



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Rebekka Weixer

Doherty Verstärker für 433 MHz

Rebekka Weixer
Doherty Verstärker für 433 MHz

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr. -Ing. Ralf Wendel
Zweitgutachter : Prof. Dr. -Ing. Aining Li

Abgegeben am 15. Februar 2016

Rebekka Weixer

Thema der Bachelorthesis

Doherty Verstärker für 433 MHz

Stichworte

Leistungsverstärker, Leistungstransistor, 90°-Hybridkoppler, 433 MHz, Microwave Office, Anpassung

Kurzzusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird die technische Konzeption eines Doherty Verstärkers vorgestellt. Es werden die Baugruppen 90°-Hybridkoppler und Hauptverstärker in Microwave Office simuliert und berechnet. Die Ergebnisse werden messtechnisch verifiziert und bewertet.

Rebekka Weixer

Title of the paper

Doherty Amplifier for 433 MHz

Keywords

Power Amplifier, Power Transistor, 90 degree hybrid coupler, 433 MHz, Microwave Office, matching

Abstract

In the present work, the technical design of a Doherty amplifier is presented . There are the assemblies simulated and calculated 90 -degree hybrid coupler and main amplifier in Microwave Office . The results are metrologically verified and evaluated

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meines Bachelorstudiums an der Hochschule für angewandte Wissenschaften in Hamburg.

Ich danke Herrn Prof. Wendel für die wissenschaftliche Betreuung und das mir entgegengebrachte Vertrauen.

Den wissenschaftlichen Mitarbeitern Herrn Neugebauer und Herrn Herrmann möchte ich für die stetige Unterstützung und zahlreichen Anregungen danken.

Zudem bedanke ich mich bei allen Kollegen der Firma LAP für die wertvollen Diskussionen und Unterstützung im Laufe der Arbeit.

Ich danke meiner Familie und meinen Freunden, die mich während der Zeit begleitet haben und stets ein offenes Ohr für mich hatten.

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	8
1.1	Vorbemerkung	8
1.2	Zielsetzung und Vorgehensweise	8
1.3	Gliederung	9
2	Grundlagen	10
2.1	Das lineare Übertragungssystem als Vierpol	10
2.2	Wellenausbreitung in der Kommunikationstechnik	11
2.3	S-Parameter	12
2.4	Impedanzanpassung	14
2.5	Reflexionsfaktor	15
2.6	Smith-Diagramm	16
2.7	Übertragung hochfrequenter Signale	18
2.7.1	Koaxialkabel	19
2.7.2	Mikrostreifenleitung	19
2.7.3	HF-Steckverbindungen	21
2.8	Richtkoppler	22
2.9	Dämpfungsglieder	23
2.10	Hochfrequenzverstärker	24
2.10.1	Kenngrößen von Leistungsverstärkern	24
2.10.2	GaN HEMT - Transistoren	26
2.10.3	Betriebsarten von Leistungsverstärkern	27
2.11	Variation der Lastgeraden	28
3	Das Doherty-Konzept	30
3.1	Dohertys Idee	30
3.2	Variation der Lastgeraden	32
3.2.1	Variation der Lastgeraden am Beispiel eines idealen Doherty-Verstärkers	32
3.2.2	Variation der Lastgeraden am Beispiel einer klassischen Doherty-Konfiguration	34
4	90°-Hybridkoppler	35

4.1	Schaltung mit $\lambda/4$ -Mikrostreifenleitungen	36
4.1.1	Theoretische Betrachtung	36
4.1.2	Simulation in Microwave Office	38
4.1.3	Aufbau und Messungen	39
4.2	Schaltung mit Bauelementen	41
4.2.1	Berechnung für den Aufbau	41
4.2.2	Simulation in Microwave Office	42
4.2.3	Aufbau und Messungen	42
4.3	Schaltung mit Leitungen und Kondensatoren	43
4.3.1	Berechnung für den Aufbau	45
5	Untersuchung des Hauptverstärkers	47
5.1	Der Transistor CGH40010F	47
5.1.1	Daten des Transistors	47
5.1.2	Simulation des Transistors mit AWR Microwave Office	48
5.2	Berechnung der Anpassnetzwerke	50
5.2.1	Technische Realisierung mit passiven Bauelementen	51
5.2.2	Aufbau der berechneten Anpassschaltungen mit Bauteilen	52
5.3	Simulation in Microwave Office	54
5.3.1	Simulationen bei variabler Eingangsleistung	54
5.3.2	Simulationen bei variabler Frequenz	55
5.3.3	Simulation des Ausgangsspektrums	56
5.3.4	Simulationen im Zeitbereich	57
5.4	Aufbau und Messungen	59
5.4.1	Messung der Eingangsreflexion	62
5.4.2	Messungen bei variabler Eingangsleistung	64
5.4.3	Messungen bei variabler Frequenz	66
5.4.4	Messung des Ausgangsspektrums	67
5.4.5	Messungen im Zeitbereich	68
6	Fazit	71
6.1	Zusammenfassung	71
6.2	Ausblick	72
7	Anhang	73
7.1	90°-Hybridkoppler mit $\lambda/4$ -Leitungen (mäanderförmig)	73
7.1.1	Optimieren	73
7.1.2	Tuning	74
7.2	Anpassnetzwerke: Berechnung der passiven Bauelemente	75
7.3	Koppelkondensatoren: Berechnung der Kapazität	77
7.4	Simulationsergebnisse nach Verbesserung des Eingangsnetzwerkes	78

7.5 Vermessung des Breitbandverstärkers	79
7.6 Geräteliste	82
7.7 Messaufbauten	82
7.8 Messergebnisse aus Kapitel 5.3.1	85
7.9 Messergebnisse aus Kapitel 5.3.2	86
Tabellenverzeichnis	87
Abbildungsverzeichnis	88
Literaturverzeichnis	91

1 Einführung

1.1 Vorbemerkung

Hochfrequenzverstärker in der Übertragungstechnik der 1930er Jahre hatten - bei sehr energieaufwendigem Betrieb mit entsprechend hohen Betriebskosten - einen geringen Wirkungsgrad von nur ca. 35% [20]. 1936 gelang es jedoch William H. Doherty einen Hochfrequenz-Verstärker¹ zu entwickeln, der sich trotz eines etwa doppelt so hohen Wirkungsgrades über den gesamten Anwendungsbereich linear verhält und dadurch mit einem deutlich geringeren Kostenaufwand betrieben werden kann.

