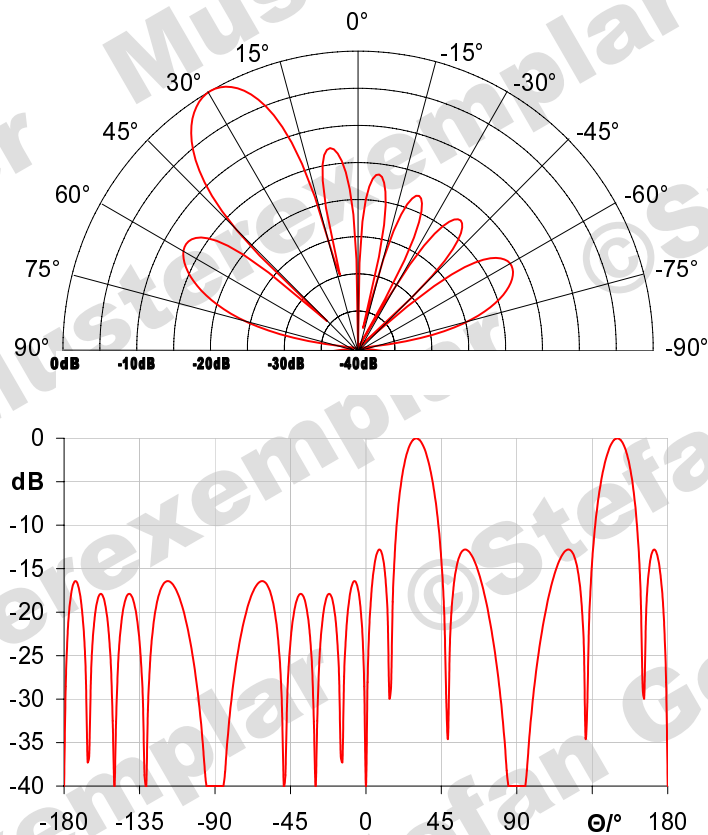


Abbildung 3.9: Richtdiagramm einer um 30° geschwenkten linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 0,5\lambda$

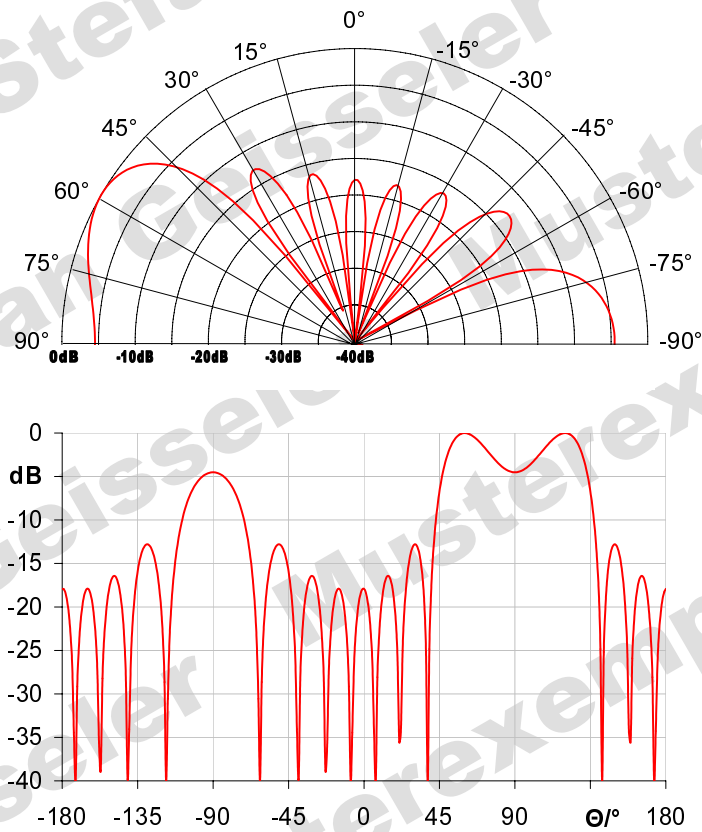


Abbildung 3.10: Richtdiagramm einer um 60° geschwenkten linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 0,5\lambda$ mit Grating Lobe auf Grund des Schwenkens bei -90°

3.1.2 Antennenelemente

Die oben betrachteten isotropen Strahler sind fiktive Modelle und aus physikalischen Gründen nicht realisierbar. Werden diese durch Antennenelemente mit der Richtcharakteristik $C_e(\Theta, \Phi)$ ersetzt, so ergibt sich

$$C_{ges}(\Theta, \Phi) = C_e(\Theta, \Phi) \cdot C_y(\Theta, \Phi) \cdot C_x(\Theta, \Phi) \quad (3.33)$$

bzw.

$$C_{ges,dB}(\Theta, \Phi) = C_{e,dB}(\Theta, \Phi) + C_{y,dB}(\Theta, \Phi) + C_{x,dB}(\Theta, \Phi) \quad (3.34)$$

als Richtcharakteristik der gesamten Antennengruppe [27]. Für Phased-Array-Antennen, die einen großen Schwenkbereich abdecken, werden also Antennenelemente mit einer breiten Hauptkeule benötigt. Ist dagegen nur ein geringer Schwenkbereich erforderlich, so sind Elemente mit einer schmalen Hauptkeule geeigneter.

Ein Vorteil der stärker bündelnden Antennenelemente ist eine Reduktion der "Grating-Lobes" (siehe Abbildung 3.11). Der Abstand zwischen den Elementen kann deshalb auch deutlich größer als $\lambda/2$ gewählt werden. Die damit auch größer werdende

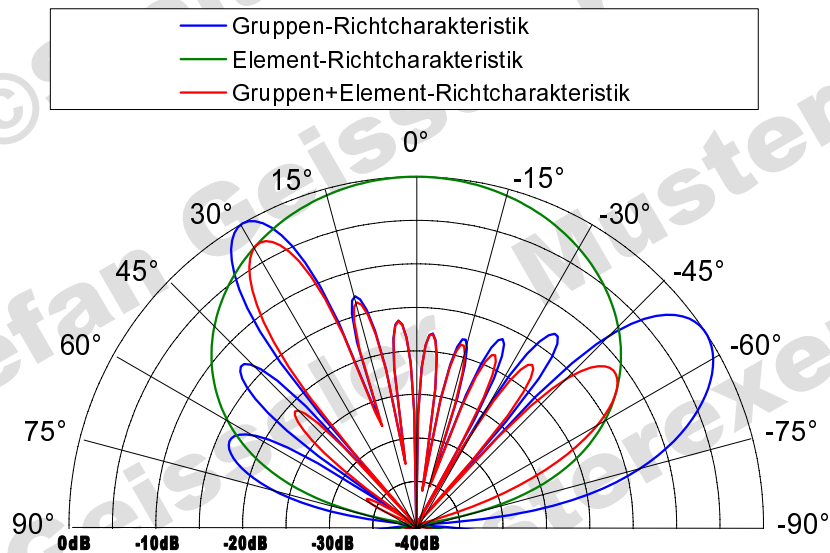


Abbildung 3.11: Beispiel der Änderung des Richtdiagramms einer isotropen, linearen Gruppe mit $N_x = 8$ und $\Delta x = 0,75\lambda$ bei Verwendung von Antennenelementen mit einer Halbwertsbreite von 60°

Antennenapertur führt nach Gleichung 3.28 zu einer schmaleren Hauptkeule und damit zu einem erhöhten Gewinn.

Die Möglichkeiten der praktischen Realisierung der einzelnen Antennenelemente sind sehr vielfältig. Typ und Form sind prinzipiell nur durch den Elementabstand Δx eingeschränkt. In Abbildung 3.12 sind die klassischen Drahtantennen dargestellt. Neben diesen sind auch andere Formen wie Helix- oder Quad-Antennen verwendbar. Aber auch Hornstrahler, Schlitz- und Streifenleiterantennen können in Array-Antennen Verwendung finden.

Die einzelnen Antennenelemente dürfen nur geringe Toleranzen aufweisen, das heißt: Alle Elemente müssen möglichst gleichartig aufgebaut sein. Unterschiede wirken sich wie eine ungleichmäßige Amplitudenbelegung aus und führen somit zu einem fehlerhaften Richtdiagramm.

Verkopplung der Elemente

Die Elemente einer Array-Antenne beeinflussen sich auf Grund des geringen Abstandes gegenseitig. Zum einen findet ein Leistungsaustausch zwischen den einzelnen Elementen statt, zum anderen ändert sich die Eingangsimpedanz der Elemente. Die tatsächliche Amplitudenbelegung weicht somit mehr oder weniger stark von der gewünschten Belegungsfunktion ab und führt zu Verzerrungen des Richtdiagramms.

Die Verkopplung der Elemente, auch "Mutual coupling" genannt, steigt mit abnehmendem Elementabstand stark an. Sie ist außerdem um so stärker, je schwächer die einzelnen Antennenelemente bündeln. Bei Phased-Array-Antennen ist die Verkopplung zusätzlich eine Funktion der Phasenbelegung [16], [10]. Die S-Matrix der Verkopplung

kann nach einem in [4] beschriebenen Verfahren ermittelt werden. Aus dieser lässt sich eine korrigierte Amplitudenbelegung errechnen und somit das gewünschte, verzerrungsfreie Richtdiagramm wieder herstellen. Auf Grund des damit verbundenen hohen Aufwandes wird das "Mutual coupling" hier jedoch nicht berücksichtigt.

Anforderungen an die Antennenelemente

- Die Abmaße der Antennenelemente dürfen den Elementabstand $\Delta x = 3 \text{ cm}$ nicht überschreiten.
- Die Antennenelemente müssen leicht aufzubauen und reproduzierbar sein.
- Für große Schwenkbereiche sind schwach bündelnde, für kleine Schwenkbereiche stark bündelnde Elemente zu wählen.
- Die Bandbreite sollte den Bereich von $5,15 \text{ GHz} - 5,35 \text{ GHz}$ umfassen.

In den realisierten Array-Antennen finden zwei Antennentypen Verwendung. Zum einen leicht bündelnde Rechteckstreifenleiterantennen, die mit Hilfe der Ätztechnik relativ einfach zu reproduzieren sind. Zum anderen $\lambda/4$ -Stabantennen, die in der horizontalen Ebene eine isotrope Richtcharakteristik aufweisen. Auf Grund der Nullstelle im vertikalen Richtdiagramm ist der Einsatz der $\lambda/4$ -Stabantennen jedoch auf lineare Elementanordnungen beschränkt.

Antennenart	Darstellung, Belegung	Richtfaktor, Gewinn linear; (in dB)	wirksame Antennenfläche	effektive Höhe	Strahlungs-Widerstand	vertikales Richtdiagramm (3-dB-Bereich)	horizontales Richtdiagramm
isotrope Antenne	fiktiv	1; (0 dB)	$\frac{\lambda^2}{4\pi} = 0,08\lambda^2$	—	—		
Hertzscher Dipol, Dipol mit Endkapazität		1,5; (1,8 dB)	$\frac{3\lambda^2}{8\pi} = 0,12\lambda^2$	l	$80 \left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2 \Omega$		
kurze Antenne mit Dachkapazität auf leitender Ebene $h \ll \lambda$		3; (4,8 dB)	$\frac{3\lambda^2}{16\pi} = 0,06\lambda^2$	h	$160 \left(\frac{\pi h}{\lambda}\right)^2 \Omega$		
kurze Antenne auf leitender Ebene $h \ll \lambda$		3; (4,8 dB)	$\frac{3\lambda^2}{16\pi} = 0,06\lambda^2$	$\frac{h}{2}$	$40 \left(\frac{\pi h}{\lambda}\right)^2 \Omega$		
$\lambda/4$ -Antenne auf leitender Ebene		3,28; (5,1 dB)	$0,065\lambda^2$	$\frac{\lambda}{2\pi} = 0,16\lambda$	40Ω		
kurzer Dipol $l \ll \lambda$		1,5; (1,8 dB)	$\frac{3\lambda^2}{8\pi} = 0,12\lambda^2$	$\frac{l}{2}$	$20 \left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2 \Omega$		
$\lambda/2$ -Dipol		1,64; (2,1 dB)	$0,13\lambda^2$	$\frac{\lambda}{\pi} = 0,32\lambda$	73Ω		
λ -Dipol		2,41; (3,8 dB)	$0,19\lambda^2$	$\gg \lambda$	200Ω		
$\lambda/2$ -Schleifendipol		1,64; (2,1 dB)	$0,13\lambda^2$	$\frac{2\lambda}{\pi} = 0,64\lambda$	290Ω		

Abbildung 3.12: Zusammenstellung der klassischen Drahtantennen aus [4]

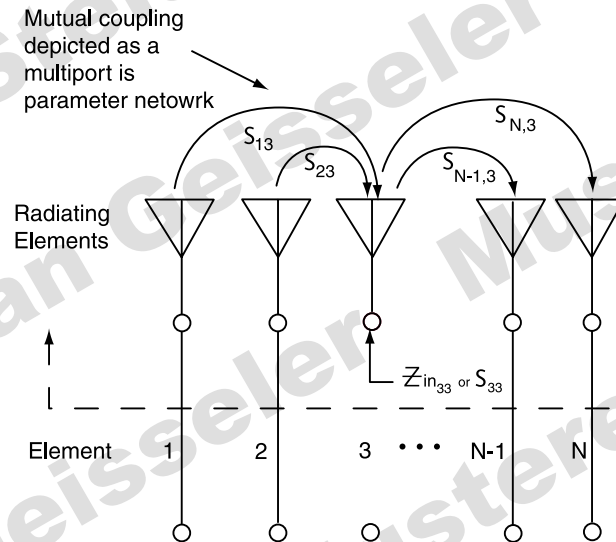


Abbildung 3.13: Schematische Darstellung der Elementverkopplung aus [16]

3.2 Phasenschieber

Die wichtigsten Komponenten einer Phased-Array-Antenne sind neben den Antennenelementen die Phasenschieber. Durch sie wird es wie in Abschnitt 3.1.1 beschrieben erst möglich, die Richtcharakteristik der Antennengruppe zu ändern.

Die Phasenverschiebung erfolgt in den meisten Fällen direkt vor den einzelnen Antennenelementen im HF-Bereich. Positiv daran ist, dass mit zunehmender Frequenz der Material- und Platzbedarf der Phasenschieber sinkt. Gleichzeitig steigen aber auch die Anforderungen an Bauelemente und Fertigungstechnologien.

Gegenwärtig ist das Angebot an integrierten HF-Phasenschiebern auf Grund der fehlenden Nachfrage noch relativ gering. Die wenigen erhältlichen Produkte beschränken sich überwiegend auf die weitverbreiteten Frequenzbänder von GSM, DECT und 2,45-GHz-ISM oder sind für die Problemstellung ungeeignet. Der Entwurf eines Phasenschiebers, der die folgenden Anforderungen erfüllt, ist deshalb erforderlich.

Anforderungen an die Phasenschieber

- Phasenschieber parallel gespeister Arrays ab einer Größe von 4 Elementen nutzen die 360° Periodizität der Sinusfunktion. Gefordert ist deshalb ein Verschiebewinkel von $\varphi_{\max} \geq 360^\circ$ innerhalb der Bandbreite von $5,15 \text{ GHz} - 5,35 \text{ GHz}$.
- Die im Sendebetrieb auftretenden Leistungen von bis zu 100 mW pro Phasenschieber dürfen nicht zur Überlastung führen.
- Die Phasenschieber müssen auch bei zweidimensionalen Arrays zwischen den Einzelantennen platzierbar sein. Höhe und Breite sind somit auf den Elementabstand von $\Delta x = 3 \text{ cm}$ beschränkt.

- Leistungsverluste im HF-Bereich führen immer zu einer Verringerung der Reichweite und der Signalqualität. Im Entwurf ist deshalb auf eine geringe Einfügedämpfung zu achten.
- Eine ungleichmäßige Amplitudenbelegung kann zu einem verzerrten Richtdiagramm führen. Die Variation der Einfügedämpfung über die Phasenverschiebung und Bandbreite sollte deshalb so gering wie möglich ausfallen.
- Die Phasenschieber müssen in den Laboren der FH-Bochum realisierbar sein. Auf Grund des relativ schnell und gut reproduzierbaren Aufbaus ist hier die Streifenleitertechnik zu bevorzugen.
- Die hohe Anzahl der benötigten Phasenschieber macht einen kostengünstigen Aufbau notwendig.

3.2.1 Grundprinzipien der HF-Phasenverschiebung

Der folgende Abschnitt befasst sich mit Lösungsansätzen zur Erzielung einer Phasenverschiebung im Mikrowellenbereich. Grundsätzlich lässt sich die Phase eines beliebigen Signals verschieben, indem die Energie bzw. die Information des Signals zwischengespeichert wird. Dieser Zusammenhang zwischen Gruppenlaufzeit $t_{gr}(\omega)$ und Phase $\varphi(\omega)$ wird beschrieben durch

$$t_{gr}(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}. \quad (3.35)$$

Variation der Leitungslänge

Eine relativ einfache Möglichkeit der Phasenverschiebung ist der Einsatz einer homogenen elektrischen Leitung, deren Länge variabel ist. Physikalisch betrachtet ist diese Leitung ein Energiespeicher, der mit zunehmender Länge anwächst. Die Gruppenlaufzeit und der Phasenwinkel sind somit von der eingestellten Leitungslänge abhängig. Die Laufzeit τ einer Leitung mit der zu variierenden geometrischen Länge l ergibt sich aus

$$\tau = \frac{l \cdot \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{c_0}. \quad (3.36)$$

Zwischen Ein- und Ausgang der Leitung erhält man die Phasenverschiebung

$$\varphi_{21} = -\beta \cdot l = -360^\circ \cdot \frac{l}{\lambda} \quad (3.37)$$

mit
$$\lambda = \frac{c_0}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}. \quad (3.38)$$

Diese Schiebeleitung ist ein Zweitor, das sich mit Hilfe der Vierpolparameter beschreiben lässt. Anstatt der klassischen Parameter, zu denen z.B die Widerstands- oder Leitwertparameter gehören, finden in der HF-Technik fast ausschließlich die Streuparameter \underline{S} Verwendung [3], [4]. Die S-Parameter einer idealen Leitung lauten

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j \cdot l \cdot \beta} \\ e^{-j \cdot l \cdot \beta} & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.39)$$

Eine in Tor-1 eingespeiste Welle wird vollständig Richtung Tor-2 transmittiert, da die Reflexionsfaktoren \underline{S}_{11} und \underline{S}_{22} gleich Null sind. Allein die Phase der an Tor-2 austretenden Welle ist um $\varphi_{21} = -\beta \cdot l$ verschoben. In umgekehrter Richtung ist der Vorgang auf Grund der reziproken S-Matrix derselbe.

Alle Systeme, bei denen die Phasenverschiebung wie hier zwischen zwei Toren erfolgt, werden als Transmissionsphasenschieber bezeichnet. Besitzt ein Phasenschieber im Unterschied dazu nur ein Tor, so handelt es sich um einen Reflexionsphasenschieber. Die in dieses Tor eingespeiste Welle wird im Phasenschieber reflektiert, phasenverschoben und am selben Tor wieder entnommen.

Sinnvoll anwendbar sind in der Praxis fast ausschließlich die Transmissionsphasenschieber. Deren Nachteil aber ist der meist hohe Bauteilaufwand und die schwierige Herstellung. Ein einfacher aufzubauender Reflexionsphasenschieber kann jedoch in einen Transmissionsphasenschieber überführt werden. Dazu wird die vor- und rücklaufende Welle mit Hilfe der in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Verfahren wieder getrennt.

Die Variation der Leitungslänge kann sowohl mechanisch als auch elektronisch erfolgen. Zwei Beispiele einer elektronischen Steuerung sind in Abbildung 3.14 und 3.15 dargestellt. Die Phasenverschiebung geschieht hier in diskreten Stufen und wird mit Hilfe von PIN-Dioden umgeschaltet. Diese können auch durch FETs oder HF-Relais ersetzt werden. All diese Bauelemente sind jedoch recht kostenintensiv und die hohe benötigte Anzahl macht eine praktische Anwendung unwirtschaftlich.

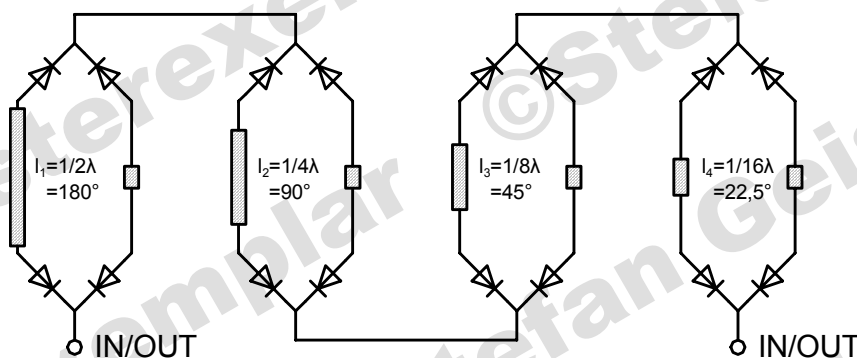


Abbildung 3.14: Schema einer mit Hilfe von PIN-Dioden in 22,5° Schritten bzw. 4-Bit umschaltbaren Verzögerungsleitung.

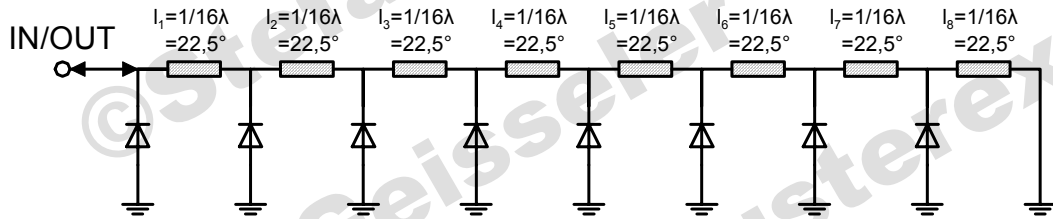


Abbildung 3.15: Schema einer mit Hilfe von PIN-Dioden in 45° Schritten bzw. 3-Bit umschaltbaren Reflexionsleitung.

Ein Aufbau unter Verwendung von "low cost" PIN-Dioden führt dagegen zu sehr hohen Einfügedämpfungen (siehe Abschnitt 6.1.5), weshalb dieser Phasenschiebertyp hier nicht zum Einsatz kommt.

Realisiert werden aber zwei mechanische Phasenschieber - einer auf Basis des Transmissions-, ein weiterer auf Grundlage des Reflexionsprinzips (siehe Abschnitt 4.2.1 und 4.2.3).

Die sich nach Gleichung 3.37 proportional zur Frequenz verhaltende Phasenverschiebung einer Verzögerungsleitung ist in Phased-Array-Antennen, die seriell gespeist werden, erwünscht, da der Schwenkwinkel dadurch unabhängig von der Frequenz ist. In parallel gespeisten Phased-Array-Antennen und bei Ausnutzung der 360° -Periodizität der einzelnen Phasenschieber führt diese Frequenzabhängigkeit unter Umständen jedoch zu einer fehlerhaften Phasenbelegung.

Der Phasenfehler φ_{err} , der sich zwischen maximal und minimal genutzter Frequenz ergibt, beträgt:

$$\begin{aligned}
 \varphi_{err} &= \varphi_{l,max} - \varphi_{l,min} \\
 &= 360^\circ \cdot \frac{l}{\lambda_{min}} - 360^\circ \cdot \frac{l}{\lambda_{max}} \\
 &= 360^\circ \cdot \frac{f_{max} \cdot \sqrt{\varepsilon_{r,eff}} \cdot l}{c_0} - 360^\circ \cdot \frac{f_{min} \cdot \sqrt{\varepsilon_{r,eff}} \cdot l}{c_0} \\
 &= 360^\circ \cdot \frac{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}} \cdot l}{c_0} \cdot \Delta f.
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Der ungünstigste Fall tritt bei maximalem Schwenkwinkel bzw. der dazu nötigen Phasendifferenz von $\Delta\varphi = 180^\circ$ zwischen zwei benachbarten Elementen auf. Bei der Frequenz f_{min} beträgt die für diese Phasendifferenz nötige Länge $l = \lambda_{max}/2$ bzw.

$$l = \frac{c_0}{2 \cdot f_{min} \cdot \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}.$$

Eingesetzt in Gleichung 3.40 ergibt sich der durch die Änderung der Frequenz verursachte Phasenfehler zu:

$$\varphi_{err,max} = 360^\circ \cdot \frac{\Delta f}{2 \cdot f_{min}}. \tag{3.41}$$

Beispiel 1 Aus der Bandbreite $\Delta f = 200 \text{ MHz}$ und der unteren Grenzfrequenz $f_{\min} = 5,15 \text{ GHz}$ folgt ein Phasenfehler von $\varphi_{\text{err,max}} = 7^\circ$. Die Phasenbelegung eines parallel gespeisten Arrays ist somit nicht mehr linear. Das heißt, die Phasendifferenz $\Delta\varphi$ ist nicht konstant, sondern beträgt z.B. zwischen den ersten beiden Elementen 187° , zwischen den beiden nächsten dann 173° . Diese nichtlineare Phasenbelegung führt zu einem verzerrten Richtdiagramm. Für die meisten Phased-Array-Anwendungen ist dieser Fehler tolerierbar. Ausnahmen sind Phased-Array-Antennen, die Richtdiagramme mit hoher Auflösung bei gleichzeitig hoher Bandbreite bilden müssen.

Variation der Permeabilität und Permittivität

Die Phasengeschwindigkeit, mit der sich eine elektromagnetische Welle ausbreitet, ist abhängig von der Permeabilität $\varepsilon_{r,eff}$ und Permittivität $\mu_{r,eff}$ des Ausbreitungsmediums. Diesen Zusammenhang drückt die folgende Gleichung aus:

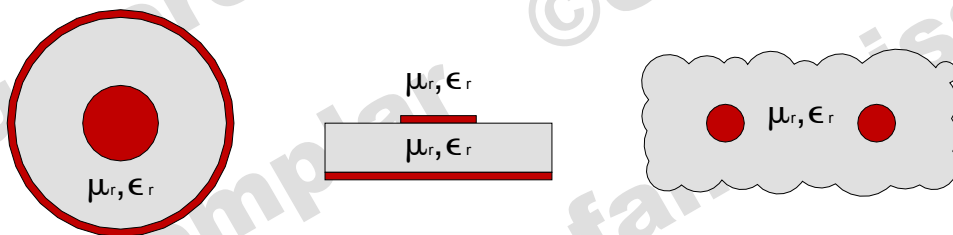
$$v_{Ph} = \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{r,eff} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,eff}}} \quad (3.42)$$

Die Phasengeschwindigkeit einer Leitung wird also von den Eigenschaften des Dielektrikums bestimmt. Gelingt es nun eine bzw. beide Materialeigenschaften einer Leitung zu steuern, so lässt sich diese als Phasenschieber nutzen.

Der Leitungswellenwiderstand einer beliebigen Leitung ist allgemein darstellbar durch

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (3.43)$$

Für Induktivitäts- und Kapazitätsbelag gilt hier unter anderem $L' = f(\mu_{r,eff}, \dots)$, $C' = f(\varepsilon_{r,eff}, \dots)$. Die Variation von $\mu_{r,eff}$ oder $\varepsilon_{r,eff}$ beeinflusst also auch den Wellenwiderstand. In einem Übertragungssystem führt dies zu ungewollten Fehlanpassungen zwischen den einzelnen Komponenten. Nur durch eine gleichzeitige Steuerung beider Materialeigenschaften kann die Phase ohne Wellenwiderstandsänderung verschoben



a) Koaxialleitung b) Streifenleitung c) Paralleldrahtleitung

Abbildung 3.16: Prinzipeller Aufbau verschiedener Leitungstypen

werden. Das Verändern beider Materialeigenschaften ist jedoch so aufwändig, dass diese Methode in der Praxis keine Anwendung findet.

Einfacher ist es, nur eine einzige Materialeigenschaft in gewissen Grenzen zu steuern, um den Wellenwiderstand nicht zu stark zu beeinflussen. Diese Einschränkung reduziert aber auch den Einfluss auf die Phasengeschwindigkeit und damit die maximal einstellbare Phasenverschiebung. Große Phasenverschiebungen erfordern deshalb lange Leitungen und dementsprechend viel Platz.

Abbildung 3.17 zeigt eine Anwendung dieses Prinzips auf die Streifenleitertechnik. Der Phasenschieber besteht im wesentlichen aus zwei dielektrischen Substraten, die gegeneinander verschiebbar sind. Auf dem unteren befindet sich eine Streifenleiterschleife mit zugehöriger Grundplane. Das obere Substrat besteht gänzlich aus Dielektrikum ohne leitende Beschichtung. Im Bereich der Überlappung herrscht nun eine höhere effektive Permittivität $\epsilon_{r,eff}$. Dort breitet sich die Welle deshalb mit der Wellenlänge λ_2 aus, die kürzer als die Wellenlänge λ_1 im nicht überlappenden Bereich ist.

Die resultierende Phasenverschiebung φ_{21} ist somit abhängig von den Strecken l_1 und l_2 den Wellenlänge λ_1 und λ_2 , die wiederum Funktionen der Substrateigenschaften sind. Es gilt

$$\varphi_{21} = - \left(\frac{2 \cdot l_1}{\lambda_1} + \frac{2 \cdot l_2}{\lambda_2} \right) \cdot 360^\circ . \quad (3.44)$$

Aus den beiden Extremwerten $l_1 = 0$ und $l_2 = 0$ ergibt sich der maximale Einstellbereich der Phasenverschiebung

$$\varphi_{21,max} = \varphi_{l_2=0} - \varphi_{l_1=0} . \quad (3.45)$$

Beispiel 2 Gefordert sind $\varphi_{21,max} = 360^\circ$ bei einer Frequenz von $f = 5,25 \text{ GHz}$. Das untere Substrat ist $0,787 \text{ mm}$ stark mit einem $\epsilon_r = 2,55$ (TLX-8), das obere besitzt eine Stärke von $0,81 \text{ mm}$ mit einem $\epsilon_r = 3,38$ (Ro4003). Es ist ein Wellenwiderstand von $Z_{L1} = 50 \Omega$ im nicht überlappenden Bereich gefordert. Es ergeben sich unter zu

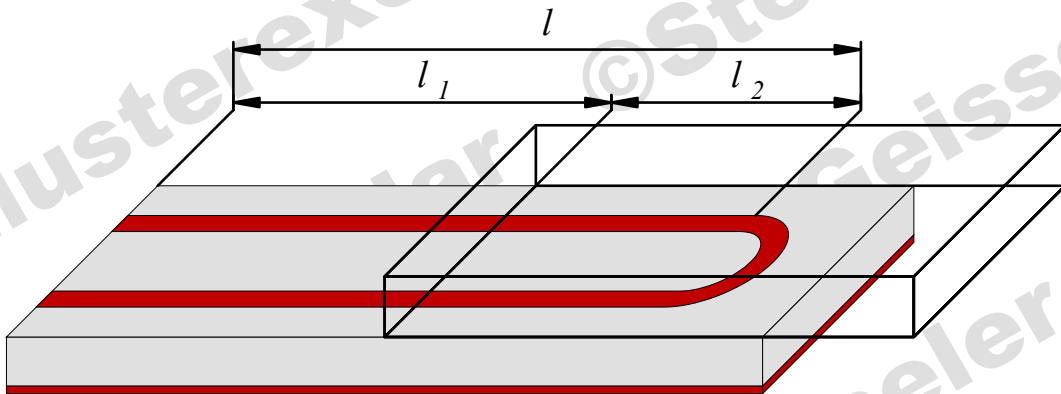


Abbildung 3.17: Schema eines dielektrischen Phasenschiebers auf Streifenleiterbasis

Hilfenahme der Streifenleitergleichungen aus [18] die Wellenlängen $\lambda_1 = 39,25 \text{ mm}$ und $\lambda_2 = 36,01 \text{ mm}$. Daraus folgt unter Verwendung der Gleichungen 3.44 und 3.45 eine Länge von $l = 218 \text{ mm}$. Die Breite der Streifenleiterbahn ergibt sich aus der Forderung $Z_{L1} = 50 \Omega$ zu $b = 2,57 \text{ mm}$. Da im überlappenden Bereich eine höheres $\epsilon_{r,eff}$ wirksam ist, ergibt sich dort ein Wellenwiderstand von $Z_{L2} = 46,3 \Omega$. Dieser von 50Ω abweichende Wellenwiderstand Z_{L2} im überlappenden Bereich führt zu einem vernachlässigbar geringen Reflexionsfaktor von $r = -0,038$. Ein Nachteil ist jedoch der für die Strecke l benötigte hohe Material- und Platzbedarf. Aus diesem Grund finden Phasenschieber dieser Bauart in den realisierten Phased-Array-Antennen keine Anwendung.

Anstelle der Permittivität ϵ kann auch die Permeabilität μ variiert werden. Denkbar ist ein Aufbau wie der oben beschriebene, jedoch mit ferrimagnetischen Substraten. Sinnvoller ist es aber, die Permeabilität über eine unterschiedliche Vormagnetisierung des ferrimagnetischen Werkstoffes zu beeinflussen. Seit längerem angewandt wird dieses Prinzip in Hohlleiterphasenschiebern, die hohe Leistungen im kW-Bereich übertragen können. Unwirtschaftlich ist deren Einsatz jedoch, wenn, wie in diesem Fall, nur geringe Leistungen zu übertragen sind. Ein weiterer Nachteil ist der hohe Platzbedarf der Elektromagnete, die zur Vormagnetisierung der Ferrite benötigt werden.

Streifenleiterphasenschieber auf ferritischem Substrat befinden sich zur Zeit in der Entwicklung. Diese sind wesentlich kleiner, und flexibler in ihren Anschlüssen als Hohlleiterphasenschieber. Trotzdem sind weiterhin Elektromagnete mit relativ hohen Verlustleistungen erforderlich. Ebenfalls in der Entwicklung sind Phasenschieber, die Materialien mit ferroelektrischen Eigenschaften enthalten. Mit einer Gleichspannung können diese nahezu leistungslos angesteuert werden.

Abbildung 3.18 zeigt einen schematischen Aufbau beider Varianten. Da derzeit keine derartigen Phasenschieber auf dem Markt erhältlich sind, finden sie in dieser Arbeit auch keine Anwendung. Weitergehende Informationen zu diesem Thema sind in [12] und [24] zu finden.

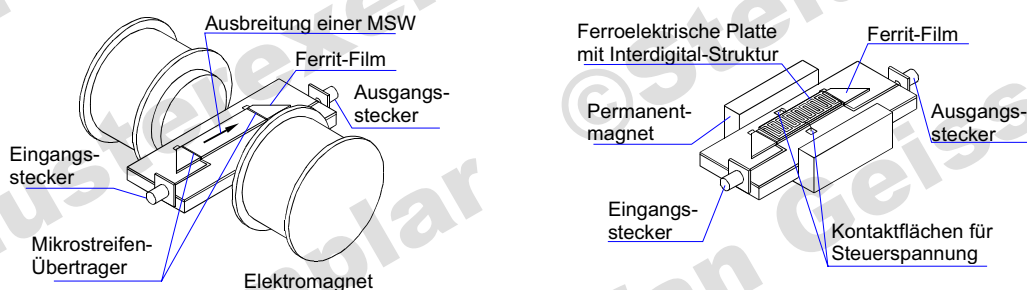


Abbildung 3.18: Prinzipieller Aufbau von Phasenschiebern auf ferrimagnetischem bzw. ferroelektrischem Substrat

Phasenschiebung mit variablen Induktivitäten und Kapazitäten

Filterschaltungen

Netzwerke, die Induktivitäten oder Kapazitäten beinhalten, können gezielt zur Phasenverschiebung genutzt werden. Das physikalische Grundprinzip ist auch hier das Zwischenspeichern des Signals in elektrischen Energiespeichern, den diskreten Induktivitäten und Kapazitäten.

Besonders gut zur Phasenverschiebung eignen sich Allpässe, da deren Amplitudengang frequenzunabhängig ist. Die Phasenverschiebung erfolgt bei richtiger Abstimmung des Allpasses deshalb ohne Einbrüche des Amplitudenganges. Abbildung 3.19 zeigt das Schaltbild und den Phasengang eines passiven Allpasses erster Ordnung. Die Phasenverschiebung erfolgt, indem alle Blindbauelemente mit N multipliziert werden. Lläuft N von 0 bis ∞ , so kann mit einem Allpass erster Ordnung eine theoretische Phasenverschiebung von 180° erzielt werden. Der Einstellbereich realer Bauelemente ist jedoch begrenzt, weshalb sich der dargestellte Phasengang auf Kurven von $N = 1$ bis $N = 10$, und damit die Phasenverschiebung auf $109,8^\circ$ beschränkt.

