



Max-Planck-Institut für Radioastronomie

Masterarbeit Fachbereich Systemtechnik

Realisierung eines Frequenzumsetzers für ein K-Band Empfangssystem

Bearbeiter:	DiplIng. (FH) Christoph Risser	
Betreuer:	Prof. Dr. Uwe Gärtner DiplIng. Christoph Kasemann	
Bearbeitungsort:	Max-Planck-Institut für Radioastronomie Hochfrequenz-Labor Auf dem Hügel 69 53121 Bonn	
Tag der Einreichung:	28.09.2011	

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die dem Prüfungsausschuss der Fachhochschule Koblenz eingereichte Masterarbeit mit dem Thema "Realisierung eines Frequenzumsetzers für ein K-Band Empfangssystem" vollkommen selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen verwendet habe.

Bonn, 28. September 2011

Christoph Risser

Danksagung

Diese Masterarbeit entstand im Hochfrequenzlabor der technischen Abteilung des Max-Planck-Instituts für Radioastronomie unter der Leitung von Herrn Dr.-Ing. Reinhard Keller. Zum Gelingen der Masterarbeit, und damit des erfolgreichen Abschlusses meines Studiums an der Fachhochschule Koblenz, haben einige Personen beigetragen, bei denen ich mich recht herzlich bedanken möchte.

- Zunächst danke ich Herrn Professor Dr. Uwe Gärtner, der mir immer mit Rat und Tat zur Seite stand und großes Interesse am Fortschritt dieser Masterarbeit zeigte.
- Ein ganz besonderer Dank gilt meinem Betreuer, Herrn Christoph Kasemann, für die sehr gute Zusammenarbeit und seine zahlreichen produktiven Vorschläge bei der Entstehung der vorliegenden Arbeit. Er hat mir stets bei all meinen Problemen freundlich und kompetent weitergeholfen.
- Des Weiteren möchte ich mich bei allen Mitarbeitern des Max-Planck-Instituts bedanken, die einen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben. Die Kollegen und Kolleginnen aus dem Hochfrequenz- und Millimeterwellenlabor haben mich stets unterstützt, und es herrschte jederzeit ein angenehmes Arbeitsklima. An dieser Stelle möchte ich auch Herrn Michael Nalbach für seine große Hilfsbereitschaft danken, insbesondere bei der Bestückung der Leiterplatte und Durchführung der Messungen. Ich bedanke mich bei Herrn Thomas Berenz für die geduldige Beantwortung meiner vielen Fragen und die schnelle Einführung in das Arbeiten mit verschiedenen Entwicklungsprogrammen. Zudem möchte ich Herrn Alexander Busch meinen Dank aussprechen, der das Gehäuse des Frequenzumsetzers entworfen hat.
- Zu großem Dank bin ich ganz besonders meinen Eltern verpflichtet, ohne deren Unterstützung dieses Studium nie möglich gewesen wäre.

Inhaltsverzeichnis

Ein	leit	tung1	L
1.1	Μ	ax-Planck-Institut für Radioastronomie	3
1.2	Ra	adioteleskop Effelsberg	5
1.3	Αι	ufgabenstellung	7
C		llagan dar Straifanlaitungstachnik	2
Gru	uno Na	ilagen der Streifenleitungstechnik	5
2.1	IVI	Ikrostreifenieitungen	5
2.2	КС	oplanarleitungen	•
2.3	Be	erechnung von Streifenleitern12	L
Wi	lkir	nson-Leistungsteiler 13	3
3.1	Tł	neoretische Grundlagen14	1
3.1	.1	S-Parameter Betrachtung14	1
3.1	.2	Aufbau und Funktionsweise	5
3.2	Er	ntwicklung eines Wilkinson-Leistungsteilers für 5 bis 10 GHz	3
3.2	.1	Untersuchung der Grundschaltung	3
3.2	.2	Vergrößerung der Bandbreite19	9
3.2	.3	Elektrische Simulation zur Schaltungsanalyse22	2
3.2	.4	Erstellung des Layouts24	1
3.2	.5	Physikalische Feldsimulation25	5
3.2	.6	Entwurf in Koplanartechnik	3
3.2	.7	Messungen)
Rea	alis	ierung eines Frequenzumsetzers	3
4.1	Er	atwicklung des Schaltungskonzepts	1
4.1	.1	Rahmenbedingungen	1
4.1	.2	Schaltungskomponenten	3
4.1	.3	Voranalyse	7
4.1	.4	Aufbau und Funktion des Systems	9
4.1	.5	Berechnung des Gain Equalizers	1
	Ein 1.1 1.2 1.3 Gru 2.1 2.2 2.3 Wil 3.1 3.1 3.1 3.2 3.2 3.2 3.2 3.2 3.2 3.2 3.2	Einleit 1.1 M 1.2 Ra 1.3 Au 1.3 Au Crund 2.1 M 2.1 M 2.2 Ka 2.3 Be Wilkin 3.1 Th 3.1.1 3.1.2 3.2 En 3.2.1 3.2.2 3.2.3 3.2.4 3.2.5 3.2.4 3.2.5 3.2.6 3.2.7 Realis 4.1 En 4.1 En 4.1.1 4.1.2 4.1.3 4.1.4 4.1.5	Einleitung 1 1.1 Max-Planck-Institut für Radioastronomie 1 1.2 Radioteleskop Effelsberg 1 1.3 Aufgabenstellung 1 Grundlagen der Streifenleitungstechnik 8 2.1 Mikrostreifenleitungen 8 2.2 Koplanarleitungen 5 2.3 Berechnung von Streifenleitern 11 Wilkinson-Leistungsteiler 12 3.1 Theoretische Grundlagen 14 3.1.1 S-Parameter Betrachtung 14 3.1.2 Aufbau und Funktionsweise 15 3.2 Entwicklung eines Wilkinson-Leistungsteilers für 5 bis 10 GHz 18 3.2.1 Untersuchung der Grundschaltung 18 3.2.2 Vergrößerung der Bandbreite 19 3.2.3 Elektrische Simulation zur Schaltungsanalyse 22 3.2.4 Erstellung des Layouts 24 3.2.5 Physikalische Feldsimulation 29 3.2.6 Entwurf in Koplanartechnik 26 3.2.7 Messungen 32 3.2.7 Messungen 32 <t< th=""></t<>

4.	2 E	rstellung des Schaltplans	58
	4.2.1	Bauteilbibliotheken	58
	4.2.2	Anschlüsse der Platine	59
	4.2.3	Spannungsversorgung	60
	4.2.4	Ansteuerung des Schalters	62
	4.2.5	Schaltbild	62
4.	3 E	ntwurf des Platinenlayouts	63
	4.3.1	Aufbau und Materialien	63
	4.3.2	Routing	64
4.	4 0	ehäuse	68
4.	5 A	ufbau des Prototypen	69
	4.5.1	Pinbelegung der Sub-D Anschlüsse	69
	4.5.2	Bestückung und Löttechnik	70
	4.5.3	Einbau ins Gehäuse	72
4.	6 N	1esstechnische Auswertung	73
	4.6.1	Überprüfung der Spannungsversorgung	73
	4.6.2	Ermittlung der S-Parameter des RF- und IF-Pfades	73
	4.6.3	Bestimmung der Filtereigenschaften	81
	4.6.4	Einsatz von Frequenzfiltern im RF-Zweig	82
	4.6.5	Betrachtung des Ausgangssignals	83
	4.6.6	Integration der Gain Equalizer	84
	4.6.7	Leistungsmessung	87
	4.6.8	Bestimmung des 1-dB Kompressionspunktes	87
	4.6.9	Rauschmessung	89
5.	Zusa	nmenfassung und Ausblick	91
6.	Abbi	dungsverzeichnis	93
7.	Tabe	llenverzeichnis	96
8.	Litera	aturverzeichnis	97

Anhang A.		100
A.1 Idea	e Wilkinson-Teiler	
A.1.1	ADS-Schaltplan eines einstufigen Wilkinson-Teilers	100
A.1.2	Simulationsergebnis des einstufigen Teilers	101
A.1.3	Einstufiger Wilkinson-Teiler mit Transformationsleitungen	102
A.1.4	Simulationsergebnis des Teilers mit Transformationsleitungen	
A.1.5	Vierstufiger Wilkinson-Teiler mit Transformationsleitungen	104
A.1.6	Ergebnis des vierstufigen Teilers mit Transformationsleitungen	105
A.2 Viers	tufiger Wilkinson-Teiler in Mikrostreifenleitungstechnik	106
A.2.1	ADS-Schaltplan	106
A.2.2	Ergebnisse der elektrischen Simulation	107
A.2.3	ADS-Layout	110
A.2.4	Schaltplan der Momentum-Co-Simulation	111
A.2.5	Ergebnisse der Momentum-Simulation	112
A.2.6	Ergebnisse der Messungen	115
A.3 Viers	tufiger Wilkinson-Teiler in Koplanartechnik	118
A.3.1	ADS-Layout	118
A.3.2	Ergebnisse der Messungen	119
Anhang B.		
Anhang B. B.1 Altiu	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers	122 122
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte	122
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer	122
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer s der fertigen Platine	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto B.4 Erge	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer s der fertigen Platine bnisse der Messungen	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto B.4 Erge B.4.1	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer s der fertigen Platine bnisse der Messungen S-Parameter des RF-Eingangsbereichs	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto B.4 Erge B.4.1 B.4.2	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer s der fertigen Platine bnisse der Messungen S-Parameter des RF-Eingangsbereichs S-Parameter der IF-Pfade	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto B.4 Erge B.4.1 B.4.2 B.4.3	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer s der fertigen Platine bnisse der Messungen S-Parameter des RF-Eingangsbereichs S-Parameter der IF-Pfade Transmission und Anpassung der Filter	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto B.4 Erge B.4.1 B.4.2 B.4.3 B.4.3 B.4.4	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer s der fertigen Platine s der fertigen Platine bnisse der Messungen S-Parameter des RF-Eingangsbereichs S-Parameter der IF-Pfade Transmission und Anpassung der Filter Isolation zwischen den RF-Mischer-Eingängen	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto B.4 Erge B.4.1 B.4.2 B.4.3 B.4.3 B.4.3	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer s der fertigen Platine bnisse der Messungen S-Parameter des RF-Eingangsbereichs S-Parameter der IF-Pfade Transmission und Anpassung der Filter Isolation zwischen den RF-Mischer-Eingängen Ausgangssignal	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto B.4 Erge B.4.1 B.4.2 B.4.3 B.4.3 B.4.4 B.4.5 B.4.6	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer	
Anhang B. B.1 Altiu B.2 Lage B.2.1 B.2.2 B.2.3 B.2.4 B.3 Foto B.4 Erge B.4.1 B.4.2 B.4.3 B.4.3 B.4.4 B.4.5 B.4.5 B.4.6 B.4.7	m-Schaltplan des Frequenzumsetzers n der Leiterplatte Top Layer GND-Layer Power Supply Layer Bottom Layer s der fertigen Platine bnisse der Messungen S-Parameter des RF-Eingangsbereichs S-Parameter der IF-Pfade Transmission und Anpassung der Filter Isolation zwischen den RF-Mischer-Eingängen Ausgangssignal 1-dB Kompressionspunkt	

KAPITEL 1

Einleitung (vgl. [1], [2])

Die unendlichen Weiten des Universums, die unzähligen Himmelskörper und die Vermutung, dass auf fremden Planeten außerirdisches Leben zu finden ist, haben schon seit jeher das Interesse der Menschheit auf sich gezogen. Die Astronomie gilt daher als eine der ältesten Wissenschaften, deren Ursprünge bis in die Frühzeit der Erdbevölkerung zurückreichen. Als ein wesentlicher Fortschritt in der Beobachtung von Himmelskörpern gilt die Erfindung des Fernrohrs im 17. Jahrhundert, welches erstmals im Jahre 1609 von Galileo Galilei zu astronomischen Untersuchungen als Teleskop eingesetzt wurde. In der heutigen Zeit werden jedoch nicht nur optische Instrumente zur Beobachtung des Universums als Teleskope bezeichnet, sondern auch solche, die Radiowellen empfangen können.

Die Radioastronomie hat sich seit ihren Anfängen im Jahre 1932 zu einer der bedeutungsvollsten Methoden für astronomische Untersuchungen entwickelt. Durch den Empfang von Radiowellen, die von fernen Himmelskörpern ausgesendet werden, können Tiefen des Universums erforscht werden, in welche optische Beobachtungsverfahren nicht vordringen können. Dies liegt an den großen Wellenlängen, die im Gegensatz zum sichtbaren Licht und vielen anderen Strahlungsarten größtenteils nicht von Staub- und Nebelwolken im Universum oder von unserer Atmosphäre absorbiert werden. In *Abbildung 1.1* werden die verschiedenen Wellenlängenbereiche der Radiostrahlung graphisch dargestellt.



Abbildung 1.1: Wellenlängen der Radiostrahlung

Das Fenster für einen nahezu ungestörten Empfang reicht vom Kurzwellenbereich bis hin zu den Zentimeterwellen. Die Millimeter- und Submillimeterwellen können die Atmosphäre nicht mehr ungehindert durchqueren, da sie von Molekülen, wie beispielsweise Wasserdampf, absorbiert werden. Die Lang- und Mittelwellen werden bereits an der lonosphäre¹ reflektiert und erreichen daher nicht die Erdoberfläche.

Ein Radioteleskop ist in der Lage, Radiowellen mithilfe eines Parabolspiegels zu sammeln, zu bündeln und in einen Empfänger zu führen. Nach einer Digitalisierung der Radiosignale können Astronomen aus den gewonnenen Daten Rückschlüsse auf die Physik und Chemie der fernen Galaxien² ziehen.

Das größte vollbewegliche Radioteleskop Europas befindet sich in Effelsberg und wird von Wissenschaftlern des Max-Planck-Instituts für Radioastronomie aus Bonn betrieben. Derzeit entwickeln die Ingenieure des Instituts einen neuen Empfänger, der das gesamte Spektrum des K-Bandes³ von 18 bis 26,5 GHz abdecken soll. Eine Teilkomponente dieses superheterodynen Empfangssystems⁴ bildet ein Frequenzumsetzer, der den ersten Zwischenfrequenzbereich von 5 bis 10 GHz auf einen zweiten Zwischenfrequenzbereich von 5 bis 10 GHz auf einen zweiten Zwischenfrequenzbereich von 0 bis 2,5 GHz transformiert. In dieser Arbeit wird die Entwicklung eines solchen Frequenzumsetzer.

¹ Ionosphäre: Obere Schicht der Erdatmosphäre

² Galaxie: Durch Gravitation verbundene Ansammlung von Materie im Universum

³ K-Band: Teilbereich des elektromagnetischen Spektrums von 18-26,5 GHz

⁴ Superheterodynempfänger: Überlagerungsempfänger mit Frequenzumsetzung

1.1 Max-Planck-Institut für Radioastronomie (vgl. [1])

Das Max-Planck-Institut für Radioastronomie, kurz MPIfR, aus Bonn wurde im Jahre 1966 gegründet und gehört zu den zurzeit 80 eigenständigen Forschungsinstituten der Max-Planck-Gesellschaft. Bereits kurze Zeit später begannen die Planungen für ein Radioteleskop mit 100 Metern Durchmesser. Als geeigneter Ort fand sich ein abgelegenes Tal in der Eifel, in der Nähe des Ortes Effelsberg. Die Inbetriebnahme fand im August 1972 statt.



Abbildung 1.2: Logo der Max-Planck-Gesellschaft

Im Mittelpunkt steht die Erforschung astronomischer Objekte mittels Radiound Infrarotwellen. Es werden jedoch ebenfalls Untersuchungen in anderen Wellenlängenbereichen durchgeführt.

Die Astronomen beschäftigen sich unter anderem mit der frühen Entwicklungsphase des Universums, der Entstehung von Sternen, der Erforschung von Magnetfeldern in Galaxien und der Untersuchung von Asteroiden und Kometen.

Zusätzlich pflegt das Max-Planck-Institut weltweite Kooperationen mit anderen Forschungsinstituten und Organisationen, die auf dem Gebiet der Radioastronomie tätig sind. Das Institut ist beispielsweise als größter Partner am Projekt APEX⁵ beteiligt, ein 12-Meter Radioteleskop, welches in der chilenischen Wüste Beobachtungen im Submillimeter-Bereich durchführt. Außerdem wurde in Effelsberg die erste deutsche LOFAR⁶-Station im Rahmen eines niederländisch/deutschen Gemeinschaftsprojekts errichtet. Dabei handelt es sich um eine Gruppe fest installierter Dipolantennen. Die LOFAR-Station ist mit vielen anderen Stationen in ganz Europa vernetzt. Zusammen bilden sie ein großes Radioteleskop, das einen Frequenzbereich von 30 bis 240 MHz untersuchen kann. Die Anordnung wird auch als Radiointerferometer bezeichnet. Über einen Zentralrechner im Rechenzentrum der Universität Groningen (NL) werden die einzelnen Signale der verschiedenen Antennen miteinander verrechnet.

⁵ APEX: Atacama Pathfinder Experiment (vgl. [3])

⁶ LOFAR: Low Frequency Array (vgl. [4])

Die Elektronikabteilung des Instituts in Bonn beschäftigt sich hauptsächlich mit der Entwicklung und der Inbetriebnahme von Empfangssystemen für das 100-Meter Radioteleskop in Effelsberg. Da die zu empfangenden Signale aus dem Universum nur sehr schwach sind und das Umgebungsrauschen auf der Erde um ein Vielfaches stärker ist, werden zudem extrem rauscharme Vorverstärker entwickelt, die teilweise bis auf 15 K gekühlt werden.



Abbildung 1.3: Max-Planck-Institut für Radioastronomie

1.2 Radioteleskop Effelsberg (vgl. [1])

Das Radioteleskop in Effelsberg ist mit seinem Durchmesser von 100 Metern das zweitgrößte vollbewegliche Radioteleskop der Erde und das größte in Europa. Wissenschaftler von Instituten und Organisationen aus aller Welt nutzen das Teleskop für ihre astronomischen Untersuchungen.

Die parabolische⁷ Empfangsantenne besteht aus einer 7850 m² großen Fläche, die vergleichbar mit der eines Fußballfeldes ist. Die Stahlkonstruktion wurde so entwickelt, dass der Parabolspiegel in jeder Stellung eine Oberflächengenauigkeit von mindestens 0,5 mm besitzt. Eine Verlagerung des Brennpunkts durch Veränderung der Elevation⁸ wird mithilfe einer elektronischen Nachsteuerung kompensiert. Die gesamte Konstruktion wiegt 3200 Tonnen und kann auf weniger als ein Millimeter genau geschwenkt und gekippt werden, wodurch jeder Punkt am Himmel erreicht werden kann. Der Parabolspiegel lässt sich in knapp zwölf Minuten um 360° drehen und kann in knapp sechs Minuten um nahezu 90° vollständig nach oben oder unten gekippt werden.



Abbildung 1.4: Radioteleskop in Effelsberg

Die einfallende Strahlung wird von der Parabolantenne des Teleskops gebündelt und in einem Brennpunkt über der Oberfläche, dem Primärfokus, gesammelt. Dort befindet sich ein hochempfindliches Empfangssystem.

⁷ Parabolantenne: Spiegel mit einer parabelförmigen Oberfläche

⁸ Elevation: Vertikalwinkel

Mithilfe eines Umkehrspiegels, der unterhalb der Empfangskabine befestigt ist, werden die Signale in den Mittelpunkt der Parabolantenne weitergeleitet. Dort sitzt eine weitere Kabine, in der mehrere Empfangssysteme wahlweise betrieben werden können.

Im Primärfokus werden Empfänger eingesetzt, die einen Wellenlängenbereich von 100 cm bis 3 mm abdecken können. Dies entspricht einem Frequenzband von 300 MHz bis 86 GHz. Im Sekundärfokus arbeiten mehrere Empfangssysteme zwischen 2,2 und 43 GHz.



Abbildung 1.5: Parabolantenne mit Primär- und Sekundärfokus

1.3 Aufgabenstellung

Die Elektronikabteilung des Max-Planck-Instituts für Radioastronomie entwickelt zurzeit ein neues Empfangssystem im K-Band. Um spektroskopische Messungen durchführen zu können, muss die Empfangsfrequenz in einen Zwischenfrequenzbereich transformiert werden. In *Abbildung 1.6* wird das superheterodyne Gesamtsystem durch ein vereinfachtes Blockschaltbild dargestellt.



Abbildung 1.6: Vereinfachtes Blockschaltbild des K-Band-Empfängers

In dieser Masterarbeit soll die zweite Frequenzumsetzungsstufe von 5,6 GHz bis 10 GHz in den Zwischenfrequenzbereich von 25 MHz bis 2,5 GHz realisiert werden, unter Einhaltung der vom Institut vorgegebenen Rahmenbedingungen. Der Frequenzumsetzer ist so aufzubauen, dass das Eingangssignal gleichmäßig in zwei Pfade aufgeteilt wird, wodurch verschiedene Frequenzen unabhängig voneinander untersucht werden können. Dazu soll ein Leistungsteiler eingesetzt werden, der für den geforderten Frequenzbereich von 5,6 GHz bis 10 GHz eigenständig zu entwickeln ist.

Ziel der Arbeit ist es, einen funktionierenden Prototyp des Leistungsteilers und des Frequenzumsetzers aufzubauen, in Betrieb zu nehmen und zu charakterisieren. Dabei sollen die in der Radioastronomie üblichen, hohen Qualitätsstandards eingehalten werden.

KAPITEL 2

Grundlagen der Streifenleitungstechnik (vgl. [5], [6], [7])

In der Hochfrequenztechnik werden häufig Streifenleiter zur Übertragung von Wellen eingesetzt. Sie haben gegenüber den Koaxial- und Hohlleitern den Vorteil, sehr klein, leicht und trotzdem zuverlässig zu sein. Außerdem sind die Herstellungskosten vergleichsweise gering. Eine Streifenleitung besteht aus einem dielektrischen Substrat, auf dem eine flache, metallische Schicht aufgetragen ist. Je nach Aufbau und Eigenschaft befindet sich häufig auch unterhalb des Dielektrikums eine leitende Fläche, die jedoch auf Masse liegt. Zu den am meisten verbreitetesten Varianten gehören unter anderem die Mikrostreifen- und Koplanarleitungen. Beide Techniken werden im weiteren Verlauf dieser Arbeit benötigt und daher in den folgenden zwei Unterkapiteln näher erläutert.

2.1 Mikrostreifenleitungen (vgl. [5], [6], [7])

Eine Mikrostreifenleitung (engl. microstrip line) ist die in der Hochfrequenztechnik am häufigsten eingesetzte Streifenleitertechnik. Sie besteht im Wesentlichen aus einer dünnen Leiterbahn mit der Breite w, der Länge I und der Dicke t, die auf einem Substrat der Dicke h aufgetragen ist. Auf der Unterseite der Leiterplatte befindet sich eine Massefläche. Der Aufbau einer Mikrostreifenleitung mit den dazugehörigen Parametern wird in *Abbildung 2.1* dargestellt.