Die Entwicklung dieser technischen Konzeption hat seine Bedeutung auch in der heutigen digitalen Übertragungstechnik nicht verloren.

Das Interesse der Fachwelt zeigt sich beispielsweise in dem in der Fachzeitschrift HF-Praxis (5/2015) veröffentlichten Fachartikel „*The Basics of the Doherty Amplifier*“ von Bill Slade [20]. Dieser gibt eine grundlegende Einführung in die Entstehungsgeschichte und den Aufbau des Doherty Verstärkers. Neben dessen Aufbau und Funktionsweise wird auch das Grundprinzip der Technik erläutert, mit der sich der Wirkungsgrad eines HF-Verstärkers deutlich erhöhen lässt und dabei die für die Übertragung notwendige Linearität nicht verliert.

1.2 Zielsetzung und Vorgehensweise

Die vorliegende Thesis vertieft dieses Thema, in dem sie sich umfassend mit dem Aufbau und der Funktionsweise einzelner Baugruppen des Doherty Verstärkers befasst und der Fachwelt dadurch weitere Einblicke in dessen Funktionsweise gewährt.

Nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen der Hochfrequenztechnik, wird die technische Konzeption des Doherty Verstärkers erläutert, mit der es möglich ist, den Wirkungsgrad eines HF-Verstärkers zu erhöhen, ohne dabei dessen bestimmungsgemäßen Betrieb einzuschränken. Methodisch bietet sich hierzu an, zunächst auf den Aufbau und die Funktion der

¹fortlaufend HF-Verstärker genannt

einzelnen Baugruppen (90°-Hybridkoppler, Haupt- und Spitzenverstärker und Combiner) sowie deren Zusammenwirken im Gesamtsystem einzugehen. Ergänzend werden repräsentative Betriebsvorgänge in den Baugruppen 90°-Hybridkoppler und Hauptverstärker simuliert² und berechnet. Die Ergebnisse werden messtechnisch verifiziert, diskutiert und bewertet.

Innerhalb des üblichen Umfangs einer Bachelorthesis lassen sich die praktischen Untersuchungen nicht auf alle Baugruppen ausdehnen. Sie könnten jedoch den Untersuchungsrahmen einer weiteren Bachelorthesis bestimmen³.

Die gewählte Betriebsfrequenz 433 MHz liegt innerhalb des in der Industrie, Wissenschaft und Medizin weit verbreitetem ISM⁴-Frequenzbandes (433.05-434.70 MHz).

1.3 Gliederung

Kapitel 1 Einführung in das Thema

Kapitel 2 Themenbezogene Grundlagen der Hochfrequenztechnik

Kapitel 3 Beschreibung des Doherty Verstärkers und seiner Baugruppen

Kapitel 4 90°-Hybridkoppler: vergleichende Untersuchungen baulicher Varianten

Kapitel 5 Hauptverstärker mit zugehörigen Anpassnetzwerken: Simulation und Messung

Kapitel 6 Zusammenfassung

Kapitel 7 Anhang: Messaufbauten, Messergebnisse

²Design-Suite Microwave Office - Software für RF- und Mikrowellenschaltungen der Firma AWR Corporation (jetzt National Instruments)

³Absprache mit Herrn Prof. Dr. rer. nat. Ralf Wendel

⁴Industrial, Scientific and Medical Band

2 Grundlagen

2.1 Das lineare Übertragungssystem als Vierpol

In der Kommunikationstechnik werden Informationen durch sogenannte Übertragungssysteme übertragen. Jedes Übertragungssystem verfügt über ein Eingangs- und ein Ausgangsklemmpaar und wird daher auch Vierpol genannt. Das dem System zugeführte Signal wird als Eingangssignal, das im Übertragungssystem umgewandelte Signal als Ausgangssignal bezeichnet [19].

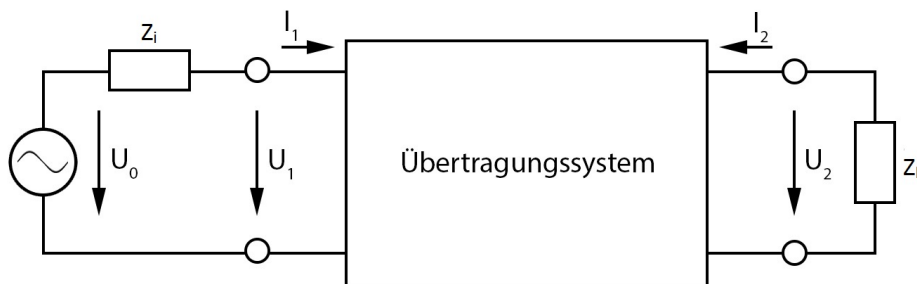


Abbildung 2.1: Übertragungssystem/Vierpol

Damit das Verhalten von elektrischen Strömen und Spannungen auch mathematisch durch lineare Funktionen dargestellt werden kann, darf der Vierpol nur aus linearen oder linear im Kleinsignalbetrieb betriebenen nichtlinearen Bauelementen bestehen. Weiterhin muss das System mit einer sinusförmigen Schwingung angeregt werden, sich im eingeschwungenen Zustand befinden und darf zudem keine unabhängigen Signalquellen enthalten.

$$U_1 = z_{11} \cdot I_1 + z_{12} \cdot I_2 \quad (2.1)$$

$$U_2 = z_{21} \cdot I_1 + z_{22} \cdot I_2 \quad (2.2)$$

Auf die Bedeutung der in der Abbildung 2.1 dargestellten Zweipole wird in Kapitel 2.4 (Impedanzanpassung) näher eingegangen.

2.2 Wellenausbreitung in der Kommunikationstechnik

In Leitungen und im freien Raum breitet sich ein hochfrequentes Signal in Form einer transversalen, elektromagnetischen Welle aus. Daraus ergeben sich zu berücksichtigende Laufzeiteffekte sowie zeit- und ortsabhängige Strom- und Spannungswerte [14]. Die Wellenlänge hängt von dem verwendeten Leitermaterial und der Betriebsfrequenz ab.

Die denkbar größte Wellenlänge λ_0 ergibt sich bei maximaler Geschwindigkeit (Lichtgeschwindigkeit $c = 2,99792 \cdot 10^8 \text{ m/s}$) ohne materialbedingte Widerstände im luftleeren Raum (Vakuum). Für λ_0 gilt:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (2.3)$$

Die Gleichung 2.3 gilt auch näherungsweise in der Erdatmosphäre, die beispielsweise durch ihre Dichte die Ausbreitungsgeschwindigkeit verringert.