Größere Phasenverschiebungen sind mit Allpässen höherer Ordnung möglich. Ein Allpass dritter Ordnung, dessen Blindbauelemente ebenfalls den 10fachen Ausgangswert annehmen können, ist in Abbildung 3.20 dargestellt. Die Simulation ergibt eine maximal erreichbare Phasenverschiebung von $361,6^\circ$ bei $5,25 \text{ GHz}$, die damit geringfügig über den geforderten 360° liegt.

Der große Nachteil passiver Allpässe ist, dass sich Quelle und Senke nicht auf ein gemeinsames Bezugspotential beziehen. Ein Aufbau in Streifenleitertechnik, der immer asymmetrisch erfolgt, ist deshalb nur mit einer aufwändigen Symmetrierung möglich.

Hoch- und Tiefpassfilter sind ebenfalls als Phasenschieber nutzbar und haben den Vorteil eines asymmetrischen Aufbaus. Trotz frequenzabhängigem Amplitudengang ist die Transmissionsdämpfung richtig dimensionierter Filter gering. In Abbildung 3.21 ist ein Butterworth-Tiefpass dritter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $75,8 \text{ GHz}$ bei $N = 1$, und $7,58 \text{ GHz}$ bei $N = 10$ zu sehen. Die Grenzfrequenz von $7,58 \text{ GHz}$ ist so

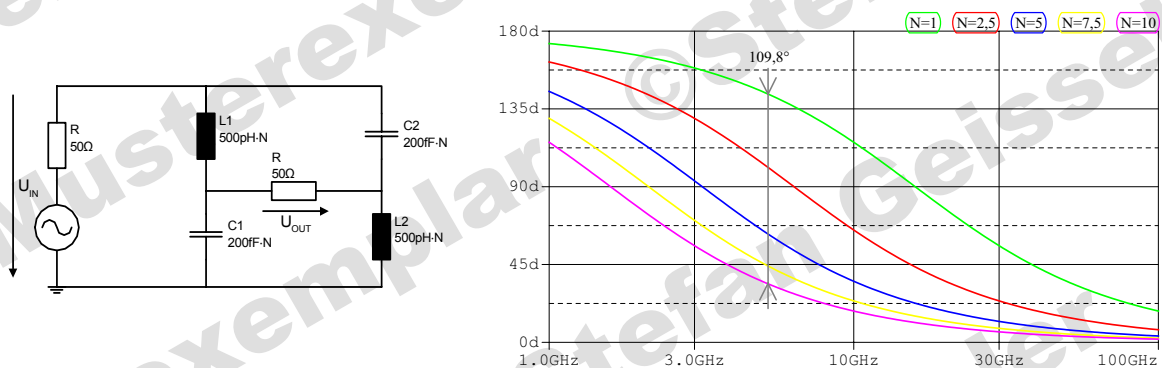


Abbildung 3.19: Schaltplan und Phasengänge eines Allpasses erster Ordnung

gewählt, dass sich bei $5,25 \text{ GHz}$ die Transmissionsdämpfung $S_{21} = S_{12} = 0,45 \text{ dB}$ und die Reflexionsdämpfung $S_{11} = S_{22} = 10 \text{ dB}$ ergibt. Damit ist eine maximale Phasenverschiebung von $79,8^\circ$ möglich.

Eine Phasenverschiebung von $367,3^\circ$ ist mit einem Butterworth-Tiefpass 15ter Ordnung erreichbar. Variable Kapazitäten sind in der Praxis leicht durch Kapazitätsdioden zu realisieren. Der Aufbau steuerbarer Induktivitäten ist jedoch ungleich aufwändiger. In gewissen Grenzen ist es jedoch auch möglich nur die Kapazitäten zu verändern, ohne allzu grosse Einbrüche des Amplitudenganges hervorzurufen. Abbildung 3.22 zeigt einen Tiefpass 15ter Ordnung, in dem nur noch die Kapazitäten um den Faktor $N = 10$ verändert werden können. Eine Butterworth-Abstimmung liegt nun nur noch bei $N = 3$ vor, bei allen anderen Werten zeigt der Amplitudengang einen Rippel. Die maximal erreichbare Phasenverschiebung reduziert sich ebenfalls auf 147° .

Die Induktivitäten können auch durch Streifenleiterbahnen ersetzt werden, die einfacher aufzubauen sind und richtig abgestimmt eine geringere Impedanztoleranz aufweisen. Die Nachteile eines Aufbaus in Streifenleitertechnik sind die großen Ausmaße der Schaltung, Bauteilstreuungen unter den Varaktordioden und die hohen Grenzfrequenzen. Die Phasenverschiebung per Tiefpass eignet sich deshalb besser zur Integration auf Halbleitersubstraten und findet hier somit keine Anwendung.

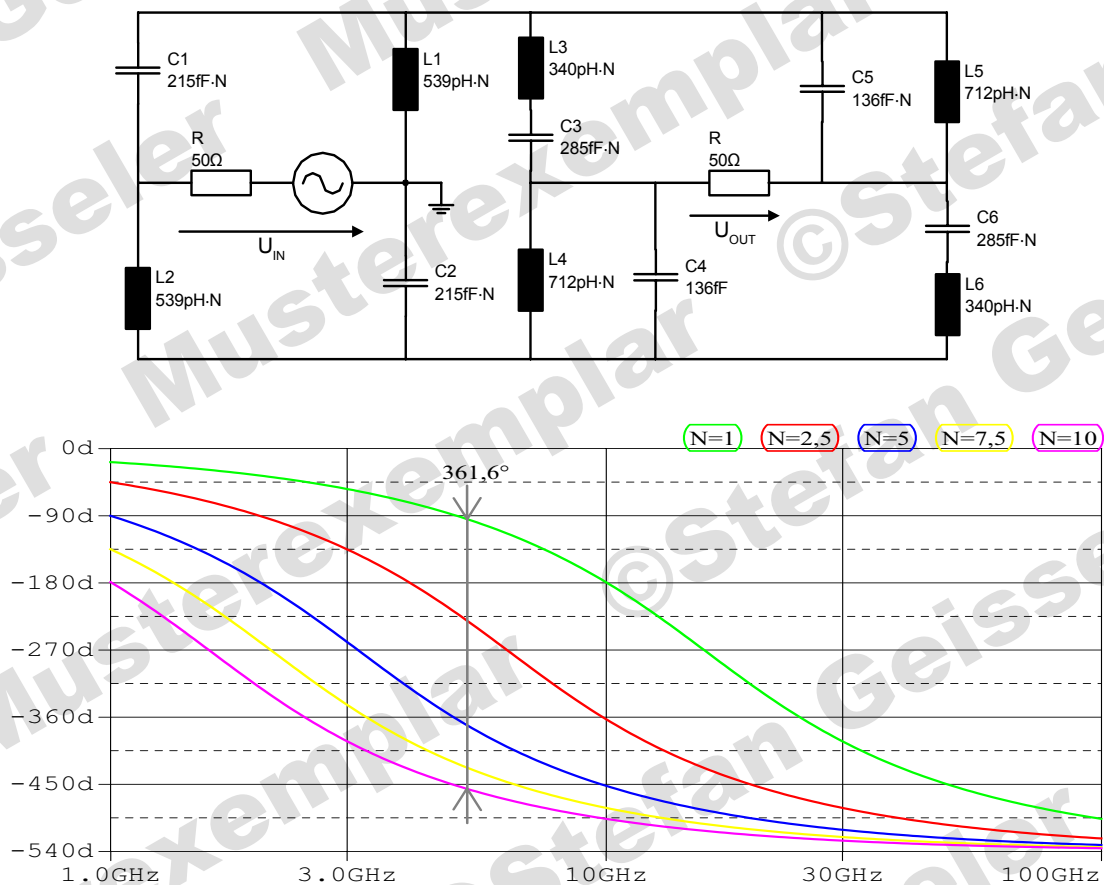


Abbildung 3.20: Schaltplan und Phasengänge eines Allpasses dritter Ordnung

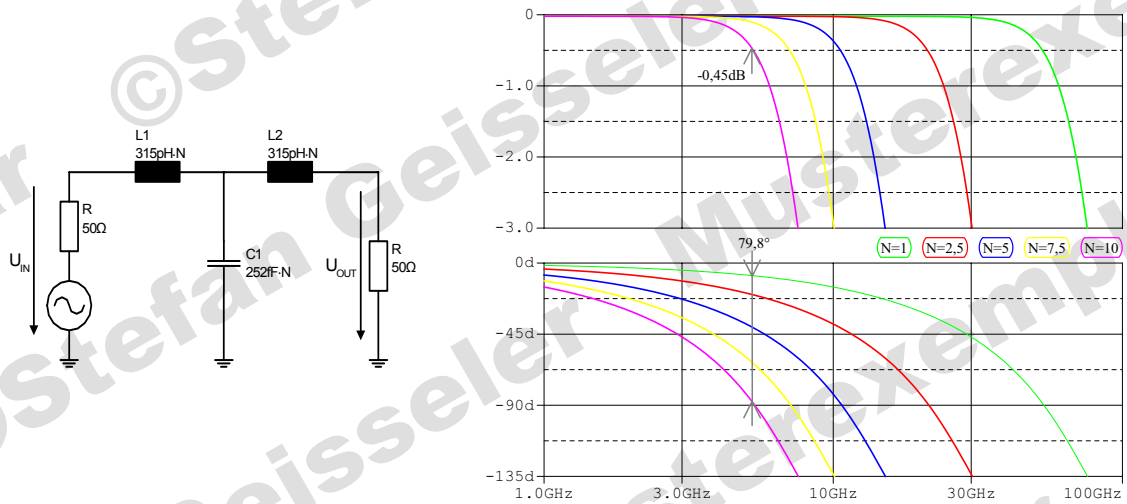


Abbildung 3.21: Schaltplan, Amplituden- und Phasengänge eines Tiefpasses dritter Ordnung

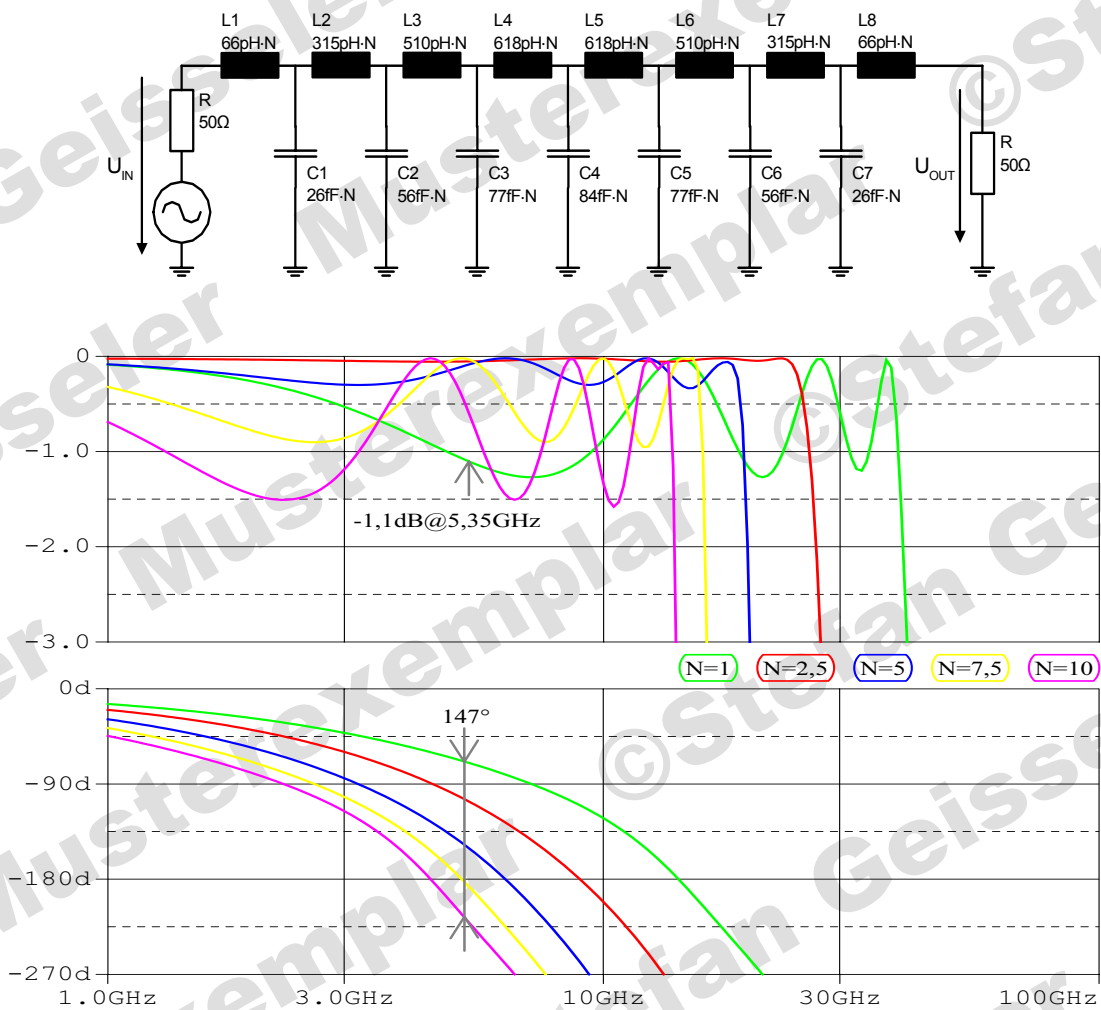


Abbildung 3.22: Schaltplan, Amplituden- und Phasengänge eines Tiefpasses 15ter Ordnung mit konstanten Induktivitäten

Reflektierendes Blindbauelement

Die Alternative ist der Einsatz einer steuerbaren Induktivität oder Kapazität in einem Reflexionsphasenschieber. Transmissionsverluste auf Grund von Fehlanpassungen erübrigen sich somit, da hier die reflektierte Welle das Nutzsignal darstellt. Aus der Impedanz \underline{Z}_x der Blindbauelemente folgt der Reflexionsfaktor

$$\underline{r} = \underline{S}_{11} = \frac{\underline{Z}_x - Z_L}{\underline{Z}_x + Z_L}. \quad (3.46)$$

Sind diese Blindbauelemente verlustlose Reaktanzen, so gilt für eine Induktivität

$$X_L = j\omega \cdot L \quad (3.47)$$

und für eine Kapazität

$$X_C = \frac{1}{j\omega \cdot C}. \quad (3.48)$$

Als steuerbare Reaktanz kommt auch hier vor allem die Varaktordiode in Frage. Der Reflexionsfaktor \underline{r}_{VD} einer nach Abbildung 3.23 beschalteten Diode ergibt sich unter Verwendung von Gleichung 3.46 und 3.48 zu

$$\underline{r}_{VD} = \underline{S}_{11} = \frac{1 - j\omega \cdot C_{VD} \cdot Z_L}{1 + j\omega \cdot C_{VD} \cdot Z_L}. \quad (3.49)$$

Betrag $|r_{VD}|$ und Phasenwinkel φ_{VD} des Reflexionsfaktors sind in der Eulerschen Darstellung ersichtlich:

$$\underline{r}_{VD} = |r_{VD}| \cdot e^{-j\varphi_{VD}}. \quad (3.50)$$

Der Realteil von \underline{r}_{VD} lautet

$$\text{Re}(\underline{r}_{VD}) = \frac{1 - \omega^2 \cdot Z_L^2 \cdot C_{VD}^2}{1 + \omega^2 \cdot Z_L^2 \cdot C_{VD}^2} \quad (3.51)$$



Abbildung 3.23: Varaktordiode, genutzt als variabler Reflexionsfaktor

und der Imaginärteil von r_{VD} beträgt

$$\text{Im}(r_{VD}) = -2 \cdot \frac{\omega \cdot Z_L \cdot C_{VD}}{1 + \omega^2 \cdot Z_L^2 \cdot C_{VD}^2} \quad (3.52)$$

Für den Betrag $|r_{VD}|$ und den Phasenwinkel φ_{VD} ergibt sich somit:

$$|r_{VD}| = \sqrt{\text{Im}^2(r_{VD}) + \text{Re}^2(r_{VD})} = 1, \quad (3.53)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{VD} &= \arctan\left(\frac{\text{Im}(r_{VD})}{\text{Re}(r_{VD})}\right) \\ &= \arctan\left(-2 \cdot \frac{(\omega \cdot Z_L \cdot C_{VD}) \cdot (1 + \omega^2 \cdot Z_L^2 \cdot C_{VD}^2)}{(1 + \omega^2 \cdot Z_L^2 \cdot C_{VD}^2) \cdot (1 - \omega^2 \cdot Z_L^2 \cdot C_{VD}^2)}\right) \\ &= \arctan\left(-2 \cdot \frac{\omega \cdot Z_L \cdot C_{VD}}{1 - \omega^2 \cdot Z_L^2 \cdot C_{VD}^2}\right). \end{aligned} \quad (3.54)$$

Aus Gleichung 3.53 folgt, dass die gesamte Leistung von der als verlustlos angenommenen Diode reflektiert wird. Theoretisch ist mit einer Kapazität, die von 0 bis ∞ steuerbar ist, eine Phasenverschiebung von 180° erzielbar. Bei derzeit erhältlichen Varaktordioden beträgt das Verhältnis von maximal zu minimal einstellbarer Kapazität jedoch meist nicht mehr als 10/1. Eine mittlere Kapazität von $C_{VD} = 0,7 \text{ pF}$ ist bei einer Frequenz von $5,25 \text{ GHz}$ ideal. Änderungen der Kapazität um diesen Wert führen zu einer maximalen Aussteuerung des Phasenwinkels φ_{VD} (siehe Abbildung 3.24). Die maximal einstellbare Phasenverschiebung kann mit geeigneten Transformationsnetzwerken erhöht werden. Für einen Einstellbereich von 360° müssen dennoch mehrere Dioden kaskadiert werden. In Abschnitt 4.2.4 werden zwei realisierte Phasenschieber, die nach diesem Prinzip arbeiten, beschrieben.

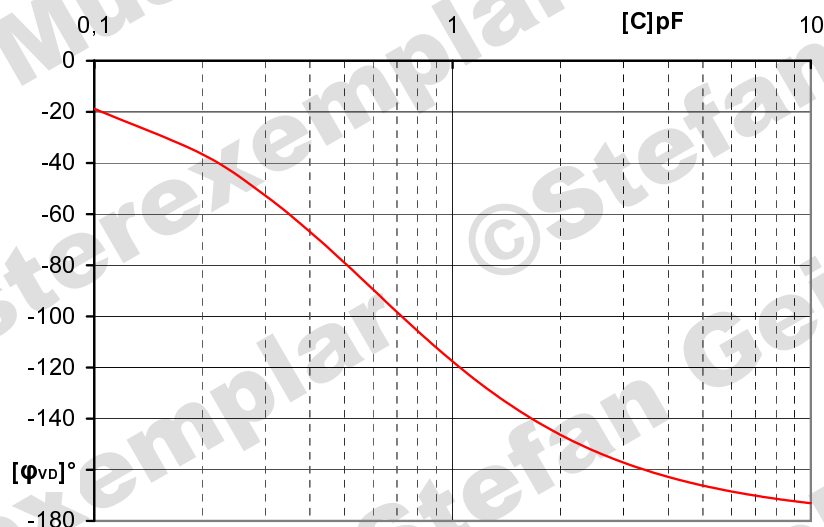


Abbildung 3.24: Phase φ_{VD} des Reflexionsfaktors bei $5,25 \text{ GHz}$, berechnet mit Gleichung 3.54

3.2.2 Wellentrennung mit Kopplern und Zirkulatoren

Einige Phasenschieber sind prinzipbedingt nur als Reflexions-Typ realisierbar. Andere, z.B. eine Ausziehleitung, können sowohl als Reflexions-, als auch als Transmissions-Typ ausgeführt werden. Der Reflexionsphasenschieber wird jedoch auch hier häufig favorisiert, da dessen Aufbau meist einfacher ist (siehe Abschnitt 4.2.1 und 4.2.4).

Ein weiteres Problem der Transmissionsphasenschieber sind Reflexionsverluste auf Grund von Fehlanpassungen. Das heißt, der ein- und ausgangsseitige Wellenwiderstand dieser Systeme kann je nach eingestelltem Phasenwinkel stark vom Nennwellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ abweichen. Die reflektierte Leistung fehlt jedoch nicht nur am Ausgang, sondern kann vor allem in Empfängersystemen zu unerwünschten Interferenzen in vorgeschalteten Komponenten, wie z.B. einem Mischer, führen. Von diesem Effekt sind jedoch nicht nur Phasenschieber betroffen, sondern auch andere 2-Tore wie z.B. einstellbare Dämpfungsglieder.

Lösbar ist dieses Problem, indem das 2-Tor ausgangsseitig mit einem verlustfreien, reflektierenden Abschluss versehen wird. Ein Transmissions- kann somit in einen Reflexionsphasenschieber umgewandelt werden. Das so entstandene 1-Tor wird mit Hilfe der hin- und rücklaufenden Welle $\underline{a}_1, \underline{b}_1$ und dem Reflexionsfaktor \underline{r} beschrieben.

Dieser ergibt sich aus dem Reflexionsfaktor des Abschlusses

$$\underline{r}' = \frac{\underline{b}'_1}{\underline{a}'_1} = \frac{\underline{a}_2}{\underline{b}_2}$$

und den S-Parametern des vorgeschalteten 2-Tors. Der Zusammenhang zwischen den Wellengrößen und S-Parametern eines beliebigen 2-Tors lautet:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{pmatrix} . \quad (3.55)$$

Aus diesen beiden Gleichungen folgt für den Reflexionsfaktor allgemein

$$\underline{r} = \frac{\underline{S}_{21} \cdot \underline{S}_{12}}{\frac{1}{\underline{r}'} - \underline{S}_{22}} + \underline{S}_{11} . \quad (3.56)$$

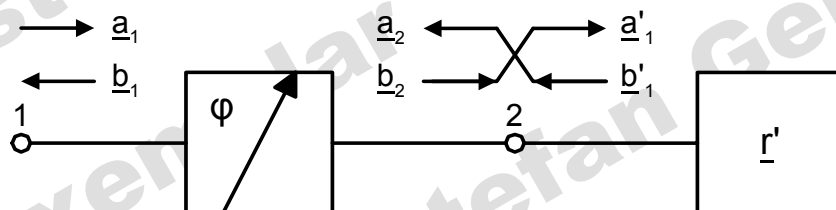


Abbildung 3.25: Umwandlung eines Transmissions- in einen Reflexionsphasenschieber mit Hilfe eines reflektierenden Abschlusses

Ein Sonderfall ist der ideale Transmissionsphasenschieber mit der S-Matrix

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.57)$$

die eingesetzt in Gleichung 3.56 einen Reflexionsfaktor von

$$\underline{r} = \underline{r}' \cdot e^{-j2\varphi} \quad (3.58)$$

ergibt. Danach verdoppelt sich die Phasenverschiebung φ , wenn ein 2-Tor auf diese Weise in ein 1-Tor umgewandelt wird. Weicht die S-Matrix von der aus Gleichung 3.57 ab, ohne dabei ihre Reziprozität zu verlieren, so bleibt diese Eigenschaft trotzdem erhalten.

Anschaulich ist die Verdoppelung des Phasenwinkels φ zu erklären, indem die zulaufende Welle \underline{a}_1 betrachtet wird. Diese muss den Phasenschieber nun zweimal - auf Hin- und Rückweg - durchqueren und benötigt dazu die doppelte Zeit.

Reflexionsphasenschieber sind in der Praxis nicht ohne weiteres einsetzbar, da sich die Wellengrößen auf derselben Leitung befinden. Es gibt jedoch verschiedene Möglichkeiten, die vor- und rücklaufende Welle wieder voneinander zu trennen. Zwei davon werden hier kurz besprochen, einerseits der Einsatz eines Zirkulators, andererseits der eines 3-dB-Richtkopplers.

Zirkulator

Zirkulatoren sind passive Bauelemente, die eine Richtwirkung auf die zulaufenden Wellen ausüben. Je nach Drehsinn des Zirkulators erfolgt die Leistungsübertragung immer nur an das links- bzw. rechtsseitig benachbarte Tor, während die restlichen Tore entkoppelt sind. Deutlich wird dieser Vorgang anhand der idealisierten S-Matrix

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23} \\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \cdot e^{-j\psi} \\ 1 \cdot e^{-j\psi} & 0 & 0 \\ 0 & 1 \cdot e^{-j\psi} & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.59)$$

eines 3-Tor-Zirkulators mit der Drehrichtung $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$ (siehe [8]). Der Phasenwinkel ψ zwischen zwei verkoppelten Toren ist abhängig von der Bauart des Zirkulators und bei einer festen Frequenz konstant.

Aus dem Abschließen eines Tores (in diesem Fall Tor 2) mit dem Reflexionsfaktor

$$\underline{r} = e^{-j2\varphi} \quad (3.60)$$

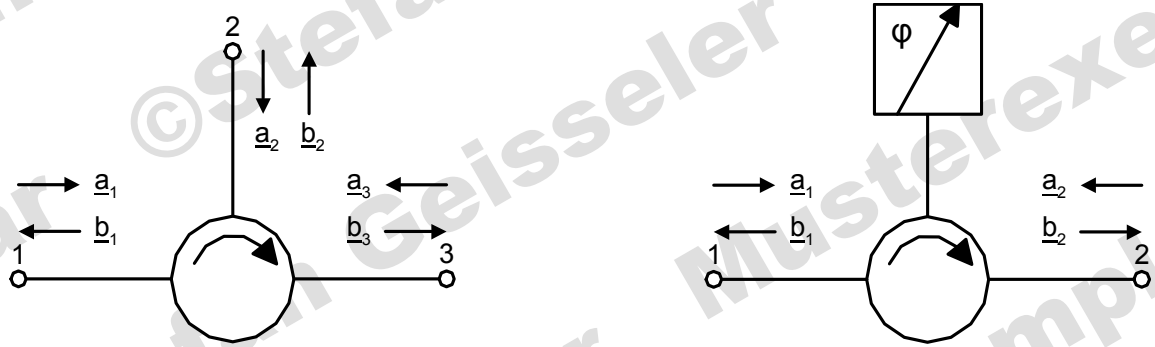


Abbildung 3.26: Wellentrennung bei einem Reflexionsphasenschiebern mittels eines Zirkulators

ergibt sich nach [5] die S-Matrix

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ r & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & e^{j\psi} \\ e^{-j(\psi+2\varphi)} & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.61)$$

Die Anpassung an den Wellenwiderstand ist mit $\underline{S}_{22} = 0$ und $\underline{S}_{11} = 0$ weiterhin ideal. Im Streuparameter \underline{S}_{21} erscheint der Phasenwinkel φ wieder. Der Streuparameter \underline{S}_{12} ist jedoch vom Phasenwinkel φ unabhängig, und die Phasenverschiebung erfolgt deshalb nur in Richtung $1 \rightarrow 2$. Zur Ansteuerung von Phased-Array-Antennen, die in Sende- und Empfangsrichtung die gleiche Richtcharakteristik aufweisen sollen, werden jedoch reziproke Phasenschieber benötigt. Eine Wellentrennung per Zirkulator scheidet in diesen Fällen somit aus.

3-dB-Richtkoppler

Ein Richtkoppler ist ein passives 4-Tor, das - wie der Name schon sagt - eine bestimmte Richtwirkung besitzt. Ein Sonderfall ist der 3-dB-Richtkoppler, der zur Wellentrennung genutzt werden kann. Dieser teilt die an einem beliebigen Tor zulaufende Leistung gleichmäßig auf zwei Tore auf, während das verbleibende Tor entkoppelt ist [4]. Die Phasenverschiebung zwischen den Ein- und Ausgängen bzw. den beiden geteilten Wellen variiert je nach Typ des Richtkopplers. Die am häufigsten vorkommenden sind 90°- und 180°-Richtkoppler.

Die S-Matrix des idealen 3-dB-90°-Richtkopplers beträgt:

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} & \underline{S}_{14} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23} & \underline{S}_{24} \\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33} & \underline{S}_{34} \\ \underline{S}_{41} & \underline{S}_{42} & \underline{S}_{43} & \underline{S}_{44} \end{pmatrix} = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.62)$$

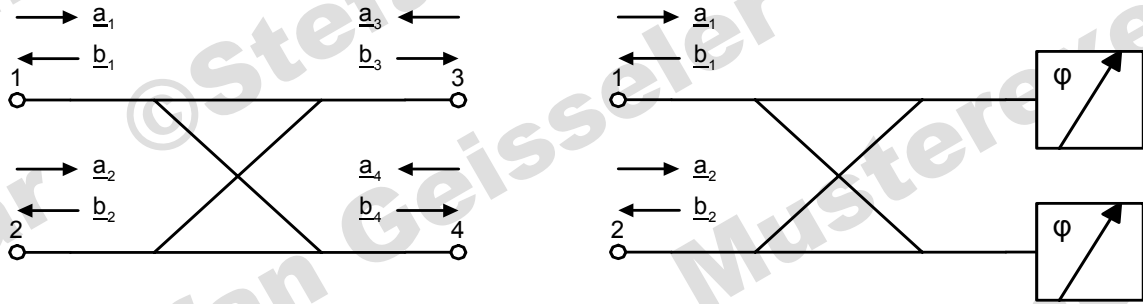


Abbildung 3.27: Wellentrennung bei zwei Reflexionsphasenschiebern mittels eines Richtkopplers

Wird Tor 3 und 4 mit zwei gleichen Reflexionsfaktoren abgeschlossen, so ergibt sich nach [5]:

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} = j \begin{pmatrix} 0 & r \\ r & 0 \end{pmatrix} = j \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.63)$$

Dieses System ist im Unterschied zum Zirkulator reziprok. Die Phasenverschiebung erfolgt somit in beiden Richtungen. Der Nachteil der Wellentrennung per 3-dB-Richtkoppler ist die Notwendigkeit von zwei Bauelementen mit gleichem Reflexionsfaktor. Weichen diese voneinander ab, so treten wiederum ein- und ausgangsseitige Fehlanpassungen auf.

Realisiert werden zwei Richtkoppler in Streifenleitertechnik (siehe Abschnitt 4.2.2), die in einem Kurzschlusschieber und in einem Reflexionsphasenschieber mit Varaktordiode Verwendung finden (siehe Abschnitt 4.2.3 und 4.2.4). Einer der beiden wird zudem in einer 4x4-Butler-Matrix eingesetzt (siehe Abschnitt 4.3.2).

3.2.3 Frequenzverschiebung durch Mischen

Das Multiplizieren zweier Signale unterschiedlicher Frequenz führt zu einem Signal, das die Differenz und die Summe beider Frequenzen enthält. Ein Mischer ermöglicht es also, die Frequenzlage eines Signals zu verschieben. Der mathematische Zusammenhang dazu lautet:

$$\begin{aligned} s_{HF}(t) &= s_{ZF}(t) \cdot s_{LO}(t) \\ &= 1 \cdot \cos(\omega_{ZF} \cdot t + \psi_{ZF}) \cdot 1 \cdot \cos(\omega_{LO} \cdot t + \psi_{LO}) \\ &= \frac{1}{2} [\cos((\omega_{ZF} - \omega_{LO}) \cdot t + \psi_{ZF} - \psi_{LO}) \\ &\quad + \cos((\omega_{ZF} + \omega_{LO}) \cdot t + \psi_{ZF} + \psi_{LO})]. \end{aligned} \quad (3.64)$$

Gleichung 3.64 zeigt, dass sich nicht nur die Frequenzlage verschiebt, sondern dass

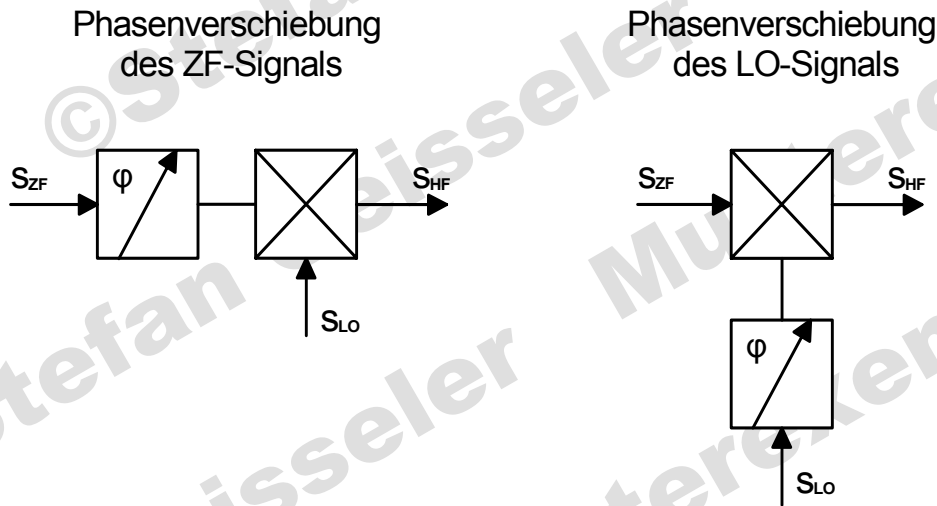


Abbildung 3.28: Verschiebung der Phase in der ZF-Ebene bzw. im LO-Signalzweig

auch die Phasenwinkel der beiden Eingangssignale $s_{ZF}(t)$ und $s_{LO}(t)$ im Sendesignal $s_{HF}(t)$ wiederzufinden sind. Der hier für das Aufwärtsmischen im Sendefall gezeigte Vorgang findet beim Abwärtsmischen im Empfangsfall gleichermaßen statt, das heißt: Die Phase des Empfangssignals ist auch hier im ZF-Signal enthalten. Die Phasenverschiebung kann somit auch im Local-Oszillator-Zweig oder in der ZF-Ebene erfolgen.

Die Phasenschieber sind auf Grund der geringeren Frequenz einfacher und kostengünstiger herzustellen, dies ist von erheblichem Vorteil. Erfolgt die Verschiebung im LO-Zweig so können die Phasenschieber auch durch phasensynchronisierbare Oszillatoren, die jeweils einen Mischer ansteuern, ersetzt werden.

Befindet sich die ZF in einem Frequenzbereich von maximal einigen 10 MHz, so kann diese mittels eines ADUs digitalisiert werden. Es ist somit möglich, die gesamte Signalverarbeitung, zu der auch die Steuerung des Richtdiagramms gehört, von einem leistungsfähigen Mikroprozessor übernehmen zu lassen.

3.3 Speisernetzwerke

3.3.1 Leistungsteiler

Die Aufteilung des Signals im Sendefall bzw. dessen Zusammenführung im Empfangsfall erfolgt im Speisernetzwerk. Geschieht dies mit Hilfe von Leistungsteilern, so kann zwischen einer seriellen und parallelen Speisung unterschieden werden.

In einem seriellen Speisernetzwerk befinden sich die Phasenschieber zwischen zwei benachbarten Antennen (siehe Abbildung 3.29). Deren Ansteuerung und damit das Schwenken des Richtdiagramms gestaltet sich relativ einfach, da alle Phasenschieber gleich eingestellt werden.

Nachteilig ist, dass für eine gleichmäßige Amplitudenbelegung Leistungsteiler mit

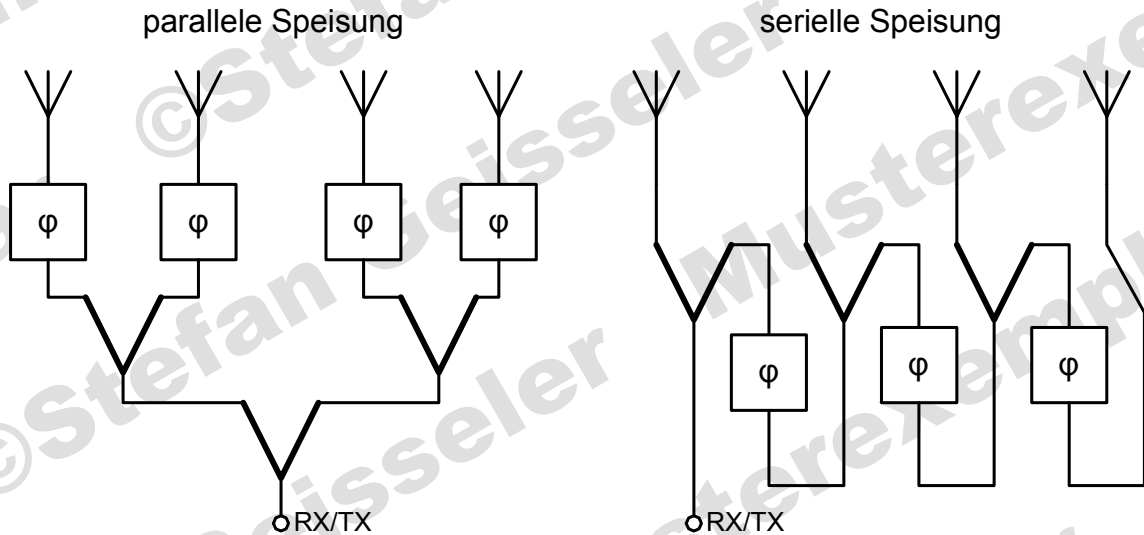


Abbildung 3.29: Prinzipschaltbild des parallelen bzw. seriellen Speisernetzwerkes

unterschiedlichen Teilungsverhältnissen nötig sind. Besitzen diese statt dessen alle das gleiche Teilungsverhältnis, so muss das Signal vor jeder Antenne mit Hilfe eines einstellbaren Dämpfungsglieds oder Verstärkers entzerrt werden. Die Ansteuerung der Phasenschieber einer parallel gespeisten Phased-Array-Antenne ist zwar aufwändig, dafür besitzen alle Leistungsteiler ein Teilungsverhältnis von 1/1.