Abbildung 2.1: Aufbau einer Mikrostreifenleitung

Die elektrischen Feldlinien verlaufen, gemäß Abbildung 2.2, vom metallischen Leiter durch das Substrat, welches eine Permittivität ε_r und einen dielektrischen Verlustfaktor tan_{δ} besitzt, zur Massefläche. Ein Nachteil der Mikrostreifenleitungstechnik besteht vor allem darin, dass manche elektrische Feldlinien durch die Luft verlaufen, bevor sie in das Substrat eintauchen. Dies kann zu Überkopplungen auf benachbarte Leiterbahnen oder Bauelemente führen.



Abbildung 2.2: Elektrisches Feld einer Mikrostreifenleitung

In *Kapitel 3* wird die Entwicklung eines dreistufigen Wilkinson-Leistungsteilers auf Basis der Mikrostreifenleitungstechnik erläutert. Das endgültige Layout wird jedoch in ein koplanares Design umgerechnet, da sich diese Form für den Einsatz im Frequenzumsetzer am besten eignet.

2.2 Koplanarleitungen (vgl. [5], [6], [7])

Eine Koplanarleitung (engl. coplanar line) besteht, wie die Mikrostreifenleitung, aus einer Leiterbahn der Breite w, der Länge I und der Dicke t, die sich auf einem Substrat der Dicke h befindet. Der Unterschied besteht in zwei zusätzlichen Masseflächen, die beidseitig der Leiterbahn in einem Abstand g aufgetragen sind. Die Zwischenräume werden auch als Schlitze (engl. slots) bezeichnet.

Häufig befindet sich ebenfalls unterhalb des Dielektrikums eine Massefläche. In der Praxis werden der Leiterplatte eine Vielzahl an Durchkontaktierungen (engl. vias) hinzugefügt, um durch das Substrat eine Verbindung zwischen den einzelnen Masseflächen herstellen zu können. *Abbildung 2.3* zeigt den Aufbau einer koplanaren Leiterbahn mit Massefläche unterhalb des Substrats.



Abbildung 2.3: Aufbau einer Koplanarleitung

Das elektrische Feld einer koplanaren Leiterbahn konzentriert sich hauptsächlich zwischen dem Leiter und den Masseflächen. Die Stromverteilung ist im Bereich der Schlitze am größten und nimmt nach außen stark ab. Aus diesem Grund ist die Gefahr einer Überkopplung auf benachbarte Leiterbahnen oder Bauelemente nicht so hoch wie bei einer Mikrostreifenleitung. Das elektrische Feldlinienbild wird in *Abbildung 2.4* graphisch dargestellt.



Abbildung 2.4: Elektrisches Feld einer Koplanarleitung

Da der Frequenzumsetzer auf einer Multilayerplatine realisiert werden soll, eignen sich besonders Koplanarstreifenleitungen mit einer metallischen Grundplatte unterhalb des Substrats als Wellenleiter. Sie ermöglichen eine Trennung der Leiterbahnen von den anderen Lagen der Platine, sodass keine Überkopplungen stattfinden können. Zudem sind viele Mikrochips intern koplanar aufgebaut und haben dementsprechende Masseanschlüsse.

2.3 Berechnung von Streifenleitern (vgl. [7])

Die Parameter einer Streifenleitung lassen sich im Allgemeinen nur näherungsweise berechnen, da sie von vielen Faktoren abhängen. In erster Linie werden die Leitungsparameter von den Eigenschaften des Substrats und der Streifenleitung beeinflusst. Nach David M. Pozar kann das Verhältnis w/h einer Mikrostreifenleitung bei einem gegebenen Wellenwiderstand Z₀ und einer Dielektrizitätskonstante ε_r nach den folgenden Gleichungen näherungsweise bestimmt werden.

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^{A}}{e^{2A} - 2} & \text{für } \frac{w}{h} < 2\\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2\varepsilon_{r}} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_{r}} \right\} \right] & \text{für } \frac{w}{h} > 2 \end{cases}$$
(2.1)

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$
(2.2)

$$B = \frac{Z_{F0}\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(2.3)

$$Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$$
(2.4)

Zur Berechnung der Leitungslänge I ist es erforderlich, eine effektive Permittivität $\varepsilon_{r,eff}$ heranzuziehen. Da die elektrischen Feldlinien der Mikrostreifenleitung nicht nur durch das dielektrische Substrat verlaufen, sondern zum Teil auch durch die Luft, müssen in der Berechnung die unterschiedlichen Dielektrizitätskonstanten beider Medien berücksichtigt werden. Dazu ersetzt die effektive Permittivität $\varepsilon_{r,eff}$ mathematisch das inhomogene Feld durch ein einheitliches Feld.

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}}$$
(2.5)

Die Leitungslänge I kann durch folgende Gleichung ermittelt werden, wobei β die Phasenkonstante und ϕ die Phasendrehung symbolisiert.

$$\varphi = \beta l = \sqrt{\varepsilon_{r,eff}} \frac{2\pi f}{c} l \tag{2.6}$$

$$l = \frac{\varphi}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}} \frac{2\pi f}{c}}$$
(2.7)

Diese Berechnung wird beispielsweise in *Kapitel 3* bei der Entwicklung des Wilkinson-Leistungsteilers zur Bestimmung der approximierten Leitungsbreiten und -längen aus den optimierten Wellenwiderständen einer Simulation mit idealen Leitungselementen benötigt.

Eine etwas genauere Näherung liefert die Software "AppCAD" der Firma Agilent Technologies. Hier wird auch die Dicke des Streifenleiters in der Berechnung berücksichtigt. Zudem bietet das Programm die Möglichkeit, die Parameter einer Koplanarleitung zu bestimmen. *Abbildung 2.5* zeigt die Benutzeroberfläche der Software.



Abbildung 2.5: Benutzeroberfläche der Software AppCAD

Nach Eingabe der Leiterbahndicke, -breite und -länge, der Dicke und Art des Substrats sowie der Frequenz wird unter anderem die Impedanz Z₀ und die elektrische Länge der Mikrostreifenleitung berechnet. Bei Koplanarleitungen ist zusätzlich der Abstand des Leiters zu den seitlichen Masseflächen zu beachten. Außerdem kann ein zusätzliches Massepotential unterhalb des Substrats hinzugefügt werden.

KAPITEL 3

Wilkinson-Leistungsteiler (vgl. [7])

In der Hochfrequenztechnik werden passive Bauelemente, welche ein Eingangssignal in zwei oder mehrere Ausgangssignale kleinerer Leistung aufteilen, als Leistungsteiler (engl. power divider) bezeichnet. Es handelt sich dabei um Drei- oder Viertore, die häufig zur Aufgabe haben, eine gleichmäßige Leistungsaufteilung in zwei Hälften zu gewährleisten. In diesem Fall spricht man von 3-dB Leistungsteilern. Die allgemeine Funktionsweise einer Leistungsteilung wird in *Abbildung 3.1* dargestellt. Bei umgekehrter Beschaltung wird eine Zusammenführung zweier oder mehrerer Signale auf einen Ausgang bewirkt. Ein solches Bauelement wird in der Hochfrequenztechnik auch Leistungssummierer (engl. power combiner) genannt.



Abbildung 3.1: Prinzip der Leistungsteilung

Typische Anwendungsgebiete sind beispielsweise das Zusammenschalten von mehreren Antennen, das Aufteilen von Oszillatorsignalen auf Sende- und Empfangsmischer und das Zusammenfassen von zwei HF-Leistungsendstufen.

Auch der in *Kapitel 4* behandelte Frequenzumsetzer besitzt einen Leistungsteiler. Er hat zur Aufgabe, das hochfrequente Eingangssignal phasentreu auf zwei Ausgänge mit der gleichen Leistung zu teilen. Um dies zu realisieren, wird ein Leistungsteiler verwendet, der von Ernest J. Wilkinson im Jahre 1960 entwickelt wurde. In einer Simulation mit der Software "Advanced Design System" der Firma Agilent erzielte der Wilkinson-Teiler im Vergleich zu anderen Leistungsteilern, wie beispielsweise dem "Rat-Race-Coupler" oder "Branchline-Coupler", für die vorgegebene Bandbreite des Frequenzumsetzers die besten Ergebnisse.

3.1 Theoretische Grundlagen

3.1.1 S-Parameter⁹ Betrachtung (vgl. [7])

Der Wilkinson-Teiler ist ein Dreitor mit einem Eingang und zwei Ausgängen. Die S-Parameter-Matrix besteht daher aus neun unabhängigen Variablen.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$
(3.1)

Da es sich um ein passives Bauelement handelt, das keine richtungsabhängigen Komponenten enthält, wird das Netzwerk als reziprok¹⁰ bezeichnet. Die S-Matrix besitzt daher einen symmetrischen Aufbau. Um eine ideale Leistungsteilung erreichen zu können, müssen alle Tore angepasst sein.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix}$$
(3.2)

Außerdem dürfen keine Verluste bei der Teilung auftreten. In diesem Fall muss die S-Matrix unitär sein und daher folgende Bedingung erfüllen:

$$[S]^{T}[S]^{*} = [U]$$
(3.3)

 $[S]^{T}$ ist dabei die Transponierte der S-Matrix, $[S]^{*}$ die Transponierte der komplex Konjugierten von [S]. Als Ergebnis liefert das Produkt die unitäre Matrix [U], deren Spalten orthonormal zueinander sind. Gleichung 3.3 kann daher auch durch folgende Summenformeln ausgedrückt werden:

$$\sum_{k=1}^{N} S_{ki} S_{kj}^{*} = 0 \quad f \ddot{\mathbf{u}} r \ i \neq j$$

$$N \qquad (3.4)$$

$$\sum_{k=1}^{N} S_{ki} S_{ki}^* = 1 \quad f \ddot{\mathbf{u}} r \, i = j \tag{3.5}$$

 ⁹ S-Parameter: Streuparameter (engl. scattering parameter)
 ¹⁰ Reziprok: Umkehrbar

Bezogen auf den Wilkinson-Leistungsteiler ergeben sich nach *Gleichung 3.4* für ein reziprokes, angepasstes und verlustfreies Dreitor folgende Terme:

$$S_{13}^*S_{23} = 0 \quad f \ddot{u}r \ i = 1, j = 2$$

$$S_{12}^*S_{13} = 0 \quad f \ddot{u}r \ i = 2, j = 3$$

$$S_{23}^*S_{12} = 0 \quad f \ddot{u}r \ i = 3, j = 1$$
(3.6)

Mindestens zwei der drei Parameter S_{12} , S_{13} und S_{23} müssten gleich null sein, damit die Bedingungen erfüllt werden. Ist dies der Fall, können jedoch niemals die aus *Gleichung 3.5* abgeleiteten Formeln gelten:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad f \ddot{u}r \ i = j = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad f \ddot{u}r \ i = j = 2$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad f \ddot{u}r \ i = j = 3$$
(3.7)

Dies führt zu der Schlussfolgerung, dass ein reziprokes Dreitor, welches an allen Toren reflexionsfrei abgeschlossen ist, nicht gleichzeitig vollständig verlustfrei sein kann.

3.1.2 Aufbau und Funktionsweise (vgl. [7], [8])

Der Wilkinson-Teiler nutzt die Eigenschaften von $\lambda/4$ -Leitungselementen, um zumindest für eine schmale Bandbreite Verluste bei der Leistungsteilung vermeiden zu können. Ein Ausgangswiderstand wird durch eine $\lambda/4$ -Leitung in einen reellen Eingangswiderstand transformiert. Da λ jedoch frequenzabhängig ist, gilt dies nur für eine bestimmte Betriebsfrequenz. Je mehr von dieser Frequenz abgewichen wird, umso schlechter erfolgt die Transformation in den Eingangswiderstand. Der Wellenwiderstand Z_L ergibt sich aus dem Transformationsverhältnis von Ausgangs- zu Eingangswiderstand.

$$Z_L = \sqrt{Z_E \cdot Z_A} \tag{3.8}$$

In Abbildung 3.2 wird der prinzipielle Aufbau eines klassischen Wilkinson-Leistungsteilers dargestellt. Sind alle Tore mit Z = 50 Ω abgeschlossen, besitzt die $\lambda/4$ -Leitung einen Wellenwiderstand von $Z \cdot \sqrt{2} = 70.7 \Omega$, damit der Abschluss an Tor 2 mit der Impedanz Z = 50 Ω auf einen Eingangswiderstand von 2 \cdot Z = 100 Ω transformiert werden kann. Dies gilt ebenso für den Transmissionspfad von Tor 3. Da am Verzweigungspunkt nun zwei Eingangsimpedanzen mit je 100 Ω parallel zueinander liegen, ergibt sich an Tor 1 eine Gesamtimpedanz von Z = 50 Ω und ist damit reflexionsfrei abgeschlossen.

Der Wilkinson-Teiler besitzt neben den Leitungselementen auch einen Widerstand mit $R = 2 \cdot Z = 100 \Omega$ zwischen Tor 2 und 3. Er wirkt wie ein intern abgeschlossenes Tor.



Abbildung 3.2: Aufbau eines klassischen Wilkinson-Leistungsteilers

Die an Tor 1 eingespeiste Leistung wird bei richtiger Dimensionierung, zumindest für eine Betriebsfrequenz, verlustfrei, also zu gleichen Anteilen auf die Tore 2 und 3 aufgeteilt. Da alle Tore mit der gleichen Impedanz reflexionsfrei abgeschlossen sind, tritt durch die Symmetrie kein Verluststrom durch den Widerstand R = 2 Z auf. Wird jedoch ein Signal an Tor 2 oder 3 angelegt, so wird die Hälfte der Leistung zu Tor 1 übertragen, während der Rest im internen Abschluss durch den Widerstand R = 2 Z absorbiert wird.

Eine wichtige Forderung an den Leistungsteiler ist eine gute Isolation zwischen den beiden Ausgangskanälen. Es darf also kein Signal von Tor 2 nach Tor 3 übertragen werden. Dies soll die Ausbreitung von reflektierten Signalanteilen verhindern, die zu Signalverzerrungen führen können. Ein an Tor 2 eingespeistes Signal erfährt über die beiden $\lambda/4$ -Leitungen eine Phasendrehung von 180°. Über den Widerstand erhält das Signal jedoch eine Phasendrehung von 0°, sodass sich die beiden Signale an Tor 3 auslöschen. Die beiden Ausgänge sind vollständig voneinander entkoppelt.



Abbildung 3.3: S-Parameter-Darstellung eines Wilkinson-Teilers

Die S-Matrix eines idealen Wilkinson-Leistungsteilers sieht also für eine bestimmte Frequenz wie folgt aus:

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1\\ 1 & 0 & 0\\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(3.9)

Aufgrund der allseitigen Anpassung des Netzwerks sind die Reflexionsfaktoren S₁₁, S₂₂ und S₃₃ gleich null. Da die an Tor 1 eingespeiste Leistung gleichmäßig auf die Tore 2 und 3 aufgeteilt wird, sind die Transmissionsfaktoren S₂₁, S₁₂, S₃₁, S₁₃ gleich $1/\sqrt{2} = -3dB$ mit einer Phasendrehung von $-j = 90^{\circ}$. Außerdem sind die Tore 2 und 3 voneinander isoliert, sodass die Streuparameter S₂₃ und S₃₂ gleich null sind.

3.2 Entwicklung eines Wilkinson-Leistungsteilers für 5 bis 10 GHz

3.2.1 Untersuchung der Grundschaltung (vgl. [9])

Der klassische Wilkinson-Teiler, der bereits in *Kapitel 3.1* behandelt wurde, wird nun mit der Software "Advanced Design System", kurz ADS, der Firma Agilent Technologies simuliert. Alle detaillierten ADS-Schaltpläne zu den in diesem Kapitel durchgeführten Simulationen befinden sich in *Anhang A.1*.

Zunächst werden nur ideale Bauelemente verwendet, ohne Verluste und Streuungen zu berücksichtigen, die bei einer Mikrostreifenleitung oder bei einer koplanaren Leitung auftreten würden. Die Mittenfrequenz beträgt 8 GHz.



Abbildung 3.4: Schaltbild eines einstufigen Wilkinson-Teilers mit TLIN-Elementen¹¹

Wie erwartet, zeigen die Simulationsergebnisse in *Abbildung 3.5* eine nur sehr schmale Bandbreite, da die $\lambda/4$ -Bedingung nur für die Mittenfrequenz von 8 GHz gilt. Der Leistungsteiler muss modifiziert werden, sodass er auch für größere Bandbreiten angepasst und isoliert ist und er trotzdem eine nahezu verlustfreie Leistungsteilung gewährleisten kann.

¹¹ TLIN: Transmission Line, ideales Bauelement



Abbildung 3.5: Simulationsergebnisse eines idealen Wilkinson-Teilers

3.2.2 Vergrößerung der Bandbreite (vgl. [9])

Zur Erzielung einer größeren Bandbreite gibt es zwei gängige Entwicklungsansätze. Zum einen führen zusätzliche Leitungselemente an den Toren zu einer breitbandigeren Anpassung und Isolation. Zum anderen liefert ein mehrstufiger Aufbau des Netzwerks eine erhebliche Vergrößerung der Bandbreite. *Abbildung 3.6* zeigt die modifizierte Schaltung mit zusätzlichen Transformationsleitungen an den Toren. Der Wellenwiderstand wird jetzt mehrfach transformiert.



Abbildung 3.6: Wilkinson-Teiler mit zusätzlicher Transformationsleitung

Die zusätzlichen $\lambda/4$ -Leitungen führen zu einer höheren Bandbreite, in der eine verlustlose Leistungsteilung erfolgt, was auch die Simulationsergebnisse in *Abbildung 3.7* zeigen.



Abbildung 3.7: Simulationsergebnisse mit Eingangstransformationsleitung

Eine wesentlich effektivere Methode zur Erzielung einer höheren Bandbreite wird durch das Hintereinanderschalten mehrerer Stufen, gemäß *Abbildung 3.8*, erreicht, wobei die Abschnitte jeweils durch einen parallelen Widerstand voneinander getrennt sind. Diese Art des Aufbaus eines Wilkinson-Teilers bringt jedoch auch Nachteile mit sich. Mit jeder zusätzlichen Stufe werden auch die Verluste bei der Leistungsteilung höher. Außerdem nimmt die physikalische Länge des Bauelements zu.



Abbildung 3.8: Vierstufiger Wilkinson-Teiler mit Transformationsleitungen

Auf der Hauptplatine des Frequenzumsetzers ist zur Integration des Wilkinson-Teilers ausreichend Platz vorhanden, und auch die durch einen mehrstufigen Aufbau bedingten höheren Verluste können im Gesamtkonzept toleriert werden. Daher ist es möglich, für eine Bandbreite von 4 bis 12 GHz eine vierstufige Leistungsteilung einzusetzen. Durch die Software ADS kann ein Schaltplan des Netzwerkes erstellt und anschließend nach bestimmten Zielvorgaben optimiert werden. In der Simulation mit idealen Bauelementen soll die Dämpfung des Reflexionsfaktors S₁₁ -40 dB und die von S₂₂ -30 dB betragen, während vom Transmissionsfaktor S₂₁ möglichst genau -3 dB gefordert wird. Um diese Ziele zu erreichen, werden die Wellenwiderstände der einzelnen Leitungselemente sowie die parallelen Isolationswiderstände optimiert. Da die Wellenwiderstandswerte einer Streifenleitung hauptsächlich durch die Leiterbahnbreite bestimmt werden, dürfen sie lediglich zwischen 20 Ω und 90 Ω liegen. Während größere Widerstände Leiterbahnbreiten unter 0,3 mm erfordern würden, die in der Realität nicht mehr herstellbar sind, verursachen zu kleine Widerstände Bahnbreiten über 4 mm, die zu parasitären Effekten in Form eines kapazitiven Anteils führen. Die Startwerte zur Optimierung werden durch die Gleich- und Gegentakterregungsanalyse nach Seymour Cohn anhand einer Excel-Tabelle (aus [9]) berechnet. Die Transformationsleitungen werden zu Beginn mit 50 Ω dimensioniert.

Nun kann die eigentliche Optimierung durchgeführt werden. Sie basiert auf numerischen Verfahren zur Bestimmung eines Extremwerts. Zunächst wird die Zufallssuche (engl. random search) zur Ermittlung des globalen Minimums eingesetzt. Anschließend kann mit einem Gradientenverfahren die Annäherung an den Zielwert weiter verfeinert werden.

In *Abbildung 3.9* werden die Simulationsergebnisse des vierstufigen Wilkinson-Teilers mit idealen Bauelementen nach der Optimierung dargestellt. Im Frequenzbereich von 4 bis 12 GHz liegt die Isolation sowie die Anpassung von S₁₁ und S₂₂ unter -30 dB. Auch die Transmission S₂₁ liefert die in der Optimierung vordefinierten Zielvorgaben. Im geforderten Frequenzbereich ist die Leistungsteilung nahezu verlustfrei.



Abbildung 3.9: Simulationsergebnis mit vier Stufen und Transformationsleitungen

3.2.3 Elektrische Simulation zur Schaltungsanalyse

Bei der idealen Simulation in *Kapitel 3.2.2* werden Verluste durch physikalische Gegebenheiten, wie beispielsweise durch die Eigenschaften des Substrats, nicht berücksichtigt. Aus diesem Grund wird im nächsten Schritt der Entwicklungsphase das Schaltbild in ADS mit Mikrostreifenleitungen aufgebaut. *Abbildung 3.10* zeigt die Struktur des Netzwerks.



Abbildung 3.10: Vierstufiger Wilkinson-Teiler in Mikrostreifentechnik

Die Leiterplatte des Wilkinson-Teilers besteht aus dem Material "RO4350B" der Firma Rogers Corporation. Das Substrat bietet sehr gute elektrische Eigenschaften, auch bei hohen Frequenzen, und ist aufgrund seiner Produktion in großen Mengen vergleichsweise kostengünstig. Das Dielektrikum besitzt eine Dicke h = 0,508 mm, eine Permittivität ε_r = 3,48 und ist mit den Verlusten tan $_{\delta}$ = 0.0037 behaftet.

Anhand dieser Angaben und den Ergebnissen aus *Kapitel 3.2.2*, können nun mit der Software AppCAD die Leiterbahnbreiten und -längen näherungsweise bestimmt werden. Diese dienen in ADS als Startwerte für die Optimierung des elektrischen Ersatzschaltbildes. Die Ergebnisse der Umrechnung werden in *Tabelle 3.1* aufgelistet.