Die Größe der tatsächlichen Wellenlänge λ , bzw. der Ausbreitungsgeschwindigkeit v , hängt maßgeblich von dem verwendeten Leitungsmedium ab, das rechnerisch durch die relative Permittivität ϵ_r des Ausbreitungsmediums berücksichtigt wird. Für die mediumabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit gilt

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4)$$

und für die Wellenlänge in Leitungsmedien

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

Die Ausbreitung hochfrequenter Signale wird weiterhin durch die Anpassung des Übertragungssystems bzw. den Reflexionen an den (Wellenwiderstands-) Übergangsstellen beeinflusst (vgl. Kapitel 2.4).

2.3 S-Parameter

Bis zu einer Betriebsfrequenz von etwa 100 MHz kann das Verhalten eines Vierpols anhand von Strömen und Spannungen beschrieben werden. (QUELLE UND BEGRÜNDUNG) Die Frequenz von 100 MHz ist eine historisch etablierte Festlegung aus dem vergangenen Jahrhundert [21].

Für Betriebsfrequenzen über 100 MHz werden deshalb Transmissions- und Reflexionsfaktoren als sogenannte S-Parameter (Streuparameter) eingeführt, durch die das Übertragungsverhalten eines Vierpols beschrieben werden kann. Die hierfür jeweils maßgebenden S-Parameter ergeben sich aus Wellengrößen, die aus Strom- und Spannungsgrößen sowie aus dem zum Übertragungssystem gehörenden Bezugswiderstand ermittelt werden.

Die nachfolgende Abbildung 2.2 zeigt die am Vierpol vorkommenden vier Wellengrößen, aus denen sich jeweils zwei Reflexions- und Transmissionsfaktoren berechnen lassen. Der Vierpol wird auch als Zweitor bezeichnet (Klemmpaar = Tor).

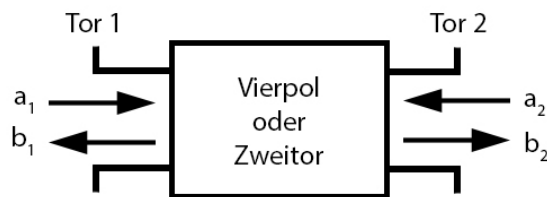


Abbildung 2.2: Vierpol oder Zweitor

$\underline{a}_1, \underline{a}_2$:	einlaufende Wellengröße
$\underline{b}_1, \underline{b}_2$:	auslaufende Wellengröße

Für die **Wellengrößen** [$W^{1/2}$] gilt

$$a_1 = \frac{U_{hin}}{\sqrt{Z_0}} = I_{hin} \cdot \sqrt{Z_0} \quad (2.6)$$

$$b_1 = \frac{U_{rück}}{\sqrt{Z_0}} = I_{rück} \cdot \sqrt{Z_0} \quad (2.7)$$

und für die **Transmissions- und Reflexionsfaktoren**

$$\text{Eingangsreflexionsfaktor} \quad S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{reflektierte Welle am Eingang}}{\text{zulaufende Welle am Eingang}}$$

$$\text{Rückwärtstransmissionsfaktor} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{\text{übertragene Welle zum Eingang}}{\text{zulaufende Welle am Ausgang}}$$

$$\text{Vorwärtstransmissionsfaktor} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{übertragene Welle zum Ausgang}}{\text{zulaufende Welle am Eingang}}$$

$$\text{Ausgangsreflexionsfaktor} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{\text{reflektierte Welle am Ausgang}}{\text{zulaufende Welle am Ausgang}}$$

Damit die jeweils andere einlaufende Wellengröße gleich Null ist, muss die Größe des Abschlusswiderstandes Z_2 der Größe des Bezugswiderstandes Z_0 des Systems entsprechen.

Messtechnische Ermittlung von S-Parametern

Die S-Parameter können auch durch Leistungsmessung am Übertragungssystem ermittelt werden. Nach den Gleichungen 2.6 und 2.7 gilt für die Leistung:

$$a_1^2 = P_{hin} \quad b_1^2 = P_{rück} \quad (2.8)$$

Demnach können S-Parameter auch aus messtechnisch ermittelten Leistungsgrößen berechnet werden:

$$|S_{11}|^2 = \frac{b_1^2}{a_1^2} = \frac{P_{1,hin}}{P_{1,rück}} = \frac{\text{Eingangsleistung am Netzwerkeingang}}{\text{reflektierte Leistung vom Netzwerkeingang}} \quad (2.9)$$

$$|S_{22}|^2 = \frac{b_2^2}{a_2^2} = \frac{P_{2,hin}}{P_{2,rück}} = \frac{\text{reflektierte Leistung vom Netzwerkausgang}}{\text{Eingangsleistung am Netzwerkausgang}} \quad (2.10)$$

Bei logarithmischer Angabe der Leistungen lassen sich die S-Parameter entsprechend durch Subtraktion bestimmen.

$$|S_{11}| = |P_{1,rück} - P_{1,hin}| \quad (2.11)$$

Die grafische Darstellung der S-Parameter s_{12} und s_{21} erfolgt üblicherweise im kartesischen Koordinatensystem und die der Parameter s_{11} und s_{22} im Smith-Diagramm (siehe Kapitel 2.6) [19].

Der einzige Nachteil bei der Beschreibung mit S-Parametern ist die Beschränkung auf lineare Systeme, d.h. Kleinsignalnäherungen ohne Übersteuerungseffekte und Arbeitspunkt-Abhängigkeiten. Aber auch hierfür wurde durch eine nichtlineare Erweiterung der S-Parameter zu den X-Parametern eine Lösung geschaffen.

2.4 Impedanzanpassung

Zur Vermeidung von Wellenreflexionen, die Leistungsverluste hervorrufen, müssen alle Übertragungsglieder so angepasst werden, dass der Widerstand, der in der Kommunikationstechnik regelmäßig $50\ \Omega$ beträgt, in allen Teilen des Gesamtsystems gleich ist. Dabei muss jeweils der Innenwiderstand der Quelle Z_i dem konjugiert komplexen Innenwiderstand der Last Z_L entsprechen. Bei $Z_i = Z_L^*$ liegen daher keine Wellenreflexionen vor, sodass Strom, Spannung und Lastwiderstand entsprechend dem Ohm'schen Gesetz voneinander abhängen. Das System ist damit angepasst [14].