Leistungsteiler mit ungleichem Teilungsverhältnis sind schwer zu realisieren. Außerdem sind für eine seriell gespeiste Array-Antenne $N-1$ unterschiedliche Teiler aufzubauen und abzustimmen. Die hier realisierten Array-Antennen werden deshalb mittels eines parallelen Speisernetzwerkes versorgt.

Das Schaltzeichen und die praktische Umsetzung mit $\lambda/4$ -Transformationsleitungen eines einfachen 3-dB-Leistungsteilers sind in Abbildung 3.30 dargestellt. Der Wellenwiderstand Z_{Lx} der $\lambda/4$ -Transformationsleitung ergibt sich aus

$$Z_{Lx} = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_{out}} . \quad (3.65)$$

Der Wellenwiderstand $Z_{in} = 50 \Omega$ des Leitungsstücks vor Tor 2 bzw. Tor 3 muss hier auf $Z_{out} = 100 \Omega$ transformiert werden. Deren Parallelschaltung führt dann wiederum

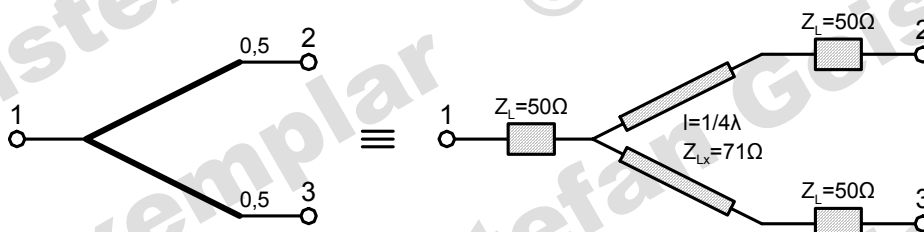


Abbildung 3.30: Schaltzeichen und schematische Darstellung in Streifenleitertechnik eines Leistungsteilers

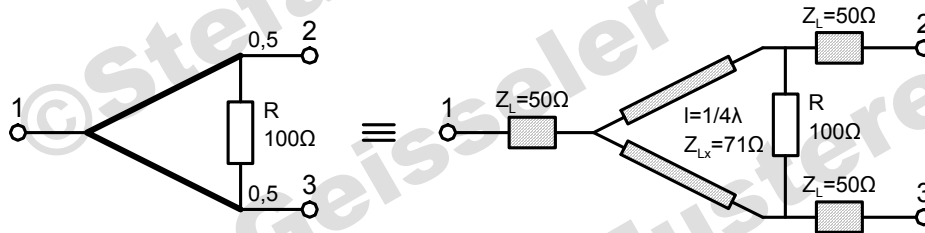


Abbildung 3.31: Schaltzeichen und schematische Darstellung in Streifenleitertechnik eines Wilkinsonsteilers

zum reflexionsfreien Leitungswellenwiderstand von $Z_L = 50 \Omega$ an Tor 1. Daraus folgt $Z_{Lx} = 71 \Omega$. Die S-Matrix eines solchen Teilers beträgt:

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23} \\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 1/2 & -1/2 \\ -j/\sqrt{2} & -1/2 & 1/2 \end{pmatrix}. \quad (3.66)$$

Dieser Teiler dient nur dazu, ein Signal an Tor 1 auf die beiden anderen Tore gleichmäßig aufzuteilen. Das Zusammenführen zweier Signale ist zwar möglich, doch auf Grund der hohen Reflexionsverluste und den Verkopplungen von Tor 2 und 3 findet dies keine praktische Anwendung.

Der einfache Leistungsteiler wird durch einen zusätzlichen Widerstand $R = 2 \cdot Z_L$, der die beiden Enden der $\lambda/4$ -Leitungen miteinander verbindet, zu einem Wilkinson-Teiler. Die Tore 2 und 3 dieses Teilers sind nun angepasst und voneinander isoliert. Die S-Matrix des Wilkinson-Teilers beträgt:

$$\underline{S} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23} \\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33} \end{pmatrix} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.67)$$

Ein Wilkinson-Teiler ist verlustbehaftet. So geht die Hälfte der Leistung, die von Tor 2 bzw. Tor 3 nach Tor 1 übertragen wird, am Widerstand $R = 100 \Omega$ verloren. Der Wilkinson-Teiler wird jedoch trotzdem häufig eingesetzt, da er relativ einfach aufzubauen ist. Der in dieser Arbeit realisierte 5,25-GHz-Wilkinson-Teiler (siehe Abschnitt 4.3.1) kommt in den Speisernetzwerken zweier Array-Antennen zum Einsatz (siehe Abschnitt 4.4.1).

3.3.2 Butler-Matrix

Die Versorgung des Antennen-Arrays kann außer den Speisetzwecken, bestehend aus Leistungsteilern und einstellbaren Phasenschiebern, auch mittels eines Matrix-Speisesystems erfolgen. Zu dieser Gruppe von Speisesystemen gehört u.a. die Butler-Matrix. Sie besteht bei Verwendung der Streifenleitertechnik aus einem Netzwerk von 3-dB-90°-Richtkopplern und Phasenschiebern. Diese besitzen, im Gegensatz zu den sonst benötigten, eine feste Phasenverschiebung und sind somit sehr einfach, z.B. durch Laufzeitleitungen, zu realisieren.

Die kleinste Butler-Matrix ist ein einzelner 3-dB-90°-Richtkoppler (siehe Abschnitt 4.2.2). An zwei der vier Anschlüsse können Sendesignal und Empfangssignal eingespeist bzw. entnommen werden, an den anderen beiden werden die Antennen angeschlossen. Da ein 3-dB-90°-Richtkoppler jeweils zwei Ein- bzw. Ausgänge besitzt, kann er als 2x2-Butler-Matrix betrachtet werden. Ist nur Eingang 1 beschaltet, so beträgt die Phasendifferenz zwischen Antenne eins und zwei -90° , ist nur Eingang 2 beschaltet, ergibt sich $+90^\circ$. Mit einer 2x2-Butler-Matrix sind somit zwei unterschiedliche Richtcharakteristiken möglich. Das Richtdiagramm zweier isotroper Antennen, die mit einer solchen Matrix gespeist werden ist in Abbildung 3.33 zu sehen.

Eine Butler-Matrix ist mathematisch betrachtet eine räumliche Ausführung der diskreten Fourier-Transformation (DFT) bzw. der fast Fourier-Transformation (FFT) [14]. Die Wahl eines Ein- bzw. Ausgangs ist das Analoga der Verschiebung eines Impulses im Zeitbereich. Diese Verschiebung führt nach der Fouriertransformation zu einem mit der Frequenz zu- bzw. abnehmenden Phasengang bzw., räumlich betrachtet, zu einer

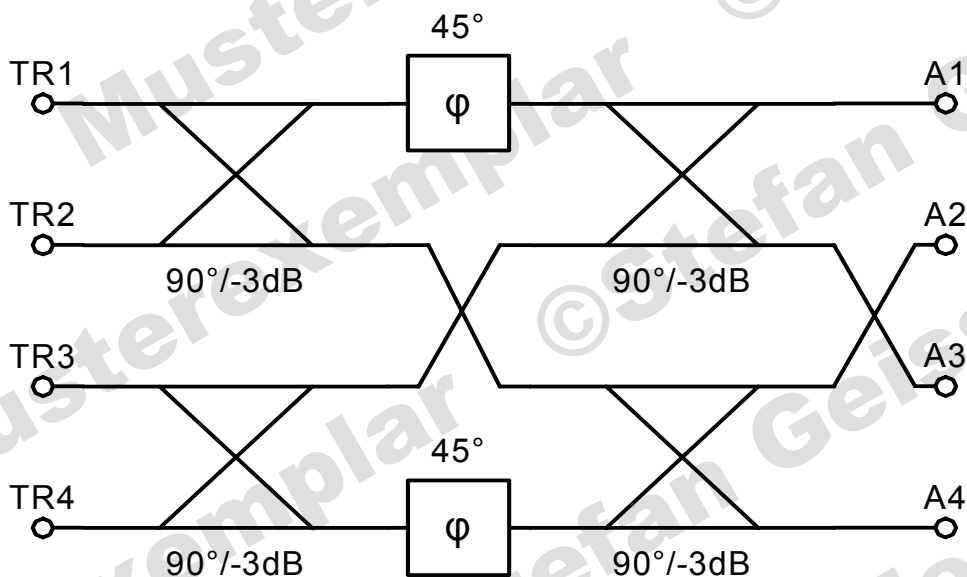


Abbildung 3.32: Prinzipschaltbild einer 4x4-Butler-Speisematrix

vergrößerten bzw. verringerten Phasendifferenz zwischen zwei benachbarten Antennenelementen. Die Ordnung der Butler-Matrix und damit die Anzahl der Ein- und Ausgänge ist somit, ähnlich der einfachen FFT, auf Werte von 2^n [0; 2; 4; 8; 16...] beschränkt. Beschaltet wird jeweils nur ein einzelner Eingang. Die Anzahl der Richtdiagramme ist deshalb immer gleich der Ordnung der Matrix. Das Maximum der Hauptkeule kann sich somit nicht bei 0° , dh orthogonal zur Antennenapertur befinden, da die Ordnung der Matrix immer geradzahlig ist.

Mit zunehmender Ordnung steigt die Anzahl der Richtkoppler überproportional an. Die zahlreichen Leiterbahnkreuzungen führen zudem zu Problemen bei der Realisierung. Außerdem wird ein HF-Umschalter benötigt, der das Signal zusätzlich dämpft und weitere Kosten verursacht. Aus diesem Grund beschränkt sich in dieser Arbeit die Realisierung auf eine 4x4-Butler-Matrix (siehe Abschnitt 4.3.2).

Ordnung der Matrix:	Benötigte Richtkoppler:	Phasendifferenzen $\Delta\varphi$ benachbarter Antennenelemente:	Schwenkwinkel der Hauptkeule bei $\Delta x = 1/2\lambda$:
2	1	$\pm 90^\circ$	$\pm 30^\circ$
4	4	$\pm 45^\circ$	$\pm 14^\circ$
		$\pm 135^\circ$	$\pm 48,6^\circ$
8	12	$\pm 22,5^\circ$	$\pm 7,2^\circ$
		$\pm 67,5^\circ$	$\pm 22^\circ$
		$\pm 112,5^\circ$	$\pm 38,7^\circ$
		$\pm 157,5^\circ$	$\pm 61^\circ$
16	32	$\pm 11,25^\circ$	$\pm 3,6^\circ$
		$\pm 33,75^\circ$	$\pm 11,8^\circ$
		$\pm 56,25^\circ$	$\pm 18,2^\circ$
		$\pm 78,75^\circ$	$\pm 25,9^\circ$
		$\pm 101,25^\circ$	$\pm 34,2^\circ$
		$\pm 123,75^\circ$	$\pm 43,4^\circ$
		$\pm 146,25^\circ$	$\pm 54,3^\circ$
		$\pm 168,75^\circ$	$\pm 69,6^\circ$

Tabelle 3.1: Erzielbare Phasendifferenzen und Schwenkwinkel von Butler-Matrizen

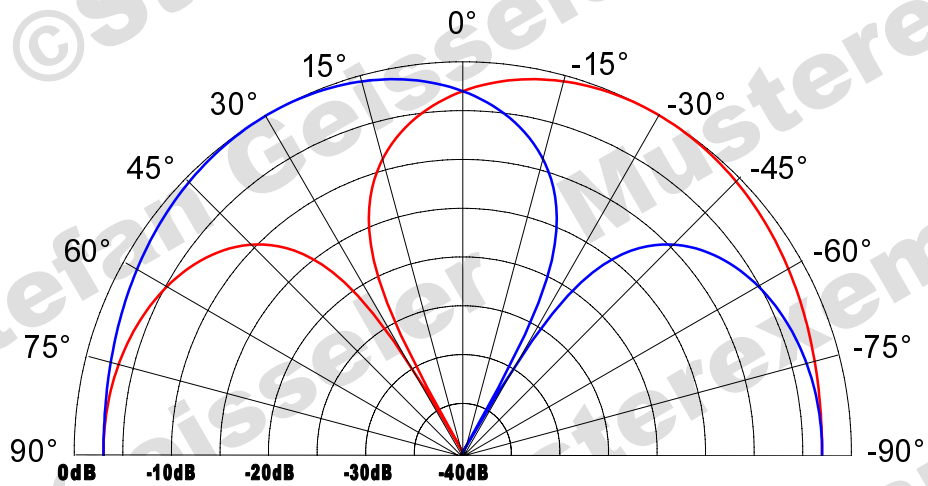


Abbildung 3.33: Richtdiagramme einer mittels 2x2-Butler-Matrix gespeisten Array-Antenne

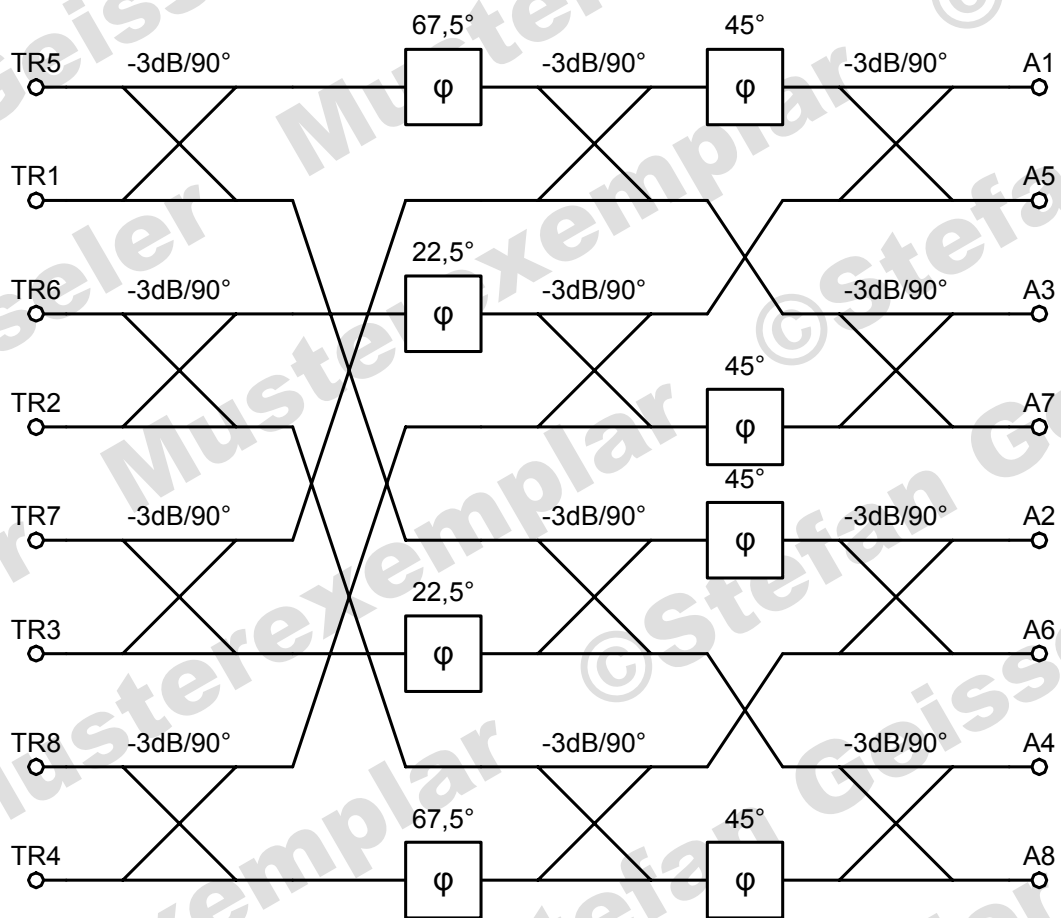


Abbildung 3.34: Prinzipschaltbild einer 8x8-Butler-Speisematrix

3.4 HF-Frontend

3.4.1 Grundlegendes Konzept

Der Entwurf des Frontends basiert im wesentlichen auf dem 802.11a-Standard [6] und den 5-GHz-Wlan-Auflagen [1] der RegTP. Dieser Standard sieht 8 Datenraten in 4 unterschiedlichen Modulationsarten vor. Abhängig von der Qualität des Übertragungskanals wird die schnellstmögliche Datenrate und Modulationsart gewählt. Die Übertragung über die Luftschnittstelle erfolgt, indem die digitalen Daten zusätzlich OFDM moduliert werden.

Ein OFDM-Symbol besteht aus 52 Unterträgern, von denen 48 Daten enthalten. Die einzelnen Unterträger befinden sich in einem Abstand von $312,5 \text{ kHz}$, wobei der auf der Mittenfrequenz liegende Unterträger ungenutzt bleibt. Damit ergibt sich die Bandbreite pro Kanal zu $(48 + 4 + 1) \cdot 312,5 \text{ kHz} = 16,5625 \text{ MHz}$. Festgelegt wurde aber ein Kanalraster von 20 MHz , um einen störungsfreien Betrieb benachbarter Kanäle zu gewährleisten [6]. Es können somit theoretisch 10 Kanäle in der zur Verfügung stehenden Gesamtbandbreite von 200 MHz untergebracht werden. Der 802.11a-Standard beschränkt die Anzahl der Kanäle jedoch auf 8, um eine Störung angrenzender Bänder zu verhindern.

Weitere vier Kanäle sind im Frequenzbereich von $5,725 \text{ GHz} - 5,825 \text{ GHz}$ vorgesehen. Im europäischen Raum ist dieses Band jedoch nicht für WLAN-Anwendungen freigegeben und somit im Entwurf auch nicht berücksichtigt.

Modulation:	Codierte Bits pro OFDM-Symbol:	Codiertrate:	Datenbits pro OFDM-Symbol:	OFDM-Symbolrate [$10^6/s$]:	Nettodatenrate [$Mbits/s$]:
BPSK	48	1/2	24	0,25	6
BPSK	48	3/4	36	0,25	9
QPSK	96	1/2	48	0,25	12
QPSK	96	3/4	72	0,25	18
16-QAM	192	1/2	96	0,25	24
16-QAM	192	3/4	144	0,25	36
64-QAM	288	2/3	192	0,25	48
64-QAM	288	3/4	216	0,25	54

Tabelle 3.2: Übersicht der in [6] festgelegten Modulationsarten und Datenraten

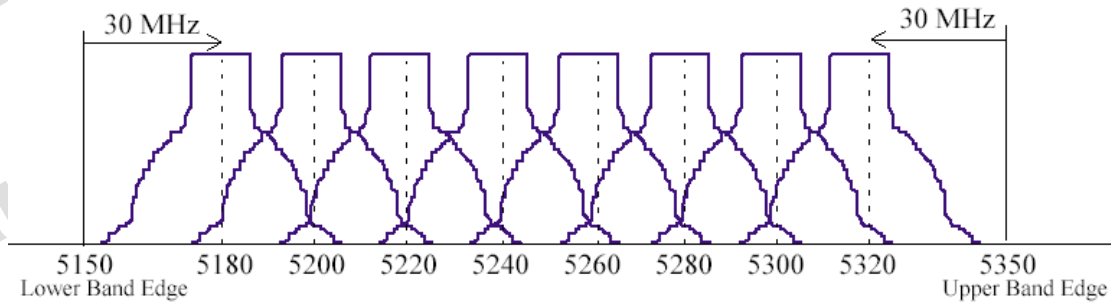


Abbildung 3.35: Belegung des Frequenzbandes von 5,15 GHz bis 5,35 GHz durch die einzelnen Kanäle nach [6]

Eine Übersicht der wesentlichen Komponenten des HF-Frontends gibt Abbildung 3.36. Grundlage dieses Systemaufbaus ist das Doppel-Superhead-Prinzip, wobei hier nur die erste ZF-Ebene dargestellt ist. Die zweite, nicht dargestellte ZF-Ebene, ist meist schon als OFDM-Modulator bzw. Demodulator ausgeführt. Der erste LO ist für die Wahl des Kanals variabel ausgelegt und liegt oberhalb der Sende- bzw. Empfangsfrequenz.

Der Bandpass zwischen Antenne und Rx/Tx-Schalter unterdrückt im Sendefall Oberwellen und das LO-Signal. Im Empfangsfall reduziert er die Rauschleistung und dämpft Störsignale und die Spiegelfrequenz. Die Spiegelfrequenz ergibt sich für $f_{LO} > f_{Empf}$ aus Empfangs- und Zwischenfrequenz zu

$$f_{SF} = f_{Empf} + 2 \cdot f_{ZF} . \quad (3.68)$$

Die Qualität und Bandbreite des Bandpasses bestimmt somit auch wesentlich die Lage der ZF. Da hier breitbandige Filter mit geringer Weitbereichsselektion zum Einsatz kommen, wird der ZF-Bereich mit $830 \text{ MHz} - 850 \text{ MHz}$ relativ hoch gewählt.

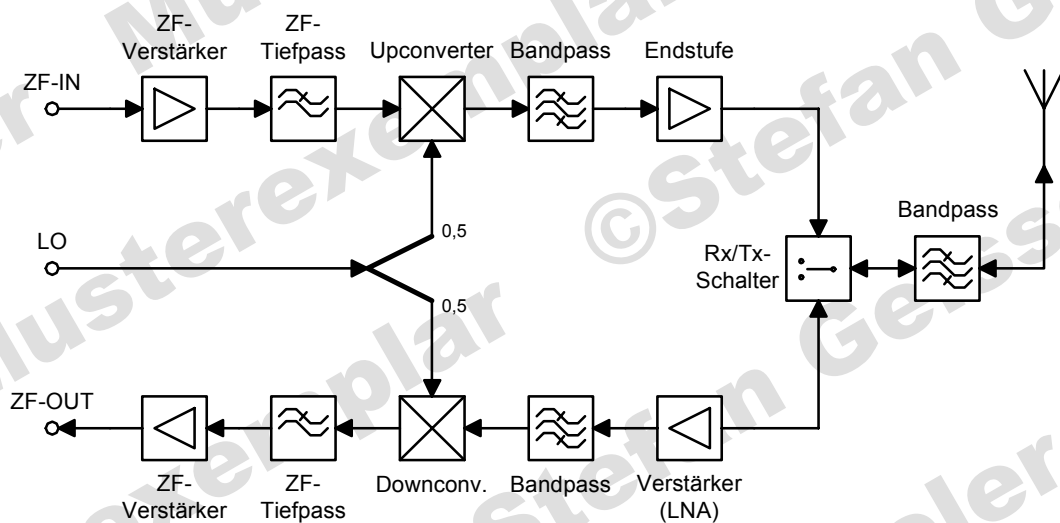


Abbildung 3.36: Blockschaltbild des HF-Frontends mit Komponenten der ersten ZF

Empfangsfrequenz (f_{Empf}):	LO-Frequenz (f_{LO}):	Zwischen- Frequenz (f_{ZF}):	Spiegelfrequenz (f_{SF}):
5,170 – 5,190 GHz	6,020 GHz	830 – 850 MHz	6,850 – 6,870 GHz
5,310 – 5,330 GHz	6,160 GHz	830 – 850 MHz	6,990 – 7,010 GHz

Tabelle 3.3: Frequenzbereich der Spiegelfrequenzen, abhängig vom empfangenen Kanal

Das gesamte HF-Frontend ist in Mikrostreifenleitertechnik realisiert. Die einzelnen Komponenten werden nach folgenden Kriterien ausgewählt:

- Manuelle Lötbarkeit und streifenleitergeeignet,
- Eignung für den gewünschten Frequenzbereich,
- Geringe Kosten und ausreichende Verfügbarkeit,
- Versorgungsspannung von 3 V,
- Geringe Rauschzahl für Empfängerkomponenten,
- Gute Großsignalfestigkeit, d.h. hohes P_{1dB} und IP_3 .

Alle Komponenten, mit Ausnahme der ZF-Verstärker, werden zum Testen und Vermessen zuerst getrennt voneinander aufgebaut. Für den späteren Einsatz ist jedoch ein mechanisch stabiles und gut abschirmendes Gehäuse erforderlich. Eine Störung des Empfängers durch einstrahlende Leistung des Senders wird vermieden, indem Sende- und Empfangsteil in zwei voneinander getrennten Aluminiumfräsgehäusen untergebracht werden.

3.4.2 Sendefrontend

Der Pegel des bereits OFDM-modulierten ZF-Signals wird im ZF-Verstärker des Sendefrontends angehoben und eventuell auftretende Oberwellen werden im ZF-Tiefpass ausgefiltert. Der Upconverter mischt das verstärkte Signal in die Sendefrequenzlage von 5,15 GHz – 5,35 GHz. Unerwünschte Signalanteile wie LO und Oberwellen werden wiederum im Bandpass gefiltert. Die Sende-Endstufe verstärkt das Signal auf einen ausreichenden Ausgangspegel. Unter ausreichend ist zu verstehen: so viel wie nötig, so wenig wie möglich. Das heißt: Die Sendeenergie muss groß genug sein, damit am Empfänger ein Signal-Störabstand entsteht, der es erlaubt, die gesendete Information zurückzugewinnen. Andererseits ist zu gewährleisten, dass WLAN-fremde Geräte durch das abgestrahlte Signal nicht beeinträchtigt werden.

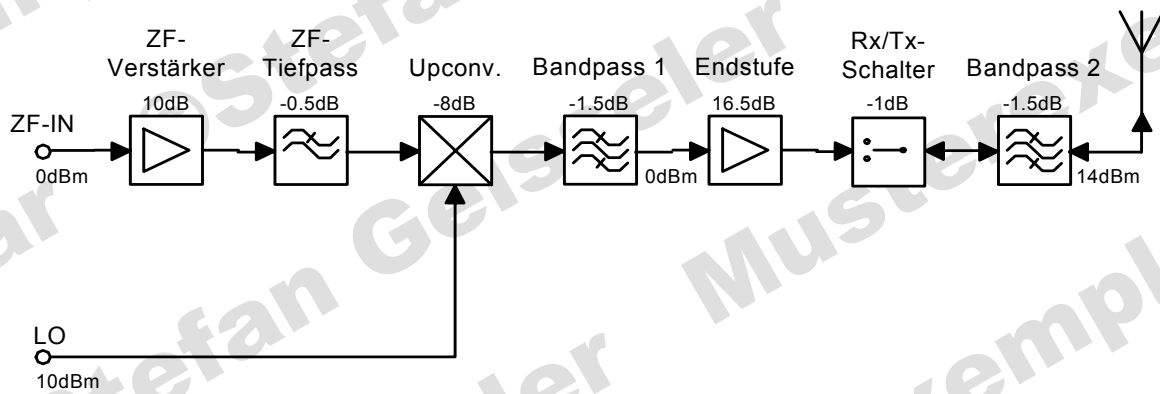


Abbildung 3.37: Blockschaltbild des Sendefrontends einschließlich der Komponenten der ersten ZF

Zu gegenseitigen Störungen kann es vor allem mit militärischen Funk- und Radar- anwendungen kommen, die im 5,25-GHz-Band die primären Senderechte besitzen. Werden diese durch ein WLAN-Netz beeinträchtigt, so steht der Betreiber dieses Netzes in der Pflicht, die Störungen zu beseitigen. Damit Störungen jedoch gar nicht entstehen, legte die RegTP im November/2002 [1] genaue Vorschriften für den Betrieb von WLAN-Sendern fest. Die für die Dimensionierung des Sendefrontends wichtigen Daten daraus sind:

- Maximal zulässige Strahlungsleistung $P_{EIPR/dBm} = 200 \text{ mW}$ bei Verwendung einer automatischen Sendeleistungsregelung von mindestens 6 dB ,
- Maximal zulässige Strahlungsleistung $P_{EIPR/dBm} = 30 \text{ mW}$ ohne Verwendung einer automatischen Sendeleistungsregelung.

EIRP ist die Abkürzung für Equivalent Isotropic Radiated Power. Sie gibt an, mit welcher Sendeleistung eine in alle Raumrichtungen abstrahlende Antenne versorgt werden müsste, um dieselbe Leistungsflussdichte zu erreichen wie mit einer bündelnden Richtantenne. Die maximal zulässige Ausgangsleistung des Senders lässt sich mit folgender Gleichung errechnen:

$$P_{out/dBm} = P_{EIPR/dBm} - G_{dB} . \quad (3.69)$$

Eine automatische Sendeleistungsregelung ist nur in einem vollständigen Sendempfangssystem möglich. Die 23 dBm Strahlungsleistung dient hier trotzdem als Richtwert für den Entwurf des Sendefrontends, da es sich um einen Prototypen handelt, der nur unter Laborbedingungen betrieben wird. Eine ZF-Eingangsleistung von 0 dBm führt nach Abbildung 3.37 auf eine Ausgangsleistung des Senders von 14 dBm . Es ist somit ein Antennengewinn von 9 dB zulässig.

Komponente:	Hersteller und Bezeichnung:	Dämpfung bzw. Verstärkung G :	1 dB-Kompressionspunkt $P_{1dB,Input}$:	Intercept-Punkt dritter Ordnung $IP_{3,Input}$:
ZF-Verstärker	NEC μ PC8220T	+10 dB	+5 dBm	–
ZF-Tiefpass	LC-Butterworth	-0,5 dB	–	–
Upconverter	Hittite HMC218	-8 dB	+8 dBm	+18 dBm
Bandpass 1	Würth 748323155	-1,5 dB	–	–
Endstufe	Agilent MGA-83563	+16,5 dB	-0,5 dBm	+14 dBm
Rx/Tx-Schalter	Hittite HMC436	-1 dB	+27 dBm	+47 dBm
Bandpass 2	Würth 748323155	-1,5 dB	–	–

Tabelle 3.4: Auswahl der Bauelemente des Sendefrontends und der ersten ZF

3.4.3 Empfangsfrontend

Das bereits gefilterte und bandbegrenzte Empfangssignal wird im LNA des Empfangsfrontends verstärkt. Der nachfolgende Bandpass dämpft nochmals Stör- und Spiegel-frequenzen. Im Downconverter wird das Signal wieder in die erste ZF-Ebene heruntergemischt. Der ZF-Tiefpass filtert wiederum das LO-Signal und Störfrequenzen aus und dient der Kanaltrennung. Ein als AGC ausgelegter ZF-Verstärker nimmt eine Pegelanpassung des Signals vor und stellt es der zweiten Mischstufe bzw. dem OFDM-Demodulator zur Verfügung.

Zur Regelung des ZF-Verstärkers muss ein kleiner Teil der Empfangsleistung mittels eines Richtkopplers ausgekoppelt werden. Dieser befindet sich in dem Empfangs-System vor dem ZF-Verstärker, ist jedoch hier nicht berücksichtigt und dargestellt, da er im Weiteren keine Relevanz hat und der ZF-Verstärker selbst auch nicht realisiert wird.

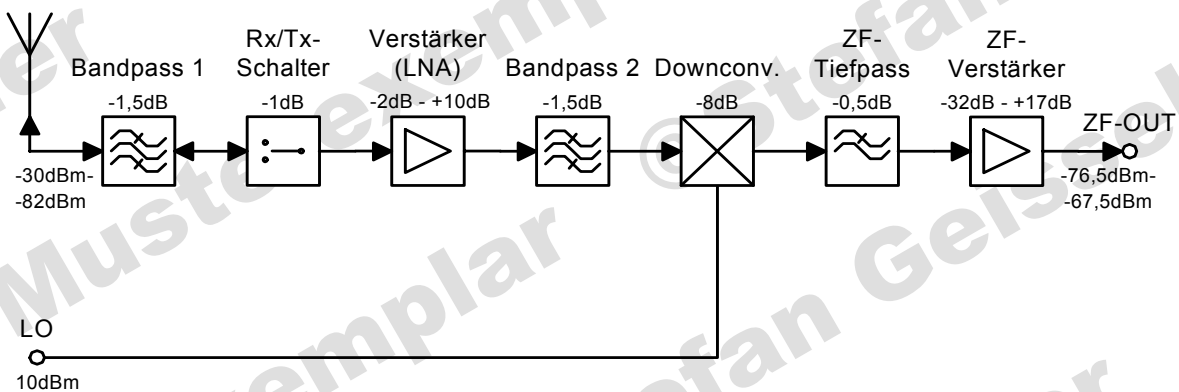


Abbildung 3.38: Blockschaltbild des Empfangsfrontends einschließlich der Komponenten der ersten ZF

Komponente:	Hersteller und Bezeichnung:	Dämpfung bzw. Verstärkung G :	1 dB-Kompressionspunkt $P_{1dB,Input}$:	Intercept-Punkt dritter Ordnung $IP_{3,Input}$:	Rauschzahl $F_{x,dB}$:
ZF-Verstärker	NEC μ PC8204T	-32 dB bis +13 dB	-8 dBm	-	7,5 dB
ZF-Tiefpass	LC-Butterworth	-0,5 dB	-	-	0,5 dB
Down-converter	Hittite HMC218	-8 dB	+8 dBm	+18 dBm	8 dB
Bandpass 1	Würth 748323155	-1,5 dB	-	-	1,5 dB
Verstärker (LNA)	Agilent MGA-72543	-2 dB bzw. +10 dB	-2 dBm	+14 dBm	1,7 dB
Rx/Tx-Schalter	Hittite HMC436	-1 dB	+27 dBm	+47 dBm	1 dB
Bandpass 2	Würth 748323155	-1,5 dB	-	-	1,5 dB

Tabelle 3.5: Auswahl der Bauelemente des Empfangsfrontends und der ersten ZF

Ein Tiefpass kann nur zur Kanaltrennung genutzt werden, wenn angenommen wird, dass die Frequenz des zweiten LO oberhalb der ersten ZF liegt. Andernfalls ist ein Bandpass nötig, da die Spiegelfrequenzen in diesem Fall unterhalb des gewünschten Kanals liegen und somit nicht von einem Tiefpass filterbar sind. Ein Bandpass ist jedoch generell besser geeignet, da er nicht nur die Spiegelfrequenzen unterdrückt, sondern auch das Rauschen reduziert und das Risiko einstrahlender Störfrequenzen minimiert. In hochwertigen Empfängern kommen daher vor allem SAW- und Quarzfilter mit einem guten Shape-Faktor zum Einsatz. Auf Grund der Verfügbarkeit und des einfacheren Aufbaus findet in diesem Prototyp jedoch ein einfacher LC-Tiefpass Verwendung.

Neben Sendeleistung, Funkfelddämpfung und Störungen auf Grund von Interferenzen und anderen Geräten ist das Rauschen des Empfängers ausschlaggebend für die Reichweite und Übertragungsrate eines Kommunikationssystems. Die Komponenten des Empfängers werden deshalb - im Gegensatz zu denen des Senders - auch an Hand ihres Rauschens ausgewählt.

Das Rauschmaß bzw. die Rauschzahl F_x der einzelnen Komponenten ist in eine Rauschtemperatur unzurechenbar, die der Temperatur eines rein thermisch rauschenden

Modulation:	BPSK	BPSK	QPSK	QPSK	16-QAM	16-QAM	64-QAM	64-QAM
Coderate:	1/2	3/4	1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4
Datenrate:	6	9	12	18	24	36	48	54
Empfänger-Empfindlichkeit:	-82	-81	-79	-77	-74	-70	-66	-65

Tabelle 3.6: Mindestforderung an die Empfängerempfindlichkeit nach [6]

Widerstands entspricht:

$$T_{vx} = (F_x - 1) \cdot T_0 \quad (3.70)$$

mit

$$F_x = 10^{(F_{x,dB}/10)} \quad (3.71)$$

Aus der Kettenschaltung der einzelnen Komponenten, die allgemein als rauschende 2-Tore beschreibbar sind, ergibt sich die Gesamt-Rauschtemperatur zu:

$$T_{vges} = T_{v1} + \frac{T_{v2}}{G_1} + \frac{T_{v3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{T_{vn}}{G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_n} \quad (3.72)$$

Die Gesamt-Rauschtemperatur des dargestellten Empfangs-Systems beträgt somit $T_{vges} = 3321 \text{ K}$. Aus dieser folgt mit

$$F_{ges,dB} = 10 \cdot \log \left(1 + \frac{T_{vges}}{T_0} \right) \quad (3.73)$$

eine Empfänger-Rauschzahl von $F_{ges,dB} = 10,95 \text{ dB}$.