Bauelement	Idealer Wert	Mikrostreifenleitung
Transformationsloitung an Tor 1	Ζ = 47,98 Ω	W = 1,193 mm
	E = 88,72°	L = 5,570 mm
Transformationsloitung an Tor 2 und 2	Ζ = 52,07 Ω	W = 1,042 mm
	E = 91,84°	L = 5,805 mm
Loitung 1	Ζ = 87,53 Ω	W = 0,364 mm
	E = 90°	L = 5.940 mm
Loitung 2	Ζ = 76,32 Ω	W = 0.501 mm
	E = 90°	L = 5.870 mm
Loitung 2	Ζ = 65,34 Ω	W = 0.691 mm
	E = 90°	L = 5.795 mm
Loitung A	Ζ = 57,01 Ω	W = 0.890 mm
	E = 90°	L = 5.730 mm

Tabelle 3.1: Ergebnisse der Umrechnung in Leiterbahnbreiten und -längen

Die Isolationswiderstände werden aus den Ergebnissen der optimierten idealen Simulation übernommen, jedoch auf Normwerte (E24) angepasst. Die fertige Leiterplatte wird später mit SMD-Widerständen der Bauform 0402 der Firma MIRA Electronic bestückt. *Tabelle 3.2* stellt die optimierten Widerstandswerte den in der Realität verfügbaren Größen gegenüber.

Widerstand	Optimiert	Norm (SMD Bauform 0402)
R1	107 Ω	110 Ω
R2	189 Ω	180 Ω
R3	290 Ω	300 Ω
R4	501 Ω	510 Ω

Tabelle 3.2: Wahl der Isolationswiderstände

Entsprechend der Maße eines Widerstands der Bauform 0402 wird vor der Optimierung in ADS anhand vordefinierter Formeln festgelegt, dass die Stichleitungen zu den Widerständen 0,5 mm breit sind und einen Abstand von 0,6 mm zur gegenüberliegenden Leitung besitzen müssen. Die Pads der Widerstände liegen auf den Bahnen der Stichleitungen. Der Schaltplan ist in Anhang A.2.1 einzusehen.



Abbildung 3.11: Bauform 0402

Jetzt kann die eigentliche Optimierung erfolgen. Ziel ist es, die Reflexionsfaktoren S₁₁ und S₂₂ unter -30 dB zu dämpfen. Zudem sollen möglichst keine Verluste bei der Leistungsteilung auftreten. Da sich die Leitungsbreiten der Transformationsleitungen an den Toren 2 und 3 nach der Optimierung nur noch geringfügig von denen einer 50 Ω Leitung unterscheiden, werden sie durch diese ersetzt. Dies erleichtert im Layout die Wegführung der Leitungen zu den Anschlüssen des Netzwerks, was auch in *Kapitel 3.2.4* verdeutlicht wird. Anschließend muss das Gesamtsystem erneut optimiert werden.

Die Simulationsergebnisse in Abbildung 3.12 zeigen im Frequenzbereich von 4 bis 12 GHz eine Anpassung unter -30 dB. Auch die Isolation S_{23} besitzt sehr gute Werte. Die Kurve des Transmissionsfaktors S_{21} nimmt mit zunehmender Frequenz ab. Dies wird vor allem durch die Verluste auf der Mikrostreifenleitung und im Dielektrikum verursacht.



Abbildung 3.12: Ergebnisse der elektrischen Simulation

3.2.4 Erstellung des Layouts

In *Abbildung 3.13* wird das Layout dargestellt, welches durch die Software ADS automatisch aus dem elektrischen Schaltplan generiert wurde. Die beiden Signalpfade müssen möglichst weit auseinanderliegen, um Überkopplungen zu vermeiden. Trotzdem dürfen die Stichleitungen zu den Widerständen nicht zu lang werden, da sie sich negativ auf die Anpassung von S₁₁ und S₂₂ auswirken. In dem hier entwickelten Design beträgt der kürzeste Abstand zwischen den beiden Signalpfaden 1,8 mm.

Obwohl das Layout automatisch erstellt wurde, muss das Design noch an die Gegebenheiten des Gehäuses angepasst werden. Um dies zu erreichen, werden die 50 Ω Leitungen an den Ein- und Ausgängen verändert.



Abbildung 3.13: Layout in Mikrostreifenleitungstechnik

Als Anschlüsse dienen SMA-Stecker, deren Innenleiter auf die Mikrostreifenbahnen aufgelötet werden. Daher muss an allen Toren ein gerades Leiterbahnstück mit einer Länge von mindestens 0,4 mm vorhanden sein. Zudem muss der Abstand zwischen den Mittelpunkten der beiden Ausgangsleitungen 15 mm betragen, damit die Testkabel eines Vektoranalysators problemlos an die SMA-Stecker angeschlossen werden können. Am Ende wird die 50 Ω Leitung am Eingang so angepasst, dass die Gesamtlänge des Systems 40 mm beträgt.

3.2.5 Physikalische Feldsimulation

In *Kapitel 3.2.3* wurde bereits die Vorgehensweise bei einer elektrischen Simulation erläutert. Bei dieser Methode wird von jeder Komponente des Netzwerks ein mathematisches Modell erstellt. Durch Verknüpfung der einzelnen Modelle kann anschließend das Verhalten der gesamten Schaltung bestimmt werden. Momentum ist hingegen eine Simulationssoftware, die auf einem Berechnungsverfahren für elektromagnetische Felder basiert, der so genannten Momentenmethode (vgl. [10]). Hierbei werden die metallisierten Flächen des Layouts mit einem Gitter (engl. mesh) angenähert und dessen Zellen in äquivalente Induktivitäten und Kapazitäten umgewandelt, die berechnet werden können.

Momentum wird als zusätzlicher Programmteil in ADS implementiert. Die Bedienung erfolgt über die Benutzeroberfläche des Layoutfensters. Im ersten Schritt zur Vorbereitung der Feldsimulation werden die Eigenschaften des Substrats "RO4350B" aus dem elektrischen Ersatzschaltbild importiert. Die Tore an den Ein- und Ausgängen des Leistungsteilers werden als 50 Ω Ports definiert, die Anschlüsse der Widerstände dienen als interne Ports.

Die Wahl des richtigen Gitternetzes zur Annäherung der metallischen Flächen ist von hoher Bedeutung. In *Abbildung 3.14* wird eine durch verschiedene Gitter approximierte 90° Kurve einer Mikrostreifenleiterbahn dargestellt. Bei einer geringeren Netzdichte ist deutlich die trapezförmige Näherung zu erkennen, die zu Ungenauigkeiten in den Simulationsergebnissen führen kann.



Abbildung 3.14: Gitternetzdichte 10 (links) und 50 (rechts)

Das Gitternetz der Struktur des Leistungsteilers wird auf eine Dichte von 20 Zellen pro Wellenlänge festgelegt. Ein höherer Wert bringt keine wesentliche Verbesserung der Genauigkeit mit sich, nimmt jedoch mehr Simulationszeit in Anspruch. *Abbildung 3.15* zeigt die durch das Gitternetz angenäherten Leiterbahnen des Wilkinson-Teilers.



Abbildung 3.15: Approximation des Layouts durch ein Gitternetz

Damit auch die Isolationswiderstände in der Simulation berücksichtigt werden, muss aus dem Layout ein Modell erstellt werden. Dieses kann anschließend in einem elektrischen Ersatzschaltbild über eine Momentum-Co-Simulation analysiert werden. Die ADS Schaltung kann in *Anhang A.2.4* eingesehen werden.

Die Simulationsergebnisse in Abbildung 3.16 zeigen eine sehr gute Isolation S₂₃, die auf der gesamten Bandbreite von 4 bis 12 GHz unter -25 dB liegt. Die Anpassungen S₁₁ und S₂₂ weisen bei 10 GHz eine Schwäche auf, liegen aber trotzdem unter -20 dB. Die Transmission S₂₁ hat sich im Vergleich zur elektrischen Simulation nicht verändert.



Abbildung 3.16: Ergebnisse der elektromagnetischen Feldsimulation

Abschließend werden Bohrungen (engl. vias) zur Befestigung auf der Platine hinzugefügt. Sie besitzen einen Lochdurchmesser D = 2,2 mm und einen Restring mit dem Durchmesser W = 3,7 mm. Die Abmessungen der Leiterplatte (40 x 35 mm) werden auf dem Layer "bond" definiert. Die vollständig metallisierte Massefläche unterhalb des Substrats befindet sich auf der Ebene "cond2". Zur Fertigung der Platine werden die einzelnen Layer des Layouts als Gerber- und die Bohrungen als Drill-Dateien exportiert.

Neben dem für eine Bandbreite von 4 bis 12 GHz entwickelten Wilkinson-Teiler, werden zusätzlich zwei weitere Versionen, deren Leitungslängen für 3 bis 11 GHz und für 5 bis 13 GHz optimiert wurden, in ADS erstellt, simuliert und zur Herstellung exportiert. Die Ergebnisse sind in *Anhang A.2.5* zu finden.

3.2.6 Entwurf in Koplanartechnik

Zur Erstellung eines koplanaren Designs werden die einzelnen Mikrostreifenleiterbahnen mithilfe der Software AppCAD umgerechnet. Nach der Bestimmung des Wellenwiderstands Z und der elektrischen Länge Φ_{el} der Mikrostreifenleitung können deren Werte durch Variation der Leiterbreite W, des Gaps G und der Länge L der Koplanarleitung angenähert werden.

Bauelement	Mikrostreifenleitung	Koplanarleitung
	W = 1,246 mm	W = 0,79 mm
	L = 5,809 mm	G = 0,15 mm
Transformationsleitung an Tor 1	Ζ = 46,67 Ω	L = 6,47 mm
	Φ _{el} = 92,7°	Z _{diff} = 3,1 Ω
	W = 0,443 mm	W = 0,308 mm
Zulaitung	L = 0,15 mm	G = 0,25 mm
Zuleitung	Ζ = 80,64 Ω	L = 0,165 mm
	Φ _{el} = 2,3°	Z_{diff} = 1,3 Ω
	W = 0,443 mm	W = 0,308 mm
	R = 0,721 mm	G = 0,25 mm
Kurve	L = 1,133 mm	L = 1,24 mm
	Ζ=80,64 Ω	R = 0,789 mm
	Φ _{el} = 17,3°	$Z_{diff} = 1,3 \Omega$
	W = 0,443 mm	W = 0,308 mm
Loitung 1	L = 4,114 mm	G = 0,25 mm
Leitung 1	Ζ = 80,64 Ω	L = 4,5 mm
	Φ _{el} = 62,7°	Z _{diff} = 1,3 Ω
	W = 0,584 mm	W = 0,362 mm
Loitung 2	L = 3,450 mm	G = 0,2 mm
	Ζ = 71,03 Ω	L = 3,81 mm
	Φ _{el} = 53,2°	$Z_{diff} = 0,4 \Omega$
	W = 0,790 mm	W = 0,425 mm
Leitung 2	L = 3,269 mm	G = 0,15 mm
Leitung 3	Ζ = 60,91 Ω	L = 3,67 mm
	Φ _{el} = 51,1 °	Z _{diff} = 2,9 Ω
	W = 0,942 mm	W = 0,54 mm
	L = 3,539 mm	G = 0,15 mm
	Ζ = 55,19 Ω	L = 3,96 mm
	Φ _{el} = 55,7 °	$Z_{diff} = 0,7 \Omega$
Stichleitungen	W = 0,5 mm	wird nicht angepasst
Suchieltungen	L errechnet sich automatisch	

Tabelle 3.3: Ergebnisse der Umrechnung in Koplanargrößen

Da das koplanare Design des Leistungsteilers eine vollständig metallisierte Massefläche unterhalb des Substrats besitzen soll, darf sich die Impedanz nur geringfügig von der einer Koplanarleitung ohne zusätzliche Massefläche unterscheiden. Ist dies der Fall, verlaufen nur wenige Feldlinien durch das Substrat, wodurch dielektrische Verluste minimiert werden können.

Nach Veränderung der Leiterbahnbreiten und -längen werden die seitlichen Masseflächen unter Einhaltung der ermittelten Gaps im Layout hinzugefügt. Zudem werden Durchkontaktierungen entlang der Gaps platziert, um eine Verbindung zwischen der oberen und unteren Massefläche herzustellen. Durch diesen Leiterplattenaufbau können Wechselwirkungen zwischen der Schaltung und dem Gehäuse minimiert werden. Die Durchkontaktierungen besitzen einen Lochdurchmesser D = 0,254 mm und einen Restring mit dem Durchmesser W = 0,508 mm. Die Mittelpunkte liegen 0,55 mm auseinander. Weitere Durchkontaktierungen werden stochastisch über die Leiterplatte verteilt. In Abbildung 3.17 wird das koplanare Design graphisch dargestellt.



Abbildung 3.17: Koplanarer Entwurf des Leistungsteilers mit Bohrungen

3.2.7 Messungen

In *Abbildung 3.18* wird der fertige Leistungsteiler im Mikrostreifen- und Koplanardesign dargestellt. Nach dem Verschrauben der Platine mit dem Gehäuse, dem Anbringen der SMA-Stecker und dem Einlöten der Widerstände können die S-Parameter der Wilkinson-Teiler mithilfe eines Vektor-Analysators bestimmt werden.





Abbildung 3.18: Mikrostreifen- und Koplanarleistungsteiler

Die aufgenommenen Daten werden als S3P-Dateien exportiert und können mit der Software ADS eingelesen und aufbereitet werden. In *Abbildung 3.19* werden die Anpassungen S₁₁ und S₂₂ sowie die Isolation S₂₃ des Mikrostreifendesigns denen des koplanaren Leistungsteilers gegenübergestellt.



Abbildung 3.19: S₁₁, S₂₂ und S₂₃ des Mikrostreifen- (links) und Koplanardesigns (rechts)
Nach den Messergebnissen besitzt der Leistungsteiler in Mikrostreifentechnik eine sehr gute Isolation S₂₃ unterhalb -20 dB. Im Vergleich zu den Ergebnissen der Momentum-Simulation haben sich jedoch die Anpassungen in der Realität stark verschlechtert. Trotzdem liegen die Werte fast über die gesamte Bandbreite unterhalb -15 dB und weisen lediglich bei 10 GHz eine Schwäche von -12.5 dB auf. Die Ergebnisse des Koplanardesigns sind sehr ähnlich. Die Anpassung S₁₁ verschlechtert sich jedoch bei 10 GHz auf nur -10 dB.

Abbildung 3.20 zeigt die Transmission S_{21} in Mikrostreifen- und Koplanarausführung. Die Verluste sind sehr viel höher, als in der elektromagnetischen Feldsimulation mit Momentum. Während der Leistungsteiler in Mikrostreifenleitungstechnik im Frequenzbereich von 4 bis 12 GHz eine Dämpfung von 1 dB erfährt, sinkt der Transmissionsfaktor des Koplanardesigns um 1,8 dB ab. Den größten Einbruch erleidet die Kurve bei 10 GHz, da bei dieser Frequenz, wie bereits erwähnt, ein großer Teil der Welle schon an Tor 1 reflektiert wird.



Abbildung 3.20: S₂₁ des Mikrostreifen- (links) und Koplanardesigns (rechts)

Die Unterschiede zwischen den Ergebnissen der Simulation und der Messung können durch verschiedene Faktoren bedingt sein. Die SMD-Widerstände wurden beispielsweise in der Simulation als ideal angenommen. In der Realität können sie jedoch durchaus einen Einfluss auf das Verhalten der Schaltung haben. Außerdem führen bereits Ungenauigkeiten, die bei der Fertigung der Platine durch ein trapezförmiges Ätzverfahren verursacht werden, zu Abweichungen in der Anpassung. Auch Wechselwirkungen zwischen Schaltung und Gehäuse können, besonders bei Mikrostreifenleitungen, auftreten.

In *Kapitel 2* wurden bereits die beiden hier verwendeten Streifenleitungstechniken beschrieben. Dabei wurden auch die Vorteile der Koplanar- gegenüber der Mikrostreifenleitung herausgestellt. Diese lassen sich jedoch nicht mit den aufgenommenen Messdaten bestätigen.



Abbildung 3.21: Stichleitungen

Die Verschlechterungen der Resultate des Koplanardesigns werden unter anderem durch eine zu niedrige Impedanz der Stichleitungen zu den Widerständen verursacht. Da die Widerstandspads eine feste Breite von 0,5 mm besitzen, ist es bei der Umrechnung ins Koplanardesign schlecht möglich, die Leiterbreite zu verkleinern und damit anzupassen. Aus diesem Grund besitzen beispielsweise die Stichleitungen zum Widerstand R1 anstelle einer Impedanz von 79,4 Ω nur 65,7 Ω. Bei der Integration des Wilkinson-Teilers im Frequenzumsetzer werden die Stichleitungen auf die richtige Impedanz angepasst, sodass lediglich die Widerstandspads selbst eine Breite von 0,5 mm besitzen.

Einen weiteren Unsicherheitsfaktor stellen insbesondere die Übergänge der SMA-Stecker auf die Leiterplatte dar. In *Abbildung 3.22* werden sich die S-Parameter zweier Wilkinson-Teiler mit verschiedenen SMA-Anschlüssen gegenübergestellt. Das linke Diagramm zeigt die Ergebnisse mit Steckern, die durch Flanschmontage am Gehäuse befestigt sind. Der Innenleiter wird auf die Leiterbahn aufgelötet. Im rechten Diagramm werden die S-Parameter eines Wilkinson-Teilers dargestellt, dessen SMA-Stecker direkt an der Platine angebracht sind. Hierbei wird eine bessere Masseanbindung gewährleistet.



Abbildung 3.22: SMA Flanschmontage (links) und direkte Anbringung an Platine (rechts)

KAPITEL 4

Realisierung eines Frequenzumsetzers

Im Laufe der Entwicklung von hochfrequenten Empfangssystemen hat sich immer mehr das Schaltungsprinzip des Überlagerungsempfängers, der häufig auch als Superheterodynempfänger bezeichnet wird, in der Praxis durchgesetzt. Dieser nutzt Frequenzumsetzer, um elektromagnetische Hochfrequenzsignale in einen niedrigeren Frequenzbereich zu transformieren, ohne den Inhalt des empfangenen Signals zu verändern. Häufig erfolgt die Herabsetzung des Frequenzbereichs in mehreren Stufen. *Abbildung 4.1* zeigt das funktionelle Blockschaltbild eines solchen Systems mit zwei Frequenzumsetzern.



Abbildung 4.1: Vereinfachtes Blockschaltbild eines Überlagerungsempfängers

Die Umwandlung eines Hochfrequenzsignals in einen niedrigeren Zwischenfrequenzbereich dient vor allem zur Vereinfachung der weiteren Signalverarbeitung. Sie ermöglicht beispielsweise den Einsatz von niederfrequenteren Filtern mit festen Grenzfrequenzen anstelle variabler Hochfrequenzfilter.

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels wird die Realisierung des zweiten Frequenzumsetzers eines Überlagerungsempfängers für das K-Band beschrieben, der im Radioteleskop in Effelsberg eingesetzt werden soll.

4.1 Entwicklung des Schaltungskonzepts

4.1.1 Rahmenbedingungen

Zu Beginn der Planungsphase werden seitens des Instituts die Rahmenbedingungen für das Gesamtsystem festgelegt. Es gilt daher, die in den folgenden Punkten aufgeführten Gegebenheiten in der Entwicklung zu berücksichtigen.

4.1.1.1 Prinzipieller Aufbau

Der Frequenzumsetzer besitzt zwei Anschlüsse für das hochfrequente Eingangssignal, die über einen Schalter angesteuert werden können. Anschließend wird das Hochfrequenzsignal in zwei Signalpfade gleicher Leistung aufgeteilt, sodass gleichzeitig zwei verschiedene Frequenzen analysiert werden können. Die Entwicklung des entsprechenden Leistungsteilers wurde bereits in *Kapitel 3* beschrieben. In jedem Signalpfad befindet sich jeweils ein Mischer¹², an dem eine feste Lokaloszillatorfrequenz anliegt.

4.1.1.2 Frequenzen

Am Eingang des Systems liegen Frequenzen im Bereich von 5 bis 10 GHz an. Im oberen Signalpfad werden die höheren Frequenzen ab 7,5 GHz mit einer Lokaloszillatorfrequenz von 10 GHz in einen Zwischenfrequenzbereich von 0 bis 2,5 GHz herabgesetzt. Niedrigere Frequenzen bis 8,1 GHz werden hingegen im unteren Signalpfad mit einer Lokaloszillatorfrequenz von 5,6 GHz in den Zwischenfrequenzbereich transformiert.

4.1.1.3 Leistungen

Die Eingangsleistung des Frequenzumsetzers beträgt -50 dBm und muss so verstärkt werden, dass an den Ausgängen ein Pegel von -20 dBm anliegt.

4.1.1.4 Rauschtemperatur (vgl. [11])

Die Rauschtemperatur ist ein äquivalentes Maß für das thermische Rauschen in einem Empfangssystem und damit auch eine Kennzahl für die Empfindlichkeit der Hochfrequenzschaltung.

¹² Mischer: Bauelement zur Frequenzumsetzung (siehe Kapitel 4.1.2)

Im Allgemeinen wird die Rauschtemperatur T eines aktiven¹³ Zweitors als diejenige Temperatur definiert, die ein realer ohmscher Widerstand besitzen müsste, um bei einer bestimmten Frequenz die gleiche Rauschleistung P zu erzeugen wie das rauschende Bauelement. Die Rauschtemperatur wird in der Regel in K angegeben. Bei passiven¹⁴ Komponenten entspricht die Rauschleistung bei Raumtemperatur dem negierten Transmissionsfaktor S₂₁.

Die Rauschtemperatur muss in der gesamten Schaltung des Frequenzumsetzers möglichst niedrig gehalten werden, da ein Signal unterhalb des Rauschpegels nicht mehr detektiert werden kann. Der Gesamtrauschbeitrag der einzelnen Schaltungskomponenten sollte unterhalb 800 K liegen. Die entsprechende Rauschleistung P kann nach *Formel 4.1* direkt aus der Rauschtemperatur T, der Bandbreite B und der Boltzmann-Konstante k_B errechnet werden.

$$P = k_B \cdot T \cdot B \quad mit \ k_B = 1,38065 \cdot 10^{-23} \frac{Ws}{K}$$
(4.1)

Die Rauschtemperatur ist eine Kenngröße, die vorwiegend in der Radioastronomie verwendet wird. Viele Schaltungskomponenten werden jedoch durch die Angabe der Rauschzahl¹⁵ in dB (engl. noise figure) charakterisiert. Die beiden Größen können nach *Formel 4.2* ineinander umgerechnet werden.

$$T = 290 K \cdot \left(10^{\frac{NF}{10}} - 1\right) \tag{4.2}$$

Enthält eine Schaltung mehrere Zweitore, die in Reihe geschaltet sind, kann die Rauschzahl des Systems nach *Formel 4.2* ermittelt werden, wobei für die Verstärkung G lineare Werte einzusetzen sind.

$$T_{sys} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \frac{T_4}{G_1 G_2 G_3} + \dots$$
(4.3)

Die Gesamtrauschtemperatur T_{sys} hängt sehr stark von der Reihenfolge der einzelnen Komponenten des Systems ab. Bei der Erstellung des Pegelplans in *Kapitel 4.1.3* muss daher darauf geachtet werden, dass zu Beginn der Schaltung nur rauscharme Bauelemente eingesetzt werden.