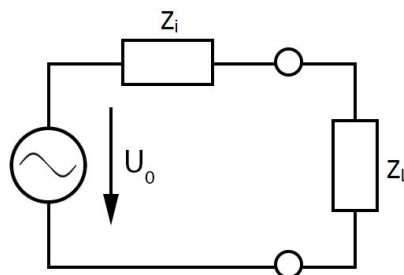


Abbildung 2.3: Hochfrequenzquelle und -last mit Stoßstelle

Bei $Z_i \neq Z_L^*$ liegen Wellenreflexionen vor, die sich jedoch durch sogenannte Anpassnetzwerke weitestgehend vermeiden lassen.

Durch Anpassnetzwerke können Übertragungsglieder mit unterschiedlichen bauartbedingten Widerständen (z.B. Verstärker) an den Widerstand des Übertragungssystems ($50\ \Omega$) angepasst werden. Ein Anpassnetzwerk ist eine Transformationsschaltung, die eine Lastimpedanz Z_L in eine Eingangsimpedanz Z_i transformiert [19].

Impedanzen können sowohl auf- als auch abwärts transformiert werden. Für die hierfür erforderlichen Grundschaltungen werden Halbglieder mit zwei unterschiedlichen Blindwiderständen verwendet, Schaltung 1 und 3 stehen für Abwärts- und 2 und 4 für Aufwärtstransformation [19].

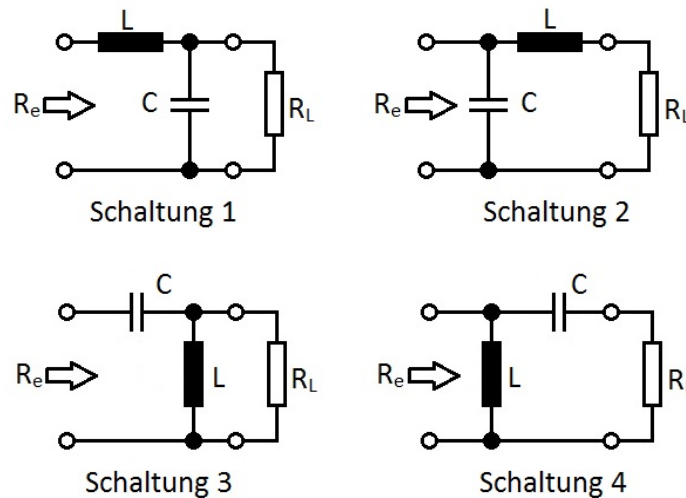


Abbildung 2.4: Transformationsschaltungen

Die Anpassung durch eine Transformationsschaltung erfolgt jeweils nur für die Frequenz, die der Dimensionierung der jeweiligen Bauteile entspricht.

2.5 Reflexionsfaktor

Bei fehlangepassten Übertragungssystemen entstehen Reflexionen, die sich mit dem Reflexionsfaktor berechnen lassen. Wie im vorstehenden Kapitel bereits beschrieben, ist damit das Verhältnis von Spannung und Strom gestört, weil sich hin- und rücklaufende Welle überlagern. Die Amplituden der hin- und rücklaufenden Wellen addieren sich zu einem bestimmten Zeitpunkt x linear (zur Zeit- und Ortsabhängigkeit vgl. Kapitel 2.2).

In diesem Fall gilt für die Berechnung von Spannung und Strom:

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_{hin}(x) + \underline{U}_{rück}(x) \quad (2.12)$$

$$\underline{I}(x) = \underline{I}_{hin}(x) - \underline{I}_{rück}(x) \quad (2.13)$$

Das sich aus reflektierter zu hinlaufender Welle ergebende Spannungsverhältnis ist der Reflexionsfaktor, der das Maß für die erforderliche Anpassung bestimmt.

$$\underline{\Gamma} = \frac{\underline{U}_{rück}(x)}{\underline{U}_{hin}(x)} \quad (2.14)$$

Der Reflexionsfaktor am Eingang bzw. Ausgang eines Übertragungssystems lässt sich auch aus dem Innenwiderstand der Quelle bzw. dem Lastwiderstand und dem Wellenwiderstand des Systems berechnen [19]. Für den Reflexionsfaktor gilt am Eingang

$$\Gamma_e = \frac{1 - \underline{Z}_W / \underline{Z}_i}{1 + \underline{Z}_W / \underline{Z}_i} = \frac{\underline{Z}_i - \underline{Z}_w}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_w} \quad (2.15)$$

und am Ausgang

$$\Gamma_L = \frac{\underline{Z}_L - \underline{Z}_w}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_w} \quad (2.16)$$

Mit dem Reflexionsfaktor Γ und dem Bezugswiderstand \underline{Z}_W des Übertragungssystems lässt sich die zugehörige Impedanz \underline{Z}_i bzw. \underline{Z}_L berechnen.

Ergibt sich ein komplexer Reflexionsfaktor, so beschreibt er nicht nur das Verhältnis der Wellenamplituden, sondern auch die Phasenverschiebung der hin- und rücklaufenden Welle.

2.6 Smith-Diagramm

Im Smith-Diagramm¹ lassen sich Berechnungen komplexer Widerstände (Impedanzen) geometrisch darstellen.

Zunächst wird die normierte Impedanz \underline{z}_n ermittelt, indem eine Impedanz \underline{Z} auf einen Bezugswiderstand \underline{Z}_W normiert wird:

$$\underline{z}_n = \frac{\underline{Z}}{\underline{Z}_W} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.17)$$

¹Erstmals im Jahre 1939 von Phillip Smith vorgestellt QUELLE

Die normierte Impedanz wird im kartesischen Koordinatensystem mit zugehörigem Real- ($0 \dots \infty$) und Imaginärteil ($-j\infty \dots +j\infty$) abgebildet, während der Reflexionsfaktor in Polarkoordinaten mit Betrag ($0 \dots 1$) und Phasenwinkel ($-j \dots +j$) dargestellt wird.