Relevant für die Bitfehlerrate und damit die Übertragungsrate und Reichweite ist der am Ausgang zur Verfügung stehende Signalstörabstand. Er ergibt sich aus dem Signalstörabstand $S/N_{E,dB}$, der am Eingang des Empfängers - d.h. am Antennenfußpunkt - vorliegt und der Rauschzahl $F_{ges,dB}$ des Empfängers zu

$$S/N_{A,dB} = S/N_{E,dB} - F_{ges,dB} \quad (3.74)$$

mit

$$S/N_{E,dB} = \frac{P_E}{k \cdot \Delta f \cdot T_a} \quad (3.75)$$

Kapitel 4

Realisierung der Systemkomponenten

4.1 Grundlagen

HF-Schaltungen stellen generell hohe Anforderungen an Bauelemente und Fertigungsprozesse. Der wesentliche Unterschied zu NF-Schaltungen besteht jedoch darin, dass die Ausmaße der Baugruppen gegenüber der Wellenlänge nicht mehr zu vernachlässigen sind. Ein provisorischer Schaltungsaufbau auf einem Steckbrett oder einer Lochrasterplatine ist deshalb oft schon ab Frequenzen von einigen 10 MHz nicht mehr möglich.

Die Realisierung der meisten HF-Baugruppen erfolgt aus diesem Grund in Streifenleitertechnik. In dieser Technik besitzt jede Leitung einen im Entwurf festgelegten Wellenwiderstand und eine festgelegte elektrische Länge. Der Wellenwiderstand und die elektrische Länge sind wiederum abhängig vom Basismaterial und der Geometrie der Streifenleitung. So haben z.B. breite Leiterbahnen einen geringeren Wellenwiderstand als schmale. Auf die Streifenleitertechnik wird im Weiteren jedoch nicht genauer eingegangen, einen guten Einstieg bietet aber [7],[20] und [23].

Die Optimierung und Abstimmung einer Streifenleiterschaltung ist aufwändiger als bei konventionellen Schaltungen, da dazu die Geometrie der Leiterbahnen verändert werden muss. Es besteht zwar die Möglichkeit, einzelne Leiterbahnen durch Abtragen oder Auflöten von Kupferbahnen zu manipulieren. Dies ist jedoch aufwändig und nur für Feinabstimmungen sinnvoll. Stark vom Entwurf abweichende Messwerte erfordern deshalb immer einen Neuaufbau der Schaltung.

4.1.1 Allgemeine Grundlagen

Der erfolgreiche Aufbau einer Streifenleiterschaltung hängt von einigen zu beachtenden grundlegenden Punkten ab:

- Die Wahl eines geeigneten Substratmaterials ist zu Beginn des Entwurfs zu treffen und sollte der Problemstellung gerecht werden. Neben der Grenzfrequenz ist vor allem die Dicke und die Permittivität ϵ_r des Substrats zu beachten. Diese sind so zu wählen, dass die Leiterbahnen nicht zu breit, aber auch nicht zu schmal werden. So können schmale Leiterbahnen zwar besser an kleine Bauelemente angeschlossen werden, sind aber auch anfälliger für Fertigungstoleranzen als breite Leiterbahnen. Zusätzlich wird der Verkürzungsfaktor zum größten Teil vom ϵ_r des Substratmaterials bestimmt. Auch hier gilt es, einen Kompromiss zwischen Miniaturisierung und Fertigungstoleranzen zu finden.
- Generell gilt für jede Schaltungsentwicklung, dass ein sorgfältiger Entwurf eventuell auftretenden Problemen während der Realisierung vorbeugt. Dies ist ein Punkt, der bei Streifenleiterentwürfen besonders wichtig ist, da nachträgliche Korrekturen an der aufgebauten Schaltung nur sehr begrenzt möglich sind.
- Als Fertigungstechnologie kommt an der FH-Bochum das Isolierfräsen und das Ätzverfahren in Frage. Nachteile des Isolierfräsens gegenüber dem Ätzverfahren sind längere Produktioszeiten, aufwändigere Erstellung der Vorlagen und größere Toleranzen. Das Isolierfräsen beschädigt außerdem das Substrat, was wiederum nicht vorhersehbare Auswirkungen auf die Ergebnisse hat. Sämtliche Platinen werden deshalb im Ätzverfahren gefertigt. Maßtoleranzen können bei diesem Verfahren während der Erstellung der Vorlage, dem Belichten der fotobeschichteten Platine und dem Ätzen an sich entstehen.
- Die Layouterstellung erfolgt mit einem beliebigen vektorbasierenden Zeichenprogramm, in diesem Fall mit Autocad2000[©] und Ansoft Desinger SV[©]. Ungeeignet sind Programme, die auf Pixelbasis arbeiten, da diese je nach Auflösung mehr oder weniger große Maßtoleranzen verursachen. Gute Vorlagen mit hohem Kontrast und Auflösungen von bis zu 3600 *dpi* liefert der Fotoplotter der FH-Druckerei. Dieser verarbeitet die Dateiformate PDF und Post Script. Die PDF- bzw. PS-Dateien müssen dazu im Maßstab 1 : 1 vorliegen und sollten die maximale Auflösung des Druckers nutzen.
- Die Vorlage sollte während des Belichtungsvorgangs vollständig auf der fotobeschichteten Platine aufliegen. Eine sich von der Platine abhebende Vorlage führt zu unsauberen, nicht maßhaltigen Kupferbahnen. Entscheidend für das spätere Ergebnis ist auch die Qualität und das Alter der Fotobeschichtung.

- Unterätzungen führen auch bei korrekter Belichtung und Entwicklung immer zu Maßtoleranzen. Die Vorlage für Streifenleiterschaltungen, bei denen eine hohe Genauigkeit erforderlich ist, muss deshalb einen Ätzzuschlag enthalten. Dieser ist vom Ätzzvorgang und der Stärke der Kupferschicht abhängig. Versuche haben gezeigt, dass ein 20-minütiger Tauchätzvorgang in 30-prozentiger Salzsäure zu Unterätzungen von etwa einer halben Kupferschichtdicke führt. Die Leiterbahn auf der Vorlage muss deshalb um eine Kupferschichtdicke breiter sein, da die Unterätzungen an beiden Seiten der Leiterbahn stattfinden. Der Kupferabtrag während des Tauchätzens geschieht jedoch sehr ungleichmäßig; der Ätzzuschlag ist deshalb nur ein ungefährender Richtwert. Ein gleichmäßigeres aber auch aufwändigeres Verfahren ist das Sprühätzen, das in der FH-Bochum aber keine Anwendung findet.
- Masseverbindungen, die auch bei hohen Frequenzen eine geringe Impedanz aufweisen, werden als HF-Masse bezeichnet. Diese wird für einige Bauelemente von der Massefläche über Durchkontaktierungen auf die Oberseite der Mikrostreifenleiterschaltung geführt. Die Durchkontaktierungen sind mit einer parasitären Impedanz behaftet, deren Wert vom Bohrdurchmesser, der Substratdicke und der Leiterbahnbreite abhängig ist [18]. Einfache Drahtdurchkontaktierungen sind deshalb nur für Frequenzen bis ca. 3 GHz verwendbar. Bei höheren Frequenzen können die parasitären Effekte über den Innen- und Außendurchmesser der Durchkontaktierungen kompensiert werden. Die zur Realisierung solcher Durchkontaktierungen nötigen Anlagen und Werkzeuge sind in den Laboren der FH-Bochum jedoch nicht vorhanden. Es ist aber eine ausreichend geringe Impedanz erreichbar, indem besonders oft und in einem geringen Abstand durchkontaktiert wird. Bewährt hat sich hier ein Bohrdurchmesser von $0,6\text{ mm}$ in einem Abstand von 1 mm .

4.1.2 Beispiel einer Anpassungsschaltung

Die geometrische Form der Leiterbahnen bestimmt, wie schon erwähnt, das Verhalten einer Mikrostreifenleiterschaltung. Kapazitäten und Induktivitäten sind somit durch speziell geformte Leiterbahnstücke ersetzbar. Es sind dadurch Schaltungen realisierbar, die keine diskreten Bauelemente enthalten und nur aus Leiterbahnen bestehen. Die Geometrie der Leiterbahnstücke ist eine Funktion der Permittivität und Höhe des Substrats und der Frequenz. Einfache Streifenleiterschaltungen sind mit Hilfe der Streifenleitergleichungen aus [7], [20] oder [18] berechenbar. Simulationsprogramme kommen zum Einsatz, wenn die reale Streifenleiterschaltung nicht mehr mit einfachen Modellen beschrieben werden kann oder der Aufwand der klassischen Berechnungsmethoden nicht mehr zu vertreten ist.

Vom Entwurf zur fertig aufgebauten Streifenleiterschaltung sind verschiedene Vorgehensweisen möglich, die sich jedoch alle ähneln. Die hier verwendete Methode wird im Folgenden am Beispiel eines Anpass-Netzwerkes für das Verstärker-IC MGA-83563 der Firma Agilent, das sich auf 0,508 mm starkem TLX-8 ($\epsilon_r = 2,55$) der Firma Taconic befindet, beschrieben.

Ausgangspunkt des Schaltungsdesigns sind die S-Parameter des Bauelements. Diese sind meist im Datenblatt des Herstellers angegeben. In Tabelle 4.1 ist ein Auszug daraus für den hier benötigten Frequenzbereich dargestellt. Sind die S-Parameter nicht bekannt, so können sie mithilfe eines Netzwerk-Analysators bestimmt werden. Bei passiven Bauelementen wie z.B. einem Kondensator, einer Streifenleiterbahn oder einer Antenne ist häufig nur die Eingangs-Impedanz angegeben. Diese kann einerseits in die S-Parameter umgerechnet, andererseits aber für die folgenden Schritte auch direkt verwendet werden.

Die zur Mittenfrequenz, hier 5,25 GHz, gehörenden S-Parameter \underline{S}_{11} und \underline{S}_{22} werden in das Smith-Diagramm eingetragen. Ist der S-Parameter bei dieser Frequenz nicht angegeben und zudem die Schrittweite und Streuung relativ hoch, so empfiehlt es sich, aus den gegebenen Punkten ein Interpolationspolynom zu berechnen und den

Frequenz [GHz]:	\underline{S}_{11}		\underline{S}_{21}		\underline{S}_{12}		\underline{S}_{22}	
4,8	0,35	-40°	6,45	-137°	0,039	81°	0,72	163°
5,0	0,35	-39°	5,87	-145°	0,040	78°	0,71	155°
5,2	0,33	-36°	5,35	-152°	0,042	76°	0,70	148°
5,4	0,33	-32°	4,88	-159°	0,044	77°	0,71	140°
5,6	0,35	-25°	4,49	-165°	0,047	75°	0,70	132°
5,8	0,41	-29°	4,16	-170°	0,051	73°	0,66	127°
6,0	0,47	-46°	4,03	-177°	0,057	64°	0,68	123°

Tabelle 4.1: S-Parameter von 4,8 bis 6,0 GHz des Verstärker-ICs Agilent MGA-83563

Frequenz [GHz]:	\underline{S}_{11}	\underline{S}_{21}	\underline{S}_{12}	\underline{S}_{22}
5,25	0,33 -35°	5,23 -154°	0,043 76°	0,70 146°

Tabelle 4.2: Interpolierte S-Parameter des Verstärkers MGA-83563 bei $f=5,25$ GHz

S-Parameter aus dieser Funktion abzulesen. Hier reicht jedoch eine lineare Interpolation zwischen $5,2$ GHz und $5,4$ GHz aus (siehe Tabelle 4.2).

Der im Zentrum des Smith-Diagramms liegende Anpasspunkt ist mittels eines Anpassnetzwerkes, das aus Kapazitäten, Induktivitäten, Speise- und Stichleitungen verschiedener Längen und Wellenwiderstände bestehen kann, erreichbar. Die Anzahl der möglichen Anpassnetzwerke ist theoretisch unbegrenzt, praktisch kommen davon jedoch nur wenige in Frage. So finden auf Grund der Bauteiltoleranzen und der hohen Frequenzen hier keine diskreten Induktivitäten und Kapazitäten Verwendung. Das Anpassnetzwerk besteht also ausschließlich aus Streifenleiterbahnen, die so dimensioniert sein müssen, dass sie einerseits mit geringen Toleranzen gefertigt werden können, andererseits aber auch klein genug sind, um auf der Platine Platz zu finden.

Das als Shareware verfügbare Softwaretool CSERPAR¹ übernimmt hier die Aufgabe des auf Papier gedruckten Smith-Diagramms (siehe Abbildung 4.2). Es können somit wesentlich einfacher verschiedene Anpassnetzwerke miteinander verglichen werden. Die hier für Ein- und Ausgang Ausgewählten sind in Abbildung 4.1 zu sehen. Die aus CSERPAR entnommenen Werte für Wellenwiderstand und Länge der einzelnen Leitungen sind unabhängig von deren physikalischem Aufbau. Aus diesen Werten werden mit dem Softwaretool TRL85², das als Freeware erhältlich ist, Länge und Breite

¹<http://home.t-online.de/home/weberconnect/>

²<http://www.ansoft.com>

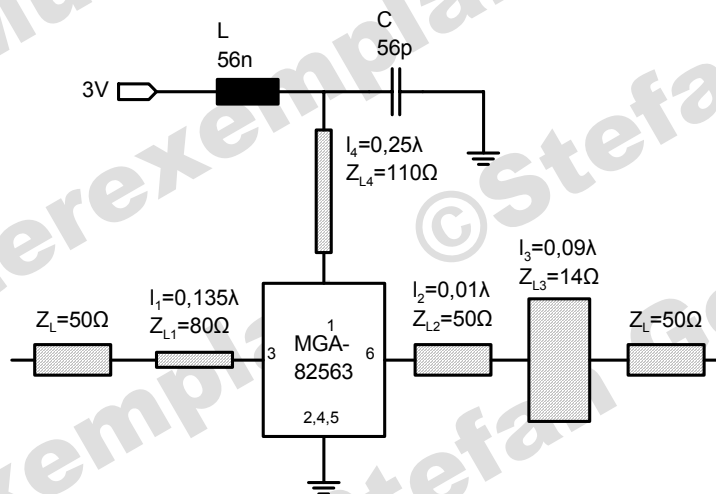


Abbildung 4.1: Ein- und ausgangsseitiges Anpassnetzwerk des MGA-83563

$l_1 = 0,135\lambda \Rightarrow l_{1,el} = 5,02 \text{ mm}$	$Z_{L1} = 14 \Omega \Rightarrow b_{1,el} = 7,28 \text{ mm}$
$l_2 = 0,01\lambda \Rightarrow l_{2,el} = 0,39 \text{ mm}$	$Z_{L2} = 50 \Omega \Rightarrow b_{2,el} = 1,41 \text{ mm}$
$l_3 = 0,09\lambda \Rightarrow l_{3,el} = 3,63 \text{ mm}$	$Z_{L3} = 80 \Omega \Rightarrow b_{3,el} = 0,64 \text{ mm}$

Tabelle 4.3: Geometrie der mit TRL85 berechneten Streifenleiterbahnen

der einzelnen Mikrostreifenleiterbahnen errechnet (siehe Tabelle 4.3).

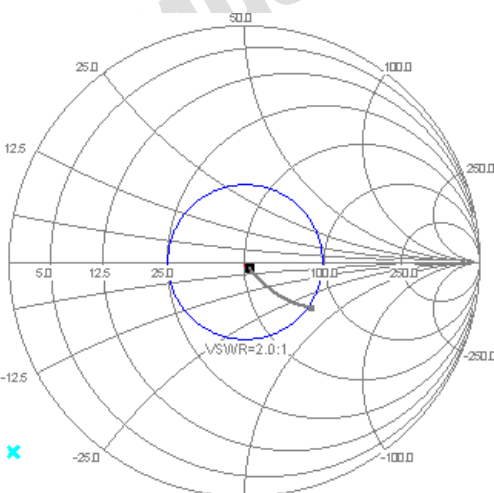
Leiterbahndiskontinuitäten, wie die abrupte Änderung der Leiterbahnbreite, werden von TRL85 nicht berücksichtigt. Aus diesem Grund entsprechen die in Tabelle 4.3 angegebenen Längen und Breiten nicht exakt der in der Praxis realisierten Leiterbahngeometrie. Vor allem die Länge $l_{1,el}$ ist auf Grund der Streufelder an den Leiterbahnkanten wesentlich kürzer auszuführen. Die tatsächliche Länge kann mit Hilfe der Gleichungen aus [7] Seite 14 berechnet werden. Diese gelten jedoch nur für TEM-Wellen, von denen auf Grund der starken Änderung der Breite nicht auszugehen ist.

Aus diesem Grund wird eine Simulation der Anpassnetzwerke mittels eines planaren EM-Softwaretools durchgeführt. Diese Simulations-Programme zerlegen die eingegebene Streifenleiterstruktur in kleine Elemente und berechnen nach einem Algorithmus aus der Summe der einzelnen Elemente das gesamte elektromagnetische Feld. Eingesetzt wird hier das Programm Sonnet 9.53³. Dieses ist bei der Firma Sonnet Software Inc., als eine im Funktionsumfang eingeschränkte Liteversion, kostenlos erhältlich. Das Programm benötigt für die Berechnungen die S-Parameter aus Tabelle 4.3, die Angabe des verwendeten Substratmaterials und die Geometrie der Streifenleiterschaltung.

Die Annäherung an die Abmaße der später zu realisierenden Streifenleiterbahnen

³<http://www.sonnetsoftware.com>

a) eingangsseitiges Anpassnetzwerk



b) ausgangsseitiges Anpassnetzwerk

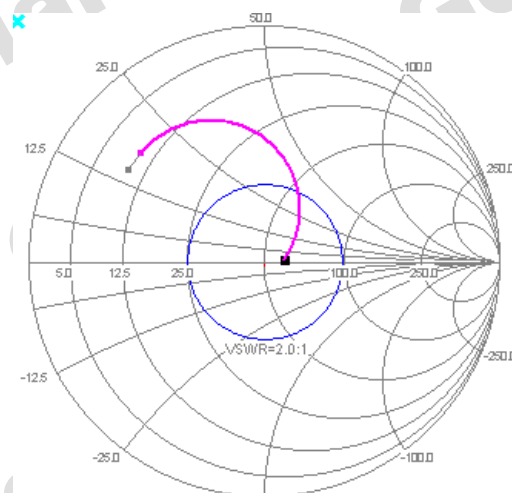


Abbildung 4.2: CSERPAR-Smithdiagramme der Anpassnetzwerke des MGA-83563 bei 5,25 GHz

$l_{1,phy} = 2,64 \text{ mm}$	$l_{2,phy} = 0,32 \text{ mm}$	$l_{3,phy} = 3,85 \text{ mm}$
$b_{1,phy} = 6,71 \text{ mm}$	$b_{2,phy} = 0,93 \text{ mm}$	$b_{3,phy} = 0,64 \text{ mm}$

Tabelle 4.4: Geometrie der mit Sonnet simulierten Streifenleiterbahnen

erfolgt iterativ, es sind somit mehrere Simulationsdurchläufe erforderlich. In Abbildung 4.4 sind die endgültigen Simulationsergebnisse der gesamten Schaltung dargestellt. Als ausreichend gute Anpassung über den Frequenzbereich von $5,15 \text{ GHz} - 5,35 \text{ GHz}$ wird ein Betrag der S-Parameter S_{11} und S_{22} betrachtet, der geringer als -10 dB ist. In Tabelle 4.4 sind die zu diesen Ergebnissen gehörenden Längen und Breiten der Streifenleiterbahnen angegeben.

Die Abmaße des Anpassnetzwerkes der realisierten Schaltung entsprechen den Angaben in Tabelle 4.4. Die gemessenen S-Parameter (siehe Abbildung 4.5) der Schaltung weichen jedoch von den Simulationsergebnissen nach Sonnet ab. Vor allem der geringe Betrag des ausgangsseitigen Reflexionsfaktors $S_{22} = -6,79 \text{ dB}$ bei $5,35 \text{ GHz}$ führt zu einer deutlich verringerten Verstärkung. Mit einer Reduzierung der Leiterbahnlänge $l_{1,phy}$ auf $1,8 \text{ mm}$ und einer Erhöhung der Leiterbahnbreite $b_{1,phy}$ auf $7,1 \text{ mm}$ werden deutlich bessere Ergebnisse erreicht (siehe Abbildung 4.6). Ursachen für die Abweichung zwischen Simulation und Messergebnis können Streuungen der Bauteil- und Substrateigenschaften und die in der Simulation nicht berücksichtigten Masseflächen auf der Oberseite des Substrates sein.

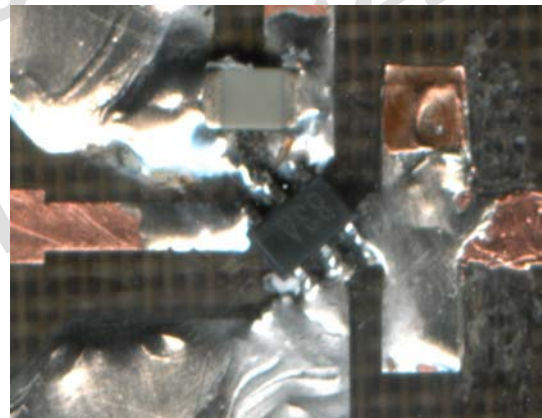
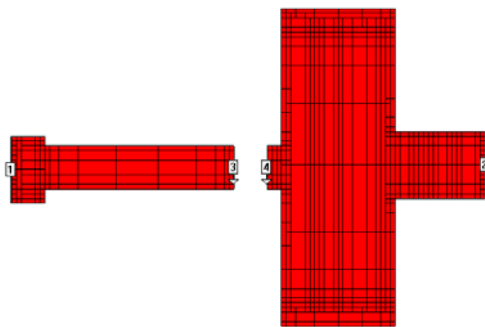


Abbildung 4.3: Layout der durch Sonnet 9.53 in Elemente zerlegten Anpassnetzwerke und deren bereits korrigierte praktische Ausführung

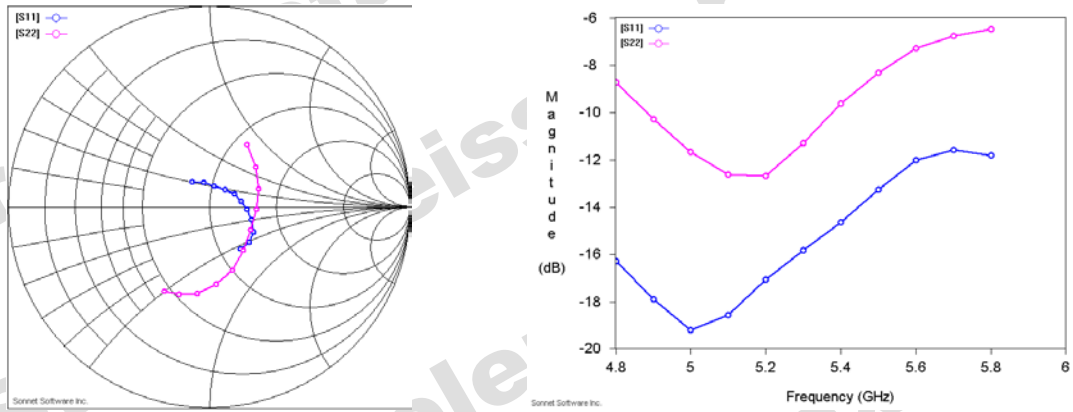
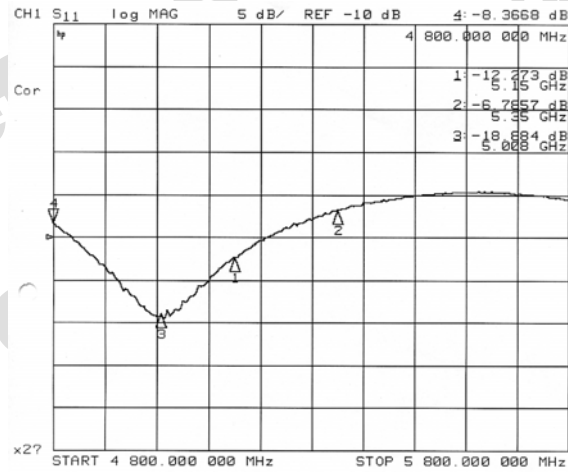


Abbildung 4.4: S-Parameter der mit Sonnet simulierten Anpassnetzwerke

Betrag von S_{22}



Betrag von S_{21}

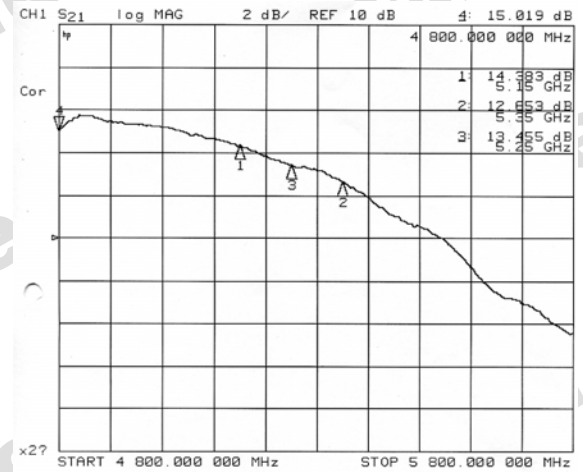
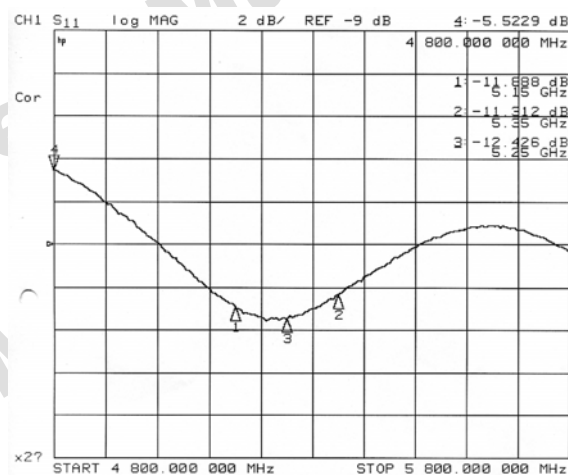


Abbildung 4.5: Gemessene S-Parameter der MGA-83563 Verstärkerschaltung bei nicht korrigiertem ausgangsseitigem Anpassnetzwerk

Betrag von S_{22}



Betrag von S_{21}

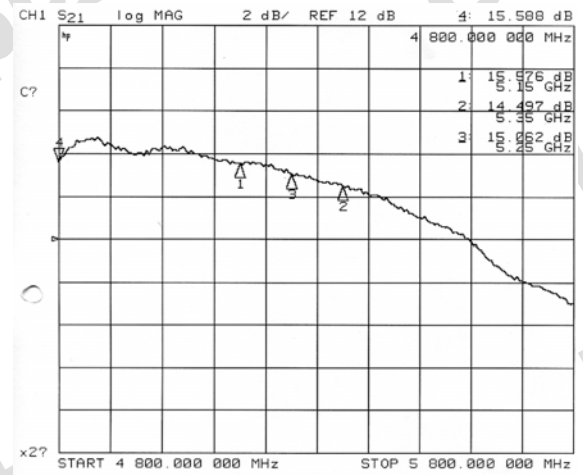


Abbildung 4.6: Gemessene S-Parameter der MGA-83563 Verstärkerschaltung bei korrigiertem ausgangsseitigem Anpassnetzwerk

4.2 Phasenschieber und Richtkoppler

4.2.1 Längenvariable Streifenleitung

Phasenschieber bzw Verzögerungsglieder, die auf dem Prinzip der mechanischen Leitungslängenänderung nach Abschnitt 3.2.1 basieren, bringen in der Praxis einige Schwierigkeiten mit sich. Die Hauptprobleme können in vier Punkten zusammengefasst werden:

- Problematische Einhaltung eines konstanten Wellenwiderstandes über die gesamte Leitung,
- Parasitäre Effekte am Kontaktpunkt der beiden Leitungsstücke,
- Abnutzung der Leiterbahnen durch Reibung,
- Relativ lange Einstellzeiten.

Der Wellenwiderstand einer Leitung ist unter anderm abhängig von ihrem geometrischen Aufbau. Bei einer Koaxialleitung ergibt sich $Z_L = f(D_A/D_I)$, und für eine Paralleldrahtleitung gilt $Z_L = f(s/d)$. Wie in Abbildung 4.7 dargestellt, ändern sich diese Maße über die Leitungslänge und es kommt zu unerwünschten Reflexionen. Eine Reduzierung der Durchmesser- bzw. Abstandssprünge verbessert zwar die Situation, es sind jedoch vor allem bei Koaxial- und Paralleldrahtleitungen mechanische Grenzen gesetzt.

Aus diesem Grund bietet sich der Aufbau einer längenvariablen Streifenleitung an. Es werden dazu zwei Mikrostreifenleiter-Substrate übereinander geschichtet, so dass eine Triplate-Leitung entsteht. Die Kupferschicht eines typischen Streifenleiter-Substrates beträgt $17 \mu\text{m} - 70 \mu\text{m}$ bei einer Substratstärke von $0,5 \text{ mm} - 2,0 \text{ mm}$. Die Geometrie- und Wellenwiderstandsänderung fällt deshalb kaum ins Gewicht. Außerdem ergibt sich bei einem Streifenleiteraufbau der Vorteil, dass nur die beiden Innenleiter, und nicht zusätzlich noch die beiden Außenleiter aufeinander schleifen. Parasitäre Induktivitäten und Widerstände treten daher nur an diesem einen Kontaktpunkt auf.

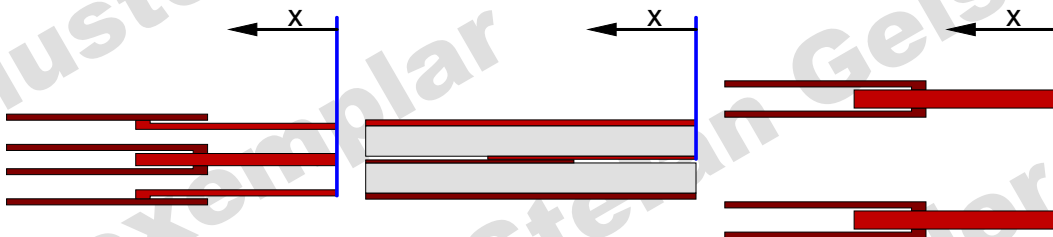


Abbildung 4.7: Prinzipieller Aufbau verschiedener längenvariablen Leitungsarten

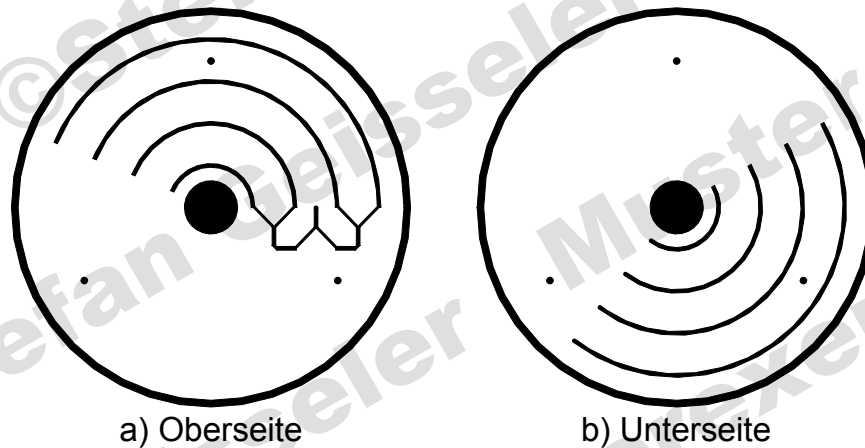


Abbildung 4.8: Layout einer längenvariablen Streifenleitung

Abbildung 4.8 zeigt das Layout einer solchen längenvariablen Streifenleiterschaltung, in dem vier Signale gleichzeitig verschiebbar sind. Die Leiterbahnen sind kreisförmig angeordnet und beide Scheiben über eine spielfreie Achse im Zentrum gegeneinander verdrehbar. Ein auf der Oberseite integrierter Leistungsteiler sorgt für eine Aufteilung der Welle in vier gleich große Signalanteile. Steckerverluste, die bei Verwendung eines externen Leistungsteilers auftreten, entfallen somit. Der kreisförmige, drehbar gelagerte Aufbau hat gegenüber einer längsgeführten Schiebeleitung mehrere Vorteile:

- Eine vollständige Überlappung der Leiterbahnen mit Dielektrikum der Ober- und Unterseite ist zu jedem Zeitpunkt sichergestellt,
- Aufwändige Längsführungen werden durch ein einziges Drehlager ersetzt,
- Ein motorischer Antrieb gestaltet sich einfach,
- Die Phasenbelegung für theoretisch beliebig viele Antennenelemente eines Phased-Arrays ist mit einer einzigen Drehung einstellbar.

Die vier einzelnen Ein- bzw. Ausgänge müssen gegenüber dem gemeinsamen Ein- bzw. Ausgang eine Phasenverschiebung von je $\varphi_n = n \cdot \Delta\varphi$ aufweisen. Der Index $n = 1$ bezeichnet dabei die innen liegende Leitung mit dem geringsten Radius, die außen liegende Leitung erhält somit den Index $n = 4$. Die Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ verhält sich, wie schon erwähnt, proportional zur Längenänderung der Leitung. Diese ist wiederum proportional zum jeweiligen Radius einer Leiterbahn. Es folgt für die einzelnen Radien:

$$r_n = \frac{l_1 \cdot n \cdot 360^\circ}{2\pi \cdot \alpha} \quad (4.1)$$

Die Länge l_1 bezeichnet die variable Leitungslänge der innenliegende Leiterbahn. Sie entspricht hier der Wellenlänge λ , da eine Phasenverschiebung von $\geq 360^\circ$ gefordert ist. Der Winkel α ist der maximale Drehwinkel in Grad, mit dem sich die beiden Scheiben gegeneinander verdrehen lassen. Alle Leiterbahnen besitzen einen Wellenwiderstand von $Z_L = 50 \Omega$. Eine Ausnahme bilden die $\lambda/4$ -Transformationsleitungen des Leistungsteilers mit einem Wellenwiderstand von $Z_{L1} = 70,7 \Omega$.

Die Messwerte zeigen, dass die Einfügedämpfung stark von der eingestellten Phasenverschiebung abhängt. Ursachen dafür können die oben schon erwähnten parasitären Induktivitäten und Widerstände sein, die je nach eingestelltem Drehwinkel α unterschiedliche Werte annehmen. Dies führt wiederum zu stehenden Wellen auf den Leitungen und damit zu Reflexionsverlusten.

Eine Verbesserung könnte hier erreicht werden, indem die einfachen Leistungsteiler durch Wilkinsonteiler ersetzt werden. Die einzelnen Leitungen wären dadurch voneinander entkoppelt. Die längenvariable Streifenleitung findet jedoch im Weiteren keine Anwendung.

4.2.2 3-dB-90°-Richtkoppler

Die hier in Mikrostreifenleitertechnik realisierten 3-dB-90°-Richtkoppler gehören zur Gruppe der Hybrid-Koppler. Diese bestehen immer aus einem Netzwerk von Leitungen mit der Länge $\lambda/4$ oder vielfachen davon. Aus der Vielzahl der existierenden und in [4] und [26] beschriebenen Bauformen wird hier ein Ringhybrid und ein 3-Arm-Koppler aufgebaut. 3-Arm-Koppler haben den Vorteil einer höhere nutzbare Bandbreite, benötigt jedoch mehr Platz als ein Ringhybrid.

Ein idealer Richtkoppler zeichnet sich durch eine Richtdämpfung von $a_D = \infty \text{ dB}$ bzw. eine Isolation von $S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0$ aus. Reale Richtkoppler erreichen diese Werte jedoch nicht. Für die weiteren Anwendungen (siehe Abschnitt 4.2.3, 4.2.4 und 3.3.2) wird hier jedoch eine Isolation von $\leq -20 \text{ dB}$ als ausreichend betrachtet, zumal die zur Messung verwendeten 50Ω Abschlusswiderstände einen wesentlichen Einfluss auf die Messergebnisse haben. Weitere Qualitätsmerkmale realer 3-dB-90°-Richtkoppler sind eine verlustfreie und gleichmäßige Aufteilung der Leistung und die Einhaltung der Phasendifferenz von 90° über einen möglichst großen Frequenzbereich.

Der realisierte Ringhybrid weist mit $S_{31} = -3,294 \text{ dB}$ und $S_{41} = -3,282 \text{ dB}$ bei $5,25 \text{ GHz}$ eine geringe Einfügedämpfung und gleichmäßige Aufteilung des Signals auf. Die Phasendifferenz von nur $83,55^\circ$ ist vor allem durch verschieden lange Streifenleiterzuleitungen zu erklären. Die Leistungsaufteilung des 3-Arm-Kopplers geschieht mit $S_{31} = -3,609 \text{ dB}$ und $S_{41} = -2,889 \text{ dB}$ ungleichmäßiger. Dessen Vorteil ist jedoch, wie bereits erwähnt, die höhere Bandbreite. Der gemessene Betrag der Rückflussdämpfung \underline{S}_{22} und der Isolation \underline{S}_{21} beider Koppler ist für die weiteren Anwendungen ausreichend.