¹³ Aktive Komponenten: z.B. Verstärker, Dämpfungsglieder usw.

¹⁴ Passive Komponenten: z.B. Leistungsteiler, Filter usw.

¹⁵ Rauschzahl: Maß für die Verschlechterung des Signal- / Rauschabstands durch den Rauschbeitrag des Systems

4.1.1.5 1-dB Kompressionspunkt (vgl. [7], [12], [13])

Das Verhältnis der Leistung am Ausgang eines Zweitors zur eingespeisten Leistung am Eingang ist im Idealfall konstant. Ab einem gewissen Punkt verliert die Kennlinie jedoch ihre Linearität und das Bauelement nähert sich dem Sättigungsbereich, was auch in *Abbildung 4.2* zu erkennen ist. Der 1-dB Kompressionspunkt gibt an, bei welcher Eingangsleistung die lineare Ausgangsleistung von der tatsächlichen Ausgangsleistung um 1 dB abweicht. Der Bereich zwischen dem Rauschlevel und dem 1-dB Kompressionspunkt wird bei Verstärkern auch als linearer Dynamikbereich bezeichnet.



Abbildung 4.2: 1-dB Kompressionspunkt

Erreicht ein aktives Bauelement den Sättigungsbereich, werden die Amplituden des Signals begrenzt und Verzerrungen treten auf. Aus diesem Grund muss in der Planung des Systems in *Kapitel 4.1.3* darauf geachtet werden, dass die Pegel mindestens einen Abstand von 15 dB zum 1-dB Kompressionspunkt besitzen. Hinzu kommt, dass in der Radioastronomie der Empfang elektromagnetischer Strahlung eines weit entfernten Objektes im Universum häufig durch Störquellen, wie beispielsweise Satelliten, beeinflusst wird, deren Signale um ein Vielfaches stärker sind. Liegt das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsleistung eines Bauelements nahe dem Kompressionspunkt, erreicht es beim Empfang eines starken Signals den Sättigungsbereich. Neben dem 1-dB-Kompressionspunkt gibt es noch eine weitere Größe zur Charakterisierung eines nichtlinearen Bauteils, der so genannte Intercept-Punkt. Liegen zwei oder mehrere Signale am Eingang eines Verstärkers oder Mischers an, entstehen durch die Nichtlinearitäten unerwünschte Signalanteile, die als Intermodulationsprodukte bezeichnet werden. Sie lassen sich nach *Gleichung 4.4* berechnen, wobei die Summe |n|+|m| die Ordnung des Intermodulationsprodukts angibt.

$$f_{n,m} = |n \cdot f_1 \pm m \cdot f_2| \tag{4.4}$$

Intermodulationsprodukte 2. Ordnung liegen weit von den Nutzfrequenzen entfernt und können einfach herausgefiltert werden. Produkte höherer Ordnungen sind bereits sehr stark gedämpft oder befinden sich nicht in der Nähe der Nutzfrequenzen. Besonders kritisch sind lediglich Intermodulationen 3. Ordnung, da diese in den Bereich der Nutzfrequenzen fallen. Der entsprechende Intercept-Punkt gibt nun an, bei welcher Eingangsleistung die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung den Pegel des Nutzsignals erreichen und somit nicht mehr unterschieden werden können. Messtechnisch kann dieser Schnittpunkt nicht mehr erfasst werden, da sich der Mischer bereits in der Sättigung befindet. Durch die Einhaltung des 15 dB Abstands zum 1-dB-Kompressionspunkt befinden sich die Bauelemente jedoch im linearen Dynamikbereich, sodass Intermodulationsprodukte vermieden werden können.



P_{in} in dBm

Abbildung 4.3: Intercept-Punkt

4.1.2 Schaltungskomponenten

Aus den in *Kapitel 4.1.1* vorgestellten Rahmenbedingungen lässt sich ein erstes Blockschaltbild erstellen, das in *Abbildung 4.4* zu sehen ist. Bevor jedoch ein realistischer Entwurf der Schaltungsstruktur erstellt werden kann, müssen die für den Frequenzumsetzer benötigten Bauelemente nach den in ihrem Einsatzgebiet geforderten Kriterien selektiert werden.



Abbildung 4.4: Grundidee des Gesamtsystems

4.1.2.1 Schalter (vgl. [14])

Der Schalter des Frequenzumsetzers dient zur Auswahl zwischen zwei Eingangssignalen. Er darf im Frequenzbereich von 5 bis 10 GHz nur möglichst geringe Reflexionsverluste besitzen und sollte zudem eine hohe Isolation zwischen den Eingängen aufweisen. Da das Max-Planck-Institut für Radioastronomie bereits gute Erfahrungen mit Schaltern und Verstärkern der Firma Hittite gesammelt hat, werden auch in diesem Projekt vorwiegend Komponenten dieses Herstellers verwendet. Die Wahl fällt auf einen Schalter mit der Bezeichnung HMC547LP3, der die geforderten Grundvoraussetzungen für den gewünschten Frequenzbereich erfüllt. Im Folgenden wird kurz auf die wichtigsten Parameter des Bauteils eingegangen.



Abbildung 4.5: Betriebsdämpfung (links) und Rückflussdämpfung (rechts) des Schalters

Die Betriebsdämpfung gibt das Verhältnis der am Ausgang anliegenden Leistung zu der am Eingang eingespeisten Leistung an. In *Abbildung 4.5* ist erkennbar, dass die Betriebsdämpfung im Bereich von 5 bis 10 GHz unterhalb 2 dB liegt. Das Verhältnis der aufgenommenen zur reflektierten Leistung eines Bauelements wird als Rückflussdämpfung bezeichnet. Im Nutzbereich bis 10 GHz liegt die Anpassung des Schalters unter -15 dB.



Der Kompressionspunkt des Bauelements wird in *Abbildung 4.6* dargestellt. Er liegt im geforderten Frequenzbereich konstant bei ca. 22 dBm.

Zudem besitzt der Schalter eine sehr hohe Isolation unter -40 dB, die hier jedoch nicht gesondert abgebildet wird.

Abbildung 4.6: Kompressionspunkt des Schalters

4.1.2.2 RF-Verstärker (vgl. [15])

Zu Beginn der Schaltung wird ein RF-Verstärker eingesetzt, der zur Aufgabe hat, die Leistung des hochfrequenten Eingangssignals zu vergrößern. Nach *Formel 4.3* aus *Kapitel 4.1.1.4* sollte eine Komponente am Anfang einer Serienschaltung eine möglichst kleine Rauschzahl besitzen, da ansonsten der Rauschbeitrag des Gesamtsystems stark zunimmt. Aus diesem Grund wird ein Low-Noise-Verstärker der Firma Hittite mit der Bezeichnung HMC565LC5 eingesetzt, der für Frequenzen bis 20 GHz konzipiert ist.

Die rauscharmen Eigenschaften des Verstärkers werden im linken Diagramm von *Abbildung 4.7* dargestellt. Im gewünschten Frequenzbereich von 5 bis 10 GHz liegt die Rauschzahl bei konstant 2,8 dB. Der Kompressionspunkt befindet bei ca. 10 dBm.



Abbildung 4.7: Rauschzahl (links) und Kompressionspunkt (rechts) des RF-Verstärkers

In *Abbildung 4.8* ist zu erkennen, dass die Verstärkung in einem Frequenzbereich von 5 bis 10 GHz bei 20 dB liegt. Die Anpassung beträgt -15 dB. Zudem besitzt der Verstärker eine sehr gute Isolation, unter -40 dB. Beim späteren Systementwurf gewinnt dieser Parameter eine wichtige Bedeutung bei der Unterdrückung unerwünschter Mischprodukte, was in *Kapitel 4.1.4* näher erläutert wird.



Abbildung 4.8: S-Parameter (links) und Isolation (rechts) des RF-Verstärkers

4.1.2.3 LO-Verstärker (vgl. [16])

Im Gegensatz zum Eingangssignal des Hauptpfades spielt bei der Verstärkung der LO-Frequenz das Rauschen keine Rolle. Da am LO-Anschluss des Mischers jedoch eine sehr hohe Leistung von 10 dBm anliegen muss, ist hier das wichtigste Kriterium, den Kompressionspunkt nicht zu überschreiten. Im LO-Pfad werden daher Leistungsverstärker des Typs HMC451LP3 der Firma Hittite eingesetzt. Sie besitzen einen sehr hohen Kompressionspunkt bei 20 dBm und eine Verstärkung von 18 dB im geforderten Frequenzbereich.



Abbildung 4.9: S-Parameter (links) und Kompressionspunkt (rechts) des LO-Verstärkers

4.1.2.4 IF-Verstärker (vgl. [17])

Für den Frequenzbereich von 0 bis 2,5 GHz werden Verstärker mit der Bezeichnung NBB 312 des Herstellers RF Micro Devices verwendet. Sie sind bekannt für ihre gute Temperaturstabilität und ihre konstante Qualität. Eine positive Eigenschaft dieses Bauelements ist vor allem die gleichmäßige Verstärkung von 12,5 dB im gewünschten Frequenzbereich, was auch in *Abbildung 4.10* zu erkennen ist.



Abbildung 4.10: S₂₁ des IF-Verstärkers



Abbildung 4.11: S₁₁ (links) und Kompression (rechts) des IF-Verstärkers

Die Reflexionsverluste liegen an Tor 1 unterhalb -23 dB, an Tor 2 sogar unter -25 dB (hier jedoch nicht dargestellt). Der Kompressionspunkt befindet sich bei max. 16,5 dB im geforderten Frequenzbereich.

4.1.2.5 Mischer (vgl. [5], [13], [18], [19])

Ein Mischer ist ein Bauelement mit drei Toren, das die Verschiebung eines Signals in einen anderen Frequenzbereich ermöglicht. Es wird dabei zwischen Aufwärts- und Abwärtsmischern unterschieden. Erstere werden hauptsächlich in Sendern eingesetzt und dienen zur Verschiebung des Basisbandsignals¹⁶ in den Hochfrequenzbereich. Um jedoch ein hochfrequentes Eingangssignal in einen niedrigeren Frequenzbereich zu versetzen, werden Abwärtsmischer verwendet. Viele Mischer führen beide Funktionen aus und verschieben das Signal sowohl in einen niedrigeren, als auch in einen höheren Frequenzbereich. Im Folgenden werden jedoch lediglich die Funktionsweise des Abwärtsmischprozesses sowie die wichtigsten Parameter des im Frequenzumsetzer eingesetzten Mischers näher erläutert.

Bei einem Abwärtsmischer wird das hochfrequente Eingangssignal f_{RF} mit einer Lokal-Oszillator-Frequenz f_{LO} auf eine Zwischenfrequenz f_{IF} herabgesetzt. Das Schaltungssymbol eines Mischers sowie die bei einem Mischprozess entstehenden Frequenzverschiebungen werden in *Abbildung 4.12* dargestellt.

¹⁶ Basisband: Frequenzbereich des Nutzsignals



Abbildung 4.12: Prinzip eines Abwärtsmischers

Die Mischung zweier Signale entspricht im Zeitbereich einer Multiplikation. Ist das Eingangssignal $x_{RF}(t) = a(t) \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t))$ größer als das Lokaloszillatorsignal $x_{LO}(t) = 2 \cos(\omega_{LO} t)$, so lässt sich der Mischprozess durch *Gleichung 4.5* beschreiben. Es wird von einer Mischung in Gleichlage gesprochen.

$$\begin{aligned} x_{M} &= x_{RF} \cdot x_{LO} \\ &= a(t) \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t)) \cdot 2 \cos(\omega_{LO} t) \\ &= a(t) \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) t + \varphi(t)) + a(t) \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO}) t + \varphi(t)) \end{aligned}$$
(4.5)

Das Ausgangssignal x_M enthält demnach zwei Seitenbänder, deren Frequenzen sich nach *Gleichung 4.6* aus der Differenz und der Summe des Eingangssignals x_{RF} und LO-Signals x_{LO} errechnen lassen.

$$f_{IF} = |f_{RF} \pm f_{LO}|$$
(4.6)

Die unerwünschte Summenfrequenz kann durch Selektionsfilter unterdrückt werden, sodass nur noch das Zwischenfrequenzsignal nach *Formel 4.7* vorhanden ist.



Abbildung 4.13: Abwärtsmischung in Gleichlage

 $x_{IF} = a(t) \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO}) t + \varphi(t))$

(4.7)

Ist die Frequenz f_{LO} des Lokaloszillatorsignals x_{LO} größer als die Frequenz f_{RF} des hochfrequenten Eingangssignals x_{RF} , so ergeben sich bei der Multiplikation durch den Mischer folgende Signalanteile.

$$\begin{aligned} x_{M} &= x_{RF} \cdot x_{LO} \\ &= a(t) \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t)) \cdot 2 \cos(\omega_{LO} t) \\ &= a(t) \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF}) t - \varphi(t)) + a(t) \cos((\omega_{LO} + \omega_{RF}) t + \varphi(t)) \end{aligned}$$
(4.8)

Das Zwischenfrequenzsignal lässt sich durch *Gleichung 4.9* beschreiben. Es handelt sich hierbei um eine Mischung in Kehrlage, bei der die Frequenzfolge invertiert wird.



$$x_{IF} = a(t)\cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t - \varphi(t))$$
(4.9)

Abbildung 4.14: Abwärtsmischung in Kehrlage

Im Frequenzumsetzer werden Mischer mit der Bezeichnung M1-0412 der Firma Marki Microwave eingesetzt. Sie sind für RF- und LO-Signale von 4 bis 12 GHz ausgelegt, während sich der Zwischenfrequenzbereich von 0 bis 4 GHz erstreckt. In *Abbildung 4.15* werden alle charakteristischen Eigenschaften des Mischers in einem 50 Ω System dargestellt.

Eine der wichtigsten Größen, um einen Mischer zu charakterisieren, ist der Mischverlust (engl. conversion loss). Dieser gibt bei einem Abwärtsmischer das Verhältnis zwischen der am Ausgang anliegenden und der am Eingang eingespeisten Leistung an. Der Mischverlust ist also ein Maß für die Dämpfung, die ein Eingangssignal durch die im realen Mischer vorhandenen passiven Komponenten, wie beispielsweise Dioden, erfährt. Die Mischverluste betragen beim Marki M1-0412 maximal 8 dB im Frequenzbereich von 5 bis 10 GHz.

Wie in den vorangehenden Kapiteln bereits erwähnt wurde, ist die Isolation ein Maß für die Überkopplung eines Eingangssignals auf einen anderen Eingang oder den Ausgang. Daher alle Eingänge und der Ausgang des Mischers vollständig voneinander entkoppelt sein.



Abbildung 4.15: Parameter der Mischer

Am LO-Eingang muss ein Pegel von 7 dBm anliegen. Bei dieser hohen Leistung ist eine gute Isolation von -38 dB vom LO- zum RF-Eingang von hoher Bedeutung, da ein auf den RF-Pfad übergekoppeltes LO-Signal am zweiten Mischer in den Zwischenfrequenzbereich verschoben werden kann. Dieser Effekt und weitere Gegenmaßnahmen werden in *Kapitel 4.1.4* näher erläutert. Die Isolation zwischen LO-Eingang und IF-Ausgang liegt über dem Frequenzbereich von 5 bis 10 GHz unterhalb -25 dB. Durch nachgeschaltete Tiefpassfilter werden diese Anteile jedoch unterdrückt.

Zudem ist eine gute Anpassung des Mischers von hoher Bedeutung, sodass Reflexionsverluste weitestgehend vermieden werden können. Die Abweichung zur 50 Ω Impedanz wird in Datenblättern meist durch das Stehwellenverhältnis VSWR¹⁷ angegeben. Ein vollständig reflexionsfrei abgeschlossener Port würde beispielsweise einem VSWR von 1:1 entsprechen. Das Stehwellenverhältnis lässt sich mithilfe des Reflexionsfaktors Γ wieder in die Rückflussdämpfung umrechnen.

$$A_{r} = -20 \log |\Gamma| \, dB = -20 \log \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}\right) \, dB \tag{4.10}$$

Ein VSWR von 2:1 entspricht also einer Anpassung von -9,5 dB, während das Verhältnis 3:1 eine Rückflussdämpfung von 6 dB besitzt.

¹⁷ VSWR: Stehwellenrelation (engl. voltage standing wave ratio)

In *Kapitel 4.1.1.5* wurde bereits der 1-dB-Kompressionspunkt erläutert, der angibt, ab wann die Ausgangsleistung nicht mehr proportional zum Eingangspegel ansteigt. Da der Mischer aus nichtlinearen Bauelementen besteht, kann auch hier ein zu hoher Pegel am RF-Eingang zu nichtlinearen Verzerrungen führen, sodass zusätzlich zu den Grundfrequenzen des RF- und LO-Signals auch Oberwellen¹⁸ sowie deren Mischprodukte auftreten. Das Ausgangssignal enthält dann Frequenzanteile, die sich nach *Gleichung 4.11* bestimmen lassen. Die Vorfaktoren k_{RF} und k_{LO} geben die Ordnung der jeweiligen Oberwelle an. Der 1-dB-Kompressionspunkt des Marki M1-0412 Mischers liegt bei 2 dBm.

$$f_{IF} = |k_{RF} \cdot f_{RF} \pm k_{LO} \cdot f_{LO}| \tag{4.11}$$

4.1.2.6 Filter

Alle im System verwendeten Filter sind Eigenentwicklungen des Max-Planck-Instituts für Radioastronomie und sind nicht Teil dieser Arbeit. Sie werden auf das Gehäuse des Frequenzumsetzers aufgeschraubt, wobei das Signal über spezielle Stecker zu den Filtern übertragen wird. Es handelt sich dabei um Tiefpassfilter, die im Zwischenfrequenzbereich nach den Mischern eingesetzt werden und deren Aufgabe es ist, unerwünschte Frequenzanteile außerhalb des Durchlassbereichs von 0 bis 2,5 GHz zu unterdrücken. Zudem wird in *Kapitel 4.1.4* verdeutlicht, dass auch im Hochfrequenzbereich, nach dem Leistungsteiler und vor den Mischern, Tiefpassfilter eingesetzt werden müssen.

4.1.2.7 Dämpfungsglieder

Im Frequenzumsetzer werden Dämpfungsglieder der Firma IMS eingesetzt, die speziell für den Einsatz in 50 Ω Hochfrequenzsystemen ausgelegt sind. Sie besitzen im Frequenzbereich von 0 bis 10 GHz eine konstante Dämpfung, sind temperaturstabil und rauscharm. Die Dämpfungsglieder sind von 0 bis 10 dB in 1 dB-Schritten in der Bauform 0805 erhältlich.

¹⁸ Oberwelle: Ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz

4.1.3 Voranalyse

Nachdem die verschiedenen Komponenten des Systems in Kapitel 4.1.2 charakterisiert wurden, erfolgt nun die Festlegung der Anzahl und Anordnung der Bauelemente. Nach den vordefinierten Zielvorgaben soll die Eingangsleistung von -50 dBm so verstärkt werden, dass am Ausgang des Systems -20 dBm anliegen. Trotzdem ist durch Variation der Reihenfolge der einzelnen Bauelemente zu gewährleisten, dass die Rauschtemperatur des Systems 800 K nicht überschreitet. Um dies zu erreichen, werden im Hochfrequenzbereich des Signalpfads zwei rauscharme Verstärker des Typs HMC565 und im Zwischenfrequenzbereich drei Verstärker des Typs NBB312 eingesetzt. Zur Verbesserung der mäßigen Eigenanpassung des Mischers werden Dämpfungsglieder vor und nach dem Bauelement Ein weiteres Dämpfungsglied dient als Puffer hinzugefügt. zwischen zwei aufeinanderfolgenden Verstärkern im Zwischenfrequenzbereich. Vor der letzten Komponente des Systems wird ein Gain Equalizer, kurz EQ, integriert, der dem Absinken der Leistung bei steigender Frequenz entgegenwirkt. In Kapitel 4.1.5 wird auf die Struktur und Berechnung dieses Bauelements näher eingegangen.

Tabelle 4.1 zeigt den Aufbau des Signalpfades, der alle Voraussetzungen erfüllt. Die grün markierten Spalten beinhalten die Verstärkung, die Rauschzahl und den 1-dB-Kompressionspunkt aus den entsprechenden Datenblättern. Anhand dieser Informationen und den Formeln aus Kapitel 4.1.1.4 lassen sich alle weiteren Werte ermitteln.

					Ausgangswerte		
Bauteile	Verstärkung	Verstärkung	Rauschen	Rauschtemp.	Leistung	Rauschtemp.	P1dB
	dB	linear	dB	К	dB	К	dBm
Schalter HMC547	-2,0	0,631	2,0	169,619	-52,0	169,619	20
Verstärker HMC565	20,0	100,000	2,5	225,701	-32,0	527,331	10
Leistungsteiler	-5,5	0,282	5,5	738,959	-37,5	539,043	20
Verstärker HMC565	20,0	100,000	2,5	225,701	-17,5	551,735	10
Filter	-2,0	0,631	2,0	169,619	-19,5	551,830	30
Dämpfungsglied	-6,0	0,251	6,0	864,511	-25,5	552,601	30
Mischer	-8,0	0,158	8,0	1539,776	-33,5	558,064	2
Dämpfungsglied	-6,0	0,251	6,0	864,511	-39,5	577,418	30
Filter	-1,0	0,794	1,0	75,088	-40,5	584,110	30
Verstärker NBB312	12,5	17,783	4,9	606,186	-28,0	652,125	14,9
Dämpfungsglied	-5,0	0,316	5,0	627,061	-33,0	656,082	30
Verstärker NBB312	12,5	17,783	4,9	606,186	-20,5	668,177	14,9
EQN	-9,0	0,126	7,5	1340,790	-29,5	669,681	30
Verstärker NBB312	12,5	17,783	4,9	606,186	-17,0	675,084	14,9

Tabelle 4.1: Anordnung der Bauteile im Signalpfad

In der Spalte "Ausgangswerte" wird die Leistung und Rauschtemperatur nach dem jeweiligen Bauelement angegeben. Mit der festgelegten Anzahl und Reihenfolge der Bauelemente besitzt das System eine Ausgangsleistung von -17 dBm und eine Rauschtemperatur von 675,1 K. Die Leistung ist jedoch definiert als Integral über der Bandbreite. Da diese durch den Mischprozess von 5 GHz auf 2,5 GHz halbiert wird, muss ein Abzug von 3 dB in der Bilanz berücksichtigt werden, sodass die gewünschte Ausgangsleistung von -20 dBm erreicht wird.

Abbildung 4.16 zeigt den Pegelplan des Systems, indem die Abstände der Leistungen nach den einzelnen Bauelementen zum 1-dB-Kompressionspunkt graphisch dargestellt werden.