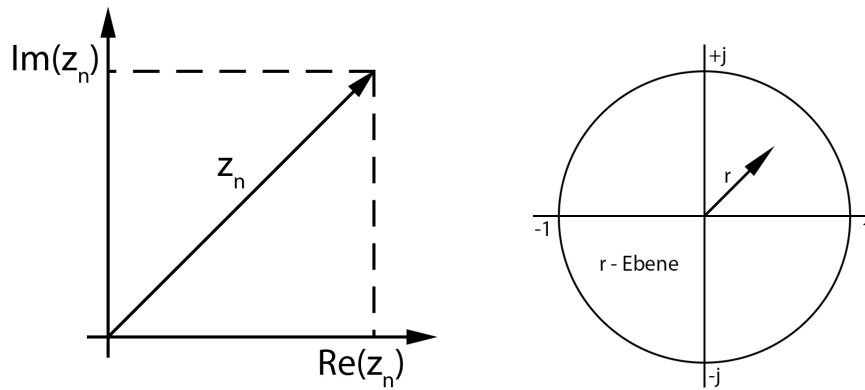


Abbildung 2.5: Darstellung der z_n - und Γ -Ebene

Im Smith-Diagramm wird die z_n -Ebene auf die Γ -Ebene projiziert, indem der konstante Realteil als Kreis dargestellt wird, dessen Mittelpunkt auf der logarithmisch skalierten horizontalen Mittelachse liegt und dessen Umfang die Punkte ∞ (rechts außen auf der waagerechten Durchmesserlinie) und $R_e(z_n)$ tangiert (Abbildung 2.6).

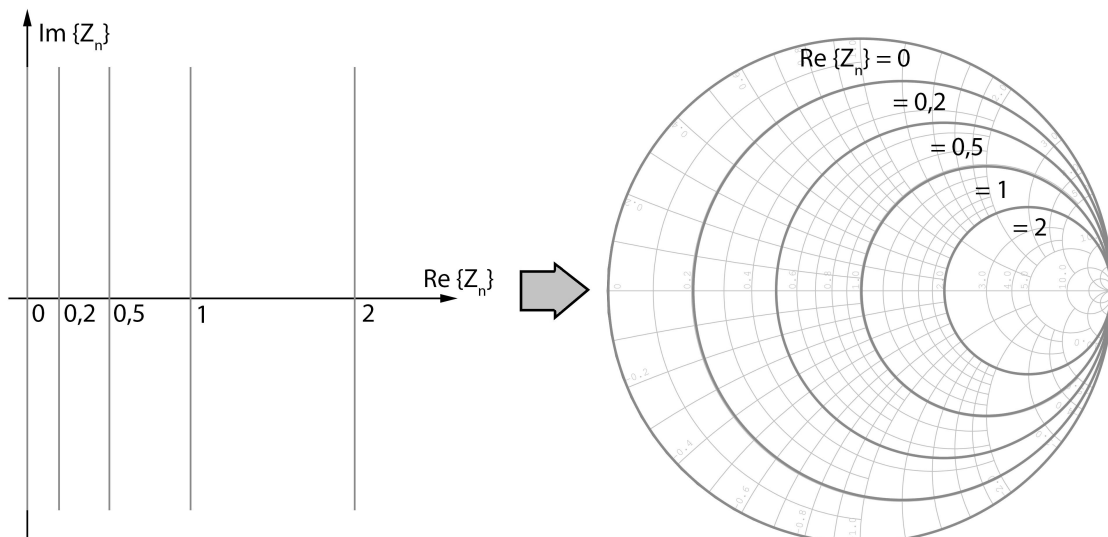


Abbildung 2.6: Konstanter Realteil

Konstante Imaginäranteile der z_n -Ebene stellen sich im Smith-Diagramm als Kreissegmente dar, die ebenfalls den Punkt ∞ tangieren (Abbildung 2.7) [19].

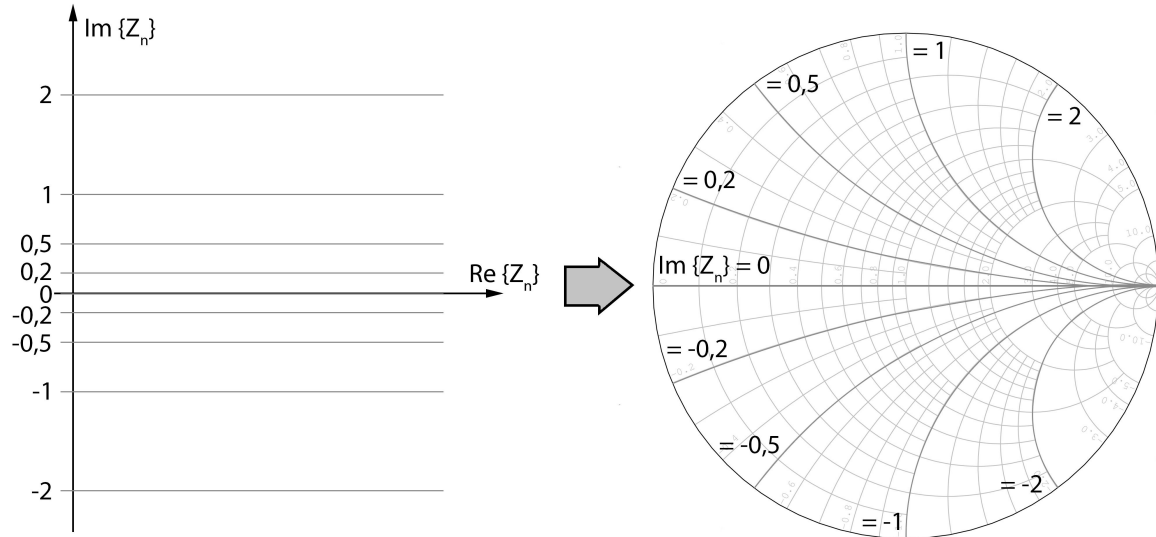


Abbildung 2.7: Konstanter Imaginärteil

Die vorstehenden Abbildungen zeigen, dass für jede beliebige in das Smith-Diagramm eingetragene Impedanz Z der zugehörige Reflexionsfaktor direkt abgelesen werden kann. Der Kehrwert einer Impedanz entsteht durch eine Spiegelung am Mittelpunkt des Smith-Diagramms [19].

Werden die S-Parameter s_{11} und s_{22} im Smith-Diagramm dargestellt, kann aufgrund der genannten Beziehungen gleich die Ein- bzw. Ausgangsimpedanz eines Übertragungssystems abgelesen werden.

2.7 Übertragung hochfrequenter Signale

Hochfrequente Signale breiten sich als transversalelektromagnetische Welle (TEM-Welle) aus. Dies gilt sowohl für die Ausbreitung im freien Raum (Funkstrecke) als auch für die Leitungstypen Mikrostreifenleitungen, Koaxialkabel oder Doppelleitung. Dabei entstehen immer elektrische und magnetische Feldkomponenten, die als Vektoren senkrecht zueinander und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehen [19].