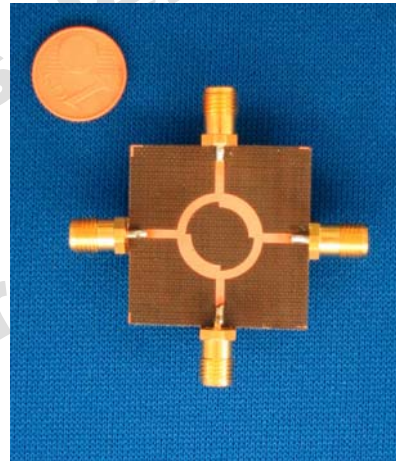
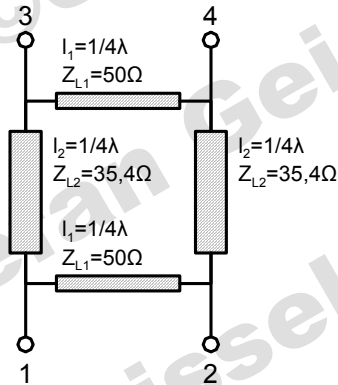
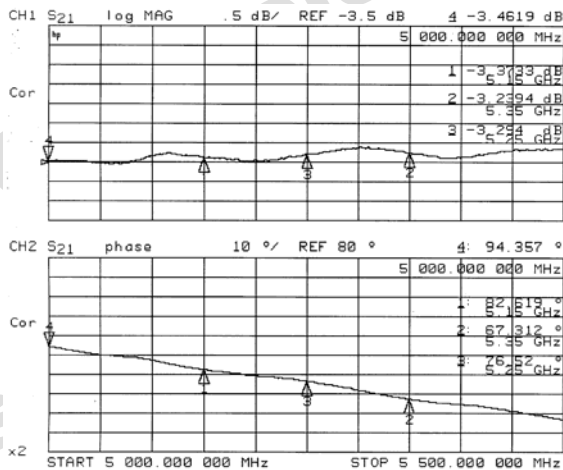
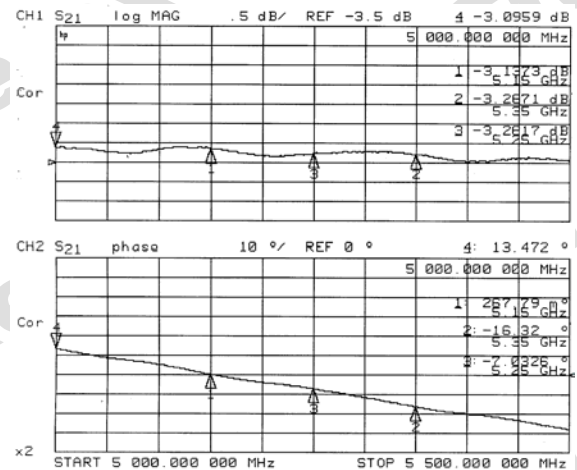


Abbildung 4.9: Prinzipschaltbild und Aufnahme des 5,25 GHz-Ringhybrids

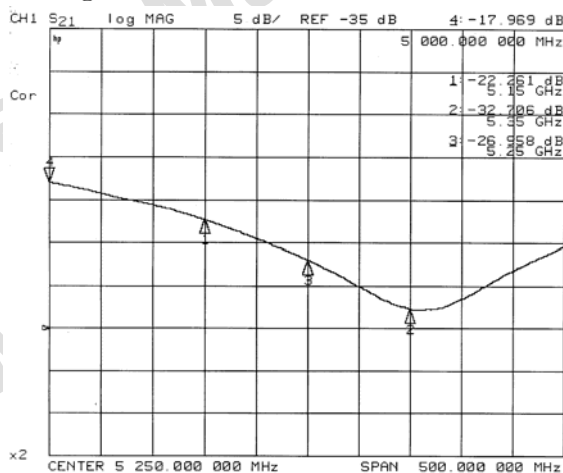
Betrag und Phase von S_{31}



Betrag und Phase von S_{41}



Betrag von S_{21}



Betrag von S_{22}

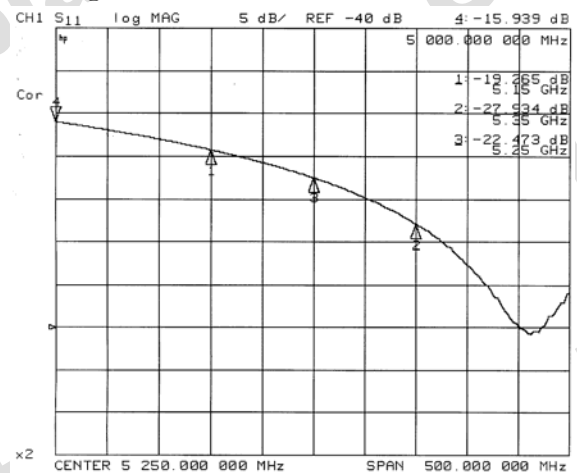


Abbildung 4.10: Gemessene S-Parameter des 5,25 GHz-Ringhybrids

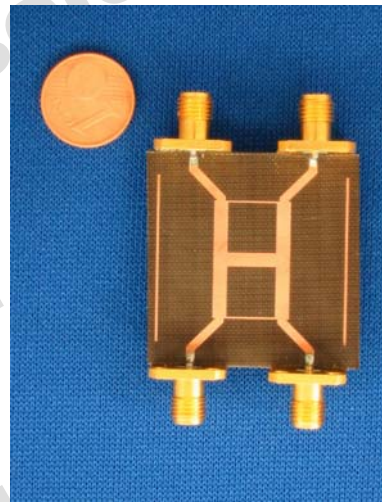
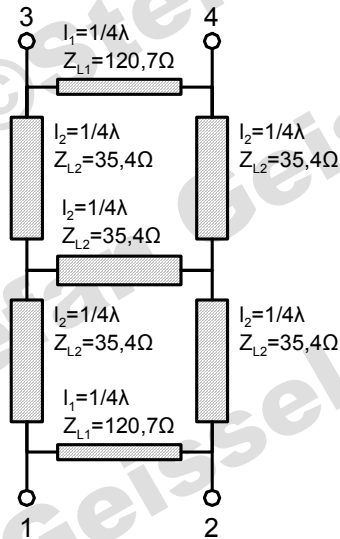
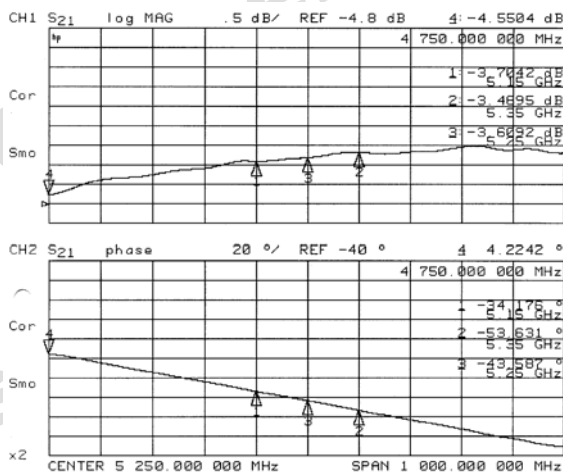
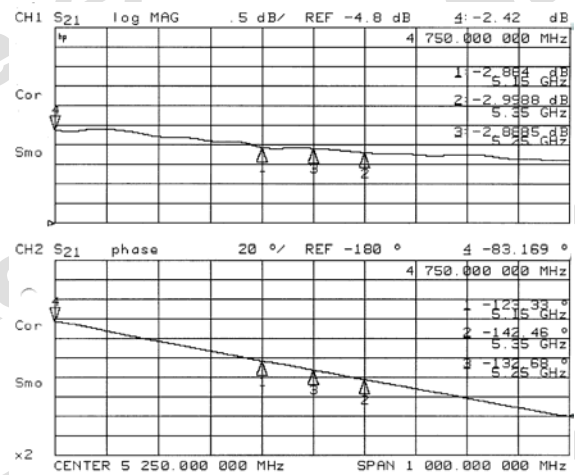


Abbildung 4.11: Prinzipschaltbild und Aufnahme des 5,25 GHz-3-Arm-Kopplers

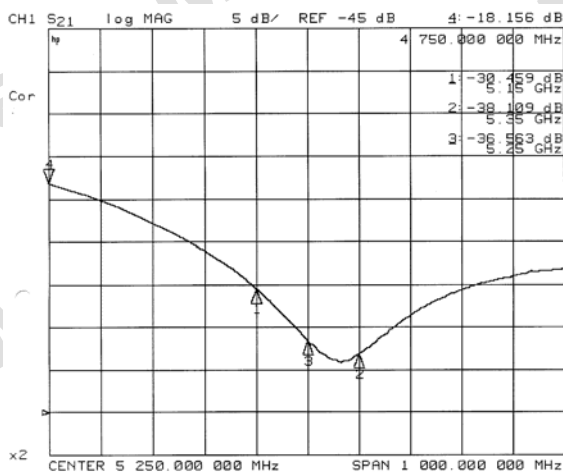
Betrag und Phase von S_{31}



Betrag und Phase von S_{41}



Betrag von S_{21}



Betrag von S_{22}

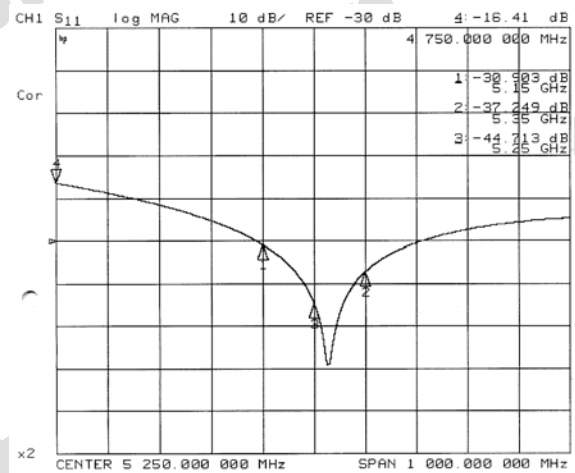


Abbildung 4.12: Gemessene S-Parameter des 5,25 GHz-3-Arm-Kopplers

4.2.3 Koaxialer Kurzschlusschieber

Der hier realisierte Kurzschlusschieber besteht im Wesentlichen aus dem 3-Arm-Richtkoppler aus Abschnitt 4.2.2 und zwei koaxialen Leitungen. Beide Leitungen werden jeweils über einen mit Federkontakten ausgestatteten verschiebbaren Kolben kurzgeschlossen. Die Position des Kurzschlusses bestimmt die Gruppenlaufzeit bzw. die Phasenverschiebung. Der Wellenwiderstand einer koaxialen Leitung beträgt nach [9]

$$Z_{KL} = 60 \Omega \cdot \ln \frac{D}{d} . \quad (4.2)$$

Es ergibt sich hier aus dem Durchmesser des Außenleiters $D = 8 \text{ mm}$ und dem des Innenleiters $d = 3,5 \text{ mm}$ ein Wellenwiderstand von $Z_{KL} = 49,6 \Omega$. Durchmesser-Verhältnisse, die zu einer starken Abweichung vom Nennwellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ führen, sind zu meiden. Eine sich nicht proportional zur Leitungslänge verhaltende Phasenverschiebung wäre die Folge.

Für eine Phasenverschiebung von 360° bei $5,25 \text{ GHz}$ ist der Kurzschluss um $\lambda/2 = 28,6 \text{ mm}$ zu verschieben. Der maximale Einstellbereich ist jedoch größer gewählt, damit ein Einsatz auch bei tieferen Frequenzen möglich ist.

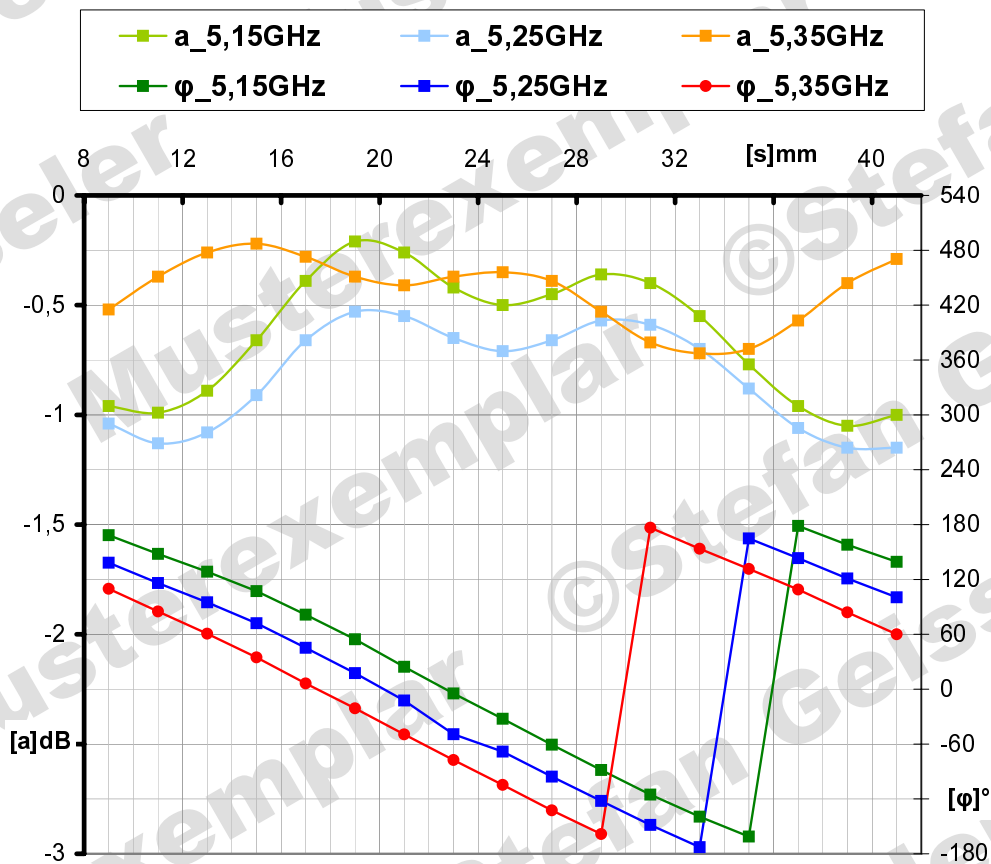
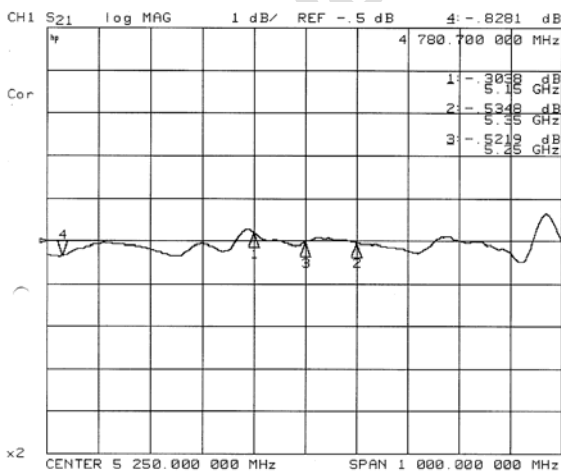


Abbildung 4.13: Gemessene Dämpfung a und Phasenverschiebung φ des Kurzschlusschiebers, abhängig von der ausgezogenen Länge s

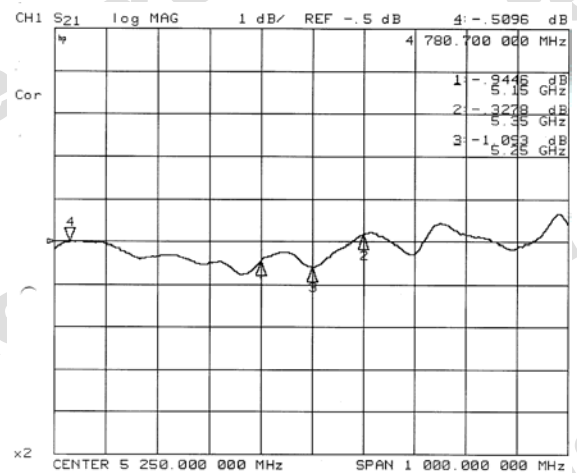


Abbildung 4.14: Aufnahme des Kurzschlusschiebers

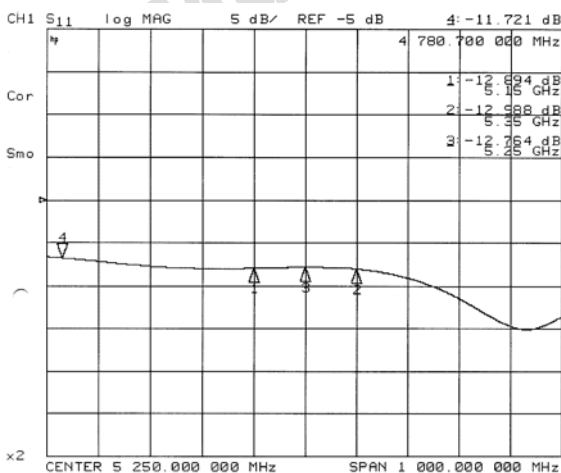
Betrag von S_{21} bei $s = 29 \text{ mm}$



Betrag von S_{21} bei $s = 11 \text{ mm}$



Betrag von S_{11} bei $s = 12 \text{ mm}$



Phase von S_{21} bei $s = 28,6 \text{ mm}$

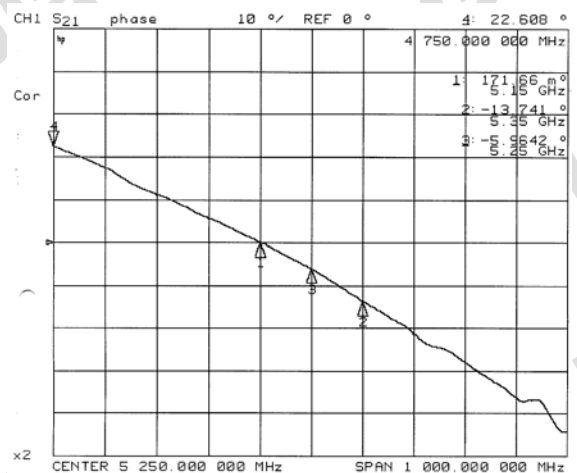


Abbildung 4.15: Gemessene S-Parameter des Kurzschlusschiebers

4.2.4 Reflexionsphasenschieber mit Varaktordioden

Die Sperrschichtkapazität jeder Diode variiert mit der angelegten Spannung. Ursache dafür ist die von der Sperrspannung abhängige Breite der Verarmungszone zwischen n und p dotiertem Halbleiterkristall. Dieser Effekt ist bei Gleichrichter- und Schaltioden unerwünscht, wird für Varaktordioden aber gezielt herbeigeführt.

Varaktordiode BB149A

Es findet hier die Varaktordiode BB149A der Firma Philips Verwendung, deren Kapazität von $C_{VD,min} = 2,2 \text{ pF}$ bis $C_{VD,max} = 18 \text{ pF}$ einstellbar ist. Aus diesen Werten ergibt sich nach Gleichung 3.54 auf Seite 28 ein Phasenwinkel φ_{VD} des Reflexionsfaktors \underline{S}_{11} , der um 25° veränderbar ist.

Der Einstellbereich der Phasenverschiebung kann erweitert werden, indem der Varaktordiode eine $\lambda/4$ -Transformationsleitung vorgeschaltet wird. Es ergibt sich ein maximal möglicher Einstellbereich nach [15], wenn der Wellenwiderstand der $\lambda/4$ -Transformationsleitung mit

$$Z_{LT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_{VD,m}}} \cdot Z_L \quad (4.3)$$

gewählt wird. Nachteil der Transformation ist, daß sich der Betrag des Reflexionsfaktors verringert, d.h. Verluste der Varaktordiode wirken sich verstärkt aus. Aus diesem Grund wird die mittlere Diodenkapazität $C_{VD,m}$ hier kleiner als $(2,2 \text{ pF} + 18 \text{ pF})/2 = 10,1 \text{ pF}$ gewählt. Aus der Frequenz $f = 5,25 \text{ GHz}$, dem Wellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ und einer angenommenen mittleren Diodenkapazität $C_{VD,m} = 4,2 \text{ pF}$ ergibt sich für den Wellenwiderstand $Z_{LT} = Z_{L1} = Z_{L2} = 19 \Omega$.

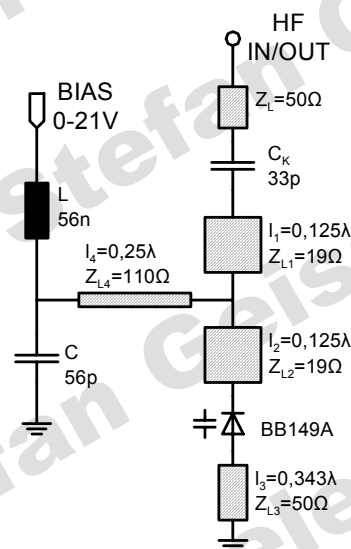
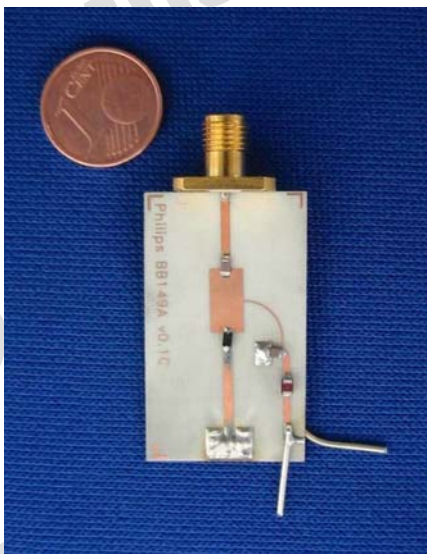
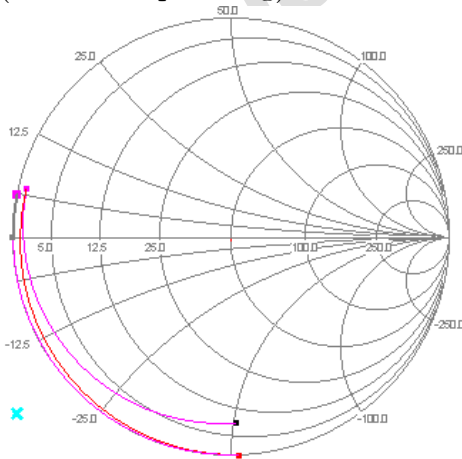


Abbildung 4.16: Aufnahme und Schaltplan des BB149a-Reflexionsphasenschiebers

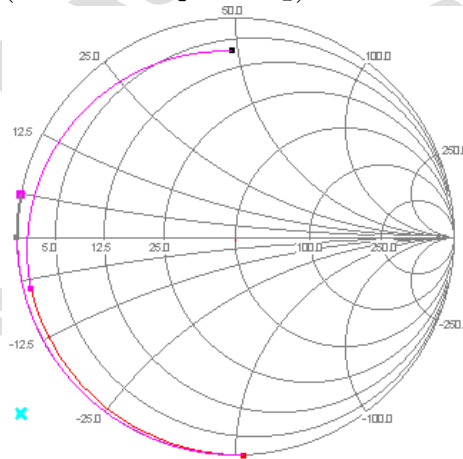
Die $\lambda/4$ -Transformationsleitung erzielt nur dann ihre maximale Wirkung, wenn der Reflexionsfaktor \underline{S}_{11} bei $C_{VD,m} = 4,2 \text{ pF}$ reell ist (siehe Abbildung 4.17). Erreichbar ist dies, indem zwischen Masse und Anode der Varaktordiode eine 50Ω Streifenleitung mit der Länge $l = 0,343\lambda$ eingefügt wird.

Die gemessene Reflexionsdämpfung ist mit $-6,78 \text{ dB}$ bei $5,25 \text{ GHz}$ und 0 V Bias-Spannung wesentlich höher als die $-2,3 \text{ dB}$, die zuvor im Entwurf ermittelt wurden. Ursache der hohen Dämpfung ist der Serienwiderstand R_S der Varaktordiode. Dieser ist bei $5,25 \text{ GHz}$ größer als der mit $R_S = 0,75 \Omega$ bei 470 MHz im Datenblatt angegebene. Auch die gewünschte einstellbare Phasenverschiebung von $\geq 180^\circ$ wird nur bei $5,35 \text{ GHz}$, nicht aber bei $5,25 \text{ GHz}$ erreicht. Grund dafür ist die durch die relativ lange Streifenleitung l_3 und die hohe Gehäusekapazität der Varaktordiode eingeschränkte nutzbare Bandbreite.

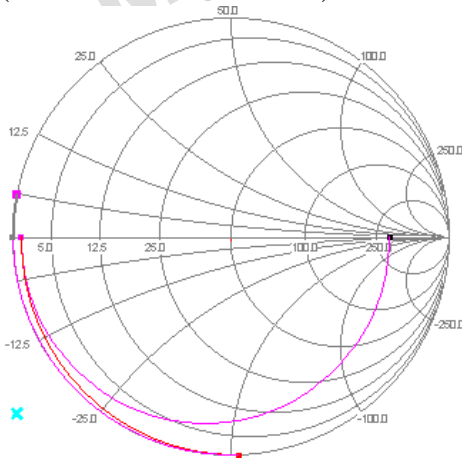
\underline{S}_{11} bei $C_{VD,\min} = 18 \text{ pF}$
(0 V Bias-Spannung)



\underline{S}_{11} bei $C_{VD,\max} = 2,2 \text{ pF}$
(21 V Bias-Spannung)



\underline{S}_{11} bei $C_{VD,\min} = 4,2 \text{ pF}$
($10,8 \text{ V}$ Bias-Spannung)



\underline{S}_{11} abhängig von der
Varaktor-Diodenkapazität

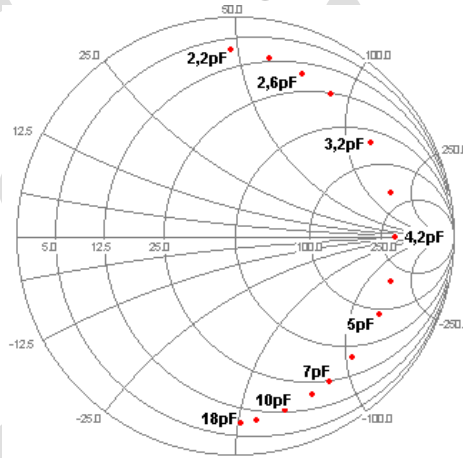


Abbildung 4.17: Smithdiagramme der mit CSERPAP ermittelten Reflexionsfaktoren \underline{S}_{11} des BB149A-Reflexionsphasenschiebers

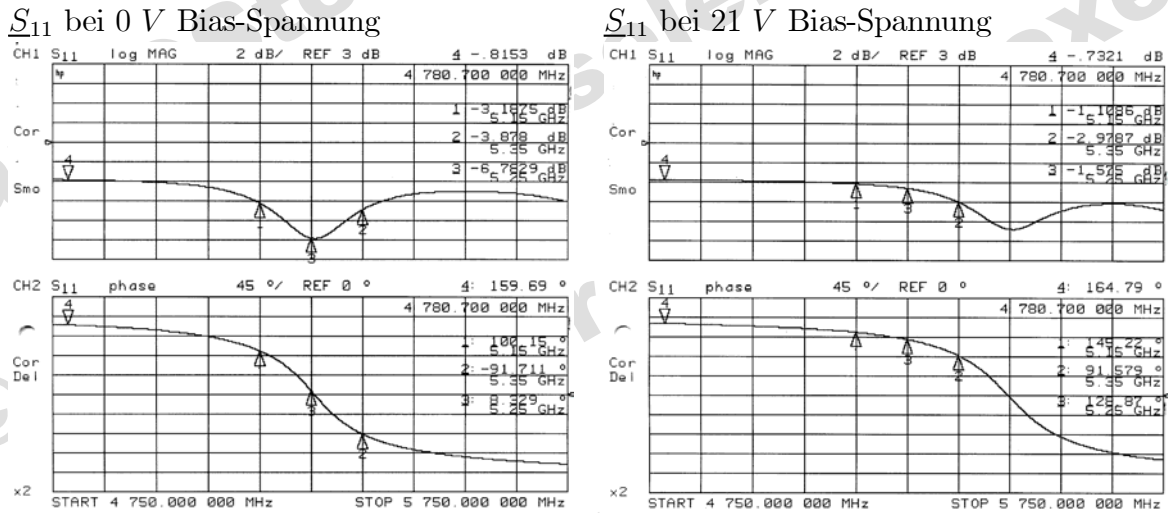


Abbildung 4.18: Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} des BB149A-Reflexionsphasenschiebers bei verschiedenen Bias-Spannungen

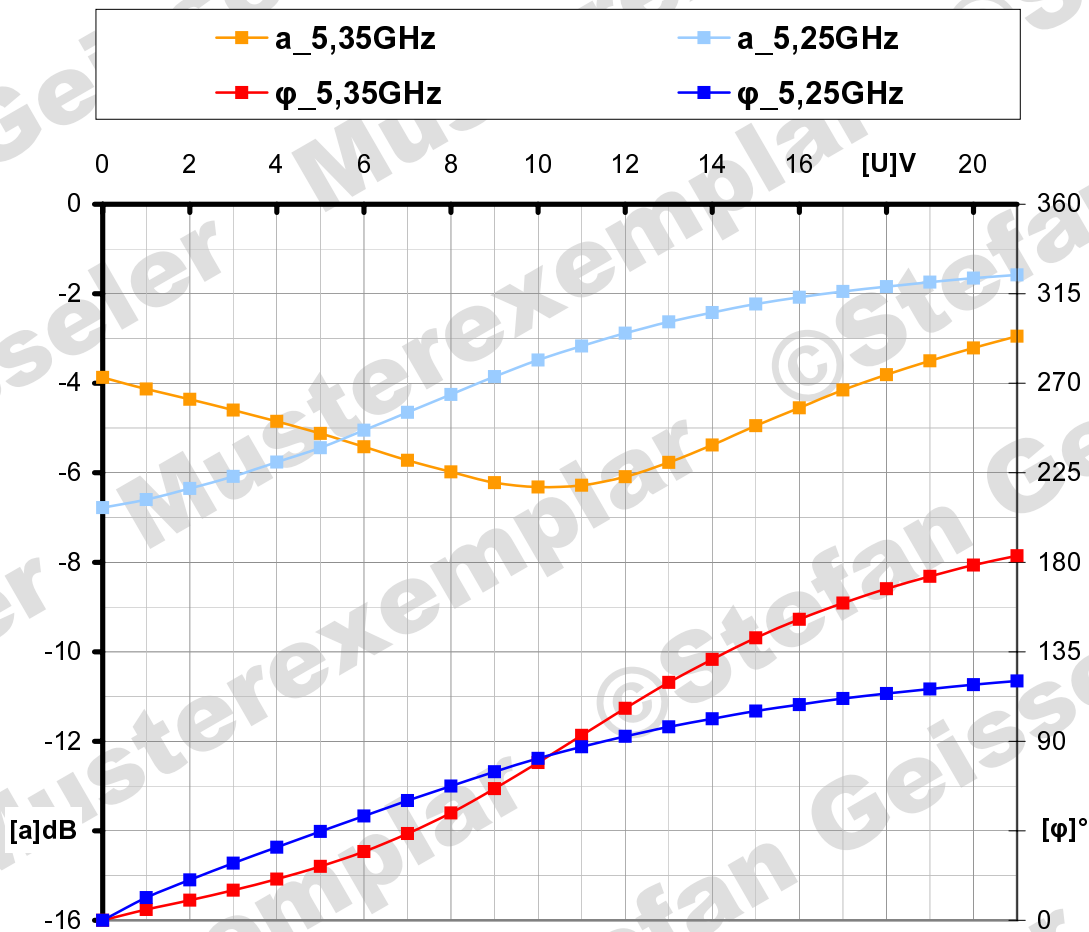


Abbildung 4.19: Gemessener Betrag a und Phase φ des Reflexionsfaktors S_{11} des BB149a-Reflexionsphasenschiebers

Varaktordiode MA27V11

Eine Varaktordiode, die für den Frequenzbereich um 5 GHz besser geeignet ist als die BB149A, ist die MA27V11 der Firma Panasonic. Deren Kapazität ist von $C_{VD,min} = 0,8 \text{ pF}$ bis $C_{VD,max} = 3 \text{ pF}$ variierbar. Die mittlere Kapazität der MA27V11 ist mit $C_{VD,m} = 1,9 \text{ pF}$ wesentlich kleiner als die der BB149A von Philips. Es ergibt sich daraus ein Wellenwiderstand für die Transformationsleitung von $Z_{LT} = Z_{L3} = 23 \Omega$. Diese schwächere Transformation führt zu geringeren Verlusten als beim BB149A-Reflexionsphasenschieber. Dazu kommt, dass der Serienwiderstand der MA27V11, der im Datenblatt mit $R_S = 0,35 \Omega$ angegeben ist, ebenfalls geringer ausfällt.

Der in Abbildung 4.20 dargestellte Phasenschieber besteht im Wesentlichen aus vier Varaktordioden MA27V11 und zwei Ringhybriden (siehe Abschnitt 4.2.2). Diese trennen, wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben, die hinlaufenden von den, an den Varaktordioden reflektierten, rücklaufenden Wellen. Jeder Ringhybrid, zu dem jeweils zwei Varaktordioden gehören, ist auf eine einstellbare Phasenverschiebung von $\geq 180^\circ$ ausgelegt, dadurch sind insgesamt $\geq 360^\circ$ erreichbar. Der dritte, auf dem Foto rechts dargestellte Ringhybrid, ist Teil eines einstellbaren Dämpfungsglieds, das hier jedoch keine Relevanz hat.

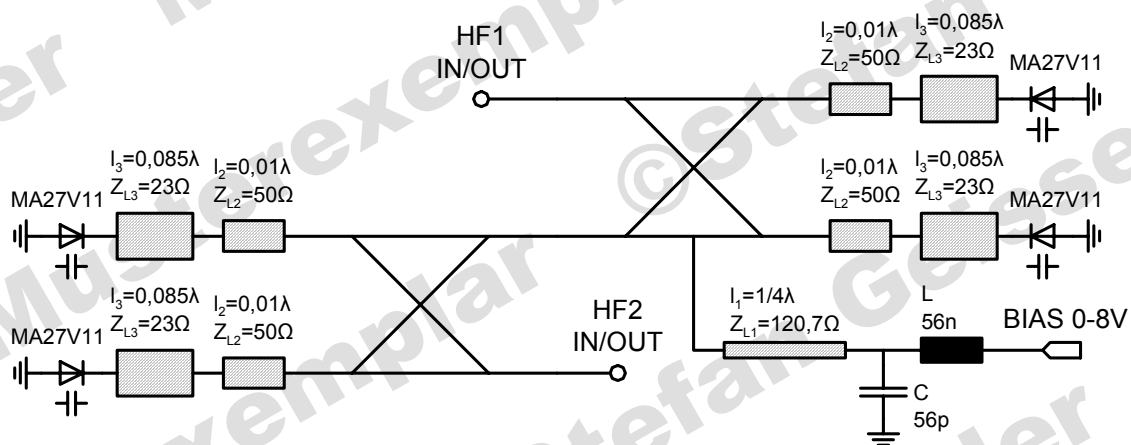
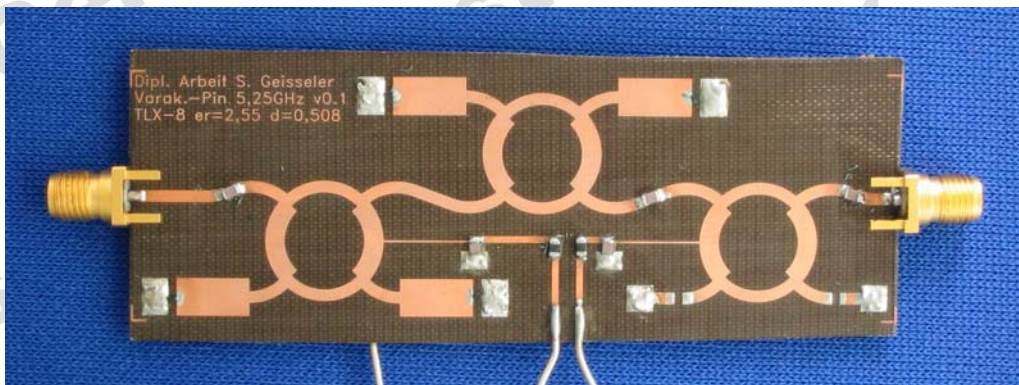


Abbildung 4.20: Aufnahme und Schaltplan des MA27V11-Reflexionsphasenschiebers

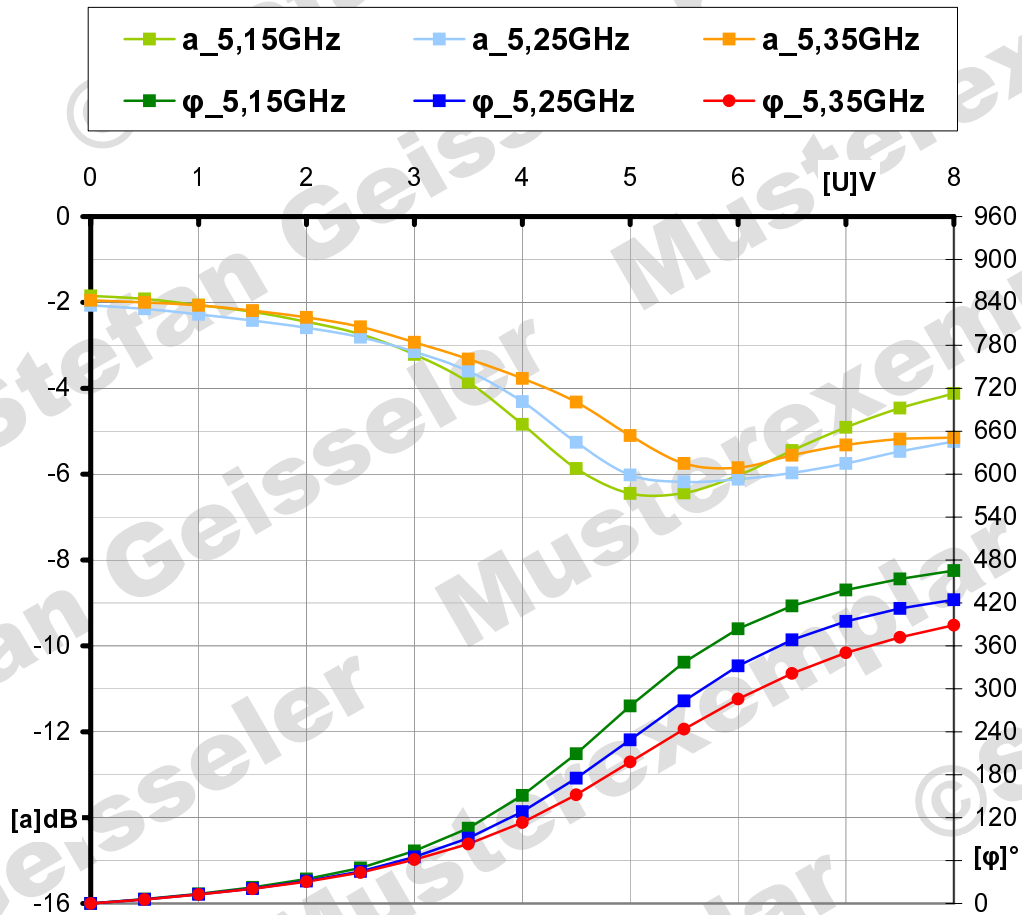


Abbildung 4.21: Gemessener Betrag a und Phase φ der Transmission S_{21} des MA27V11-Reflexionsphasenschiebers.