Abbildung 4.16: Pegelplan des Signalpfades

Im LO-Pfad wird eine Eingangsleistung von -12 dBm so verstärkt, dass am Mischer 7 dBm anliegen. Dazu werden zwei Verstärker des Typs HMC451 sowie zwei Dämpfungsglieder verwendet. Bei den hohen Leistungen ist das höchste Kriterium, dass die Bauteile nicht in den Sättigungsbereich gelangen. Die Rauschtemperatur spielt im LO-Pfad keine Rolle.

					Ausga	ingswerte	
Bauteil	Verstärkung	Verstärkung	Rauschen	Rauschtemp.	Leistung	Rauschtemp.	P1dB
	dB	linear	dB	К	dBm	К	dBm
Dämpfungsglied	-8,0	0,158	8,0	1539,776	-20,0	1539,776	30
Verstärker HMC451	18,0	63,096	8,0	1539,776	-2,0	11255,108	14,8
Dämpfungsglied	-9,0	0,126	9,0	2013,552	-11,0	11456,463	30
Verstärker HMC451	18,0	63,096	8,0	1539,776	7,0	12679,551	14,8

Tabelle 4.2: Anordnung der Bauteile im LO-Pfad

4.1.4 Aufbau und Funktion des Systems

Aus den gewonnenen Informationen bezüglich der Anzahl und Reihenfolge der einzelnen Komponenten kann das Blockschaltbild des Systems abgeleitet werden, welches in *Abbildung 4.17* dargestellt wird.



Abbildung 4.17: Blockschaltbild des Frequenzumsetzers

Wie in *Kapitel 4.1.2.5* bereits erwähnt wurde, müssen zusätzlich zur Isolation zwischen LO- und RF-Eingang des Mischers weitere Vorkehrungen getroffen werden, damit das übergekoppelte LO-Signal am zweiten Mischer nicht in den Zwischenfrequenzsignalbereich verschoben werden kann. Um dies zu gewährleisten, wird im hochfrequenten Eingangsbereich der Schaltung eine Bauteilanordnung gewählt, die den unerwünschten LO-Anteil stark dämpft, sodass er am zweiten Mischer unterhalb des Nutzsignalpegels liegt. Im weiteren Verlauf dieses Kapitels wird dieser Sachverhalt näher untersucht.

Im K-Band-Empfangssystem, in dem der Frequenzumsetzer als Teilkomponente integriert ist, wird der Nutzfrequenzbereich nach dem zweifachen Herabsetzen des RF-Signals und weiteren signalverarbeitenden Maßnahmen zur Analysierung durch ein Spektrometer in 9,3 kHz Bereiche aufgelöst.



Abbildung 4.18: Auflösung des Signals in 9,3 kHz Bereiche

Da die Leistung eines Kanals als Integral über die Bandbreite definiert ist, wird für eine kleinere Auflösung am Ausgang ein höherer Pegel am Eingang benötigt. Dieser lässt sich anhand der folgenden Berechnung ermitteln.

$$P = 10\log\left(\frac{9.3 \ kHz}{2.5 \ GHz}\right) + (-50 \ dBm) = -104.3 \ dBm \tag{4.12}$$

Der Lokaloszillator, dessen Signal am ersten Mischer auf dem oberen Zweig der Schaltung anliegt, erzeugt eine feste Frequenz von 10 GHz. Die Mischung mit dieser LO-Frequenz dient dazu, Signale > 7,5 GHz in den Zwischenfrequenzbereich herabzusetzen. Signale mit kleineren Frequenzen bis zu 8,1 GHz werden hingegen im unteren Zweig der Schaltung mit einer konstanten LO-Frequenz von 5,6 GHz verschoben.

Besteht keine Isolation zwischen den RF-Eingängen der Mischer, so führt eine Überkopplung des LO-Signals auf den RF-Pfad dazu, dass der unerwünschte Signalanteil zum zweiten Mischer übertragen und dort mit dessen LO-Frequenz multipliziert wird. Da beide Lokaloszillatoren auch Oberwellen bei Vielfachen ihrer festgelegten Frequenz verursachen, können die übergekoppelten LO-Frequenzen in den Zwischenfrequenzbereich herabgesetzt werden. In *Tabelle 4.3* werden die einzelnen Mischprodukte aufgelistet.

		Mischer 1	
	f _{LO1} = 10 GHz	2 f _{LO1} = 20 GHz	3 f _{LO1} = 30 GHz
f _{LO2} = 5,6 GHz	4,4 GHz	14,4 GHz	24,4 GHz
2 f _{LO2} = 11,2 GHz	1,2 GHz	8,8 GHz	18,8 GHz
3 f _{LO2} = 16,8 GHz	6,8 GHz	3,2 GHz	13,2GHz
		Mischer 2	
	f _{LO2} = 5,6 GHz	Mischer 2 2 f _{LO2} = 11,2 GHz	3 f _{LO2} = 16,8 GHz
f _{L01} = 10 GHz	f _{LO2} = 5,6 GHz 4,4 GHz	Mischer 2 2 f _{LO2} = 11,2 GHz 1,2 GHz	3 f _{LO2} = 16,8 GHz 6,8 GHz
f _{LO1} = 10 GHz 2 f _{LO1} = 20 GHz	f _{LO2} = 5,6 GHz 4,4 GHz 14,4 GHz	Mischer 2 2 f _{LO2} = 11,2 GHz 1,2 GHz 8,8 GHz	3 f _{LO2} = 16,8 GHz 6,8 GHz 3,2 GHz

Tabelle 4.3: Mischprodukte mit übergekoppelten LO-Signalen

Die rot markierten Produkte liegen im Nutzfrequenzbereich und können daher nicht von den Tiefpassfiltern mit der Grenzfrequenz $f_c = 2,5$ GHz unterdrückt werden. Daher ist es erforderlich, dass der Pfad zwischen den beiden Mischern eine gute Isolation aufweist. Ist dies gewährleistet, kann das LO-Signal so weit abgeschwächt werden, dass es unterhalb des Nutzsignales liegt.



Abbildung 4.19: Dämpfung unerwünschter LO-Überkopplungen auf dem RF-Pfad

In *Abbildung 4.20* wird der hochfrequente Eingangsbereich der Schaltung dargestellt. Der blau markierte Pfad enthält alle Bauteilverstärkungen und -dämpfungen zwischen dem Eingang der Schaltung und dem RF-Port des Mischers. Der grün gefärbte Pfad kennzeichnet den Verlauf des übergekoppelten LO-Signals.

Ausgehend von der Eingangsleistung, die -104,3 dBm beträgt, kann der am RF-Eingang des Mischers anliegende Pegel des Nutzsignals durch Summierung der einzelnen Verstärkungen und Dämpfungen bestimmt werden. Er beläuft sich auf -79,8 dBm.



Abbildung 4.20: Pfad des Eingangs- (blau) und des übergekoppelten LO-Signals (grün)

Um einen niedrigeren LO-Signalpegel am RF-Eingang des Mischers zu gewährleisten, wird der zweite HMC565 Verstärker zwischen Leistungsteiler und Mischer geschaltet. Durch seine hohe Dämpfung von -40 dB in der Rückwärtstransmission S₁₂ wirkt er, zusammen mit der Isolation S₂₃ des Wilkinson-Teilers sowie den Dämpfungsgliedern, als zusätzlicher Isolator auf dem Pfad zwischen den beiden Mischern.

Der gleiche Effekt kann auch durch den Einsatz von Frequenzfiltern erreicht werden. Im oberen Zweig des Systems wird daher ein Tiefpass mit der Grenzfrequenz $f_c = 10,4$ GHz integriert. Da im unteren Zweig nur die niedrigeren Frequenzen von 5 bis 8,1 GHz betrachtet werden, wird hier ein Filter mit der Grenzfrequenz $f_c = 8,25$ GHz eingesetzt. Bei dieser Dimensionierung können die Nutzsignale ungehindert übertragen werden. Wird jedoch am Mischer des unteren Zweigs die Oberwelle $2 \cdot f_{LO} = 11,2$ GHz des LO-Signals auf den RF-Pfad übergekoppelt, so erfährt diese Frequenz durch die Flanken beider Filter eine starke Dämpfung. Eine am Mischer des oberen Zweigs auf den RF-Pfad übergekoppelte LO-Frequenz mit $f_{LO} = 10$ GHz kann zwar den ersten Filter passieren, wird aber von der Flanke des zweiten Tiefpasses abgeschwächt. Die Verwendung von Filtern zwischen Leistungsteiler und den Mischern führt also zu einer zusätzlichen Dämpfung der beiden Frequenzen, deren Mischprodukt in den Zwischenfrequenzbereich fällt. In *Abbildung 4.21* werden die Funktionen der Tiefpassfilter graphisch dargestellt.



Abbildung 4.21: Funktion der Filter mit $f_c = 10,4$ GHz (links) und $f_c = 8,25$ GHz (rechts)

Nach *Abbildung 4.20* liegt das LO-Signal mit einer Leistung von 7 dBm am LO-Eingang des Mischers an. Werden alle Dämpfungen und Verstärkungen auf dem Pfad zum zweiten Mischer aufsummiert, so ist zu erkennen, dass die zu isolierende LO-Frequenz am RF-Eingang lediglich einen Signalpegel von -125 dBm besitzt und damit über 45 dB unterhalb der Leistung des Nutzsignals liegt.

Die Oberwellen der LO-Signale werden jedoch erst im Mischer erzeugt und sind daher nicht von der Isolation zwischen LO- und RF-Pfad betroffen. Im Folgenden wird angenommen, dass die Oberwellen der LO-Frequenz eine Leistung von 0 dBm besitzen. In diesem Fall würde das unerwünschte LO-Signal mehr als 50 dB unterhalb der Leistung des Nutzsignals liegen. Der Einsatz eines Tiefpassfilters ist jedoch auch an dieser Stelle unerlässlich. *Abbildung 4.22* zeigt den entsprechenden Signalpfad.



Abbildung 4.22: Pfad des Eingangssignals (blau) und der generierten Oberwelle (grün)

4.1.5 Berechnung des Gain Equalizers

Zum Ausgleich der sinkenden Leistung bei steigender Frequenz wird vor dem letzten Verstärker in der Schaltung ein Gain Equalizer integriert. Sein Aufbau wird in *Abbildung 4.23* dargestellt.



Abbildung 4.23: Aufbau Gain Equalizer

Das Funktionsprinzip beruht auf einer frequenzabhängigen Dämpfung, die dem Leistungsabfall entgegenwirkt. Dazu werden die Eigenschaften der Übertragungsfunktion eines parallelen Schwingkreises genutzt. Bei niedrigen Frequenzen sperrt der Widerstand des Kondensators, bei hohen Frequenzen der Widerstand der Spule. Nur bei einer bestimmten Resonanzfrequenz f_R wird die Übertragungsfunktion maximal. Für die nötige Dämpfung sorgt ein dem Schwingkreis vorgeschaltetes π -Dämpfungsglied. Ein serieller Kondensator gewährleistet zusätzlich eine abnehmende Dämpfung bei steigender Frequenz.

Ziel ist es, durch geeignete Wahl der verschiedenen Parameter eine möglichst lineare Flanke der Übertragungsfunktion zu erreichen, die dem frequenzabhängigen Leistungsabfall entgegenwirkt. *Abbildung 4.24* zeigt eine solche Funktion, die eine Pegeldifferenz von 7,5 dB über den Frequenzbereich von 0 bis 2,5 GHz ausgleicht.



Abbildung 4.24: Lineare Flanke des Gain Equalizers

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels wird schrittweise die Berechnung der Rückflussdämpfung A_r und Betriebsdämpfung A_t des Gain Equalizers erklärt. Dazu ist jedoch eine Umformung des Netzwerks notwendig. In *Abbildung 4.25* werden die einzelnen Transformationsstufen graphisch dargestellt.



Abbildung 4.25: Umformungen des Netzwerks

Im ersten Schritt werden die Ersatzwiderstände der einzelnen Komponenten gebildet. Während $Z_2 = R_2$ und $Z_3 = R_3$ sind, lassen sich die Impedanzen der Kapazität C_1 und des Schwingkreises nach *Gleichung 4.13* und *Gleichung 4.14* berechnen.

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} \tag{4.13}$$

$$Z_{SK} = \frac{\frac{1}{j2\pi f C_{SK}} \cdot j2\pi f L_{SK}}{\frac{1}{j2\pi f C_{SK}} + j2\pi f L_{SK}}$$
(4.14)

Anschließend erfolgt die Umwandlung des sternförmigen Teilnetzwerkes bestehend aus Z_3 , Z_{SK} und Z_3 in eine äquivalente Dreieckschaltung der Form Z_{2D} , Z_{1D} und Z_{2D} . Die Transformation der Widerstände ergibt sich aus *Gleichung 4.15* und *Gleichung 4.16*.

$$Z_{1D} = \frac{Z_3^2 + 2 \cdot Z_3 \cdot Z_{SK}}{Z_{SK}}$$
(4.15)

$$Z_{2D} = \frac{Z_3^2 + 2 \cdot Z_3 \cdot Z_{SK}}{Z_3}$$
(4.16)

Nun kann die eigentliche Berechnung der Rückfluss- und Betriebsdämpfung durchgeführt werden. Dazu wird zunächst der Gesamtwiderstand des Netzwerks bestimmt, der sich nach *Gleichung 4.17* zusammensetzt. Da es sich um ein 50 Ω System handelt, ist Z₀ entsprechend zu wählen.

$$Z_{Ges} = \left((Z_0 \parallel Z_{2D}) + (Z_1 \parallel Z_2 \parallel Z_{1D}) \right) \parallel Z_{2D}$$

$$= \frac{\left(\frac{Z_0 \cdot Z_{2D}}{Z_0 + Z_{2D}} + \frac{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_{1D}}{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_{1D}} \right) \cdot Z_{2D}}{\frac{Z_0 \cdot Z_{2D}}{Z_0 + Z_{2D}} + \frac{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_{1D}}{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_{1D}} + Z_{2D}}$$
(4.17)

Der Gesamtwiderstand der Struktur lässt auf die Anpassung S_{11} schließen, die sich nach Gleichung 4.18 ermitteln lässt.

$$S_{11} = \frac{Z_{Ges} - Z_0}{Z_{Ges} + Z_0} \tag{4.18}$$

Die Rückflussdämpfung A_r ist durch Logarithmieren nach *Gleichung 4.19* direkt aus der Anpassung S_{11} zu ermitteln.

$$A_r = -20\log|S_{11}|dB (4.19)$$

Zur Bestimmung der Betriebsdämpfung ist die Bildung des Spannungsteilers nach *Gleichung 4.20* erforderlich.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{Z_0 \cdot Z_{2D}}{Z_0 + Z_{2D}}}{\frac{Z_0 \cdot Z_{2D}}{Z_0 + Z_{2D}} + \frac{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_{1D}}{\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_{1D}}}$$
(4.20)

Die Transmission S_{21} kann aus der Anpassung S_{11} und dem Spannungsteiler berechnet werden.

$$S_{21} = (1 + S_{11}) \cdot \frac{U_2}{U_1} \tag{4.21}$$

Die Betriebsdämpfung A_t lässt sich durch Logarithmieren nach *Gleichung 4.22* aus der Transmission S_{21} ermitteln.

$$A_t = -20\log|S_{21}|dB (4.22)$$

Der Gain Equalizer kann erst dann genau angepasst werden, wenn der Leistungsabfall über das gesamte System gemessen wurde. Die Dimensionierung erfolgt in *Kapitel 4.6.6*.

4.2 Erstellung des Schaltplans

Bevor der in *Kapitel 4.1.3* und *Kapitel 4.1.4* entwickelte Schaltungsentwurf in ein Platinenlayout umgesetzt werden kann, muss ein entsprechender Schaltplan erstellt werden. Dazu wird die Software Altium Designer Summer 2008 des Herstellers Altium Limited verwendet, die speziell zur Entwicklung von Leiterplatten programmiert wurde.

4.2.1 Bauteilbibliotheken

Die im HF-Labor des Max-Planck-Instituts für Radioastronomie angelegten Bauteilbibliotheken zur Verwendung in Altium Designer 2008, umfassen bereits zahlreiche elektronische Komponenten, die zur Erstellung eines Schaltplans benötigt werden. Fehlende Bauelemente müssen nachträglich in die Bibliotheken eingepflegt werden. Dazu ist es notwendig, ein Schaltsymbol und eine passende Anschlussfläche (engl. footprint) der Komponente zu erstellen. Bei Bedarf kann auch ein 3D-Objekt entwickelt werden.

In *Abbildung 4.26* ist als Beispiel das Symbol und die dazu passende Anschlussfläche des HMC565 Verstärkers zu sehen. Bei der Erstellung eines Bauteils ist unbedingt die richtige Pin-Belegung auf der Anschlussfläche zu beachten.



Abbildung 4.26: Schaltsymbol (links) und Anschlussfläche (rechts) eines HMC565

4.2.2 Anschlüsse der Platine

Die Schaltung des Frequenzumsetzers besitzt grundsätzlich zwei unterschiedliche Arten von Anschlüssen. Zum einen werden Hochfrequenzverbinder für den RF-Bereich verwendet, zum anderen werden Anschlüsse für die Spannungsversorgung und die Steuerung des Schalters benötigt.



Abbildung 4.27: SMA-Stecker mit Innenleiter

Die Ein- und Ausgänge des RF-Signalpfades werden mit SMA-Steckern der Firma Radiall bestückt. Diese sind für einen Frequenzbereich von 0 bis 18 GHz optimiert. Die Stecker können durch Verschraubung am Gehäuse angebracht werden, wobei der Innenleiter, der eine Länge von 3,2 mm besitzt, auf die Leiterbahn der Platine aufgelötet wird.

Für die im Signalpfad integrierten Tiefpassfilter werden SMP-Stecker der Firma Radiall eingesetzt. Durch sie wird das Signal senkrecht von der Leiterplatte aus dem Gehäuse in die Filter geleitet. Auf der Platine werden die Stecker durch Verlöten der Anschlusspins angebracht, wobei zusätzliche Kontaktierungen mit Masse eine größere Stabilisierung gewährleisten.

Die LO-Signale werden über zwei weitere SMA-Stecker eingespeist, die speziell für den Anschluss von Semi-Rigid-Kabel hergestellt wurden. Durch diese werden die Signale zu SMP-Steckern übertragen, welche die Signale in das Gehäuse auf die Platine leiten.



Abbildung 4.28: SMA-Stecker für Semi-Rigid-Kabel

Für die Spannungsversorgung und die Ansteuerung des Schalters wird jeweils ein 9-poliger Sub-D-Anschluss verwendet. Zur Vermeidung einer Verwechslung wird für die Spannungsversorgung ein Stecker und für das Steuersignal das weibliche Gegenstück, eine Buchse, verwendet. Im Gehäuse werden die einzelnen Kontakte der Sub-D-Anschlüsse durch Kabel mit den dafür vorgesehenen Pads auf der Platine verbunden.

4.2.3 Spannungsversorgung (vgl. [14], [15], [16], [17], [20], [21], [22])

Die in der Schaltung eingesetzten Verstärker sowie der Schalter benötigen jeweils unterschiedliche Spannungen. Die Platine sieht vier unterschiedliche Netzgerätversorgungen mit den Spannungen -15 V, +15 V, +7 V und +5 V vor. Ein zusätzlicher Anschluss dient zur Verbindung mit Masse. Zur Unterdrückung von Spannungsspitzen eignen sich π -Filter, die am Eingang eingesetzt werden.

Zusätzlich dient zur Pufferung zwischen Netzgerät und Schaltung die Verwendung von Spannungsreglern. Bei deren Wahl ist neben den richtigen Aus- und Eingangsspannungen auch die Verlustleistung P_D (engl. power dissipation) ein signifikanter Parameter. Eine zu hohe thermische Belastung kann zur Zerstörung des Bauelements führen. Die Verlustleistung lässt sich nach *Gleichung 4.23* bestimmen.

$$P_D = (U_{in} - U_{out}) \cdot I_{out} \tag{4.23}$$

Bei einem Halbleiterbauelement darf die im Datenblatt angegebene maximale Sperrschichttemperatur T_J (engl. junction temperature) nicht überschritten werden. Sie kann anhand des maximalen thermischen Widerstands R_{θ JA} bestimmt werden, der sich aus den technischen Angaben der Spannungsregler entnehmen lässt. Als Umgebungstemperatur T_A (engl. ambient temperature) werden 40° C angenommen.

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{\theta JA} \tag{4.24}$$

In *Tabelle 4.4* werden die benötigte Betriebsspannung, der Gesamtstrom, die Verlustleistung jedes Verstärkertyps und des Schalters aufgelistet.

	Bauteile			
	HMC547	HMC565	HMC451 (LO1)	HMC451 (LO2)
Betriebsspannung	-5 V	+3 V	+5 V	+5 V
Anzahl	1	3	2	2
Gesamtstrom	10 mA	159 mA	244 mA	244 mA
Verlustleistung	100 mW	318 mW	488 mW	488 mW

Tabelle 4.4: Benötigte Spannungsversorgungen

Die Eigenschaften der dazu passenden Spannungsregler sind in *Tabelle 4.5* enthalten. Die Typen TPS79630 und REG104 werden von der Firma Texas Instruments hergestellt, der Regler TS79L05 von Taiwan Semiconductors.

	Spannungsregler			
	TS79L05	TPS79630	REG104	REG104
Ausgangsspannung	-5 V	+3 V	+5 V	+5 V
Eingangsspannung	-15 V	+5 V	+7 V	+7 V
Ausgangsstrom	100 mA	1000 mA	1000 mA	1000 mA
R _{θJA}	158 °C/W	23 °C/W	65 °C/W	65 °C/W
T _J (max. 125°)	55 <i>,</i> 80 °C	47,31 °C	71,72 °C	71,72 °C
Bauform	SOP-8	DDPAK	DDPAK	DDPAK

Tabelle 4.5: Eigenschaften der Spannungsregler

Da pro HMC451 Verstärker ein hoher Strom von 122 mA benötigt wird, was eine hohe Verlustleistung zur Folge hat, werden die beiden LO-Pfade getrennt voneinander behandelt und erhalten daher jeweils einen eigenen Spannungsregler. Für die NBB312 Verstärker, die eine Spannung von 15 V erhalten, werden keine Regler eingesetzt.



Abbildung 4.29: Beschaltung des NBB312 Verstärkers

Parallel zu den Betriebsspannungseingängen der Verstärker und des Schalters werden Kondensatoren zur Stabilisierung eingesetzt. Der NBB312 Verstärker besitzt jedoch eine besondere Beschaltung, die in Abbildung 4.29 zu sehen ist. Der RF-Ausgang des Verstärkers ist gleichzeitig der Eingang für die Betriebsspannung. Eine Spule verhindert, dass hochfrequente Signale auf den Gleichspannungspfad geleitet werden. Die auf dem RF-Pfad vor und hinter den Verstärker geschalteten Kondensatoren dienen Gleichzur Blockierung der spannung. Sie dürfen nur einen geringen kapazitiven Widerstand besitzen. Um parasitäre Effekte zu vermeiden, ist die Bauform der Kondensatoren klein zu wählen. Aus diesem Grund werden im RF-Pfad nur Kondensatoren der Größe 0402 eingesetzt.