Auf die Doppelleitung wird nicht weiter eingegangen weil sie wegen ihrer geringen Störfestigkeit zunehmend an Bedeutung verliert. Sie ist jedoch zum Beispiel als Telefonkabel immer noch weit verbreitet [19].

2.7.1 Koaxialkabel

Koaxialkabel werden beispielweise zur Übertragung von Audio- und Videosignalen verwendet. Der konzentrische Aufbau des Koaxialkabels besteht aus einem Innenleiter, einem Dielektrikum und einem Außenleiter. Der Innenleiter ist mit einem konstanten Abstand von einem hohlzylindrischen Außenleiter (Drahtgeflecht) umgeben, der auch als Massepol dient und den Innenleiter vor Störstrahlung abschirmt. Der Zwischenraum heißt Isolator oder Dielektrikum. Die Maße des Kabelaufbaus bestimmen den Wellenwiderstand Z_W sowie die von der Frequenz abhängige Dämpfung.

Zwischen Innen- und Außenleiter baut sich bei dem Anlegen einer Spannung ein elektrisches Feld auf. Die dazugehörige magnetische Feldkomponente bildet sich geschlossen um den Innenleiter. Aufgrund der Abschirmungseigenschaften des Außenleiters tritt außerhalb des Kabels kein magnetisches Feld auf. Weil die Abschirmung sowohl von innen nach außen als auch von außen nach innen wirkt, verbleibt die bestimmungsgemäße Übertragung hochfrequenter Signale ausschließlich im Kabel. In Koaxialkabeln werden Signale mit Frequenzen von bis zu 20 GHz übertragen [17].

2.7.2 Mikrostreifenleitung

Die Mikrostreifenleitung dient der Übertragung hochfrequenter Signale innerhalb von Baugruppen. Sie können einfach hergestellt werden, sind daher preiswert und werden häufig verwendet. Mikrostreifenleitungen werden beschrieben über [16]:

- Substrathöhe H
- dielektrischer Verlustfaktor $\tan \delta$
- relative Permittivität ² ϵ_r
- Wellenwiderstand Z_W
- Wellenlänge λ_{guide}

Die Mikrostreifenleitung besteht aus einem isolierenden Trägermaterial (Substrat), mit einer bestimmten relativen Permittivität ϵ_r .

Auf der Oberseite des Trägermaterials verlaufen die Leiterbahnen, diese werden als elektrisch wirksame Bauelemente aufgrund von kapazitiven und induktiven Eigenschaften in die Schaltung mit einbezogen. Die Unterseite des Trägermaterials ist eine durchgehende Massefläche.

²gleichbedeutend mit dem alten, nicht DIN-gerechten, Namen Dielektrizitätskonstante [13]

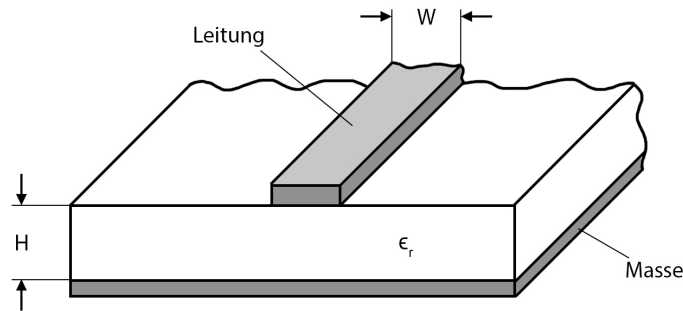


Abbildung 2.8: Skizze

Auf der Mikrostreifenleitung breitet sich die Welle teilweise in Luft und teilweise im Trägermaterial aus, wobei dessen Wellenlänge λ_{guide} von der effektiven Dielektrizitätskonstanten $\epsilon_{r,eff}$ abhängt.

Bei einer guten Näherung entspricht die sich ausbreitende Welle auf der Mikrostreifenleitung einer TEM-Welle [16].

$$\lambda_{guide} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (2.18)$$

Der Wellenwiderstand Z_W einer Mikrostreifenleitung hängt von der Geometrie, das heißt von dem Verhältnis der Leiterbreite W zur Substrathöhe H und der effektiven Dielektrizitätskonstanten $\epsilon_{r,eff}$ ab. Näherungsweise für $\epsilon_r \leq 16$ und $1 \leq W/H \leq 20$ gilt [14]:

$$Z_W = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \cdot \frac{1}{W/H \cdot 1.389 + 0.667 \cdot \ln(W/H + 1.444)} \quad (2.19)$$

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \frac{H}{W}\right)^{-1/2} \quad (2.20)$$

Passive Bauteile, wie Widerstände, Kondensatoren, Spulen usw., können auf den Leitungen einfach verlötet werden.

Im Leitungsbereich des Mikrostreifenleiters können Ohm'sche Verluste, Ein- und Abstrahlung und unerwünschte Verkopplungen durch benachbarte Leitungstreifen auftreten, weil es bei dieser Übertragung an einem homogenen Dielektrikum fehlt.

2.7.3 HF-Steckverbindungen

Die Verbindung zwischen zwei Koaxialkabeln oder der Anschluss zwischen Koaxialkabel und HF-Schaltung bzw. Messgerät erfolgt über HF-Stecker, die ebenfalls koaxial aufgebaut sind. HF-Stecker werden in der Größe des anschließbaren Koaxialkabels unterschieden und sind in einer Vielzahl an Varianten erhältlich. Neben BNC-Steckern werden in der vorliegenden Thesis SMA-Miniatur-HF-Steckverbindungen verwendet, die direkt auf der Platine aufgebracht werden können [17].

SMA-Verbindungen können zum Beispiel mit SMA-Steckern und SMA-Buchsen hergestellt werden. Während ein SMA-Stecker aus einem Außengewinde und einem Stift als Innenleiter besteht, hat die SMA-Buchse eine Überwurfmutter und einen als Hohlzylinder ausgeführten Innenleiter.³



Abbildung 2.9: Beispiele für SMA Steckverbinder

Werden SMA-Steckverbinder für Messungen mit einem Netzwerkanalysator verwendet, verschiebt die Steckverbindung die Kalibrierebene. Das bedeutet, dass nach der aus der Simulation angenommenen Kalibrierebene immer noch ein Stück Leiterbahn vorhanden ist (vgl. Abbildung 2.10). Jedes Stück Leiterbahn hat bei hohen Frequenzen eine Wirkung. Mit der Funktion „*electrical length*“ kann die Impedanz des Leiters zur Korrektur als Offset eingestellt werden und wird damit während der Messung berücksichtigt.