4.3 Speisernetzwerke

4.3.1 5,25-GHz-Wilkinsonteiler

Abbildung 4.22 zeigt den Schaltplan und die Aufnahme des in Mikrostreifenleiter-technik realisierten Wilkinsonteilers. Der ideale Wilkinsonteiler wird in Abschnitt 3.3.1 betrachtet. Die $\lambda/4$ -Transformationsleitungen mit dem Wellenwiderstand von $Z_{L1} = 71 \Omega$ sind hier als Abschnitte eines Kreises ausgeführt, um den Widerstand $R = 100 \Omega$ direkt an die Leitungsenden anlöten zu können. Ausgelegt sind die $\lambda/4$ -Transformationsleitungen und damit der gesamte Wilkinsonteiler für eine Mittenfrequenz von $f_m = 5,25 \text{ GHz}$.

Der Betrag der gemessenen Isolation S_{32} ist innerhalb der genutzten Bandbreite von $\Delta f = 200 \text{ MHz}$ kleiner als -20 dB . Auch die Einfügedämpfung fällt mit $S_{21} = -3,20 \text{ dB}$ und $S_{12} = -3,18 \text{ dB}$ bei $f_m = 5,25 \text{ GHz}$ gering aus. Der Wilkinsonteiler kann jedoch auch in einem wesentlich breiteren Frequenzband eingesetzt werden, da die Messwerte außerhalb der Bandbreite Δf für viele Anwendungen ebenfalls ausreichen (siehe Abbildung 4.23).

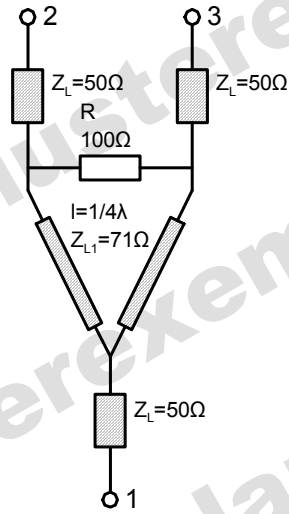
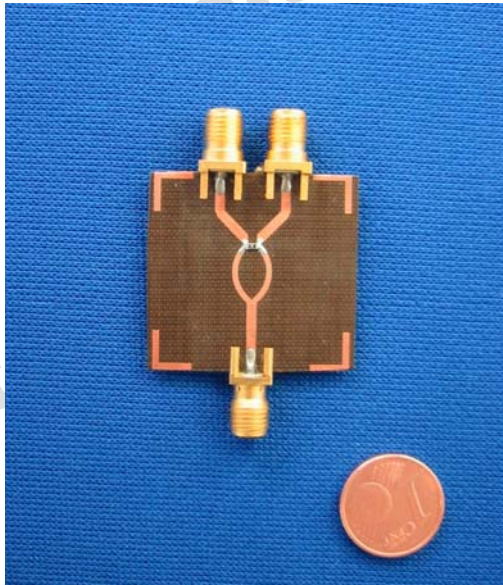
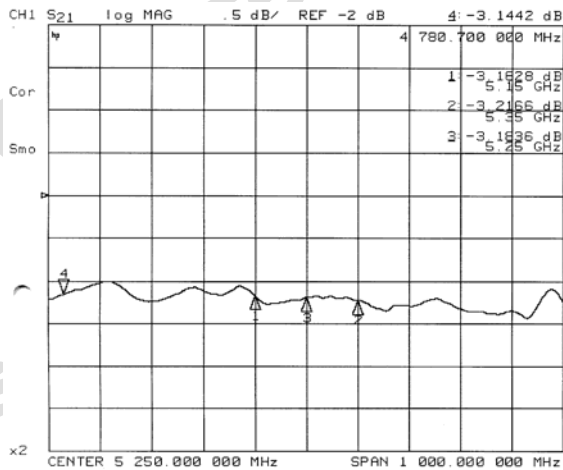
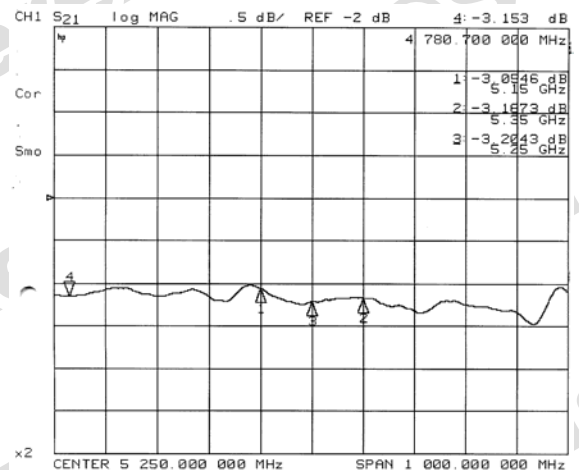


Abbildung 4.22: Aufnahme und Schaltplan des 5,25-GHz-Wilkinsonteilers

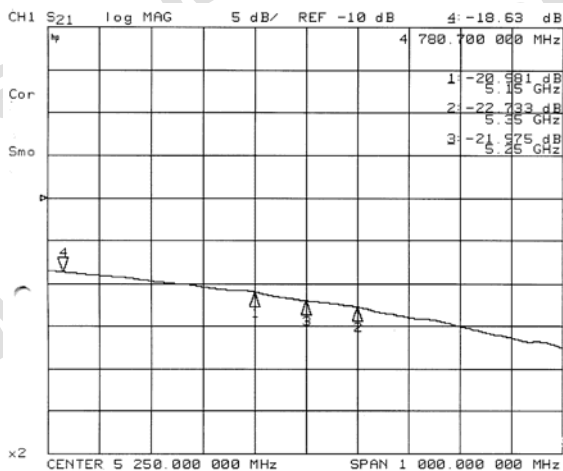
Betrag von S_{21}



Betrag von S_{12}



Betrag von S_{32}



Betrag von S_{22}

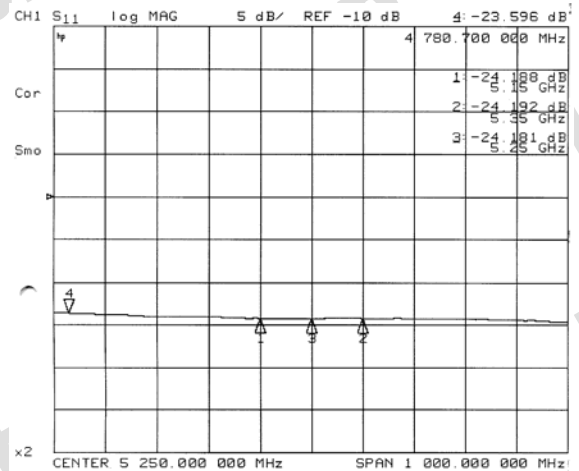


Abbildung 4.23: Gemessene S-Parameter des 5,25-GHz-Wilkinsonteilers

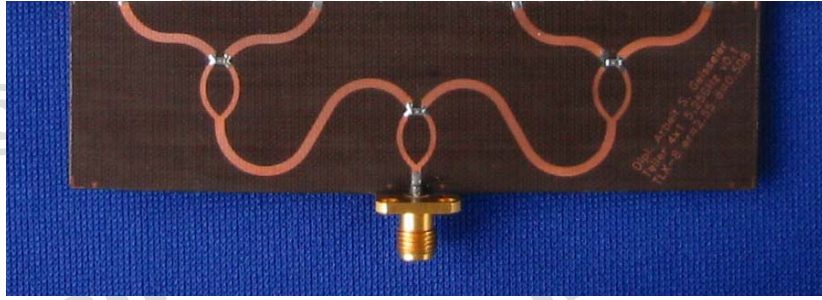


Abbildung 4.24: Drei Wilkinsonteiler, in einem 1/4-Leistungsteiler.

4.3.2 4x4-Butler-Matrix

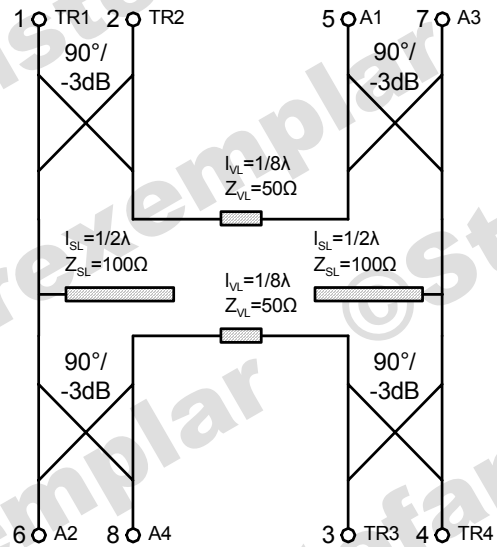
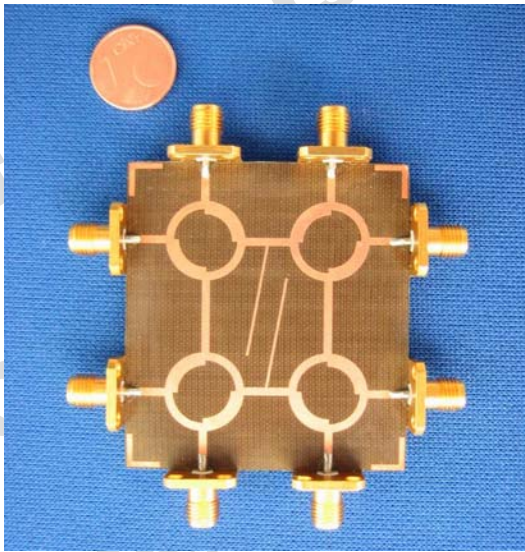


Abbildung 4.25: Schaltplan und Aufnahme der realisierten 4x4-Butler-Matrix

Die Realisierung einer 4x4-Butler-Matrix kann mit relativ geringem Aufwand in Mikrostreifenleitertechnik erfolgen. Um Leiterbahnkreuzungen zu vermeiden, wird der Schaltplan aus Abbildung 3.32 auf Seite 36 zuerst entflochten. Die Ringhybride aus Abschnitt 4.2.2 übernehmen die Aufgabe der 3dB-90°-Richtkoppler und $\lambda/8$ -Verzögerungsleitungen die der 45°-Phasenschieber. Die Frequenzabhängigkeit der $\lambda/8$ -Verzögerungsleitungen wird hier nach einer in [13] beschriebenen Methode kompensiert. Dabei kommen zwei leerlaufende Stichleitungen zum Einsatz, deren Anordnung in Abbildung 4.25 zu sehen ist. Die Berechnung des Wellenwiderstandes Z_{SL} und der Länge l_{SL} der Stichleitungen wird im Folgenden kurz dargestellt.

Die Frequenzabhängigkeit des Transmissionsphasenwinkels $\angle(S_{21,VL})$ einer Verzögerungsleitung in der Nähe der mittleren Kreisfrequenz ω_0 beschreibt die Gleichung

$$\left[\frac{d\angle(S_{21,VL})}{d\omega} \right]_{\omega_0} = \left[-\frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \cdot l_{VL} \right]_{\omega_0} \quad (4.4)$$

Der Transmissionsphasenwinkel $\angle(S_{21,SL})$ einer Leitung, die die zur Frequenzkomp-

Wellenwiderstand:	Länge:	Breite:
$Z_{VL} = 50 \Omega$	$l_{VL} = 4,91 \text{ mm}$	$b_{VL} = 1,41 \text{ mm}$
$Z_{SL} = 100 \Omega$	$l_{SL} = 18,01 \text{ mm}$	$b_{SL} = 0,4 \text{ mm}$

Tabelle 4.5: Längen und Breiten der Verzögerungs- und Stichleitungen der 4x4-Butler-Matrix

sation nötige leerlaufende Stichleitung enthält, beträgt:

$$\begin{aligned} \angle(S_{21,SL}) &= \arctan \left\{ -\frac{Z_0}{2 \cdot Z_{SL}} \cdot \tan[\beta(\omega) \cdot l_{SL}] \right\} \\ &\simeq -\frac{Z_0}{2 \cdot Z_{SL}} \cdot \beta(\omega) \cdot l_{SL} . \end{aligned} \quad (4.5)$$

Es folgt für die Frequenzabhängigkeit dieser Leitung:

$$\left[\frac{d\angle(S_{21,SL})}{d\omega} \right]_{\omega_0} = \left[-\frac{Z_0}{2 \cdot Z_{SL}} \cdot \frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \cdot l_{SL} \right]_{\omega_0} . \quad (4.6)$$

Die vollständige Kompensation tritt ein, wenn der Transmissionsphasenwinkel $\angle(S_{21,VL})$ der Verzögerungsleitung in gleicherweise frequenzabhängig ist wie der Transmissionsphasenwinkel $\angle(S_{21,SL})$ der Stichleitung. Aus $l_{SL} = \lambda/2$ und dem Gleichsetzen der Gleichungen 4.4 und 4.6 folgt

$$Z_{SL} = 2 \cdot Z_0 . \quad (4.7)$$

Das Substrat der realisierten und in Abbildung 4.25 dargestellten 4x4-Butler-Matrix ist 0,508 mm starkes TLX-8. Die physikalischen Längen und Breiten der Stich- und Verzögerungsleitungen sind in Tabelle 4.5 angegeben.

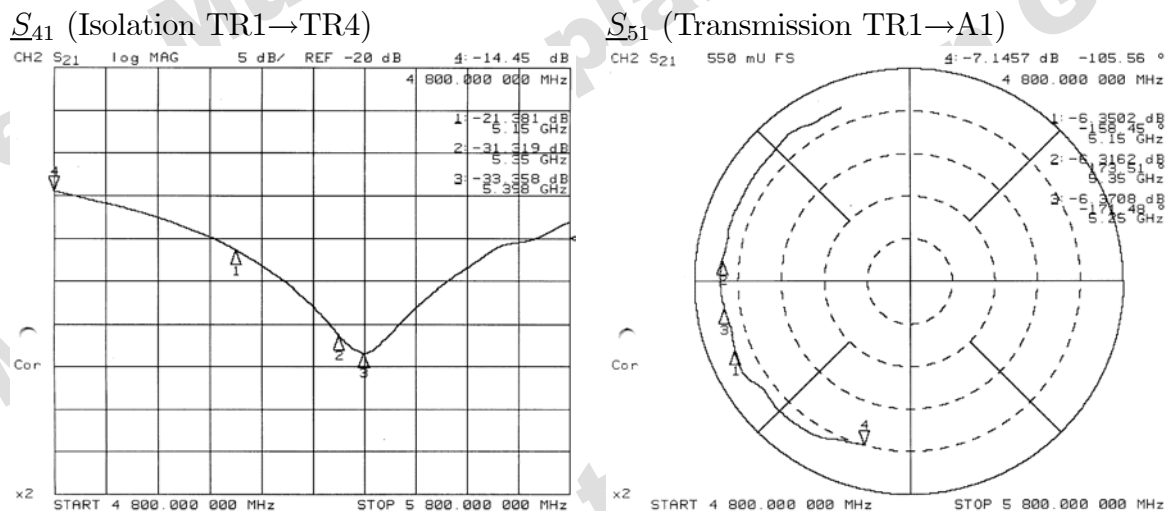


Abbildung 4.26: Auszug der gemessenen S-Parameter der 4x4-Butler-Matrix

Die Transmission der Eingänge TRx Richtung Antennenausgänge Ax der realisierten 4x4-Butler-Matrix ist in Tabelle 4.6 dargestellt. Die höchste gemessene Einfügedämpfung beträgt $S_{73} = -6,74 \text{ dB}$ bei $5,15 \text{ GHz}$. Diese ist, verglichen mit der einer idealen 4x4-Butler-Matrix, bei der eine gleichmäßige Leistungsaufteilung von -6 dB erfolgt, relativ gering. Zusätzlich ist der Phasendifferenz-Fehler $\Delta\varphi_{err}$, also die Abweichung von der Phasendifferenz $\Delta\varphi$, die zwischen zwei benachbarten Antennenelementen auftritt, angegeben. Der relativ große Fehler, der zwischen S_{53} und S_{63} bzw. S_{64} und S_{74} gemessen wurde, ist auch hier durch ungleichlange Streifenleiterzuleitungen zu erklären.

	5,15 GHz		5,25 GHz		5,35 GHz	
	Betrag [dB]:	Phasendifferenz-Fehler $\Delta\varphi_{err}$:	Betrag [dB]:	Phasendifferenz-Fehler $\Delta\varphi_{err}$:	Betrag [dB]:	Phasendifferenz-Fehler $\Delta\varphi_{err}$:
S_{51}	-6,35	-3,5°	6,37	-3°	-6,32	-2,8°
S_{61}	-5,98	0,1°	-6,08	0,2°	-6,28	0,3°
S_{71}	-6,59	-1,9°	-6,53	-3,9°	-6,52	-4,1°
S_{81}	-6,24		-6,32		-6,3	
S_{52}	-6,61	-0,2°	-6,51	0,6°	-6,42	0,7°
S_{62}	-6,39	0,3°	-6,33	-0,2°	-6,21	-0,8°
S_{72}	-6,36	0,9°	-6,33	0,8°	-6,37	1°
S_{82}	-5,95		-6,09		-6,18	
S_{53}	-6,01	-0,4°	-6,17	-0,1°	-6,26	-0,4°
S_{63}	-6,45	4,3°	-6,41	5,1°	-6,42	4,7°
S_{73}	-6,74	-0,9°	-6,38	-2,4°	-6,4	-1,9°
S_{83}	-6,53		-6,59		-6,51	
S_{54}	-6,26	-1,9°	-6,38	-1°	-6,39	-0,5°
S_{64}	-6,52	3,7°	-6,53	3,9°	-6,49	3,7°
S_{74}	-6	1,1°	-6,12	0,6°	-6,33	0,2°
S_{84}	-6,35		-6,35		-6,33	

Tabelle 4.6: Gemessene S-Parameter der 4x4-Butler-Matrix mit Angabe der Phasendifferenz-Fehler $\Delta\varphi_{err}$ zwischen benachbarten Antennenelementen

4.4 Phased-Array-Antennen

4.4.1 Einzelantennenelemente

Rechteck-Patchantenne-TLX-8

Patchantennen bestehen aus einem leitfähigen Fleck, der sich auf einem dielektrischen Substrat befindet. Die Rückseite des Substrates ist vollständig mit Masse bedeckt. Die geometrische Form des Patches kann theoretisch beliebig gewählt werden. Aus den vielen in der Praxis verwendeten Formen (siehe [17] und [28]) wird hier der relativ einfach zu berechnende und zu realisierende Rechteckpatch gewählt. Das Substratmaterial der in Abbildung 4.28 dargestellten Rechteck-Patchantenne ist 0,787 mm starkes TLX-8. Die Dimensionierung der Patchgeometrie erfolgt anhand der Methoden und Gleichungen aus [7].

Nachteil der klassischen Patchantennen ist ihr ausgeprägtes Resonanzverhalten und die damit verbundene geringe relative Bandbreite, die meist wesentlich kleiner als 10% ist. Die Resonanzfrequenz der Patchantenne muss somit ziemlich genau der gewünschten Mittenfrequenz $f_m = 5,25 \text{ GHz}$ entsprechen. Streuungen der Substrateigenschaften und Toleranzen während der Fertigung führen jedoch oft zu Messergebnissen, die von den berechneten Werten abweichen. In Folge dessen muss die Patchlänge h , von der die Resonanzfrequenz abhängig ist, meist nachträglich geändert werden.

Die in Abbildung 4.28 dargestellte Rechteck-Patchantenne-TLX-8 besitzt eine Länge $h = 17,18 \text{ mm}$ und eine Breite $w = 22 \text{ mm}$. Der gemessene Gewinn der Antenne beträgt $G_{i,\text{real}} = 5,8 \text{ dB}$ bezogen auf einen isotropen Kugelstrahler.

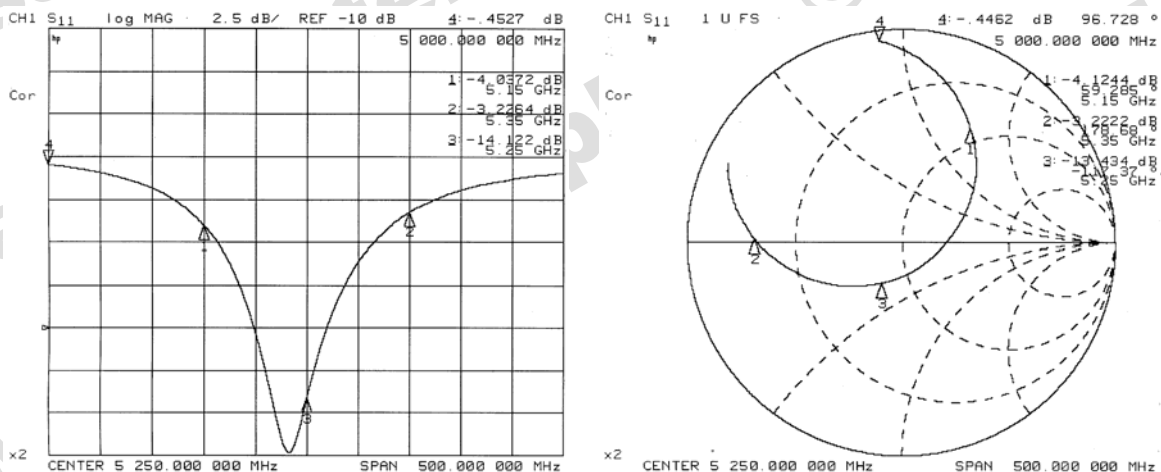


Abbildung 4.27: Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} der Rechteck-Patchantenne-TLX-8

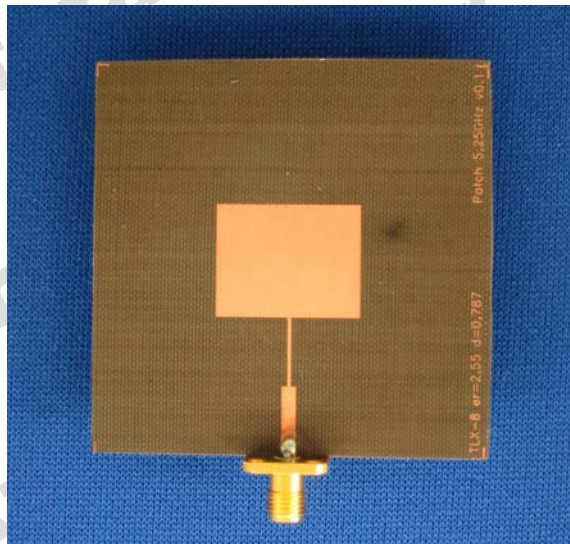


Abbildung 4.28: Aufnahme der Rechteck-Patchantenne-TLX-8

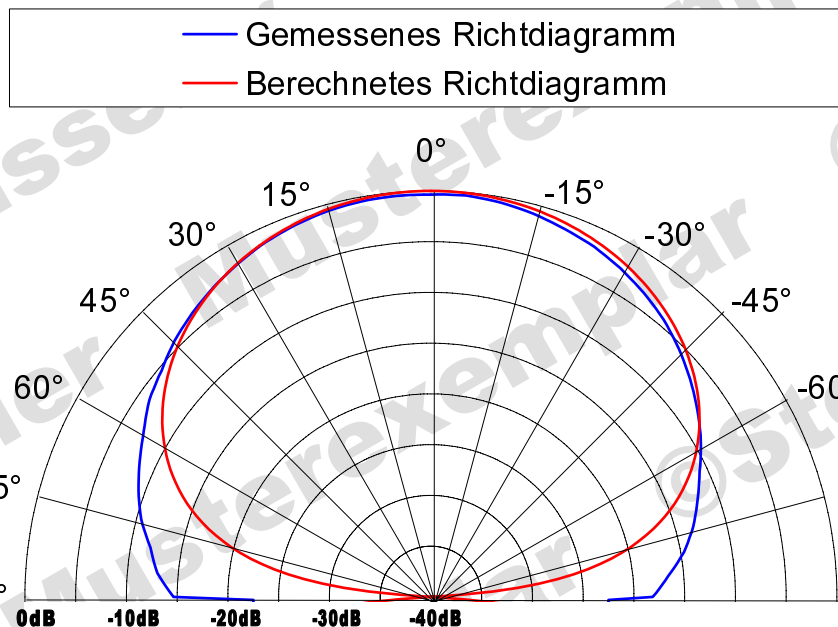


Abbildung 4.29: Horizontales Richtdiagramm der Rechteck-Patchantenne-TLX-8

$\lambda/4$ -Stabantenne

Eine Stabantenne bzw. Vertikalantenne besteht aus einem leitfähigen Stab, der senkrecht auf einer ebenfalls leitenden Erd- bzw. Massefläche steht. Der Vorteil gegenüber einem Dipol ist deren unsymmetrische Versorgung, das heißt: Für den Übergang von einer Streifenleitung auf die Stabantenne ist kein Symmetriewandler erforderlich.

Die hier verwendete Stabantenne hat eine Länge von $L = \lambda/4 = 14,28 \text{ mm}$, deren Strahlungswiderstand in der Theorie ca. 40Ω beträgt. Sie besteht aus versilbertem

Kupferdraht mit einem Durchmesser von $d = 2,5 \text{ mm}$. Der Schlankheitsgrad

$$S = \frac{L}{d} \quad (4.8)$$

dieser Antenne ergibt sich zu $S = 5,7$. Mit Hilfe dieser Größe wird nach [9] Seite 316 ein Verkürzungsfaktor von $V \approx 0,75$ ermittelt. Demnach müsste die tatsächliche physikalische Länge $10,71 \text{ mm}$ betragen. Die realisierte $\lambda/4$ -Stabantenne hat jedoch eine davon abweichende Länge von $L_{phy} = 12,8 \text{ mm}$, da sich mit diesem Wert die bestmögliche Anpassung an eine 50Ω -Leitung erzielen lässt.

Der Gewinn einer verlustlosen $\lambda/4$ -Stabantenne beträgt $G_{i,ideal} = 5,16 \text{ dB}$. Der mit $G_{i,real} = 2,9 \text{ dB}$ gemessene Gewinn ist jedoch deutlich geringer. Die Ursache dafür ist vor allem in Verlusten innerhalb der schlecht leitenden aus Aluminium bestehenden Massefläche zu suchen.



Abbildung 4.30: Aufnahme der $\lambda/4$ -Stabantenne

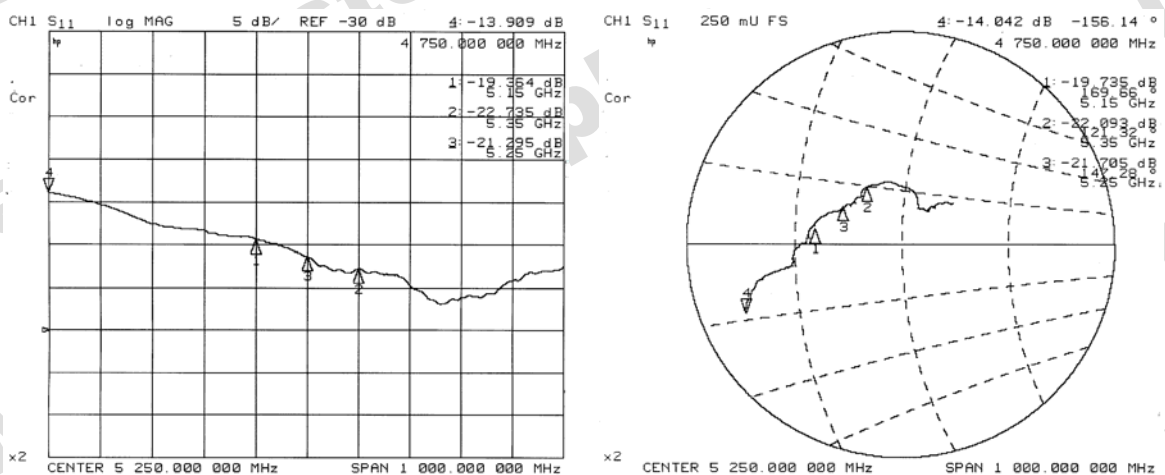


Abbildung 4.31: Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} der $\lambda/4$ -Stabantenne

4.4.2 4-Element-Butler-Matrix-Array

Das Speisetzwerk dieser Phased-Array-Antenne besteht aus der 4x4-Butler-Matrix aus Abschnitt 4.3.2. Die Butler-Matrix wird hier so angeordnet, dass sie direkt hinter dem Antennen-Array Platz findet. Es entfallen dadurch die Zuleitungen, die zu den einzelnen Antennenelementen führen, und Phasenfehler auf Grund ungleich langer Zuleitungen werden vermieden.

Die 4 Antennenelemente bestehen aus den Rechteck-Patch-Antennen-TLX-8 aus Abschnitt 4.4.1. Diese werden von der Rückseite her, mittels Durchkontaktierungen, mit der Butler-Matrix verbunden. Die Durchkontaktierungen sind, vom Zentrum der einzelnen Elemente aus betrachtet, um $2,69 \text{ mm}$ in Richtung einer strahlenden Kante der Rechteck-Patch-Antenne verschoben. Mit dieser Maßnahme wird die Antenneneingangsimpedanz auf $Z_L = 50 \Omega$ transformiert. Der Abstand zwischen den einzelnen Antennenelementen beträgt $\Delta x = 30 \text{ mm}$.

Die Messung der Richtdiagramme erfolgt, indem jeweils ein Anschluss TRx angesteuert wird, während die restlichen Tore mit dem Wellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ abgeschlossen sind. Die Anschlüsse sind folgendermaßen bezeichnet (siehe Abbildung 4.32 oben): TR1 oben, TR2 links, TR3 rechts und TR4 unten. Abweichungen zwischen den gemessenen und berechneten Richtdiagrammen sind vor allem durch die Elementverkopplungen und den Messraum, der nicht reflexionsarm und abgeschirmt ist, zu erklären.