4.2.4 Ansteuerung des Schalters

Das Steuersignal einer TTL¹⁹, mit den Zuständen HIGH (+5 V) und LOW (0 V), wird über einen separaten Sub-D-Stecker auf die Platine geführt. Die darauf folgende Beschaltung des HMC547s kann aus dessen Datenblatt entnommen werden. In *Abbildung 4.30* ist ihre Realisierung im Schaltplan zu sehen. Das Bauelement SN74LVC2G04 von Texas Instruments dient als zweifacher Invertierer und soll gewährleisten, dass an den Eingängen A und B des Schalters nach *Tabelle 4.6* immer unterschiedliche Pegel anliegen.

RFC	Α	В
RF1	High (-5 V)	Low (0 V)
RF2	Low (0 V)	High (-5 V)

Tabelle 4.6: Wahrheitstabelle des HMC547

Abbildung 4.30: Beschaltung des HMC547

4.2.5 Schaltbild

Zur Erstellung des Schaltplans wird in Altium Designer 2008 eine neue Schematic-Datei geöffnet. Anschließend kann nach der Vorgabe des Blockschaltbilds aus *Abbildung 4.17* die Schaltung konstruiert werden. Die einzelnen Komponenten werden aus den Bibliotheken hinzugefügt und durch Leiterbahnen miteinander verknüpft. Verbindungen zwischen zwei oder mehreren Bauelementen bilden ein Netz. Durch sie wird beim späteren Leiterplattenentwurf gewährleistet, dass keine Kurzschlüsse oder fehlerhafte Verbindungen in der Schaltung verursacht werden. Durch die Definition einer Netzklasse erhalten mehrere Netze, die zu einer Klasse gehören, die gleichen Eigenschaften. Dies ist beispielsweise zur Kennzeichnung des RF-Pfades von Nutzen, dessen Netze auf der Platine alle ein Gap von 0,15 mm zur Massefläche besitzen sollen. Der vollständige Schaltplan ist in *Anhang B.1* enthalten.

¹⁹ TTL: Transistor-Transistor-Logik

4.3 Entwurf des Platinenlayouts

Zur Entwicklung des Leiterplattenlayouts wird ebenfalls die Software Altium Designer 2008 verwendet. Nach der Erstellung einer neuen PCB-Datei lassen sich mithilfe eines Importassistenten alle Bauelemente und die dazugehörigen Netze aus dem Schaltplan auf der Platine hinzufügen. Beim späteren Routing werden die einzelnen Komponenten platziert und die Netze durch Leiterbahnverbindungen realisiert. Zu Beginn gilt es jedoch, die Eigenschaften der Platine festzulegen, was im folgenden Kapitel erläutert wird.

4.3.1 Aufbau und Materialien

Aus einem ersten zeichnerischen Entwurf der Leiterplatte auf Papier können die äußeren Maße der Platine abgeleitet werden. Im Altium Designer werden diese durch das so genannte Keep-Out Layer festgelegt. Die Länge der Leiterplatte beträgt 190 mm, die Breite 120 mm. Damit entsprechen ihre Maße keinem Standard. Durch den Einsatz von Tiefpass-filtern mit fest vorgegebener Größe ist eine Verkleinerung der Breite, z.B. zur Erfüllung des Europaformats²⁰, nicht mehr möglich, ohne die Qualität der Schaltung durch lange RF-Leiterbahnen zu vermindern.

Abbildung 4.31 zeigt den Aufbau der Platine. Insgesamt wird zur Realisierung des Frequenzumsetzers eine vierlagige Leiterplatte benötigt. Auf dem Top Layer befindet sich der hochfrequente Anteil der Schaltung. Nach einer Substratschicht folgt die dazugehörige Massefläche. Die jetzt zweilagige Leiterplatte wird mithilfe eines Prepregs auf eine weitere Platine geklebt. Diese besitzt eine Schicht zur Spannungsversorgung. Nach einem Substratkern folgt das Bottom Layer, welches zur Ansteuerung der einzelnen Bauelemente benötigt wird.



Abbildung 4.31: Aufbau der Platine

²⁰ Europaformat: Normiertes Maß einer Platine. Breite: 100 mm.

Die Kupferdicke beträgt auf allen Lagen 35 µm. Als Substrat wird das Material RO4350B verwendet, das auch schon beim Entwurf des Wilkinson-Teilers eingesetzt wurde. Es besitzt eine Dicke h = 0,508 mm, eine Permittivität ε_r = 3,48 und ist mit den Verlusten tan_{δ} = 0.0037 behaftet. Das Prepreg, welches die beiden doppellagigen Leiterplatten zusammenhält, besteht aus dem Material FR4.

Die unterste Schicht der Platine, das Bottom Layer, wird mit Lötstopplack überzogen, der die Platine vor Korrosion und mechanischen Beschädigungen schützt. Lediglich die elektrischen Kontakte der Bauelemente werden bei der Beschichtung ausgelassen. Dadurch wird beim Verlöten gewährleistet, dass kein Lötzinn auf die Leiterbahnen oder die Masseflächen fließen kann. Auf der Hochfrequenzlage, dem Top Layer, darf kein Lötstopplack aufgetragen werden, da dieser die Permittivität ε_r und damit auch den Wellenwiderstand Z verändern würde.

4.3.2 Routing

Unter dem Routing einer Leiterplatte ist die Positionierung und Vernetzung der Bauelemente zu verstehen. Im weiteren Verlauf dieses Kapitels werden die gerouteten Layouts der einzelnen Lagen der Platine näher beschrieben.

4.3.2.1 Top Layer

Die Anordnung der Bauteile auf dem Top Layer wird im Wesentlichen durch die Positionierung der RF-Anschlüsse des Systems und die Größe der Tiefpassfilter festgelegt.

Die Ein- und Ausgänge des Hochfrequenzpfades werden an der linken Seite der Platine angebracht, um einen Einschub des Platinengehäuses in eine dafür vorgesehene Halterung im Empfangssystem zu ermöglichen. Die Anschlüsse der Lokaloszillatoren dürfen nicht direkt neben den Ein- oder Ausgängen des Signalpfades liegen, da das LO-Signal, welches eine hohe Leistung besitzt, auf diese überspringen könnte. Aus diesem Grund werden die LO-Signale über Semi-Rigid-Kabel und SMP-Stecker auf die Platine geleitet.

In *Abbildung 4.32* wird der fertige Entwurf des Top Layers dargestellt. Die Tiefpassfilter (durch Pfeile gekennzeichnet) sind so angeordnet, dass die Längen der Leiterbahnen und damit deren Dämpfungen minimiert werden. Zur Vermeidung von Diskontinuitäten besitzen die Knickstellen der Leiterbahnen nur flache Winkel. Zudem werden die Kontakte der Widerstände und Kondensatoren auf die Leiterbahnbreite angepasst, um auch hier Störstellen zu vermeiden.



Abbildung 4.32: Hochfrequenzlage (Top Layer)

Die Leiterbahnen der Hochfrequenzlage gehören alle einer Netzklasse an und besitzen daher die gleichen Eigenschaften. Da es sich um ein 50 Ω System handelt, beträgt nach den Berechnungen mit der Software AppCAD die Leiterbahnbreite 0,678 mm. Die Größe der Gaps beläuft sich auf 0,15 mm. Eine Ausnahme stellt der Wilkinson-Leistungsteiler dar, dessen Leiterbahnen nach den in *Kapitel 3.2.6* berechneten Werten dimensioniert werden müssen. Um eine stabile Masse zu gewährleisten, wird eine gute Konnektivität zu der GND-Fläche hergestellt. Dazu werden links und rechts der Leiterbahn auf den seitlichen Masseflächen Durchkontaktierungen mit einem Durchmesser von 0,381 mm angebracht. Sie führen vom Top Layer bis zum Botton Layer und verbinden dadurch die Massen beider Signallagen mit der GND-Fläche.

Die Ansteuerung der einzelnen Komponenten erfolgt auf dem Bottom Layer, das in *Kapitel 4.3.2.4* erläutert wird. Jedoch müssen die der Spannungsversorgung parallel geschalteten Kondensatoren, die der Unterdrückung hochfrequenter Signale und damit der Spannungsstabilisierung dienen, so nah wie möglich an den Anschlusspins der Bauelemente angebracht werden. Sie befinden sich daher teilweise auf dem Top Layer. Durchkontaktierungen ermöglichen die Verbindung zum Bottom Layer.



In *Abbildung 4.33* wird die Beschaltung des Verstärkers HMC565 auf dem Top Layer dargestellt. Um eine bessere Verbindung zur Masse herstellen zu können, werden Kontaktierungen mit einem Lochdurchmesser von 0,2 mm gesetzt und Anbindungen zu den äußeren Masseflächen erstellt.

Abbildung 4.33: Teilbeschaltung des HMC565

Die Mischer befinden sich auf eigenen Leiterplatten. Aus diesem Grund ist auf der Platine des Frequenzumsetzers eine Aussparung (engl. board cutout) vorhanden, in welche die Mischer passgenau eingesetzt und befestigt werden können.

4.3.2.2 GND Layer

Das GND Layer ist eine vollmetallisierte Fläche, die als Masse für die koplanaren Leiterbahnen der Hochfrequenzlage dient. Aber auch alle anderen Masseanbindungen werden durch Kontaktierungen mit dem GND Layer ermöglicht.

4.3.2.3 Power Supply

Die Power Supply Lage besteht aus mehreren metallisierten Flächen, die mit einem Abstand von 0,5 mm voneinander getrennt sind. Jedes Feld wird mit einer anderen Betriebsspannung gespeist, welche mit Hilfe einer Vielzahl von Durchkontaktierungen vom Bottom Layer auf die Power Supply Schicht geleitet wird. Durch die Anordnung der einzelnen Flächen, gemäß *Abbildung 4.34*, können die entsprechenden Betriebsspannungen direkt an den einzelnen Bauelementen von der Power Supply Lage abgegriffen werden. Um Kurzschlüsse mit dem Gehäuse zu vermeiden, wird zum Rand der Platine ein Abstand von 0,5 mm gehalten.

Da die Anordnung der metallisierten Flächen auf der Platine eventuell zur Bildung eines virtuellen Hohlleiters führen könnte, wird die Power Supply Lage unterhalb längerer Leiterbahnen des Top Layers in unregelmäßigen Abständen unterbrochen. Im Bereich des Wiklinson-Teilers wird das Kupfer auf der Power Supply Lage sogar großflächig ausgelassen.


Abbildung 4.34: Power Supply Lage

4.3.2.4 Bottom Layer

Auf dem Bottom Layer befindet sich der größte Teil der Bauteilansteuerung. Auf dieser Lage sind also lediglich Gleichspannungsleitungen und keine hochfrequenten Schaltungsteile. Die Gaps zwischen Leiterbahn und den seitlichen Masseflächen betragen hier 0,3 mm. Die Leiterbahndicken reichen von 1 mm bis 3 mm, je nachdem welche Ströme übertragen werden müssen. Zur Verbesserung der Wärmeabfuhr sind die Spannungsregler mit großen Masseflächen ausgestattet, welche eine Vielzahl an Durchkontaktierungen besitzen.

Bei der Wahl der Widerstände ist darauf zu achten, dass die thermische Belastung nicht zu hoch wird. Aus diesem Grund werden beispielsweise bei der Ansteuerung der NBB312 Verstärker nur Widerstände der Bauform 1206 eingesetzt. Bei der Wahl der Kondensatoren ist vor allem auf die Spannungsfestigkeit zu achten, welche die Bauform bestimmt.



Abbildung 4.35: Bottom Layer

4.4 Gehäuse

Das Gehäuse des Frequenzumsetzers wurde speziell an die Eigenschaften der Platine angepasst, ist jedoch nicht Teil dieser Arbeit. Es besitzt keine standardisierte Größe. Längsseitig befinden sich jedoch Schienen zum Einschub in eine dafür vorgesehene Halterung im Empfangssystem.

Das Gehäuse besteht aus einem einzigen ausgefrästen Aluminiumblock, um eine stabile, zusammenhängende Masse zu gewährleisten. Die RF-Pfade der Platine liegen in Kanälen, um ein Überspringen der Signale auf benachbarte Bahnen zu verhindern. Zwischen Gehäuse und den Durchkontaktierungen zur Spannungsversorgungslage können Kurzschlüsse auftreten. Um dies zu vermeiden, werden in den entsprechenden Bereichen Taschen ins Aluminium gefräst. Zur Befestigung der Platine am Gehäuse werden Schrauben mit einem Durchmesser von 2,2 mm und einem Schraubenkopf von 3,8 mm verwendet. Sie dienen zusätzlich als Verbindung der Masseflächen. In *Abbildung 4.36* wird das Gehäuse des Frequenzumsetzers dargestellt.



Abbildung 4.36: Gehäuse ohne Deckel und Filter

4.5 Aufbau des Prototypen

4.5.1 Pinbelegung der Sub-D Anschlüsse

Die von den Netzgeräten gelieferten externen Spannungen werden, wie bereits in *Kapitel 4.2.2* erwähnt, durch einen Sub-D Stecker auf die Platine geführt. In *Abbildung 4.37* wird die dazugehörige Pinbelegung dargestellt.



Abbildung 4.37: Pinbelegungen der Sub-D Anschlüsse

Der Schalter am Eingang des RF-Pfades besitzt zur Ansteuerung einen eigenen Sub-D Anschluss in Form einer Buchse. Zu Testzwecken kann die Auswahl zwischen den beiden Eingängen über einen Kippschalter betätigt werden, der in einem Sub-D Adapter integriert ist. Aus diesem Grund wird von der Platine eine Spannung von + 5 V abgegriffen und in den Adapter geleitet.



Abbildung 4.38: Spannungsversorgung (links) und Steuerung des Schalters (rechts)

4.5.2 Bestückung und Löttechnik (vgl. [23], [24], [25])

Die Unterseite der Platine verfügt über einen Bestückungsdruck, durch den das zu integrierende Bauelement identifiziert und entsprechend positioniert werden kann. Die Hochfrequenzlage besitzt keinen Aufdruck, was sich jedoch in der späteren Serienproduktion ändern wird, da die Bestückung von externen Firmen übernommen werden soll.



Abbildung 4.39: Ansichten der unbestückten Leiterplatte

Das Verlöten der einzelnen SMD-Bauelemente wird durch ein Dampfphasenverfahren ermöglicht. Dazu wird vor der Bestückung mit Hilfe einer Druckluftspritze eine Lötpaste galvanisch auf die Lötstellen der Leiterplatte aufgetragen.

Anschließend erfolgt die Positionierung der SMD-Komponenten. Durch die klebende Wirkung der Lötpaste werden die Bauelemente auf der Leiterplatte fixiert. Nun kann der eigentliche Lötvorgang beginnen.



Abbildung 4.40: Bestückte Leiterplatte im Reflow-Ofen

Das Dampfphasenverfahren, das häufig auch als Kondensationslöten bezeichnet wird, nutzt zur Erhitzung der Leiterplatte die Wärme, die bei einer Phasenänderung eines Wärmeträgermediums vom gasförmigen in den flüssigen Zustand abgegeben wird. Zur Erzeugung einer gesättigten Dampfzone wird in einem Reflow-Ofen eine Flüssigkeit, die sich nicht mit anderen Stoffen verbinden lässt, bis zum Siedepunkt erhitzt.

Beim Einführen der bestückten Leiterplatte in den Ofen kondensiert der Dampf an der noch kühlen Oberfläche der Baugruppe, und es bildet sich ein Flüssigkeitsfilm. Dieser ermöglicht eine gleichmäßige Temperaturverteilung über die gesamte Leiterplatte. Durch Kondensation weiterer Moleküle des Dampfes am Flüssigkeitsfilm wird immer mehr Wärme an diesen abgegeben. Erst wenn die Temperatur gleich der des Dampfes ist, wird der Kondensationsvorgang beendet. Die Lötpaste ist bei dieser Temperatur geschmolzen und der Lötvorgang damit abgeschlossen. Anschließend folgt der Abkühlvorgang. Der gesamte Prozess wird auch für die untere Lage der Leiterplatte durchgeführt. Zum Abschluss werden die SMP-Stecker mit dem Lötkolben befestigt, da das Dampfphasenverfahren nur für SMD-Bauteile geeignet ist.

4.5.3 Einbau ins Gehäuse

Nachdem die Platine bestückt und gelötet wurde, kann sie im Gehäuse in die dafür vorgesehene Halterung eingesetzt werden. Die Befestigung wird mit M2 Schrauben realisiert, die einen Gewindedurchmesser von 2,2 mm und einen Schraubenkopf von 3,7 mm besitzen. Anschließend erfolgt die Anbringung der SMA-Stecker am Gehäuse. Die Innenleiter werden mit den Leiterbahnen verlötet.



Abbildung 4.41: Eingebaute Platine im Gehäuse

Zur Einspeisung der LO-Signale finden SMA-Stecker Verwendung, die mit den entsprechenden SMP-Eingängen der LO-Pfade durch Semi-Rigid-Kabel verbunden sind. Die über Sub-D Stecker ins Gehäuse geführten Betriebsspannungen sowie die Ansteuerung des Schalters werden über Kabel zu den entsprechenden Anschlusspads auf die Platine geleitet und dort verlötet. Anschließend können die Mischer an den dafür vorgesehenen Stellen mit M1,6 Schrauben am Gehäuse befestigt werden. Die Verbindung zu den Leiterbahnen auf der Hauptplatine wird durch das Anlöten kleiner Metalldrähte realisiert. *Abbildung 4.41* zeigt die im Gehäuse integrierte Leiterplatte mit allen Steckverbindungen.

4.6 Messtechnische Auswertung

4.6.1 Überprüfung der Spannungsversorgung

Bevor das System in Betrieb genommen werden kann, ist es unbedingt erforderlich, die Spannungsversorgung zu überprüfen. Dazu werden mithilfe eines Ohmmeters die Gleichspannungsverbindungen zwischen den Anschlusspins der Bauelemente und denen der Spannungsregler überprüft. Anschließend wird die Schaltung auf Kurzschlüsse zu den Masseflächen und zu den RF-Pfaden untersucht. Außerdem dürfen die an den Bauelementen anliegenden Ströme nicht von den im Datenblatt vordefinierten Werten abweichen. Als Netzgerät wird die Triple Power Supply HM7042-5 der Firma HAMEG Industries eingesetzt. Erst wenn alle Überprüfungen abgeschlossen sind, kann mit den eigentlichen Messungen auf den RF-Pfaden begonnen werden.

Bauelement	Spannung	Typisch	Maximal	Messung
		(aus Datenblatt)	(aus Datenblatt)	
HMC547	-5 V	k.A.	k.A.	2 mA
HMC565	3 V	53 mA	75 mA	64 mA
HMC451	5 V	120 mA	150 mA	123 mA
NBB312	5 V	50 mA	k.A.	50 mA

Tabelle 4.7: Vergleich der Versorgungsströme

4.6.2 Ermittlung der S-Parameter des RF- und IF-Pfades

Zur Bestimmung der S-Parameter wird ein Netzwerkanalysator mit der Bezeichnung ZVA 24 des Herstellers Rhode & Schwarz eingesetzt. Dieser kann jedoch nur über die auf der Leiterplatte vorhandenen SMA- und SMP-Stecker angeschlossen werden. Die Schaltung wird daher in mehrere Teilpfade zerlegt, die in *Abbildung 4.42* zu sehen sind. Hierbei wird zunächst das hochfrequente Viertornetzwerk im Eingangsbereich des Frequenzumsetzers näher untersucht. Dazu gehören auch die Ermittlung der Isolation zwischen den beiden Filtereingängen sowie die Isolation zwischen den Schaltereingängen. Anschließend wird der Zwischenfrequenzpfad analysiert.



Abbildung 4.42: Mit Network Analyzer messbare Teilbereiche

4.6.2.1 RF-Pfad

Zu Beginn der Untersuchungen des RF-Pfads wird die Isolation des Schalters S₂₁ zwischen den beiden Eingängen RF_{in}A und RF_{in}B bestimmt. Bei dieser Zweitor-Messung, deren Aufbau in *Abbildung 4.43* schematisch dargestellt wird, sind die beiden Ausgänge, also die Tore 3 und 4, mit 50 Ω reflexionsfrei abgeschlossen.



Abbildung 4.43: Messung der Isolation S₂₁ zwischen den Eingängen

Die Testkabel des Netzwerkanalysators werden über die dafür vorgesehenen SMA-Stecker angeschlossen. Der Pegel an den Eingängen beträgt -35 dBm. Bei einer niedrigeren Leistung würden die Detektoren des Messgeräts das Signal im Eigenrauschen kaum ermitteln können. Daher wird für diese Messung ein wesentlich höherer Pegel gewählt, der die Verstärker jedoch trotzdem nicht in den Sättigungsbereich führt.

Der Schalter ermöglicht die Auswahl zwischen den beiden Eingangssignalen. Das jeweils nicht geschaltete Signal wird intern durch einen 50 Ω Abschluss absorbiert. Die Messung der Isolation wird daher zuerst mit angesteuertem Eingang RF_{in}A und anschließend mit RF_{in}B durchgeführt. In *Abbildung 4.44* ist die Isolation für den Fall dargestellt, dass ein Signal an Tor 1 (RF_{in}A) eingespeist und an Tor 2 (RF_{in}B) wieder empfangen wird. Die Ergebnisse der Messung in umgekehrter Richtung sind in *Anhang B.4.1* einzusehen.

Nach dem Datenblatt des Schalters ist für den geforderten Frequenzbereich von 5 bis 10 GHz eine Dämpfung von mindestens -40 dB zwischen den Eingängen zu erwarten, egal welcher Eingang gerade geschaltet ist. Die Messung zeigt jedoch eindeutig, dass sich die Isolation mit zunehmender Frequenz stark verschlechtert.



Abbildung 4.44: Isolation bei geschaltetem RF_{in}A (links) und RF_{in}B (rechts)

Um den Schalter als mögliche Fehlerquelle auszuschließen, wird auf dem Signalpfad eine Unterbrechung der Leiterbahn verursacht, sodass zwischen den Eingängen keine Verbindung mehr besteht. Dazu wird ein Kondensator ausgelötet, der sich zwischen Eingang und Schalter zur DC-Unterdrückung befindet.

Da eine erneute Messung wieder die gleichen schlechten Ergebnisse liefert, muss das Signal bereits am Übergang des SMA-Innenleiters auf die Leiterbahn ausgekoppelt und durch einen kleinen Spalt zwischen Platine und Gehäuse auf den anderen Eingang übertragen werden. Um dies zu vermeiden, wird der Spalt auf der Unterseite der Leiterplatte mit Kupferfolie abgedichtet. Die Werte einer weiteren Messung zeigen eine gewünschte Isolation von mindestens -40 dB im geforderten Frequenzbereich.