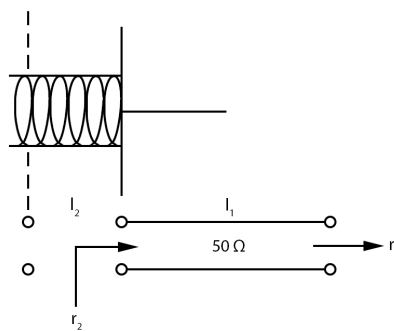


Abbildung 2.10: Kalibrierebene am SMA Stecker

³URL zur Abbildung 2.9: <http://www.ebay.de/itm/WLAN-Verlaengerung-0-5m-RF5-Kabel-RP-SMA-Stecker-RPSMA-Buchse-RPSMA-RSMA-RP-SMA-/120946838788> (15.02.16)

2.8 Richtkoppler

Koppler gehören zu den passiven Bauelementen in der Hochfrequenztechnik. Mit ihnen kann ein Teil eines hochfrequenten Signals in Phase ausgekoppelt werden um beispielsweise die hin- und rücklaufende Welle oder Leistung eines Signals zu messen.

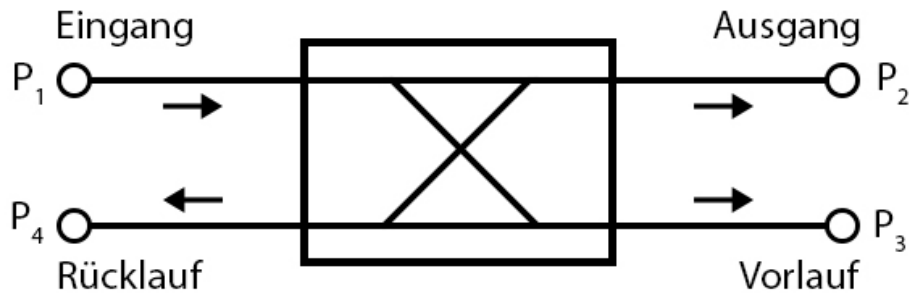


Abbildung 2.11: Aufbau eines Richtkopplers

Ein Richtkoppler ist ein symmetrisch aufgebautes System und besteht aus vier Ports. Die Energieübertragung erfolgt auf dem direkten Weg von Port 1 nach Port 2. Die zur Messung ausgekoppelten Signale liegen an Port 3 und Port 4 an. Die Auskopplung erfolgt über das elektrische und magnetische Feld der Hauptleitung. An Port 3 wird ein Teil der vorlaufenden Welle und an Port 4 die Leistung des zurücklaufenden Signals ausgekoppelt. Die Größe des Anteils wird über die Koppelfaktor C beschrieben [3]. Aus den an den vier Ports auftretenden Leistungen lassen sich die folgenden Kenngrößen ableiten [23]:

Koppelfaktor:

$$C = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_3} \right) \text{ dB} \quad (2.21)$$

Isolation:

$$I = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_4} \right) \text{ dB} \quad (2.22)$$

Richtschärfe:

$$D = 10 \cdot \log \left(\frac{P_3}{P_4} \right) \text{ dB} \quad (2.23)$$

Die Isolation I ist ein Maß für die Qualität der Kopplung. Im Idealfall ist sie unendlich. Eine hohe Richtschärfe ist wichtig, um die fortlaufende und reflektierte Welle zu isolieren.

2.9 Dämpfungsglieder

Dämpfungsglieder werden zur definierten Signalabschwächung eingesetzt und sollen für einen breiten Frequenzbereich (z.B. 0...4 GHz) bei bestimmter Generator- und Lastimpedanz von beispielsweise 50Ω eine gleichbleibende Dämpfung aufweisen [18]. Dämpfungsglieder besitzen einen symmetrischen Aufbau, dementsprechend können Ein- und Ausgang vertauscht werden. Die Grundschaltung eines Dämpfungsglieds kann als T-Glied oder als π -Glied aufgebaut werden.

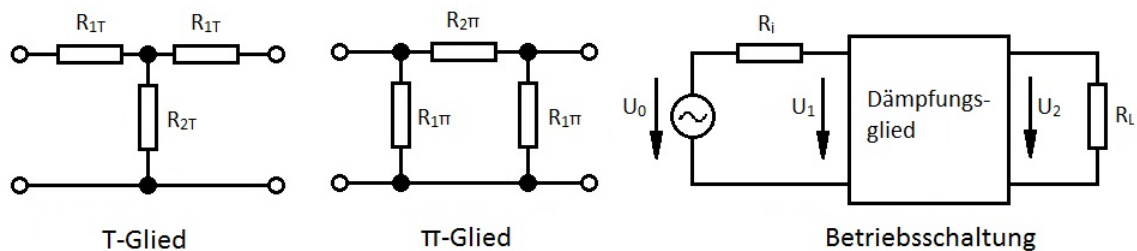


Abbildung 2.12: Grundschaltungen und Betriebsschaltung

Ein Dämpfungsglied wird über die Eigenschaften Wellenwiderstand und Dämpfung beschrieben. Die Dämpfung ist das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung bei Abschluss mit dem Wellenwiderstand ($R_L = Z_W$) und wird über den Dämpfungsfaktor A oder über das Dämpfungsmaß a angegeben [18].

$$A = \frac{U_1}{U_2} \Big|_{R_L=Z_W} \quad (2.24)$$

$$a \text{ (dB)} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_1}{U_2} \right) \quad (2.25)$$

Für die Widerstände des T-Glieds gilt

$$R_{1T} = Z_W \cdot \frac{A-1}{A+1}; \quad R_{2T} = Z_W \cdot \frac{2 \cdot A}{A^2-1} \quad (2.26)$$

und für die Widerstände des π -Glieds

$$R_{1\pi} = Z_W \cdot \frac{A+1}{A-1}; \quad R_{2\pi} = Z_W \cdot \frac{A^2-1}{2 \cdot A} \quad (2.27)$$

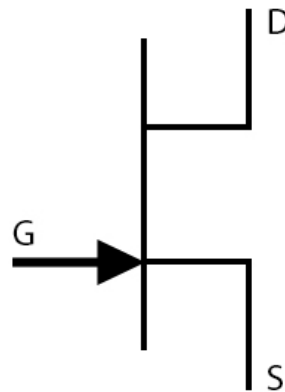
2.10 Hochfrequenzverstärker

Werden Transistorverstärker bei hohen Frequenzen verwendet, so muss die Schaltung aufgrund der in Kapitel 2.2 genannten Wellenausbreitung in Hinblick auf Bauteile und deren Anordnung genau durchdacht werden. Mit einer geschickten Anpassung wird dafür gesorgt, dass die Energie in eine geeignete Richtung fließt und nicht reflektiert wird. Der Betrieb eines HF-Verstärkers kann nur in einem bestimmten Frequenzbereich stattfinden, da HF-Verstärker immer ein Bandpassverhalten aufweisen. Im Folgenden werden die Parameter, die einen Verstärker beschreiben, definiert.