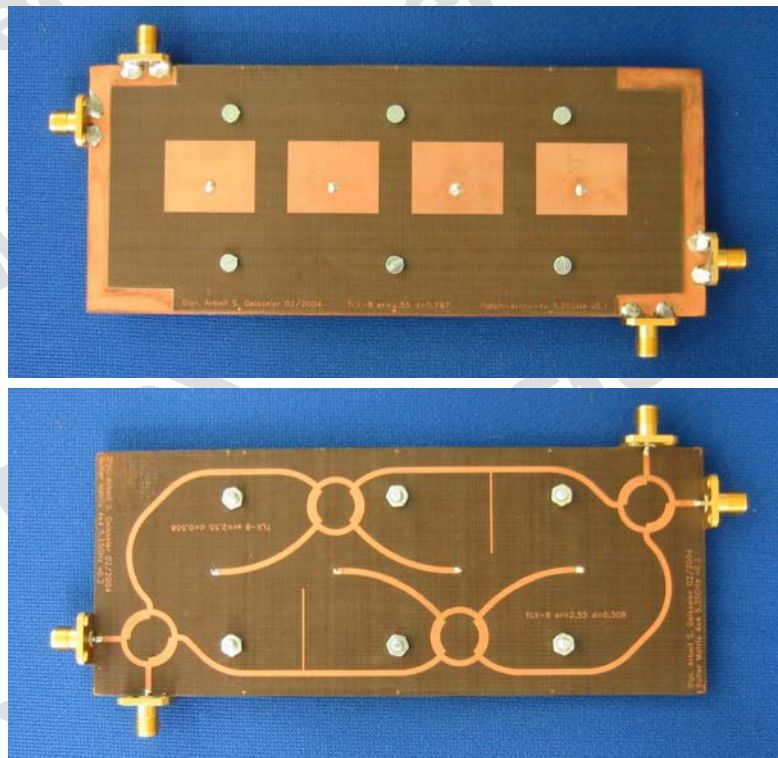


Abbildung 4.32: Aufnahme der der 4-Element-Butler-Matrix-Antenne

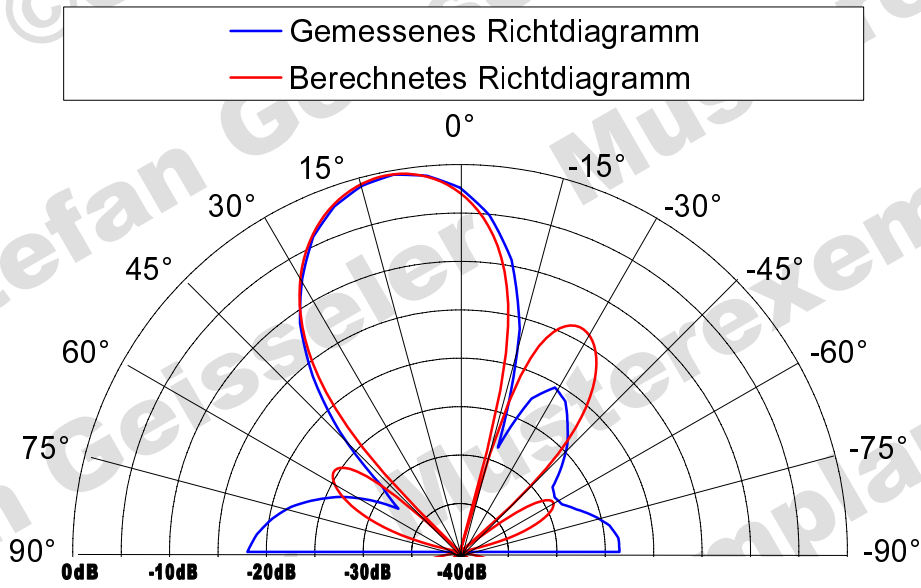


Abbildung 4.33: Richtdiagramm des 4-Element-Butler-Matrix-Arrays bei Ansteuerung von TR1

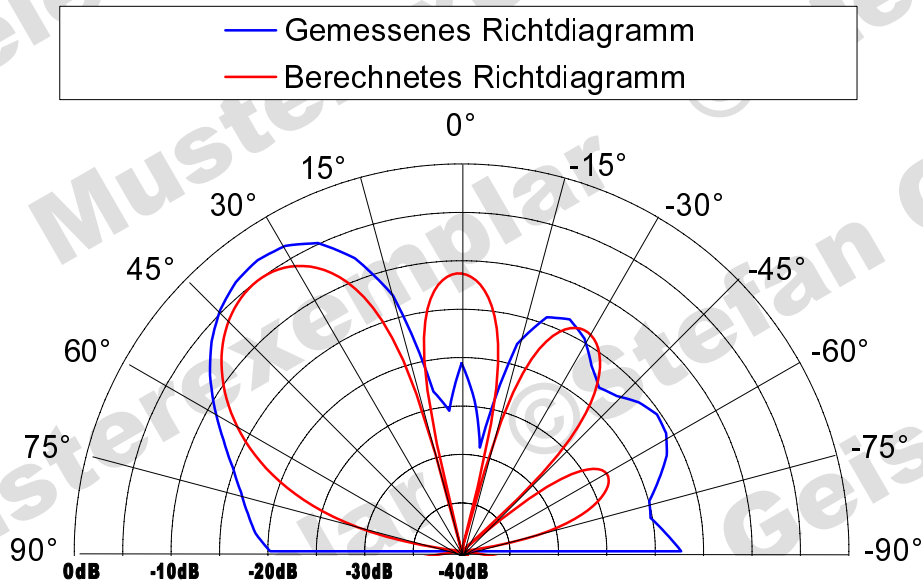


Abbildung 4.34: Richtdiagramm des 4-Element-Butler-Matrix-Arrays bei Ansteuerung von TR2

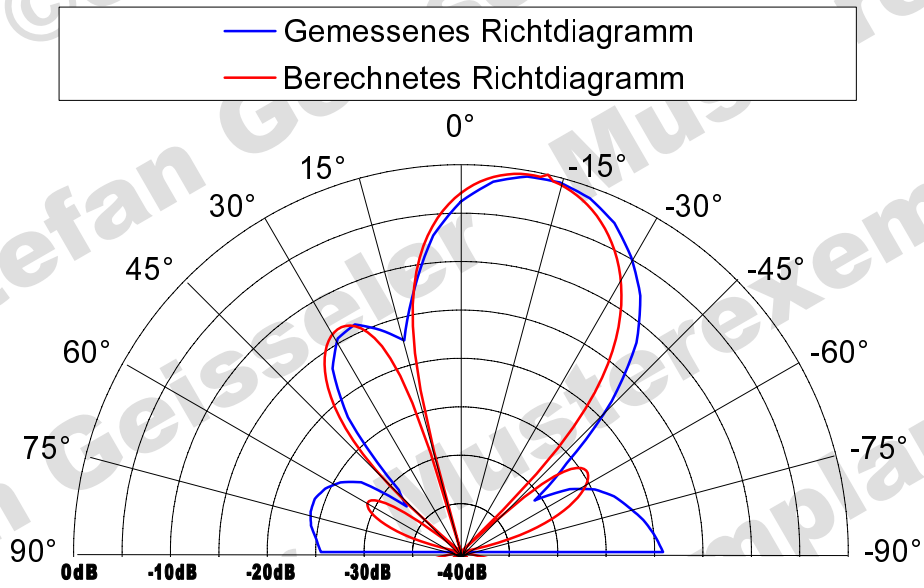


Abbildung 4.35: Richtdiagramm des 4-Element-Butler-Matrix-Arrays bei Ansteuerung von TR3

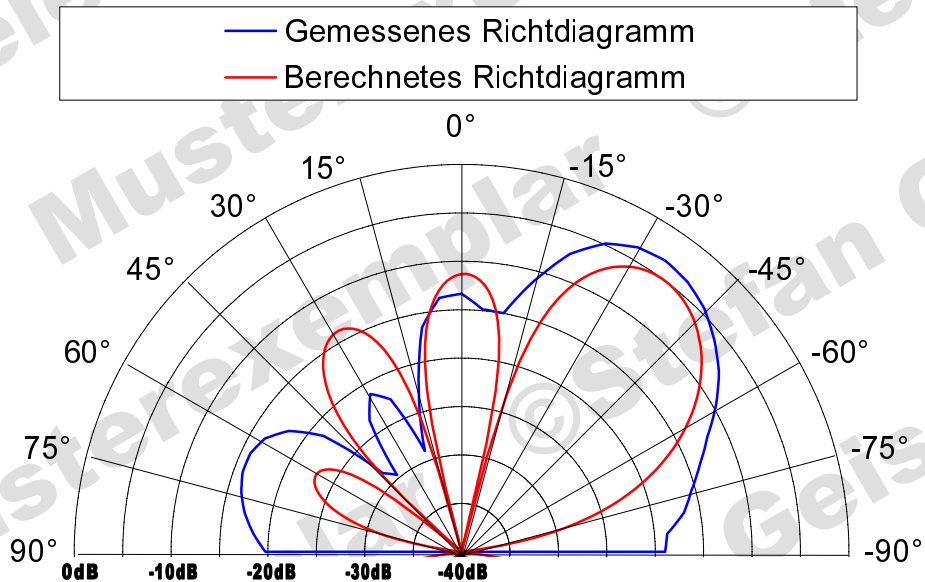


Abbildung 4.36: Richtdiagramm des 4-Element-Butler-Matrix-Arrays bei Ansteuerung von TR4

4.4.3 4-Element-Stabantennen-Array

Das in Abbildung 4.37 dargestellte 4-Element-Stabantennen-Array beinhaltet 4 MA27V11-Reflexionsphasenschieber (siehe Abschnitt 4.2.4), die über ein Speisetzwerk, bestehend aus drei Wilkinsonteilern (siehe Abschnitt 4.3.1), parallel gespeist werden. Die $\lambda/4$ -Stabantennen aus 4.4.1 dienen hier als Antennenelemente. Zwischen jedem Phasenschieber und Antennenelement befindet sich außerdem ein einstellbares Dämpfungsglied, welches mit Hilfe von PIN-Dioden realisiert ist. Mit diesen Dämpfungsgliedern wird die variable Einfügedämpfung der Phasenschieber ausgeglichen und eine Amplitudenbelegung gewählt.

Abbildung 4.38 zeigt die gemessenen S-Parameter am Beispiel einer eingestellten Phasenbelegung von $\Delta\varphi = 110^\circ$ und einer gleichmäßigen Amplitudenbelegung. Die Nummerierung der Antennenelemente erfolgt in Abbildung 4.37 von rechts nach links. Der Sendeempfangs-Ein- bzw Ausgang erhält den Index 5.

Aus Zeitgründen ist hier kein vollständiges Richtdiagramm dargestellt. In Tabelle 4.7 sind jedoch die berechneten und gemessenen Maxima bzw. -3 dB-Punkte der Richtcharakteristik angegeben.

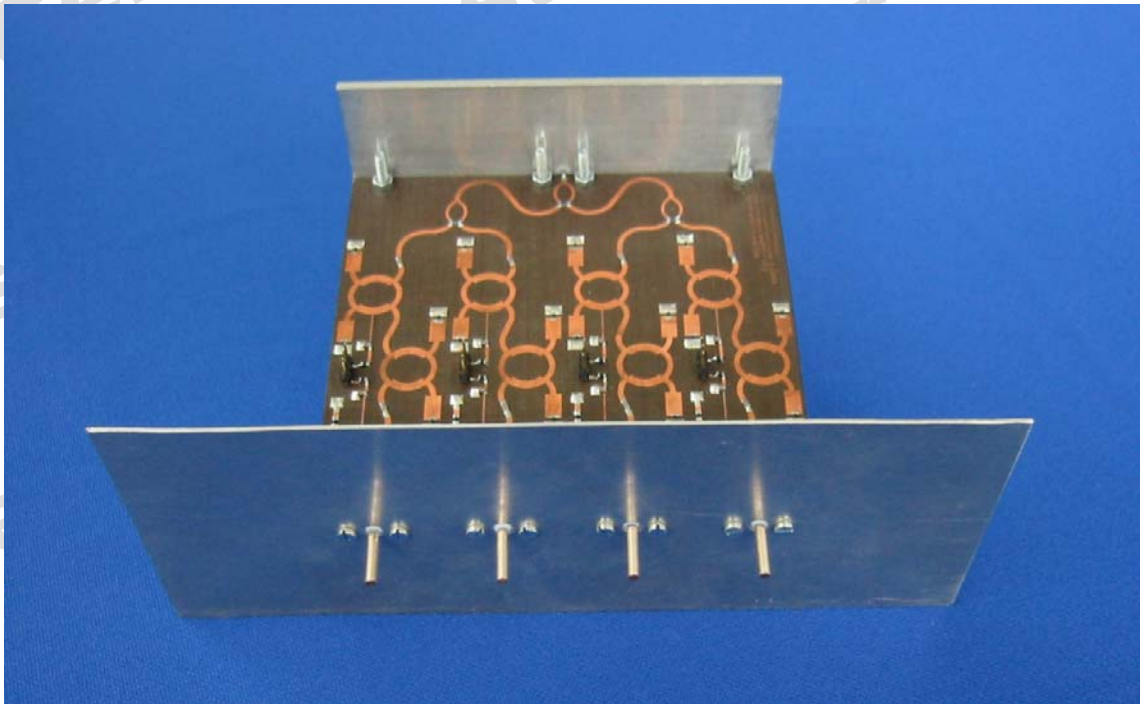
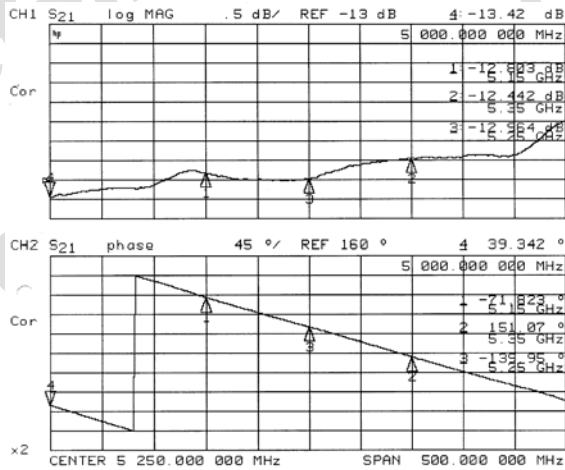


Abbildung 4.37: Aufnahme des 4-Element-Stabantennen-Arrays

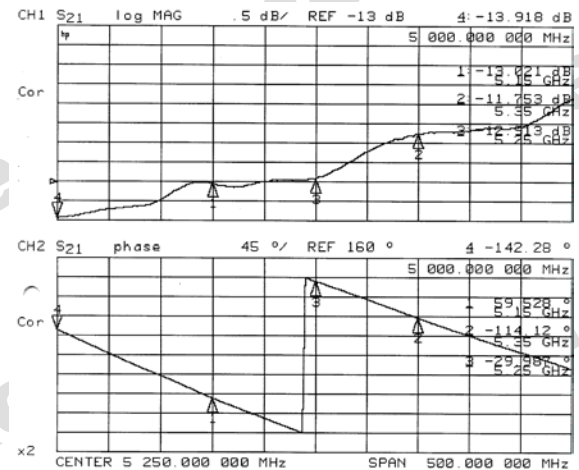
	-3 dB:	Maxima:	-3 dB:
Berechnet:	20,3°	35°	52,2°
Gemessen:	17°	34°	55°

Tabelle 4.7: Maxima und -3 dB Punkte der Richtcharakteristik des 4-Element-Stabantennen-Arrays bei einer Phasenbelegung von $\Delta\varphi = 110^\circ$

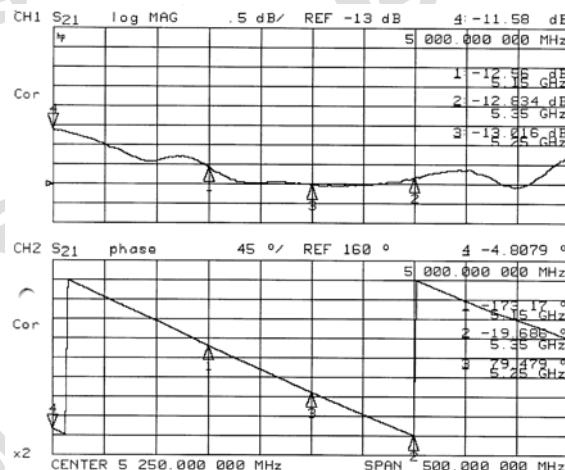
Betrag und Phase von S_{15}



Betrag und Phase von S_{25}



Betrag und Phase von S_{35}



Betrag und Phase von S_{45}

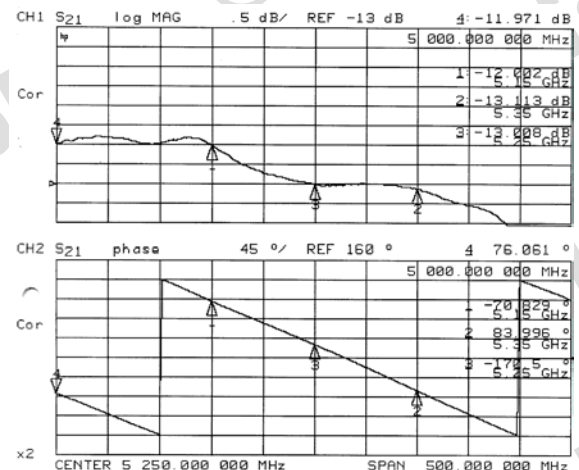


Abbildung 4.38: Gemessene S-Parameter des 4-Element-Stabantennen-Arrays bei einer Phasenbelegung von $\Delta\varphi = 110^\circ$

4.5 HF-Frontend

Das HF-Frontend ist in einen Sende- und Empfangsteil aufgeteilt, welche jeweils in einem gefrästen Aluminiumgehäuse untergebracht sind. Enthalten sind die in Abschnitt 3.4 aufgeführten Komponenten mit Ausnahme der ZF-Verstärker und des Sende-Empfangsumschalters. Der Detailaufbau und die Messwerte der einzelnen Komponenten sind im Anhang zu finden.

4.5.1 Sendefrontend

Das Gehäuse des Sendefrontend ist in vier Kammern aufgeteilt. Auf diese Weise werden Verkopplungen zwischen HF-, LO- und ZF-Teil minimiert. Die größte, in Abbildung 4.39 rechts oben dargestellte Kammer enthält den HF-Teil. In dieser befindet sich links der Mischer, in der Mitte der HF-Bandpass und rechts die Sendeendstufe. Der Signalfluss erfolgt somit von links nach rechts.

Die Kammer links unten ist für den ZF-Teil vorgesehen, wobei diese zur Zeit nur den ZF-Tiefpass enthält. Der 3 V-Spannungsregler vom Typ LM317T ist in der Kammer unten rechts platziert. Diese ist außerdem für den Sende-Empfangsumschalter und den zweiten HF-Bandpass vorgesehen. In der Kammer links oben kann ein LO platziert werden.

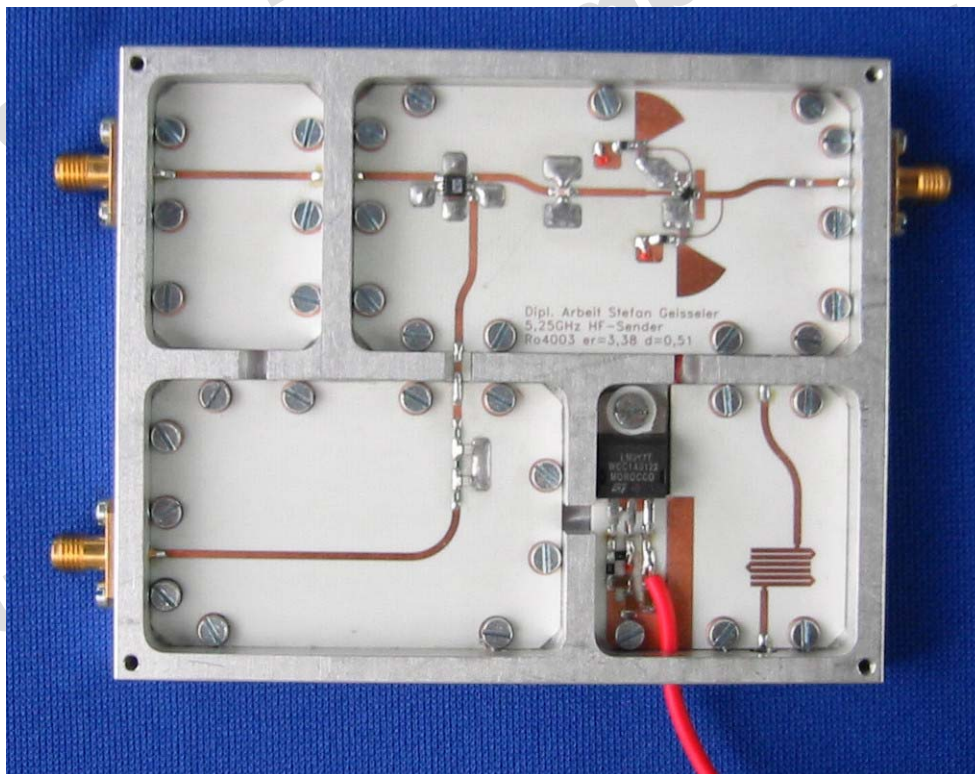


Abbildung 4.39: Aufnahme des Sendefrontends

4.5.2 Empfangsfrontend

Das Gehäuse des Empfangsfrontends ist mit dem des Sende- frontends identisch. Der wesentliche Unterschied ist die Bestückung der rechts oben liegenden Kammer, die den HF-Teil enthält. In dieser befindet sich rechts der LNA, in der Mitte der HF-Bandpass und rechts der Mischer. Der Signalfluss erfolgt nun von rechts nach links. Die untere rechte Kammer enthält außerdem einen HF-Bandpass, der das empfangene Signal direkt hinter der Antenne filtert.

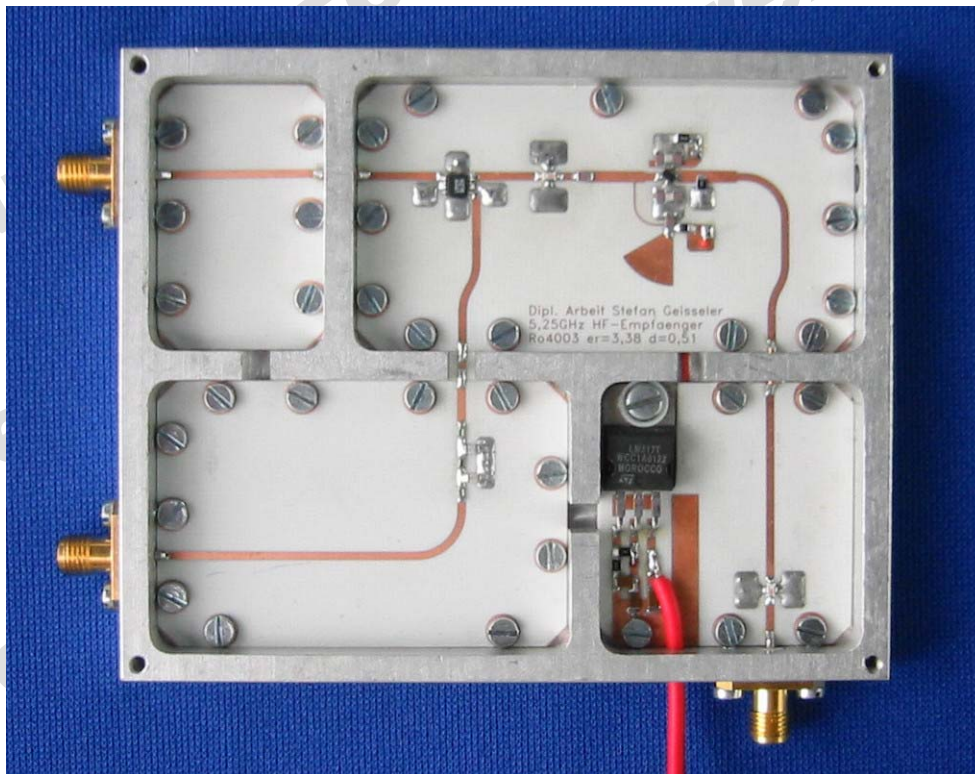


Abbildung 4.40: Aufnahme des Empfangsfrontends

4.5.3 Messergebnisse

Der Test und die Funktionsprüfung des HF-Frontends erfolgen über eine Funkfeldstrecke der Länge $r = 2 \text{ m}$. Als Sendeantenne kommt dabei die Rechteck-Patchantenne-Ro4003, die einen Antennengewinn von $G_s = 5,1 \text{ dB}$ aufweist, als Empfangsantenne die Rechteck-Patchantenne-TLX-8 mit einem Gewinn von $G_E = 5,8 \text{ dB}$, zum Einsatz. Die Funkfelddämpfung

$$a_{F,dB} = 122 + 20 \lg \frac{r}{\text{km}} - 20 \lg \frac{\lambda}{\text{cm}} - G_E - G_s \quad (4.9)$$

ergibt sich somit zu $a_{F,dB} = 41,97 \text{ dB}$. Aus den Messwerten der Einzelkomponenten folgt zwischen ZF-Ein- bzw Ausgang und HF-Ein- bzw Ausgang für das Sendefrontend eine Verstärkung von $G_{SF} = 3,9 \text{ dB}$ und für das Empfangsfrontend eine Dämpfung von $G_{EF} = -3,4 \text{ dB}$. Es ergibt sich mit

$$a_{ges,dB} = a_{F,dB} - G_{SF} - G_{EF} \quad (4.10)$$

eine Gesamtdämpfung von $a_{ges,dB} = 41,47 \text{ dB}$. Die gemessene Einfügedämpfung weicht nur geringfügig von diesem Wert ab (siehe Abbildung 4.42).

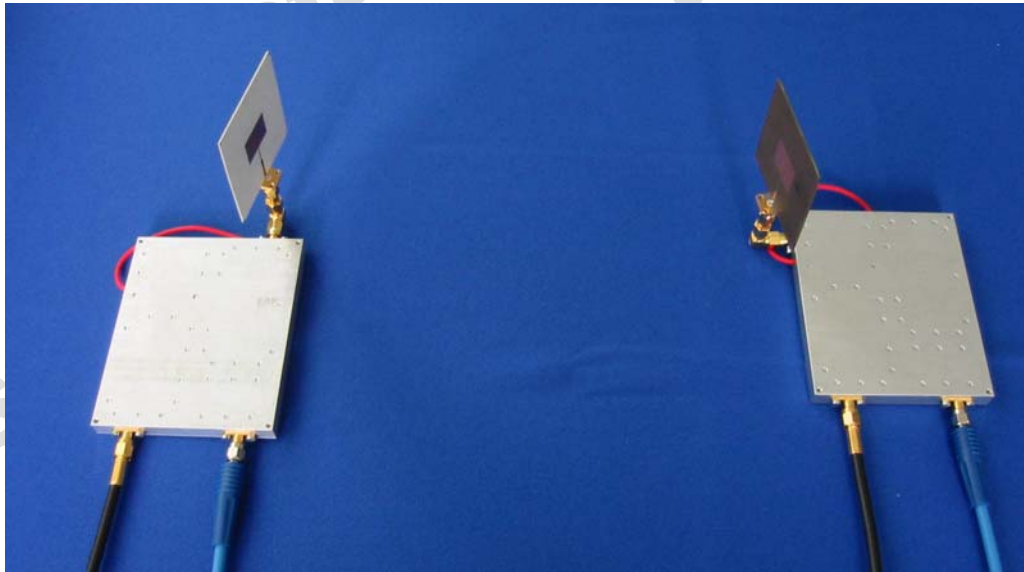
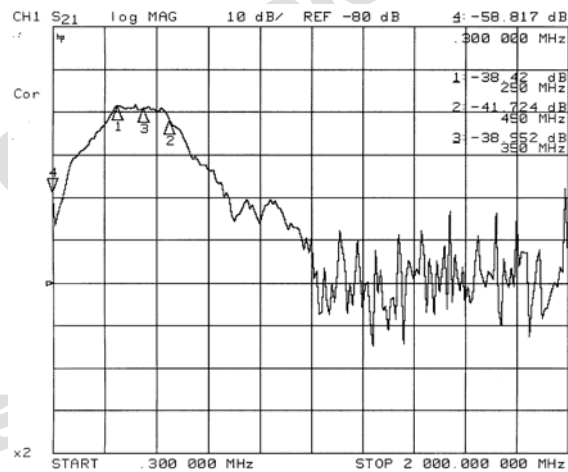
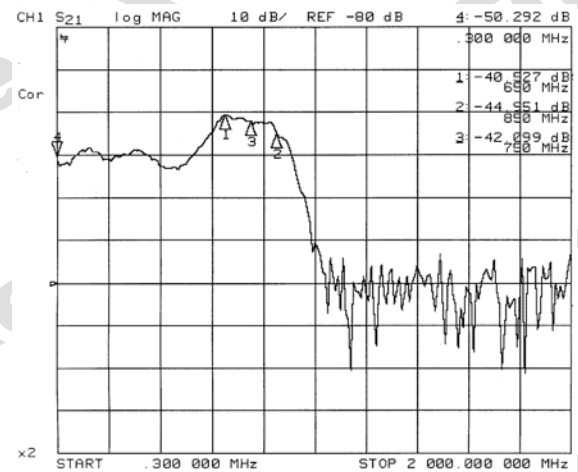


Abbildung 4.41: Aufbau der Sende-Empfangsstrecke

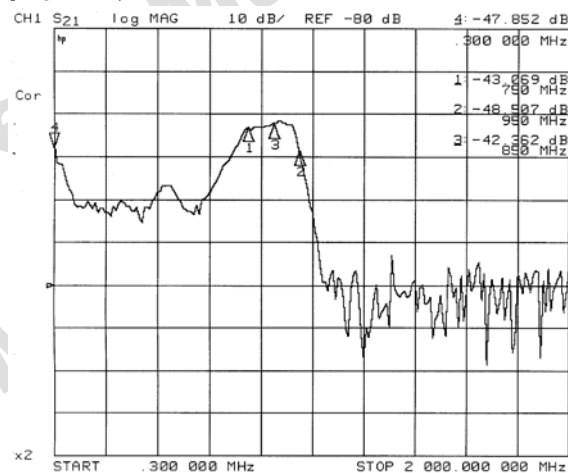
$f_{LO} = 5,6 \text{ GHz}$



$f_{LO} = 6,0 \text{ GHz}$



$f_{LO} = 6,1 \text{ GHz}$



$f_{LO} = 6,1 \text{ GHz}$

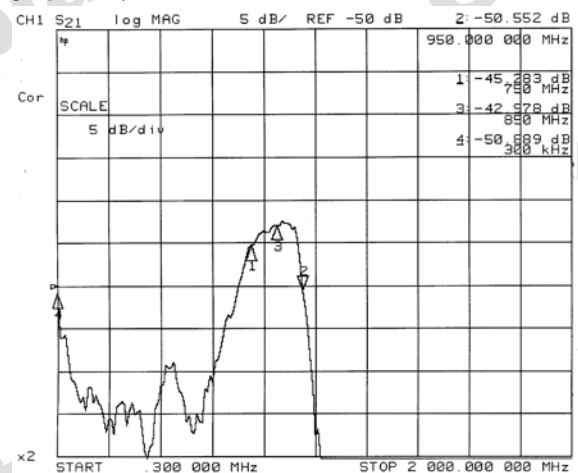


Abbildung 4.42: Dämpfungsverlauf zwischen ZF-Ein- und Ausgang bei einer Funkfeldstrecke von 2 m

Kapitel 5

Zusammenfassung und Ausblick

Die zunehmende Dichte an Funksystemen, die in den unteren Frequenzbändern arbeiten, machten die Freigabe des 5 GHz-Bandes für WLAN-Anwendungen erforderlich. Der Entwurf und die Realisierung einer Phased-Array-Antenne mit HF-Frontend in diesem Band war Ziel der Arbeit.

Es diente hierbei der 802.11a Standard des IEEE als Grundlage für den Entwurf des HF-Frontends. Dieses beinhaltet im Sendezweig die Komponenten ZF-Tiefpass, Upconverter, HF-Bandpass und Sende-Endstufe (PA). Der Empfangszweig umfasst ZF-Tiefpass, Downconverter, HF-Bandpass und rauscharmen Verstärker (LNA). Ein Sende-Empfangsumschalter stellt die Verbindung zwischen Antenne und Sende- bzw. Empfangsteil her. Alle Komponenten wurden in Mikrostreifenleitertechnik realisiert und danach vermessen und getestet.

Da das 5 GHz-Band zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit noch relativ wenig genutzt wurde, war die Auswahl an erhältlichen Bauelementen gering. Auf Grund dessen kamen hier keine hochintegrierten ICs zum Einsatz. Teilweise mussten einzelne Komponenten erst an den Leitungswellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ angepasst werden. Es fanden hierzu neben den Berechnungsgrundlagen für Streifenleiter-Schaltungen auch verschiedene Softwaretools Verwendung. Die ermittelten Messwerte der einzelnen Komponenten bestätigten zum Großteil die Herstellerangaben und vorher angestellten Berechnungen. Einzig der mittels PIN-Dioden realisierte Sende-Empfangsumschalter wies eine nicht zufriedenstellende, zu hohe Einfügedämpfung und zu geringe Isolation auf. Dieser ist somit in dem aufgebauten Prototypen des HF-Frontends, der in Sende- und Empfangsteil zweigeteilt wurde, auch nicht enthalten.

Vor Beginn des Entwurfs der Phased-Array-Antenne wurden deren theoretische Grundlagen erarbeitet und zusammengefasst. Besondere Aufmerksamkeit galt dabei den Phasenschiebern. Es wurden verschiedene Möglichkeiten zur Erzielung einer Phasenverschiebung im GHz-Bereich betrachtet. Anhand dieser Überlegungen erfolgte der Aufbau diverser Phasenschieber, von denen der Kurzschlusschieber und der mittels einer Varaktordiode gesteuerte Reflexionsphasenschieber besonders gute Ergebnisse lie-

ferten. Letztere übernehmen in einem realisierten Phased Array, das aus 4 Antennenelementen besteht, die Aufgabe des Schwenkens des Richtdiagramms. Als Antennenelemente kamen dabei einfache $\lambda/4$ -Stabantennen zum Einsatz.

Die Ansteuerung einer zweiten, ebenfalls realisierten Phased-Array-Antenne erfolgte mittels einer 4x4-Butler-Matrix. Die Antennenelemente dieses Arrays bestehen aus Rechteck-Patch-Antennen, die eine leicht bündelnde Richtcharakteristik aufweisen. Soweit es möglich war, kam auch hier die relativ leicht zu handhabende Mikrostreifenleitertechnik zum Einsatz.

Die gemessenen Richtdiagramme beider Antennen entsprachen im Wesentlichen der vorher betrachteten Theorie. Abweichungen traten vor allem in den Nebenkeulen des Richtdiagramms in Erscheinung, deren Ursachen auf den nicht reflexionsfreien Messraum und die Verkopplung der Elemente zurückzuführen sind.

Das $\lambda/4$ -Stabantennen-Array wurde so vorbereitet, dass die Möglichkeit besteht, dieses mittels eines Mikrocomputers anzusteuern. Dafür wäre eine Schaltung zu entwerfen, die die digitalen Daten des Mikrocomputers in analoge Spannungen umsetzt, mit denen die einzelnen Phasenschieber angesteuert werden können. Mit Hilfe einer ebenfalls zu entwickelnden Software könnte somit eine adaptive Antenne realisiert werden, die sich automatisch an verschiedene Sende- und Empfangssituationen anpasst. Als Weiterführung der Arbeit wäre außerdem eine Verbesserung der Antennenelemente hinsichtlich ihrer Bandbreite und eine genauere Betrachtung der Elementverkopplungen sinnvoll.

Die hier dargestellten Verfahren und realisierten Komponenten einer Phased-Array-Antenne können auch in größeren und mehrdimensionalen Arrays Anwendung finden. Interessant wäre auf Grund der guten Ausstattung an X-Band-Komponenten der FH-Bochum auch eine Anwendung der gewonnenen Erkenntnisse im Frequenzbereich um 10 GHz. Die bereits aufgebauten 5 GHz-Komponenten, mit Ausnahme der Antennen, könnten auch dort verwendet werden. Dazu müssten jedoch zusätzliche Mischer aufgebaut werden, mit denen dann eine Frequenzverschiebung erfolgen kann.