Das Ergebnis wird in *Abbildung 4.45* dargestellt. Für die spätere Serienproduktion muss zur Vermeidung von Überkopplungen auf den jeweils anderen Eingang eine Veränderung der Gehäusegeometrie berücksichtigt werden.



Abbildung 4.45: Verbesserte Isolation bei geschaltetem RF_{in}A (links) und RF_{in}B (rechts)

Nach der Bestimmung der Isolation werden die an den Ein- und Ausgängen des RF-Pfades auftretenden Reflexionen ermittelt. Dazu wird vorerst Eingang RF_{in}A, in einer weiteren Messung RF_{in}B, mit dem Netzwerkanalysator verbunden, während alle weiteren Anschlüsse mit 50 Ω reflexionsfrei abgeschlossen sind. Der Eingangspegel beträgt -35 dBm.

Die Anpassungen an den Eingängen RF_{in}A und RF_{in}B hängen hauptsächlich von den Reflexionsverlusten am Schalter, aber auch von den Übergängen der SMA-Stecker auf die koplanare Leiterbahn ab. Die Messungen zeigen, dass die Anpassung S₁₁ an beiden Eingängen zwischen 5 und 10 GHz unterhalb -15 dB liegt, wobei sich die Werte ab 7,3 GHz über einen Bereich von 500 MHz leicht verschlechtern.



In Abbildung 4.46 werden die Ergebnisse der S₁₁-Messungen dargestellt, bei denen der Schalter auf den Eingang zeigt, dessen Anpassung ermittelt werden soll.

Abbildung 4.46: S_{11} (rot) und S_{22} (blau) bei RF ON



Der nicht angesteuerte Port wird, wie bereits zuvor erwähnt, durch den Schalter intern über einen 50 Ω Widerstand auf Masse gelegt. Die Diagramme der in diesem Fall an den Eingängen auftretenden Reflexionen sind in Abbildung 4.47 zu sehen.

Abbildung 4.47: S₁₁ (rot) und S₂₂ (blau) bei RF OFF

Die Ergebnisse der ermittelten Anpassungen an den Toren 3 und 4, die hauptsächlich von den Masseanbindungen der SMP-Stecker sowie von den Reflexionen der HMC565 Verstärkerausgänge abhängen, können in *Anhang B.4.1* eingesehen werden.

Zur Bestimmung der Transmissionen S₃₁, S₄₁, S₃₂ und S₄₂ werden zwei Testkabel des Netzwerkanalysators mit den Schaltungseingängen verbunden. Das Messgerät liefert bei dieser Messung eine Leistung von 0 dBm, die jedoch mithilfe von Dämpfungsgliedern auf -50 dBm abgeschwächt wird. An den Ausgängen des RF-Pfades werden die Testkabel über SMA-auf-SMP-Adapter mit den entsprechenden SMP-Steckern auf der Platine verbunden. *Abbildung 4.48* zeigt den prinzipiellen Aufbau der Messung.



Abbildung 4.48: Messaufbau zur Bestimmung der Transmissionen

Aufgrund der Schaltungssymmetrie müssen die Transmissionen S₃₁ und S₄₁ gleich S₃₂ und S₄₂ sein. Deswegen werden im weiteren Verlauf nur die ersteren, also die in der Grafik rot markierten S-Parameter, behandelt. S₃₂ und S₄₂ sowie die einzelnen Rückwärts-Transmissionen können in *Anhang B.4.1* eingesehen werden.



Die Übertragung des Eingangssignals erfolgt ausgehend von Tor 1 zu den Toren 3 und 4 im Frequenzbereich von 5,6 bis 10 GHz nahezu linear, was auch in *Abbildung 4.49* zu sehen ist.

Abbildung 4.49: S₃₁ (rot) und S₄₁ (blau) bei RF ON

Die Eingangsleistung von -50 dBm wird mehr verstärkt als ursprünglich in der Voranalyse (vgl. *Kapitel 4.1.3*) angenommen wurde. Der Pegel liegt ungefähr 10 dB über dem erwarteten Wert von -17,5 dB. Mit zunehmender Frequenz nehmen auch die Verluste auf der koplanaren Leiterbahn zu. Über eine Bandbreite von 5 GHz besitzt der RF-Pfad daher einen Leistungsabfall von 4 dB.



Wird über den Schalter Eingang RF_{in}B angesteuert, so darf kein Signal des Eingangs RF_{in}A an einem der beiden Ausgänge anliegen. Die Messung zeigt, dass das Signal um 40 dB gedämpft und damit ausreichend unterdrückt wird.

Abbildung 4.50: S₃₁ (rot) und S₄₁ (blau) bei RF OFF

Nach der Bestimmung der Transmission wird die Isolation zwischen den beiden Ausgängen ermittelt. Der dazu benötigte Messaufbau ist in *Abbildung 4.51* zu sehen. Die Testkabel werden wieder über SMA-auf-SMP-Adapter angeschlossen. Auch bei dieser Messung liefert der Netzwerkanalysator eine Leistung von -35 dBm.



Abbildung 4.51: Aufbau zur Messung der Isolation S₄₃

Wie bereits in *Kapitel 4.1.4* gezeigt wird, soll die Dämpfung zwischen den Ausgangstoren -40 dB betragen. Auch der durch die Messung gewonnene Wert bestätigt dies. Im Frequenzbereich von 5 bis 10 GHz wird eine Isolation von mindestens -35 dB erreicht. Das Ergebnis wird in *Abbildung 4.52* dargestellt.



Abbildung 4.52: Isolation S₄₃ zwischen den Filtereingängen

4.6.2.2 IF-Pfad

Nachdem die S-Parameter des RF-Pfades im Eingangsbereich der Schaltung analysiert wurden, kann mit der Bestimmung der Anpassungen der beiden IF-Pfade fortgefahren werden. Die am SMP-Stecker anliegende Eingangsleistung beträgt hierbei -20 dBm, ein Pegel, bei dem auch der letzte Verstärker der Kette nicht in den Sättigungsbereich gelangt. Die Testkabel des Netzwerkanalysators ZVA 24 werden über einen SMA-auf-SMP-Adapter mit dem SMP-Anschluss der Platine verbunden. Der Ausgang ist mit 50 Ω abzuschließen. Die Ergebnisse der Messungen werden in *Abbildung 4.53* dargestellt.



Der Parameter S₁₁ hängt vor allem von der Masseanbindung des SMP-Steckers und den Reflexionen am ersten NBB312 Verstärker ab. Im Diagramm ist zu sehen, dass die beiden Eingänge der IF-Pfade im Bereich von 200 MHz bis 2,5 GHz eine gute Anpassung unter -25 dB besitzen.

Abbildung 4.53: S₁₁ von IF-Pfad A (rot) und IF-Pfad B (blau)

Zur Bestimmung der S-Parameter S_{21} und S_{22} liefert der Netzwerkanalysator eine Leistung von 0 dBm, die mithilfe von Dämpfungsgliedern auf -50 dBm abgeschwächt wird. Ein Testkabel des Messgeräts wird mit dem SMP-Stecker auf der Platine verbunden, ein weiteres ist am Ausgang des IF-Pfades über einen SMA-Anschluss zu befestigen.



In *Abbildung 4.54* wird die ermittelte Anpassung S₂₂ dargestellt. Sie verschlechtert sich mit zunehmender Frequenz, liegt aber im geforderten Bereich immer unterhalb -15 dB.

Abbildung 4.54: S₂₂ von IF-Pfad A (rot) und IF-Pfad B (blau)



Die Transmissionskurve S₂₁ verläuft näherungsweise linear und fällt im Frequenzbereich von 10 MHz bis 2,5 GHz um ca. 1 dB leicht ab. Da der Eingangspegel um 38 dB verstärkt wurde, liefern die drei NBB312 Verstärker den im Datenblatt angegebenen Wert.

Abbildung 4.55: S₂₁ von IF-Pfad A (rot) und IF-Pfad B (blau)

4.6.3 Bestimmung der Filtereigenschaften

Die Parameterermittlung der Tiefpassfilter erfolgt ebenfalls durch den Einsatz des Netzwerkanalysators. Auch hier dienen spezielle Adapter als Verbindungsglieder zwischen den SMP-Steckern des Filters und den SMA-Anschlüssen des Messgeräts. Sie werden senkrecht auf die Kontakte aufgesteckt. Die Ergebnisse der durchgeführten Messungen werden in den *Abbildungen 4.56* und *4.57* dargestellt.



Abbildung 4.56: IF-Tiefpass mit f_c = 2,5 GHz

Die IF-Tiefpässe legen das Band des Zwischenfrequenzsignals fest. Sie besitzen daher eine Grenzfrequenz bei $f_c = 2,5$ GHz und weisen eine sehr steil abfallende Flanke auf. Im Sperrbereich beträgt die Dämpfung weit unter -60 dB.

Das im RF-Pfad eingesetzte Filter mit der Grenzfrequenz $f_c = 10,4$ GHz verfügt ebenfalls über eine steil abfallende Flanke. Entscheidend ist die Dämpfung bei einer Frequenz von 11,2 GHz, die der des zweiten Produkts des Mischers mit der LO-Frequenz $f_{LO} = 5,6$ GHz entspricht. Sie beträgt -28 dB. Das Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz $f_c = 8,25$ GHz dient vor allem zur Unterdrückung des auf den RF-Pfad übergekoppelten LO-Signals mit der Frequenz $f_{LO} = 10$ GHz. Die Dämpfung der Flanke beträgt bei dieser Frequenz bereits weniger als -40 dB.



Abbildung 4.57: RF-Tiefpässe mit f_c = 10,4 GHz (links) und f_c = 8,25 GHz (rechts)

4.6.4 Einsatz von Frequenzfiltern im RF-Zweig

In *Kapitel 4.1.4* wurde gezeigt, dass Frequenzfilter zur Unterdrückung von LO-Frequenzen und deren Oberwellen im RF-Zweig unerlässlich sind. Die kritischen Frequenzen müssen unterhalb des Nutzsignalpegels liegen, damit sie im Zwischenfrequenzbereich keine Störungen hervorrufen. Die Isolation zwischen den RF-Eingängen der Mischer liegt nach den Ergebnissen der Messungen aus *Kapitel 4.6.2.1* um -40 dB.

Durch den Einsatz der Frequenzfilter wird die LO-Frequenz $f_{LO} = 10$ GHz sowie die Oberwelle bei 11,2 GHz der LO-Frequenz $f_{LO} = 5,6$ GHz auf unter -90 dBm gedämpft. In diesem Bereich ist bereits das Eigenrauschen des Netzwerkanalysators so dominant, dass eine genauere Angabe der Isolation nicht mehr möglich ist.

Die 6 dB Dämpfungsglieder vor den RF-Mischer-Eingängen können aus messtechnischen Gründen nicht berücksichtigt werden, da sie in der Schaltung hinter den SMP-Steckern liegen und sich daher außerhalb des Messbereichs befinden. Das Resultat wird in *Abbildung 4.58* dargestellt.



Abbildung 4.58: Isolation zwischen den Mischern

4.6.5 Betrachtung des Ausgangssignals

Zur Überprüfung des Mischprozesses und der Funktionalität des Gesamtsystems muss das Ausgangssignal beider Zweige analysiert werden. Dazu wird am Eingang des Systems eine Rauschquelle angeschlossen, die in einem Bereich von 5 bis 10 GHz eine konstante Leistung gewährleistet. Zur Erzeugung der LO-Frequenzen dienen zwei Signalgeneratoren des Typs SMF 100A von Rhode & Schwarz. Der Mischer des Signalpfades A wird mit einer LO-Frequenz von 10 GHz gespeist, der niederfrequentere Zweig mit 5,6 GHz. Aufgrund der Frequenzumwandlung in einen Zwischenfrequenzbereich mit halber Bandbreite kann zur Analyse des Ausgangssignals der im Labor vorhandene Vektoranalysator nicht eingesetzt werden, da er für diese Art der Messung eine zusätzliche Software-Option benötigen würde. Deshalb wird zur Betrachtung des Ausgangssignals ein Spektrumanalysator der Firma Rhode & Schwarz mit der Bezeichnung FSU verwendet, der für Frequenzen von 20 Hz bis 50 GHz ausgelegt ist.

In *Abbildung 4.59* wird das Ausgangssignal des Pfades A dargestellt, bei dem Frequenzen > 7,5 GHz durch Kehrlagenmischung ins Zwischenfrequenzband transformiert werden. Der Leistungsabfall bei zunehmender Frequenz ist aus diesem Grund nur sehr gering. Das Band wird durch den Tiefpassfilter im IF-Zweig auf 2,5 GHz begrenzt.



Abbildung 4.59: Signal am Ausgang IFoutA

Das Spektrum am Ausgang des Signalpfades B ist in *Abbildung 4.60* zu sehen. In diesem Zweig werden die niederfrequenteren Signalanteile, bis 8,1 GHz, in Gleichlage ins Zwischenfrequenzband gemischt. Hierbei ist deutlich der Leistungsabfall über den Frequenzbereich bis 2,5 GHz zu erkennen, welcher durch einen Gain Equalizer zu kompensieren ist.



Abbildung 4.60: Signal am Ausgang IFoutB

4.6.6 Integration der Gain Equalizer

In *Kapitel 4.1.5* wurde bereits das Prinzip eines Gain Equalizers erläutert. Da jeder Signalpfad einen unterschiedlichen, sinkenden Pegel bei zunehmender Frequenz besitzt, müssen zwei individuelle Equalizer entwickelt werden. Zur Ermittlung des Leistungsabfalls im Signalzweig A wird am Eingang des Systems ein Signalgenerator angeschlossen, der ausgehend von 7,4 GHz die Frequenz bis 10 GHz kontinuierlich erhöht (engl. frequency sweep). Ein Spektrumanalysator am Ausgang detektiert alle Maxima des Signals.



Abbildung 4.61: Leistungsabfall auf Pfad A

In *Abbildung 4.61* kann im Bereich von 300 MHz bis 2,5 GHz eine Dämpfung von 4 dB abgelesen werden, die durch einen Gain Equalizer auszugleichen ist.

Zudem ist auch der Leistungsabfall des anderen Zweigs zu bestimmen, indem der Signalgenerator am Eingang die Frequenz ab 5,5 GHz bis 8,7 GHz kontinuierlich erhöht. Das Ergebnis wird in *Abbildung 4.62* dargestellt. Das Signal erfährt mit zunehmender Frequenz eine Dämpfung von 6 dB.



Abbildung 4.62: Leistungsabfall auf Pfad B

Zur Dimensionierung passender Gain Equalizer wird die Simulationssoftware ADS der Firma Agilent verwendet. Mithilfe einer Tuning-Funktion können die einzelnen Parameter des Netzwerks verändert werden, bis die entsprechende Funktion zur Kompensation der sinkenden Leistung bei zunehmender Frequenz angepasst ist. In *Abbildung 4.63* sind die beiden Entwürfe der Gain Equalizer zu sehen.



Abbildung 4.63: Gain Equalizer der Pfade A (links) und B (rechts)

Bauteil	Pfad A	Pfad B
C1	1,8 μF	2,2 pF
R ₂	62 Ω	56 Ω
R ₃	150 Ω	82 Ω
Сѕк	1 pF	1 pF
L _{SK}	1,65 nH	1,65 nH

In *Tabelle 4.8* werden die entsprechenden Parameter zur Dimensionierung des Gain Equalizer Netzwerks aus *Kapitel 4.5.1* aufgelistet.

Tabelle 4.8: Parameter des EQ

Nach der Integration der einzelnen Bauelemente im System des Frequenzumsetzers addiert sich die Funktion des ursprünglichen Ausgangssignals mit der des Gain Equalizers zu einem Signal mit näherungsweise konstanter Leistung über den gesamten Frequenzbereich bis 2,5 GHz. In *Abbildung 4.64* wird das Spektrum des Ausgangssignals mit eingebautem Gain Equalizer dargestellt.



Abbildung 4.64: Signal an den Ausgängen mit Gain Equalizer

4.6.7 Leistungsmessung

Die Leistungsangaben eines Spektrumanalysators sind immer auf eine bestimmte Bandbreite bezogen, mit der das Signal im Messgerät aufgelöst wird. Zur genauen Ermittlung des Leistungspegels ist daher eine Messung mit einem Powermeter von Vorteil.

Bei der Einspeisung eines Rauschsignals mit einer Leistung von -50 dBm liegt am Ausgang des Signalpfades A ein Pegel von -8 dBm an, anstelle der geforderten Leistung von -20 dBm. Der zweite Zweig des Frequenzumsetzers liefert sogar einen Pegel von -3,5 dBm. Eine Ursache für die überhöhte Leistung ist die größere Verstärkung im Eingangsbereich des Systems, die nicht den Erwartungen aus der Voranalyse (vgl. *Kapitel 4.1.3* und *4.6.2.1*) entspricht. Zudem besitzt der Mischer einen geringeren Konversionsverlust als ursprünglich angenommen wurde.

Die Differenz zwischen geforderter und tatsächlicher Leistung kann durch eine neue Dimensionierung der Dämpfungsglieder verringert werden. Eine Möglichkeit besteht durch den Austausch der -6 dB Glieder an den RF- und IF-Eingängen des Mischers. Dessen Anpassung wird durch eine Abschwächung der Leistung um z.B. weitere 3 dB zusätzlich verbessert. Auch eine Erhöhung der Dämpfungsglieder im IF-Pfad eignet sich zur Korrektur der zu hohen Leistung, ohne die Rauschzahl des Systems zu beeinflussen. Die zu große Verstärkung im Eingangsbereich der Schaltung und die dadurch bedingte Erhöhung der Dämpfung gleichen sich so aus, dass sich der Rauschbeitrag im Vergleich zur Voranalyse nur geringfügig verändert und über 100 K unterhalb der geforderten 800 K Grenze bleibt. In der Entwicklung des Serienmodells kann jedoch zur thermischen Entlastung bei der Spannungsversorgung je ein NBB312 Verstärker in den IF-Signalpfaden eingespart werden, sodass die Differenz zwischen geforderter und tatsächlicher Leistung an den Ausgängen auch ohne eine erhebliche Dämpfung in den IF-Zweigen minimiert werden kann.

4.6.8 Bestimmung des 1-dB Kompressionspunktes

In *Kapitel 4.1.1.5* wurde bereits erwähnt, warum ein Abstand von mindestens 15 dB zum 1-dB Kompressionspunkt gewährleistet sein muss. Zur Bestimmung dieses charakteristischen Werts ist am Eingang des Systems eine Rauschquelle mit einer Ausgangsleistung von 0 dBm anzuschließen, welche zu Beginn der Messung über ein einstellbares Dämpfungsglied auf -70 dBm abgeschwächt wird. Am Ausgang der beiden Signalzweige des Frequenzumsetzers wird jeweils ein Powermeter angeschlossen. Durch das einstellbare Dämpfungsglied kann die Eingangsleistung des Systems in 1 dB Schritten erhöht werden, wodurch auch der Pegel an den Ausgängen äquivalent ansteigt. Dieser Vorgang wird so lange fortgesetzt, bis das Verhältnis zwischen Ein- und Ausgangsleistung nicht mehr konstant bleibt und sich das System dem Sättigungsbereich annähert. Die Ergebnisse sind in *Abbildung 4.65* zu sehen.



Abbildung 4.65: Bestimmung des 1-dB Kompressionspunkts

Der 1-dB Kompressionspunkt von Pfad A liegt bei -31,4 dBm, der von Pfad B bei -33,2 dBm. Mit einer gewünschten Eingangsleistung von -50 dBm und einem Pegel von -20 dBm am Ausgang befindet sich das System stabil im linearen Bereich.

4.6.9 Rauschmessung

Nach *Kapitel 4.1.1.4* darf das System eine Rauschtemperatur von 800 K nicht überschreiten. Eine erste skalare Messung gibt Aufschluss darüber, ob diese Bedingung in der Praxis auch erfüllt werden kann. Die Leistung am Ausgang des Frequenzumsetzers setzt sich aus dem zu bestimmenden Rauschbeitrag des Systems T_{sys} und aus der Rauschleistung des empfangenen Eingangssignals T_x zusammen, was durch *Gleichung 4.25* ausgedrückt wird. Die Variable G gibt dabei den Verstärkungsfaktor (engl. gain) an.

$$P_x = G \cdot \left(T_{sys} + T_x\right) \tag{4.25}$$

Im Idealfall müsste der Eingang mit einer Quelle verbunden werden, die eine Temperatur von 0 K besitzt, sodass am Ausgang nur noch das thermische Rauschen T_{sys} des Systems zu messen ist. Da dies in der Realität nicht umsetzbar ist, wird ein Verfahren angewendet, mit dem die Rauschtemperatur durch Messung bei zwei verschiedenen Temperaturen, T_{hot} und T_{cold} , näherungsweise bestimmt werden kann.

Zur Ermittlung der Rauschleistung bei $T_{hot} = 290$ K (Raumtemperatur) wird der Eingang des Frequenzumsetzers mit 50 Ω reflexionsfrei abgeschlossen. Ein Powermeter detektiert die Leistung am Ausgang. Die Messung erfolgt im linearen Bereich. Anschließend wird der 50 Ω Abschluss am Eingang mit flüssigem Stickstoff (LN₂) auf eine Temperatur von 78 K (-195 °C) abgekühlt und die Leistung am Ausgang erneut gemessen. Die Ergebnisse sind in *Tabelle 4.9* zu sehen.

Temperatur des Abschlusses	Leistung am Ausgang	Leistung am Ausgang
am Eingang	Von Prad A	VON PTAG B
T _{hot} = 290 K	P _{hot} = 85,15 μW	P _{hot} = 80,81 μW
T _{cold} = 78 K	P _{cold} = 65,6 μW	P _{cold} = 61,13 μW

Tabelle 4.9: Ergebnisse der skalaren Rauschmessung

Aus den gewonnenen Daten lässt sich das Leistungsverhältnis Y nach dem folgenden Quotienten errechnen:

$$Y = \frac{P_{hot}}{P_{cold}}$$
(4.26)

Wird *Gleichung 4.25* mit x = hot und x = cold in *Gleichung 4.26* eingesetzt, ergibt sich daraus *Formel 4.27*, mit der sich die Rauschtemperatur T_{sys} des Systems bestimmen lässt.

$$T_{sys} = \frac{T_{hot} - (T_{cold} \cdot Y)}{Y - 1}$$
(4.27)

Mit den Messdaten aus *Tabelle 4.9* besitzt der Signalpfad A eine Rauschtemperatur von 629 K, während Pfad B, der für Frequenzen < 8,1 GHz ausgelegt ist, ein thermisches Rauschen von 584 K aufweist. Die Werte liegen im erwarteten Bereich unter 800 K.

In einer weiteren Messung wird eine frequenzabhängige Bestimmung der Rauschtemperatur mithilfe eines Noise Figure Analyzers des Typs N8973A der Firma Agilent vorgenommen. Die Ergebnisse werden in *Abbildung 4.66* dargestellt.