Kapitel 6

Anhang

6.1 Einzelkomponenten des HF-Frontends

6.1.1 Sendeendstufe (Power Amplifier) MGA-83563 (Agilent)

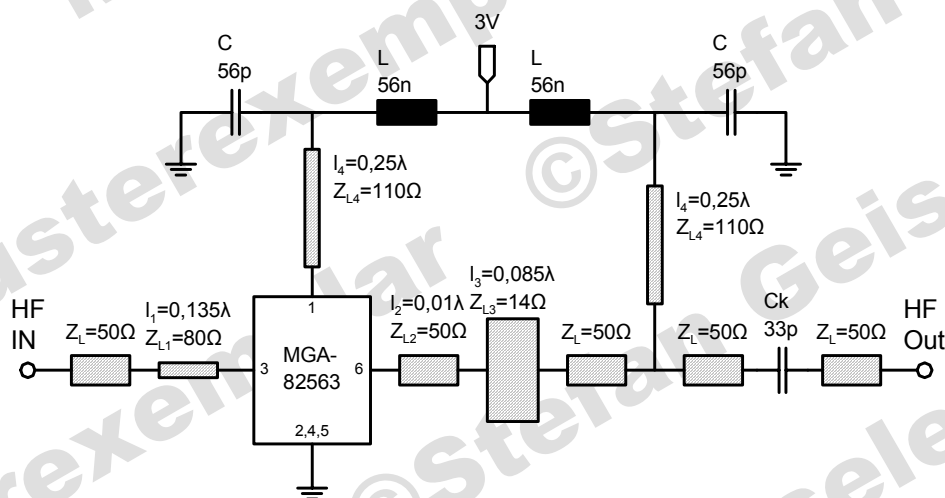
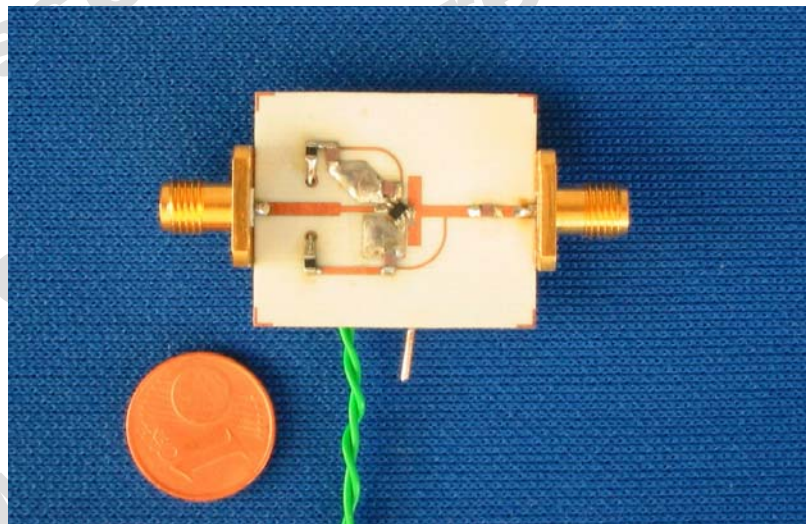
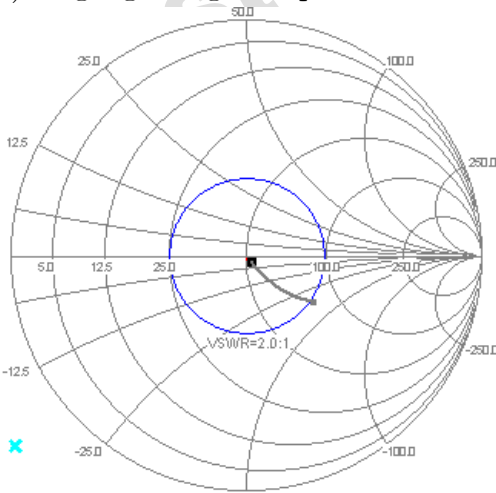


Abbildung 6.1: Schaltplan und Aufnahme der Sendeendstufe MGA-83563

a) eingangsseitiges Anpassnetzwerk



b) ausgangsseitiges Anpassnetzwerk

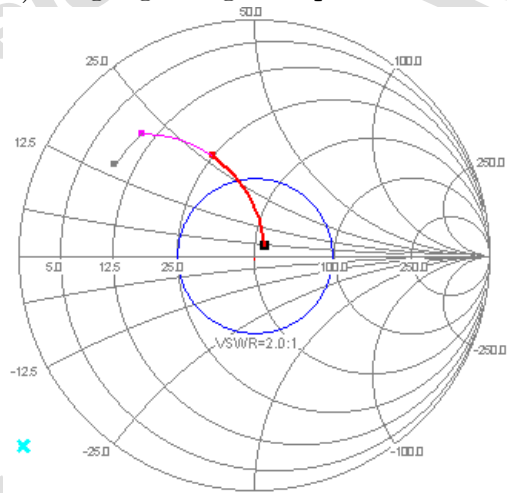
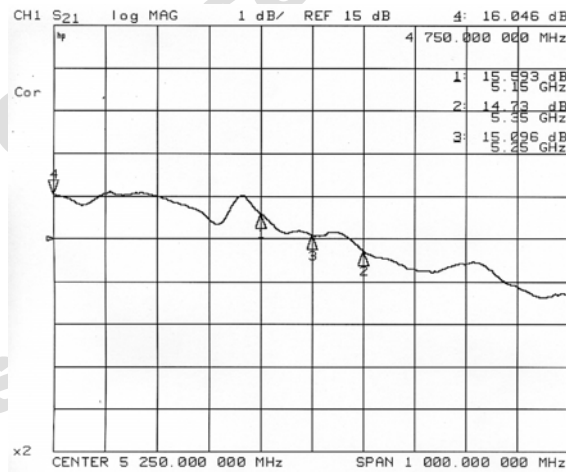
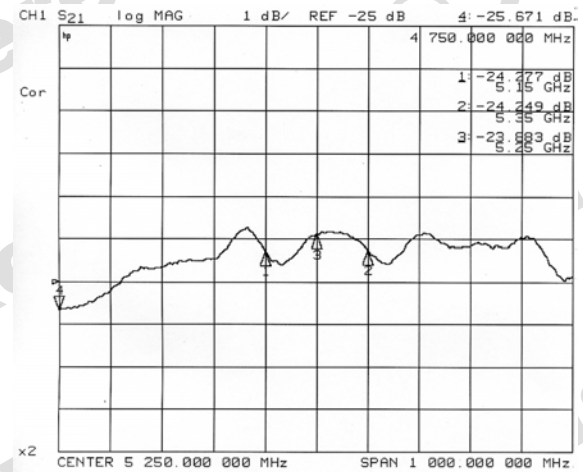


Abbildung 6.2: CSERP- Smithdiagramme der Anpassnetzwerke der Sendeendstufe MGA-83563 bei 5,25 GHz

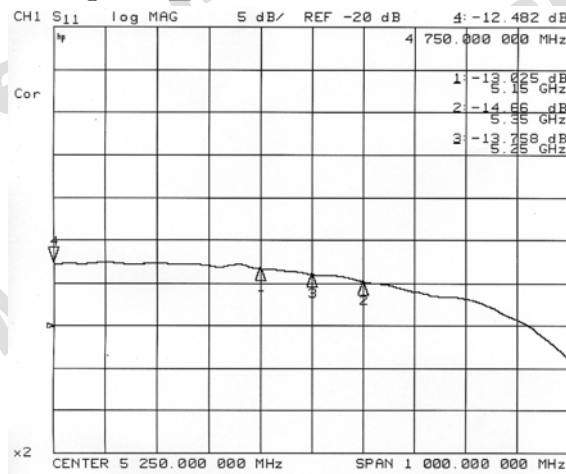
Betrag von S_{21}



Betrag von S_{12}



Betrag von S_{11}



Betrag von S_{22}

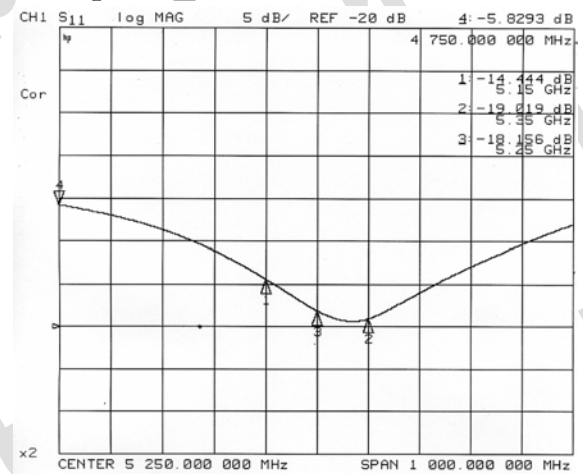


Abbildung 6.3: Gemessene S-Parameter der Sendeendstufe MGA-83563

6.1.2 LNA (Low Noise Amplifier) MGA-72543 (Agilent)

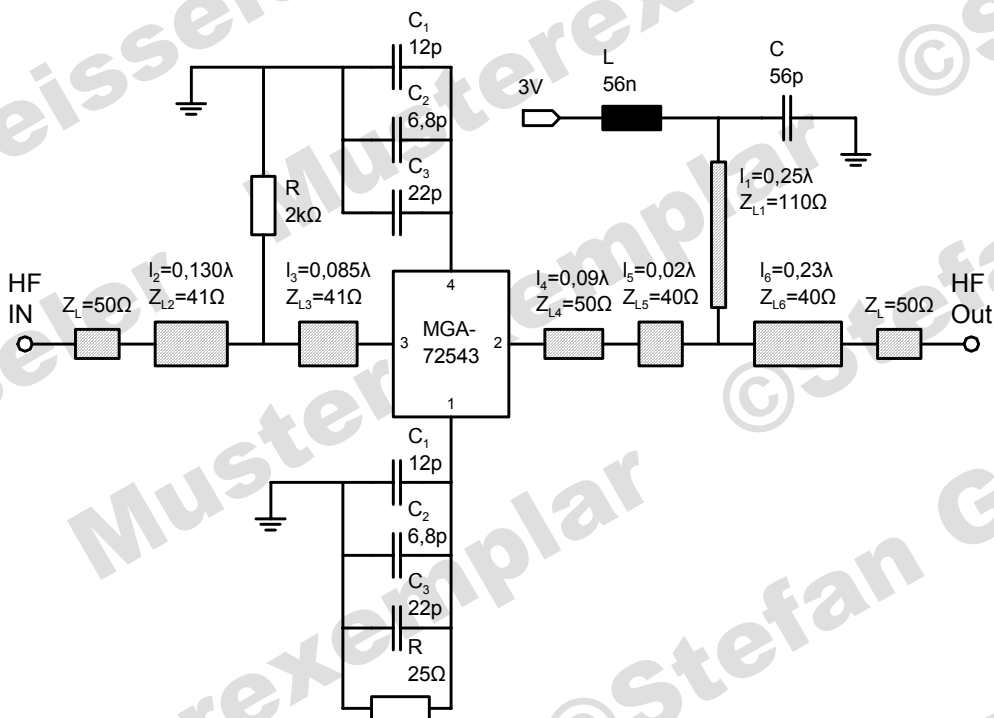
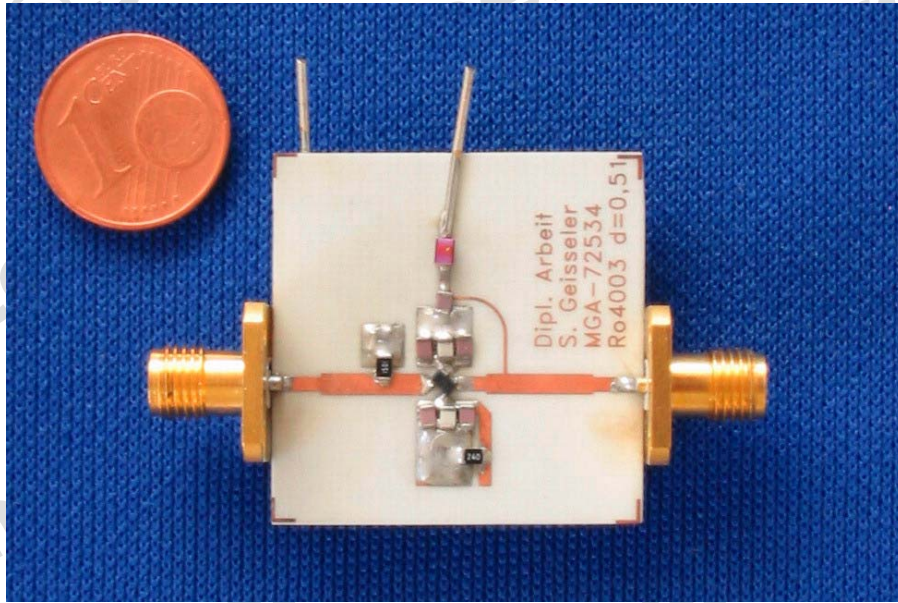
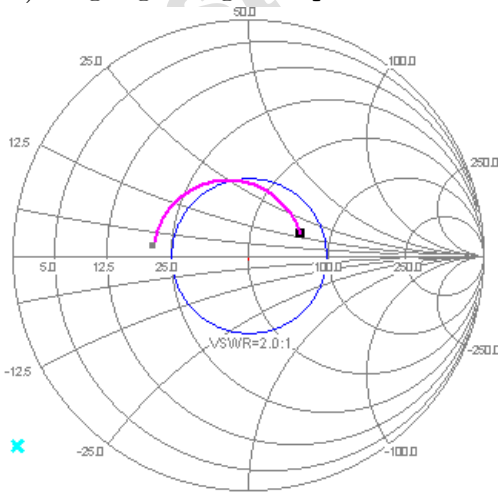


Abbildung 6.4: Schaltplan und Aufnahme des LNA MGA-72543 (Agilent)

a) eingangsseitiges Anpassnetzwerk



b) ausgangsseitiges Anpassnetzwerk

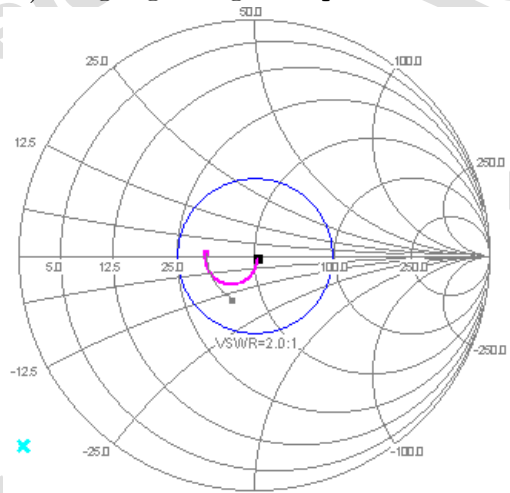
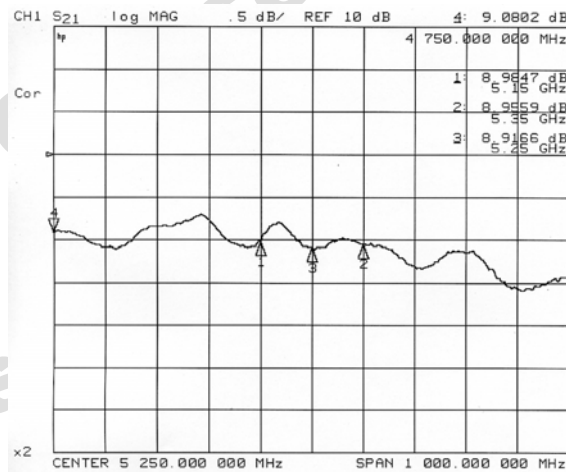
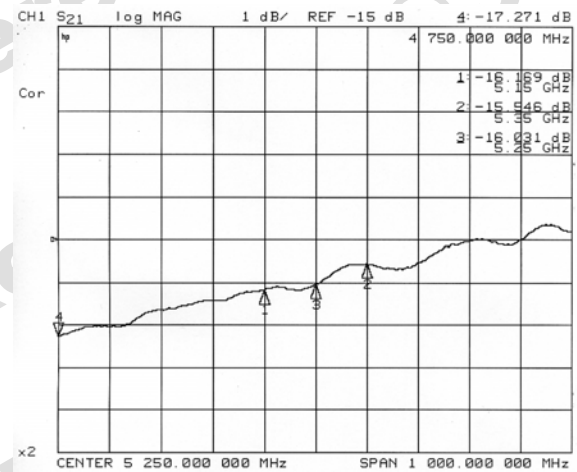


Abbildung 6.5: CSERP- Smithdiagramme der Anpassnetzwerke des LNA MGA-72543 bei 5,25 GHz

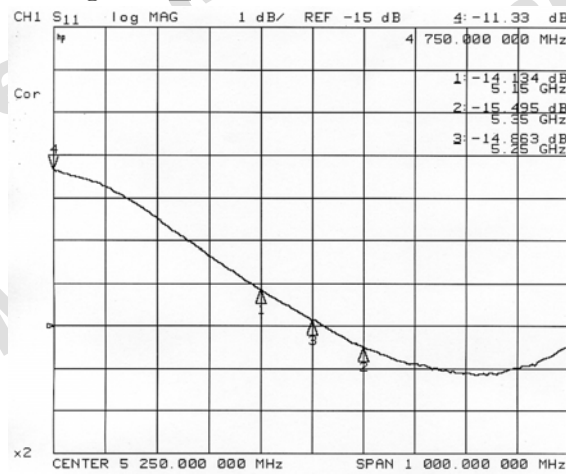
Betrag von S_{21}



Betrag von S_{12}



Betrag von S_{11}



Betrag von S_{22}

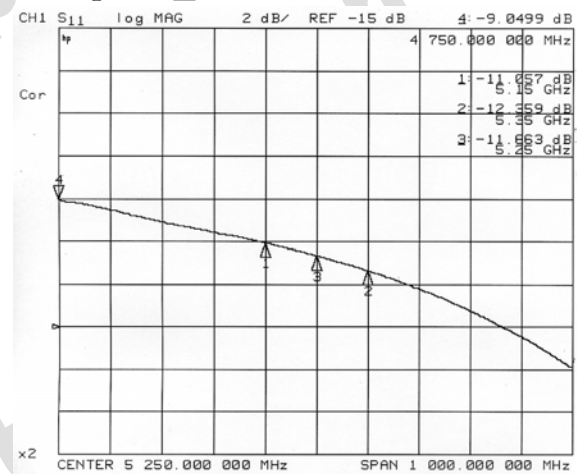


Abbildung 6.6: Gemessene S-Parameter des LNA MGA-72543

6.1.3 Mischer HMC218 (Hittite)

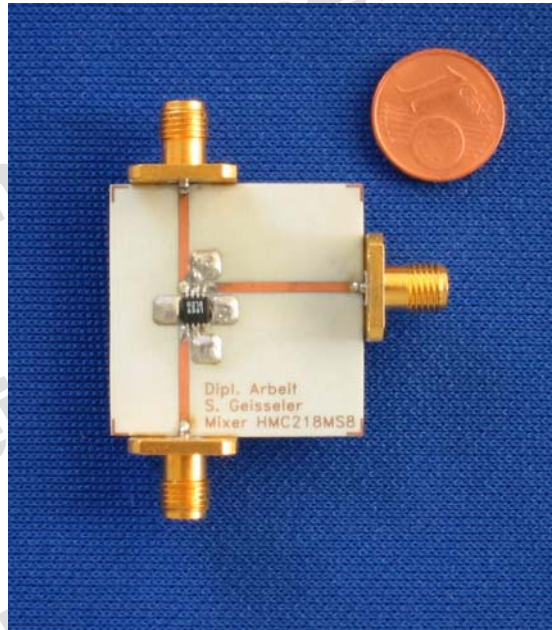


Abbildung 6.7: Aufnahme des Mischers HMC218.

Leistung LO	+5 dBm	+6 dBm	+7 dBm	+8 dBm	+9 dBm	+10 dBm
$f_{LO} = 6,0 \text{ GHz}$:						
Einfügedämpfung $f_{HF} = 5,0 \text{ GHz}$:	-11,9 dB	-10,3 dB	-9 dB	-8,7 dB	-8,3 dB	-8,1 dB
Einfügedämpfung $f_{HF} = 5,5 \text{ GHz}$:	-11,4 dB	-9,8 dB	-8,7 dB	-8,3 dB	-7,9 dB	-7,5 dB

Tabelle 6.1: Gemessene Einfügedämpfung des Mischers

6.1.4 ZF-Filter

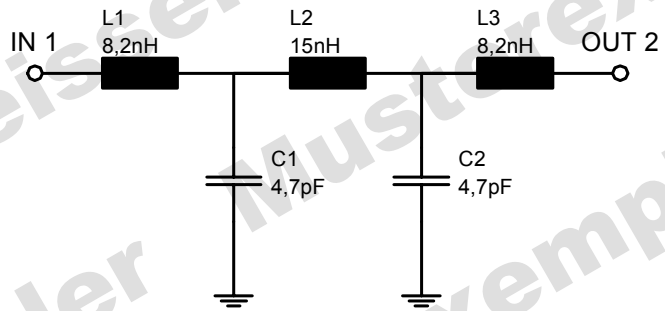


Abbildung 6.8: Schaltplan und Aufnahme des ZF-Tiefpasses

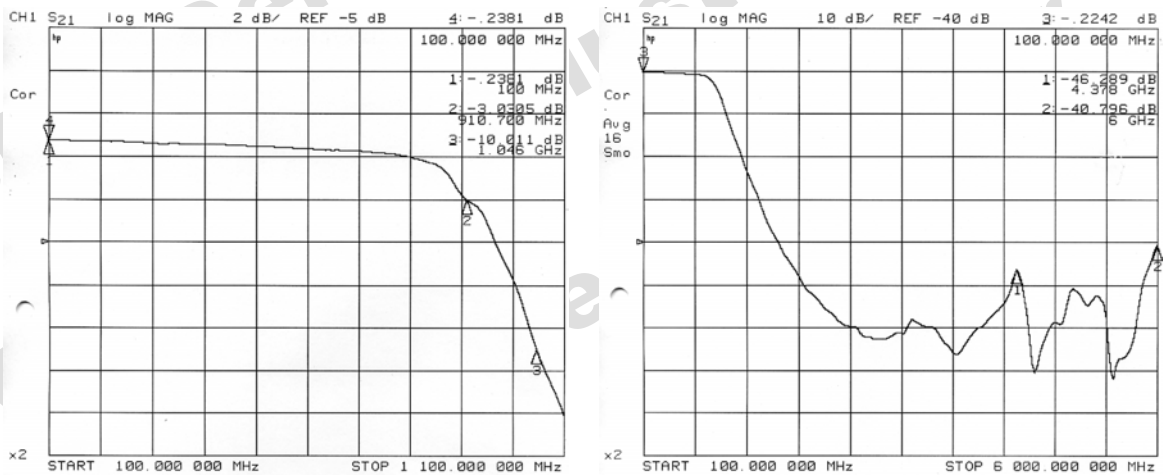


Abbildung 6.9: Gemessener S-Parameter S_{21} des ZF-Tiefpassfilters

6.1.5 Sende-/Empfangsumschalter HSMP-3894 (Agilent)

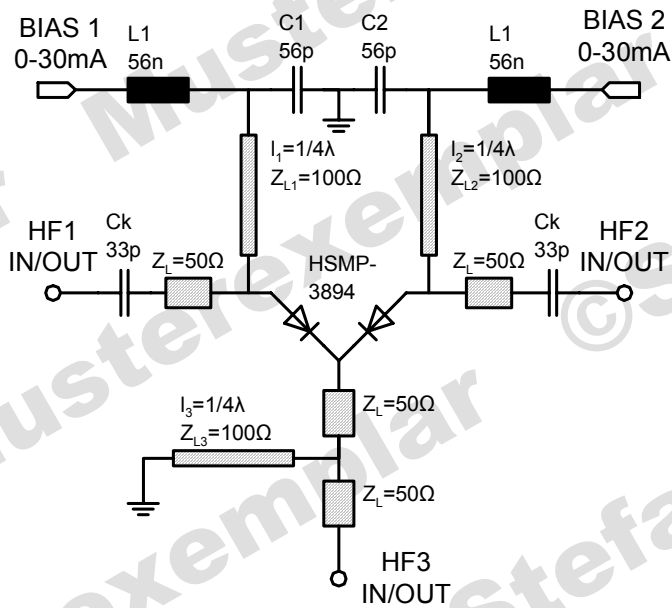
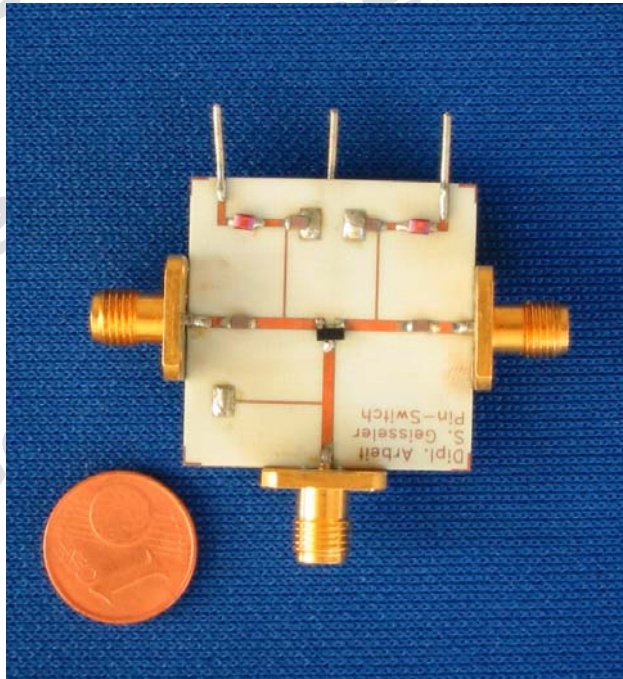
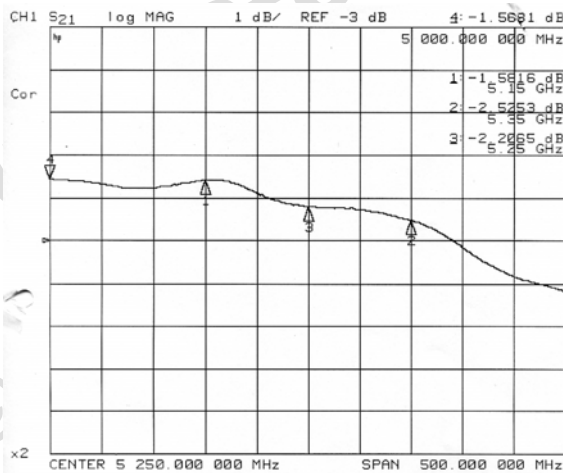
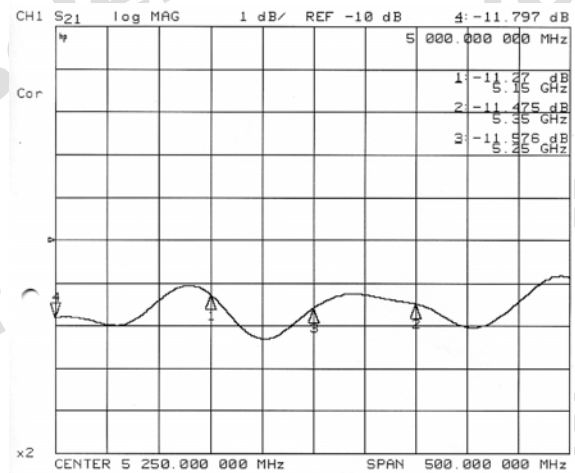


Abbildung 6.10: Schaltplan und Aufnahme des Sende-Empfangsumschalters HSMP-3894

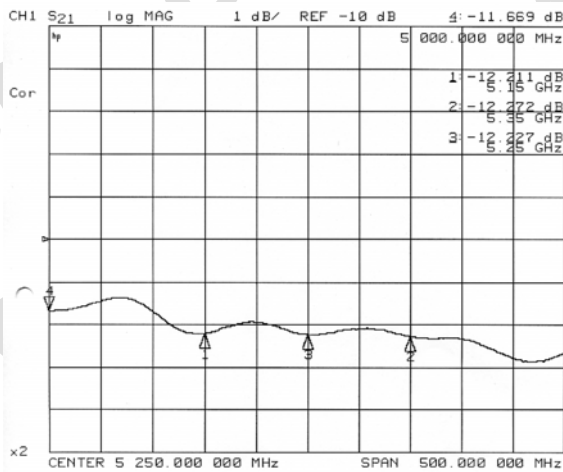
S_{31} bei BIAS 1=30 mA



S_{31} bei BIAS 1=0 mA



S_{13} bei BIAS 1=0 mA



S_{11} bei BIAS 1=0 mA

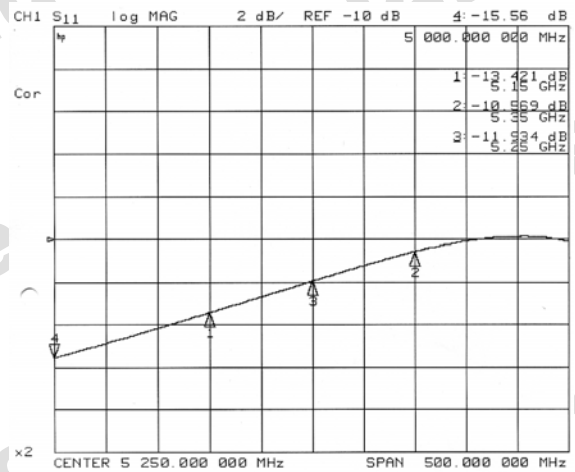


Abbildung 6.11: Gemessene S-Parameter des Sende-Empfangsumschalters

6.1.6 HF-Bandpass 748323155 (Würth Elektronik)

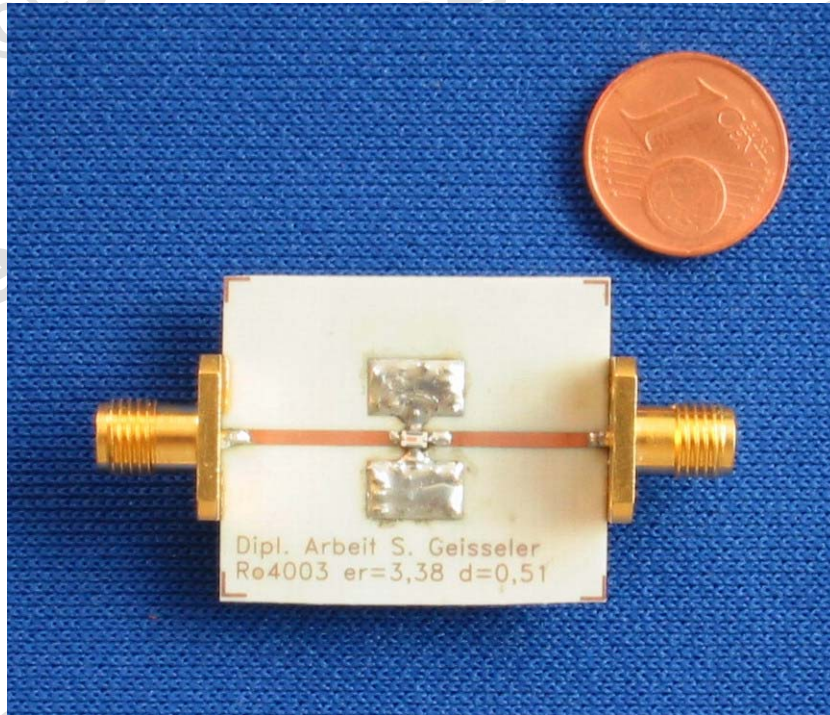


Abbildung 6.12: Aufnahme des HF-Bandpasses 748323155

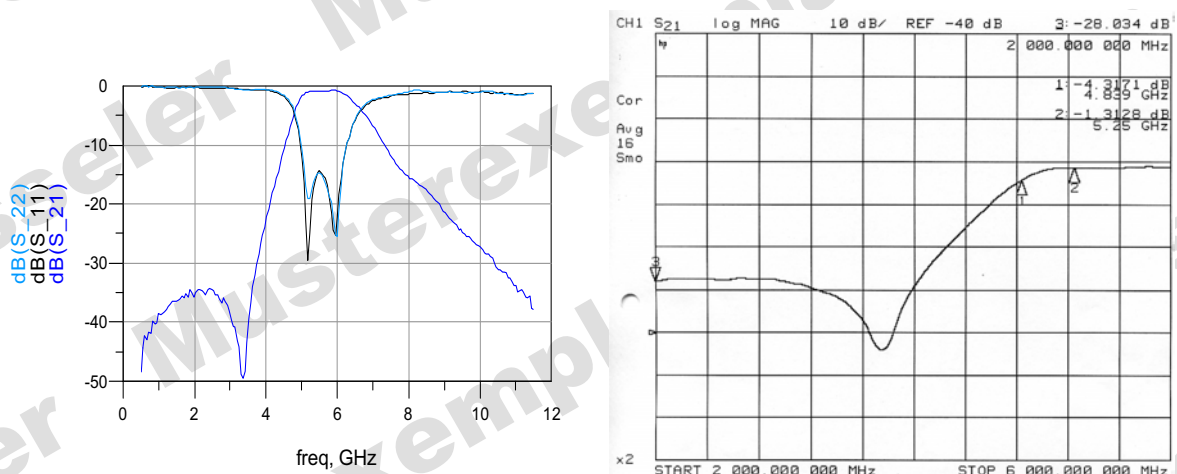


Abbildung 6.13: Vergleich von Herstellerangabe mit gemessenem Amplitudengang

6.2 Rechteck-Patchantenne-Ro4003

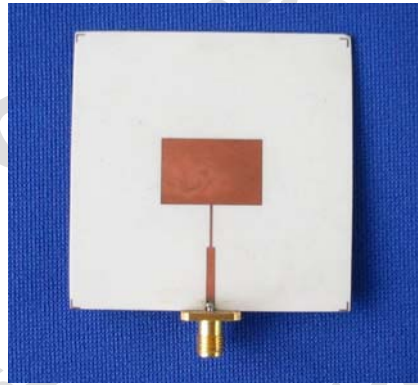


Abbildung 6.14: Aufnahme der Rechteck-Patchantenne-Ro4003 ($h = 14,45 \text{ mm}$ $b = 22 \text{ mm}$ Substratstärke $s = 0,81 \text{ mm}$)

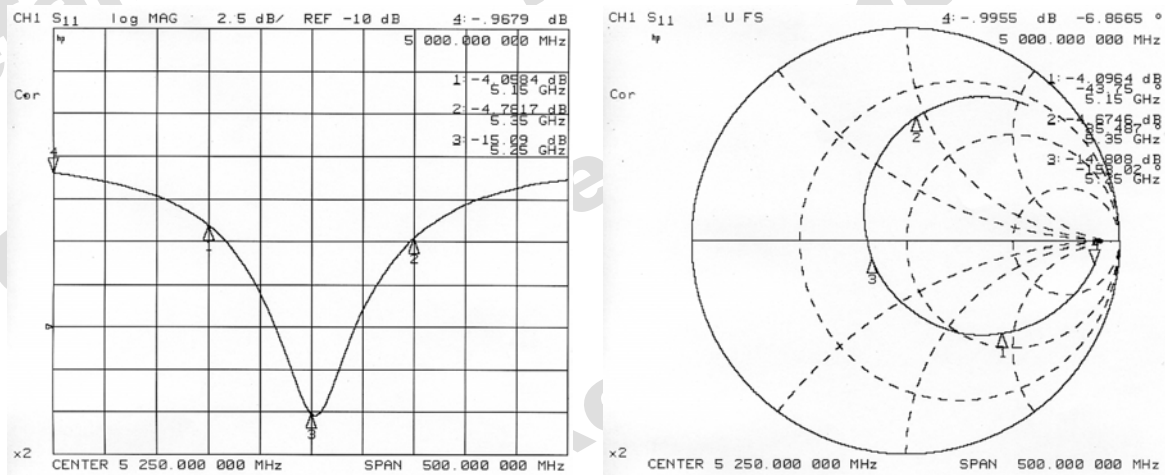


Abbildung 6.15: Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} der Rechteck-Patchantenne-Ro4003

6.3 Array aus 4 Rechteck-Patchantennen-Ro4003

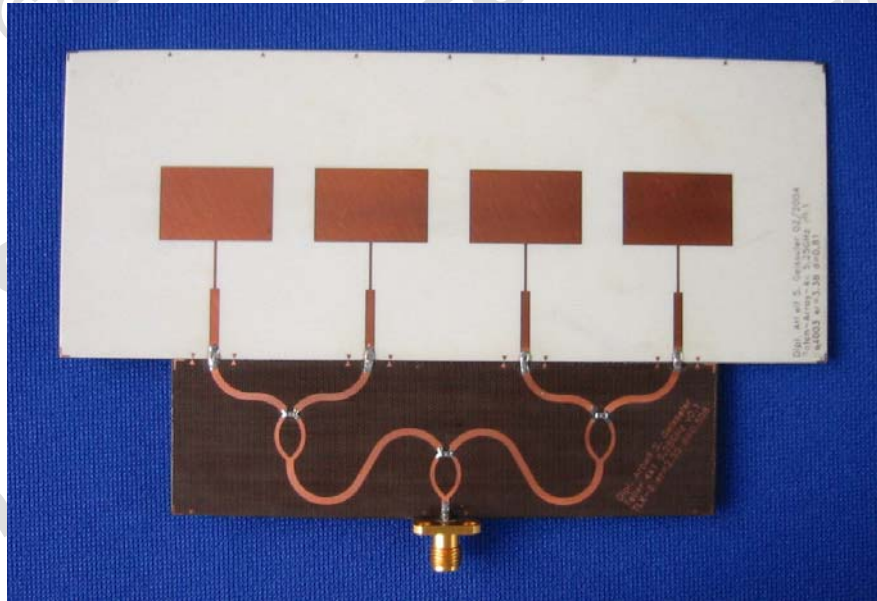


Abbildung 6.16: Aufnahme des Arrays aus Rechteck-Patchantennen-Ro4003 mit einem Elementabstand $\Delta x = 3 \text{ cm}$

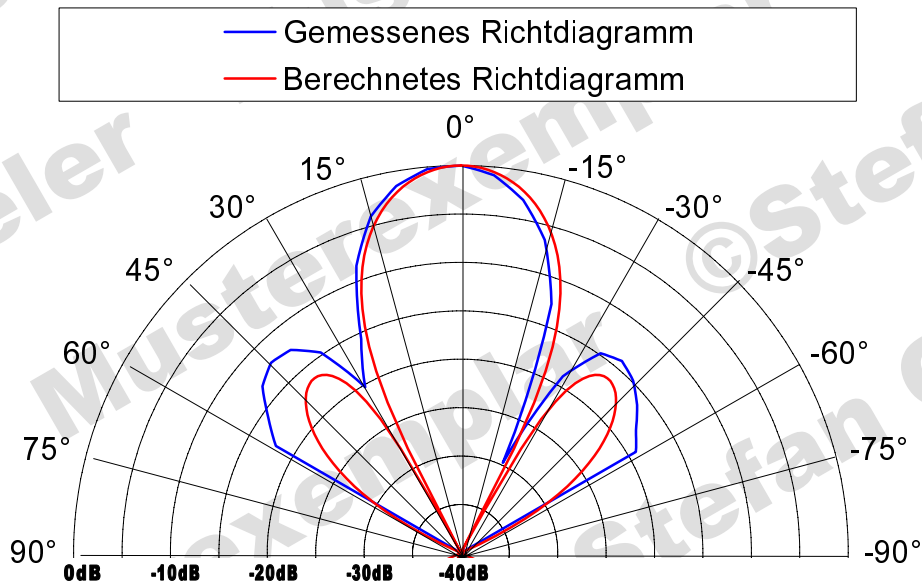


Abbildung 6.17: Richtdiagramm des Arrays aus Rechteck-Patchantennen-Ro4003

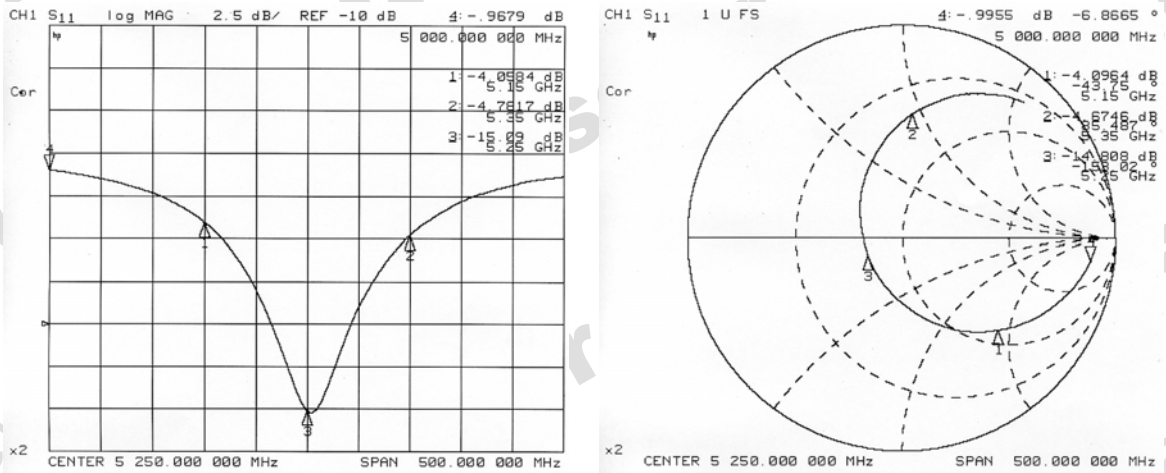


Abbildung 6.18: Gemessener Reflexionsfaktor S_{11} des Arrays aus Rechteck-Patchantennen-Ro4003

6.4 Datenblätter