Abbildung 4.66: Ergebnisse der Rauschmessung mit Noise Figure Analyzer

In den Diagrammen ist zu sehen, dass die Messwerte beider Signalpfade über den gesamten Frequenzbereich unterhalb der geforderten maximalen Rauschtemperatur von 800 K liegen.

KAPITEL 5

Zusammenfassung und Ausblick

Der erste Abschnitt dieser Masterarbeit befasste sich hauptsächlich mit der Entwicklung eines Wilkinson-Leistungsteilers für ein Frequenzband von 5,6 bis 10 GHz auf Basis der koplanaren Streifenleitungstechnik. Die Messungen ergaben ein zufriedenstellendes Ergebnis, jedoch verschlechterte sich die Anpassung mit zunehmender Frequenz. Trotzdem konnte die Komponente nach wenigen Modifikationen zur Verringerung der Reflexionsverluste wie geplant in der Applikation eingesetzt werden.

Im zweiten Teil des Berichts wurde die Realisierung eines Frequenzumsetzers erläutert, der ein Eingangsfrequenzband von 5,6 bis 10 GHz in einen Bereich von 0 bis 2,5 GHz herabsetzen sollte. Während der Messungen traten Überkopplungen zwischen benachbarten Signalpfaden auf, die durch seitliche Spalte zwischen Platine und Gehäuse verursacht wurden. Nach entsprechenden Gegenmaßnahmen zur Verbesserung der Isolationen lieferten die Messungen jedoch zufriedenstellende Werte, welche die vom Institut geforderten Rahmenbedingungen erfüllten. In *Abbildung 5.1* wird das fertige Modul mit aufgesetzten Tiefpassfiltern dargestellt.



Abbildung 5.1: Fertiges Modul des Frequenzumsetzers

Vor der Serienproduktion muss der Prototyp zur Vermeidung der bereits erwähnten Probleme modifiziert werden und zudem eine Langzeitstabilitätsmessung durchlaufen. Für diese kann beispielsweise ein Verfahren nach David W. Allan (vgl. [26]) herangezogen werden.

Es ist vorgesehen den Frequenzumsetzer in Zukunft mit 20 Einheiten in einem K-Band Empfangssystem einzusetzen, welches voraussichtlich Mitte 2012 im Radioteleskop Effelsberg integriert und anschließend in Betrieb genommen werden soll.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Wellenlängen der Radiostrahlung	1
Abbildung 1.2: Logo der Max-Planck-Gesellschaft	3
Abbildung 1.3: Max-Planck-Institut für Radioastronomie	4
Abbildung 1.4: Radioteleskop in Effelsberg	5
Abbildung 1.5: Parabolantenne mit Primär- und Sekundärfokus	6
Abbildung 1.6: Vereinfachtes Blockschaltbild des K-Band-Empfängers	7
Abbildung 2.1: Aufbau einer Mikrostreifenleitung	8
Abbildung 2.2: Elektrisches Feld einer Mikrostreifenleitung	9
Abbildung 2.3: Aufbau einer Koplanarleitung	. 10
Abbildung 2.4: Elektrisches Feld einer Koplanarleitung	. 10
Abbildung 2.5: Benutzeroberfläche der Software AppCAD	. 12
Abbildung 3.1: Prinzip der Leistungsteilung	. 13
Abbildung 3.2: Aufbau eines klassischen Wilkinson-Leistungsteilers	. 16
Abbildung 3.3: S-Parameter-Darstellung eines Wilkinson-Teilers	. 17
Abbildung 3.4: Schaltbild eines einstufigen Wilkinson-Teilers mit TLIN-Elementen	. 18
Abbildung 3.5: Simulationsergebnisse eines idealen Wilkinson-Teilers	. 19
Abbildung 3.6: Wilkinson-Teiler mit zusätzlicher Transformationsleitung	. 19
Abbildung 3.7: Simulationsergebnisse mit Eingangstransformationsleitung	. 20
Abbildung 3.8: Vierstufiger Wilkinson-Teiler mit Transformationsleitungen	. 20
Abbildung 3.9: Simulationsergebnis mit vier Stufen und Transformationsleitungen	. 21
Abbildung 3.10: Vierstufiger Wilkinson-Teiler in Mikrostreifentechnik	. 22
Abbildung 3.11: Bauform 0402	. 23
Abbildung 3.12: Ergebnisse der elektrischen Simulation	. 24
Abbildung 3.13: Layout in Mikrostreifenleitungstechnik	. 25
Abbildung 3.14: Gitternetzdichte 10 (links) und 50 (rechts)	. 26
Abbildung 3.15: Approximation des Layouts durch ein Gitternetz	. 26
Abbildung 3.16: Ergebnisse der elektromagnetischen Feldsimulation	. 27
Abbildung 3.17: Koplanarer Entwurf des Leistungsteilers mit Bohrungen	. 29
Abbildung 3.18: Mikrostreifen- und Koplanarleistungsteiler	. 30
Abbildung 3.19: S ₁₁ , S ₂₂ und S ₂₃ des Mikrostreifen- (links) und Koplanardesigns (rechts)	. 30
Abbildung 3.20: S ₂₁ des Mikrostreifen- (links) und Koplanardesigns (rechts)	.31
Abbildung 3.21: Stichleitungen	. 32
Abbildung 3.22: SMA Flanschmontage (links) und direkte Anbringung an Platine (rechts)	. 32
Abbildung 4.1: Vereinfachtes Blockschaltbild eines Überlagerungsempfängers	. 33
Abbildung 4.2: 1-dB Kompressionspunkt	. 36
Abbildung 4.3: Intercept-Punkt	. 37
Abbildung 4.4: Grundidee des Gesamtsystems	. 38

Abbildung 4.5: Betriebsdämpfung (links) und Rückflussdämpfung (rechts) des Schalters	. 39
Abbildung 4.6: Kompressionspunkt des Schalters	. 39
Abbildung 4.7: Rauschzahl (links) und Kompressionspunkt (rechts) des RF-Verstärkers	. 40
Abbildung 4.8: S-Parameter (links) und Isolation (rechts) des RF-Verstärkers	. 40
Abbildung 4.9: S-Parameter (links) und Kompressionspunkt (rechts) des LO-Verstärkers	. 41
Abbildung 4.10: S ₂₁ des IF-Verstärkers	. 41
Abbildung 4.11: S ₁₁ (links) und Kompression (rechts) des IF-Verstärkers	. 42
Abbildung 4.12: Prinzip eines Abwärtsmischers	.43
Abbildung 4.13: Abwärtsmischung in Gleichlage	.43
Abbildung 4.14: Abwärtsmischung in Kehrlage	.44
Abbildung 4.15: Parameter der Mischer	. 45
Abbildung 4.16: Pegelplan des Signalpfades	. 48
Abbildung 4.17: Blockschaltbild des Frequenzumsetzers	. 49
Abbildung 4.18: Auflösung des Signals in 9,3 kHz Bereiche	. 50
Abbildung 4.19: Dämpfung unerwünschter LO-Überkopplungen auf dem RF-Pfad	. 51
Abbildung 4.20: Pfad des Eingangs- (blau) und des übergekoppelten LO-Signals (grün)	. 52
Abbildung 4.21: Funktion der Filter mit f _c =10,4 GHz (links) und f _c =8,25 GHz (rechts)	. 53
Abbildung 4.22: Pfad des Eingangssignals (blau) und der generierten Oberwelle (grün)	. 53
Abbildung 4.23: Aufbau Gain Equalizer	. 54
Abbildung 4.24: Lineare Flanke des Gain Equalizers	. 55
Abbildung 4.25: Umformungen des Netzwerks	. 55
Abbildung 4.26: Schaltsymbol (links) und Anschlussfläche (rechts) eines HMC565	. 58
Abbildung 4.27: SMA-Stecker mit Innenleiter	. 59
Abbildung 4.28: SMA-Stecker für Semi-Rigid-Kabel	. 59
Abbildung 4.29: Beschaltung des NBB312 Verstärkers	. 61
Abbildung 4.30: Beschaltung des HMC547	. 62
Abbildung 4.31: Aufbau der Platine	. 63
Abbildung 4.32: Hochfrequenzlage (Top Layer)	. 65
Abbildung 4.33: Teilbeschaltung des HMC565	. 66
Abbildung 4.34: Power Supply Lage	. 67
Abbildung 4.35: Bottom Layer	. 68
Abbildung 4.36: Gehäuse ohne Deckel und Filter	. 69
Abbildung 4.37: Pinbelegungen der Sub-D Anschlüsse	. 69
Abbildung 4.38: Spannungsversorgung (links) und Steuerung des Schalters (rechts)	. 70
Abbildung 4.39: Ansichten der unbestückten Leiterplatte	. 70
Abbildung 4.40: Bestückte Leiterplatte im Reflow-Ofen	. 71
Abbildung 4.41: Eingebaute Platine im Gehäuse	. 72
Abbildung 4.42: Mit Network Analyzer messbare Teilbereiche	. 74
Abbildung 4.43: Messung der Isolation S ₂₁ zwischen den Eingängen	. 74
Abbildung 4.44: Isolation bei geschaltetem RF _{in} A (links) und RF _{in} B (rechts)	. 75
Abbildung 4.45: Verbesserte Isolation bei geschaltetem RF _{in} A (links) und RF _{in} B (rechts)	. 76

Abbildung 4.46: S ₁₁ (rot) und S ₂₂ (blau) bei RF ON	76
Abbildung 4.47: S ₁₁ (rot) und S ₂₂ (blau) bei RF OFF	77
Abbildung 4.48: Messaufbau zur Bestimmung der Transmissionen	77
Abbildung 4.49: S ₃₁ (rot) und S ₄₁ (blau) bei RF ON	78
Abbildung 4.50: S ₃₁ (rot) und S ₄₁ (blau) bei RF OFF	78
Abbildung 4.51: Aufbau zur Messung der Isolation S ₄₃	79
Abbildung 4.52: Isolation S ₄₃ zwischen den Filtereingängen	79
Abbildung 4.53: S ₁₁ von IF-Pfad A (rot) und IF-Pfad B (blau)	80
Abbildung 4.54: S ₂₂ von IF-Pfad A (rot) und IF-Pfad B (blau)	80
Abbildung 4.55: S ₂₁ von IF-Pfad A (rot) und IF-Pfad B (blau)	81
Abbildung 4.56: IF-Tiefpass mit f _c = 2,5 GHz	81
Abbildung 4.57: RF-Tiefpässe mit f _c = 10,4 GHz (links) und f _c = 8,25 GHz (rechts)	82
Abbildung 4.58: Isolation zwischen den Mischern	82
Abbildung 4.59: Signal am Ausgang IF _{out} A	83
Abbildung 4.60: Signal am Ausgang IF _{out} B	84
Abbildung 4.61: Leistungsabfall auf Pfad A	84
Abbildung 4.62: Leistungsabfall auf Pfad B	85
Abbildung 4.63: Gain Equalizer der Pfade A (links) und B (rechts)	85
Abbildung 4.64: Signal an den Ausgängen mit Gain Equalizer	86
Abbildung 4.65: Bestimmung des 1-dB Kompressionspunkts	88
Abbildung 4.66: Ergebnisse der Rauschmessung mit Noise Figure Analyzer	90
Abbildung 5.1: Fertiges Modul des Frequenzumsetzers	91

Tabellenverzeichnis

Tabelle 3.1: Ergebnisse der Umrechnung in Leiterbahnbreiten und -längen	23
Tabelle 3.2: Wahl der Isolationswiderstände	23
Tabelle 3.3: Ergebnisse der Umrechnung in Koplanargrößen	28
Tabelle 4.1: Anordnung der Bauteile im Signalpfad	47
Tabelle 4.2: Anordnung der Bauteile im LO-Pfad	48
Tabelle 4.3: Mischprodukte mit übergekoppelten LO-Signalen	51
Tabelle 4.4: Benötigte Spannungsversorgungen	60
Tabelle 4.5: Eigenschaften der Spannungsregler	61
Tabelle 4.6: Wahrheitstabelle des HMC547	62
Tabelle 4.7: Vergleich der Versorgungsströme	73
Tabelle 4.8: Parameter des EQ	86
Tabelle 4.9: Ergebnisse der skalaren Rauschmessung	89

Literaturverzeichnis

- [1] Max-Planck-Institut f
 ür Radioastronomie: Webseite des Instituts. URL: www.mpifr.de (Letzter Abruf am: 18.08.2011).
- [2] Nussbaumer, Harry: *Revolution am Himmel*. VDF Hochschulverlag AG, 1. Auflage, 2010.
- [3] Atacama Pathfinder Experiment, APEX: Webseite des Projekts.
 URL: www.apex-telescope.org (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [4] Low Frequency Array, LOFAR: Webseite des Projekts. URL: www.lofar.org (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [5] Hoffmann, Michael H. W.: *Hochfrequenztechnik: Ein systemtheoretischer Zugang.* Springer Verlag, 1997.
- [6] Hoffmann, Reinmut K.: *Integrierte Mikrowellenschaltungen*. Springer Verlag, 1983.
- [7] Pozar, David M.: *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Third Edition, 2005.
- [8] Schnorrenberg, Werner: Power Splitter & Power Combiner. URL: www.mydarc.de/dc4ku/Power_Splitter.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [9] Microwaves101: Wilkinson Power Splitters.
 URL: www.microwaves101.com/encyclopedia/Wilkinson_splitters.cfm (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [10] Harrington, Roger F.: *Field Computation by Moment Methods*. Oxford University Press, 1993.
- [11] Microwaves101: Noise Figure.URL: www.microwaves101.com/encyclopedia/noisefigure.cfm (Letzter Abruf: 18.08.2011).

- [12] Microwaves101: Compression Point.URL: www.microwaves101.com/encyclopedia/compressionpoint.cfm (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [13] Hufschmid, M.: *Mischer*.URL: www.informationsuebertragung.ch/Extras/Mischer.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [14] Hittite Microwave Corporation: HMC547LP3/547LP3E (Datasheet).
 URL: www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc547lp3.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [15] Hittite Microwave Corporation: HMC565LC5 (Datasheet).
 URL: www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc565lc5.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [16] Hittite Microwave Corporation: HMC451LP3 (Datasheet).
 URL: www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc451lp3.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [17] RF Micro Devices: NBB312 (Datasheet).
 URL: www.rfmd.com/CS/Documents/Nbb-312DS.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [18] Marki Microwave, Inc.: Double Balanced Mixers M1-0412 (Datasheet). URL: www.markimicrowave.com/datasheets/M1-0412.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [19] Tietze, Ulrich; Schenk, Christoph: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Verlag, 12. Auflage, 2002.
- [20] Texas Instruments: TPS79650 1A Low Dropout Linear Regulators (Datasheet). URL: www.ti.com/lit/ds/symlink/tps79650.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [21] Texas Instruments: REG104 DMOS 1A Low-Dropout Regulator (Datasheet). URL: www.ti.com/lit/ds/symlink/reg104-5.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [22] Taiwan Semiconductor: TS79L05 100mA Negative Voltage Regulator (Datasheet). URL: www.ts.com.tw/db/pictures/modules/PDT/PDT060207001/TS79L00_B07.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).

- [23] LM Electronic: Dampfphasenlöten.URL: www.lm-electronic.de/de/technik/dampfphasenloeten.html (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [24] Filor, Uwe: Wie funktioniert das Dampfphasenlöten? URL: www.asscon.de/e/pages/news/pdf/wie_dampfphasenloeten.pdf (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [25] Wikipedia: *Reflow-Löten*.URL: de.wikipedia.org/wiki/Reflow-L%C3%B6ten (Letzter Abruf: 18.08.2011).
- [26] Thumm, Manfred; Wiesbeck, Werner; Kern, Stefan: *Hochfrequenzmesstechnik*. Teubner Verlag, 2. Auflage, 1998.

Anhang A

A.1 Ideale Wilkinson-Teiler

A.1.1 ADS-Schaltplan eines einstufigen Wilkinson-Teilers





A.1.2 Simulationsergebnis des einstufigen Teilers



A.1.3 Einstufiger Wilkinson-Teiler mit Transformationsleitungen


A.1.4 Simulationsergebnis des Teilers mit Transformationsleitungen



A.1.5 Vierstufiger Wilkinson-Teiler mit Transformationsleitungen



A.1.6 Ergebnis des vierstufigen Teilers mit Transformationsleitungen

A.2 Vierstufiger Wilkinson-Teiler in Mikrostreifenleitungstechnik

A.2.1 ADS-Schaltplan

(Werte optimiert für 4 bis 12 GHz)



A.2.2 Ergebnisse der elektrischen Simulation

Optimiert für 4 bis 12 GHz:



Optimiert für 3 bis 11 GHz:



Optimiert für 5 bis 13 GHz:



A.2.3 ADS-Layout

(Design optimiert für 4 bis 12 GHz)



A.2.4 Schaltplan der Momentum-Co-Simulation

(Design optimiert für 4 bis 12 GHz)



A.2.5 Ergebnisse der Momentum-Simulation

Optimiert für 4 bis 12 GHz:



Optimiert für 3 bis 11 GHz:



Optimiert für 5 bis 13 GHz:



A.2.6 Ergebnisse der Messungen

Optimiert für 4 bis 12 GHz:



Optimiert für 3 bis 11 GHz:



Optimiert für 5 bis 13 GHz:



A.3 Vierstufiger Wilkinson-Teiler in Koplanartechnik

A.3.1 ADS-Layout

(Design optimiert für 4 bis 12 GHz)



A.3.2 Ergebnisse der Messungen

Optimiert für 4 bis 12 GHz:



Optimiert für 3 bis 11 GHz:



Optimiert für 5 bis 13 GHz:



Anhang B

B.1 Altium-Schaltplan des Frequenzumsetzers



B.2 Lagen der Leiterplatte

B.2.1 Top Layer



B.2.2 GND-Layer



8 0 € J Dielectric Type PrePreg Up Detail for: Frequenzumsetzer.PcbDoc Core Core R04350B (0.508mm) R04350B (0.508mm) MDI fuer Radioastronomie Mbi 3. Herlabor Auf den Huegel 63 5312 Boom Sarany Artipr/vuu.mpifr.de/div/electronic Resist PCB Description Total Thickness: 1.5mm incl. Copper chem. Niñu Only Bottomlayer Only Bottomlayer No Dielectric Material Solder FR-4 Copper Thickness 0.035mm 0.035mm 2643 2820 1840 0.035mm 0.035mm 188 836 145 requenzumsetzer.PcbD 4 6 å Bottom Solder Mask Solder resist: Position print: Plugging: Edge plating: Component_Count Object Legend Stack String_Count Tr ack_Count Bottom Layer Hole_Count Fill_Count Pouer Pl ane Jia_Count Arc_Count Pad Count Net_Count Surface: Layer Name Top Layer Layer GND Christoph Risser CRisser@mpifr-bonn.mpg.de Phone:+49 228 525 Fax:+49 228 525 261 • . ო Project Engineers InternalPlane2 (PowerPlane) U U 8 1 • Print-Date: 11.8.2011 Print-Time: 13.25112 Size: 44 SCALE: 1.00 File: Ct-Dokumente und Einstellungen-TKrause-Desktop-Endversion-Frequenzunsetzer.PCbDoc 2 Scale Size: A4 SCALE: 1.00 Descri Project Title IF Prozessor 1 fuer K-Band Rx Revisions Project Number 1.0 H_222

8

ပ

B.2.3 Power Supply Layer

æ

m

2

B.2.4 Bottom Layer



B.3 Fotos der fertigen Platine





a) Top Layer (unbestückt)

b) Bottom Layer (unbestückt)



c) Top Layer (bestückt) im Gehäuse



d) Bottom Layer (bestückt) im Gehäuse



e) Gehäuse mit aufgesetzten Filtern

B.4 Ergebnisse der Messungen

B.4.1 S-Parameter des RF-Eingangsbereichs

Isolationen S₂₁ und S₁₂ bei geschaltetem RF_{in}A: (ohne Maßnahmen zur Vermeidung von Überkopplungen)



Isolationen S₂₁ und S₁₂ bei geschaltetem RF_{in}B: (ohne Maßnahmen zur Vermeidung von Überkopplungen)





Isolationen S₂₁ und S₁₂ bei geschaltetem RF_{in}A: (mit Maßnahmen zur Vermeidung von Überkopplungen)

Isolationen S₂₁ und S₁₂ bei geschaltetem RF_{in}B: (mit Maßnahmen zur Vermeidung von Überkopplungen)



Anpassungen $S_{11}\,und\,S_{22}$ bei RF ON:



Anpassungen S_{11} und S_{22} bei RF OFF:



Anpassungen S₃₃ und S₄₄:





Vorwärts-Transmissionsfaktoren S_{31} , S_{41} , S_{32} und S_{42} bei RF ON:





Rückwärts-Transmissionsfaktoren $S_{13},\,S_{14},\,S_{23}$ und S_{24} bei RF ON:

Vorwärts-Transmissionsfaktoren S_{31} , S_{41} , S_{32} und S_{42} bei RF OFF:





Rückwärts-Transmissionsfaktoren $S_{13},\,S_{14},\,S_{23}$ und S_{24} bei RF OFF:

Isolation S₄₃ zwischen den beiden Ausgängen:



B.4.2 S-Parameter der IF-Pfade

Anpassungen S₁₁ der Pfade A (rot) und B (blau):



Anpassungen S₂₂ der Pfade A (rot) und B (blau):





Vorwärts-Transmission S₂₁ der Pfade A (rot) und B (blau):

Rückwärts-Transmission S₁₂ der Pfade A (rot) und B (blau):



B.4.3 Transmission und Anpassung der Filter

IF-Tiefpass mit $f_c = 2,5$ GHz:



RF-Tiefpass mit $f_c = 10,4$ GHz:



RF-Tiefpass mit $f_c = 8,25$ GHz:



B.4.4 Isolation zwischen den RF-Mischer-Eingängen

(6 dB Dämpfungsglieder nach den Filtern aus messtechnischen Gründen nicht berücksichtigt)



B.4.5 Ausgangssignal



Pfad A (hohe Frequenzen > 7,5 GHz):

Pfad B (niedrige Frequenzen < 8,1 GHz):


B.4.6 Gain Equalizer



Pfad A (hohe Frequenzen > 7,5 GHz) ohne integrierten Gain Equalizer:

Pfad B (niedrige Frequenzen < 8,1 GHz) ohne integrierten Gain Equalizer:



 $S_{21}\,des$ Gain Equalizers in Pfad A:



 S_{21} des Gain Equalizers in Pfad B:





Pfad A mit integriertem Gain Equalizer:

Pfad B mit integriertem Gain Equalizer:



B.4.7 1-dB Kompressionspunkt





Pfad B (niedrige Frequenzen < 8,1 GHz):



B.4.8 Rauschtemperatur

Pfad A (hohe Frequenzen > 7,5 GHz):



Pfad B (niedrige Frequenzen < 8,1 GHz):