2.10.1 Kenngrößen von Leistungsverstärkern

Das Verhalten eines HF-Leistungsverstärkers wird über die folgenden Kenngrößen beschrieben:

Gate	G
Drain	D
Source	S
Drainstrom	I_D
Gate-Strom	I_G
Gate-Source-Spannung	U_{GS}
Drain-Source-Spannung	U_{DS}



Leistung

Der Verstärker erhält eine Eingangsleistung P_{in} und gibt die Ausgangsleistung P_{out} an einer Last ab. Außerdem wird ihm eine Gleichstromleistung P_{DC} aus der Versorgungsspannung zugeführt, die von der Aussteuerung unabhängig ist. Die Gleichstromleistung in Watt wird berechnet über:

$$P_{DC} = U_{DS} \cdot I_D \quad (2.28)$$

Am Transistor entsteht die Verlustleistung P_T . Diese wird meistens in Form eines Wärmestroms weitergegeben und ist definiert über die Differenz der aufgenommenen Leistung und der abgegebenen Leistung:

$$P_T = P_{DC} - P_{out} \quad (2.29)$$

Der Arbeitspunkt wird mit der Gleichstromleistung P_{bias} versorgt.

$$P_{bias} = U_{GS} \cdot I_G \quad (2.30)$$

Verstärkung

Die Leistungsverstärkung Gain ist definiert als das Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsspannung und wird in dB angegeben:

$$Gain = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) = P_{out,dBm} - P_{in,dBm} \quad (2.31)$$

Bandbreite und Mittenfrequenz

HF-Leistungsverstärker können aufgrund ihres Bandpassverhaltens nur in einem bestimmten Frequenzbereich betrieben werden. Dieser ist durch die Bandbreite B bestimmt. Die Mittenfrequenz des Frequenzbereiches wird über den Parameter f_0 definiert.

Effizienz

Die Effizienz ist eine Kenngröße, die angibt, welchen Anteil der aufgenommenen Leistung der Verstärker am Ausgang als HF-Leistung abgibt. Die Drain Effizienz DE gleichbedeutend mit dem Wirkungsgrad η , ist ein Maß wie viel HF-Leistung im Verhältnis zur Gleichstromleistung umgewandelt wird.

$$DE = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \cdot 100 \% \quad (2.32)$$

Die leistungsaddierte Effizienz, Power Added Efficiency PAE , beschreibt die Differenz aus der Ausgangs- und Eingangsleistung zu der zugeführten Leistung. Im Gegensatz zu der Drain Effizienz wird hier auch das Eingangssignal berücksichtigt.

$$PAE = \left(\frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \right) \cdot 100\% = DE \cdot \left(1 - \frac{1}{Gain} \right) \quad (2.33)$$

Über die leistungsaddierte Effizienz lässt sich gleichzeitig eine Aussage über die Drain Effizienz und die Verstärkung treffen [2].

Kompression

Die Ausgangsleistung wächst bei kleineren Leistungen proportional mit der HF-Eingangsleistung. Für hohe Ausgangsleistungen reduziert sich die Verstärkung und fällt sogar wieder ab, der Verstärker geht in Sättigung. Die Verstärkung ist nicht konstant. Dieses Verhalten wird als Kompression bezeichnet. Um das nichtlineare Verhalten besser beschreiben zu können, wird der 1 dB-Kompressionspunkt verwendet. Dieser ist ein Maß für die maximale Ausgangsleistung. Über den 1 dB-Kompressionspunkt wird der Wert der Eingangsamplitude angegeben, bei dem die Leistung des Ausgangssignals um 1 dB von der linearen Bauteilkennlinie abweicht [19].

2.10.2 GaN HEMT - Transistoren

Der in dieser Arbeit verwendete Transistor gehört in die Gruppe der Galliumnitrid-Transistoren (GaN), die sich durch eine hohe Elektronenbeweglichkeit charakterisieren. Sie werden auch GaN HEMT für „*high electron mobility transistor*“ genannt. Die Transistoren sind eine spezielle Bauform der Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFET).

Prinzipiell besteht der Feldeffekttransistor aus einem schmalen dotierten Halbleiterkristall mit den Anschlüssen Drain und Source. Wird eine Spannung zwischen diesen Anschlüssen gelegt, fließt der Drainstrom I_D . Die Leitfähigkeit des Stromkanals wird durch ein Querfeld gesteuert, das über eine Steuerelektrode, dem Gate, aufgeprägt wird. Die Gate-Elektrode ist durch einen gesperrten pn-Übergang, wo sich die Raumladungszone bildet, gegenüber dem Stromkanal isoliert [10].

Die GaN HEMT Transistoren können bei Frequenzen von bis zu 25 GHz betrieben werden. Außerdem haben diese eine hohe Effizienz, eine große Bandbreite sowie einen geringen Ruhestrom [11, S.24].

Für einen Schaltungsentwurf stellt der Hersteller für den hier verwendeten Transistor ein Großsignal-Simulationsmodell zur Verfügung. In diesem sind außerdem die Effekte des Gehäuses berücksichtigt.

2.10.3 Betriebsarten von Leistungsverstärkern

Mit einer geeigneten Beschaltung lassen sich die Transistoren in unterschiedlichen Modi betreiben. Diese Betriebsmodi werden in Klassen eingeteilt. Die Einteilung der Leistungsverstärkerklassen erfolgte nach Alphabet und Erfindungsjahr. Es wird zwischen den Klassen A, B und AB, die ein lineares Verhalten aufweisen, und den Klassen C, D, E und F, deren Verhalten als nichtlinear beschrieben wird, unterschieden [19]. Lineare Verstärker arbeiten nur bei ihrer maximalen Aussteuerung effizient.

Leistungsverstärkerklasse A

Ein Leistungsverstärker der Klasse A wird auch als Eintaktverstärker bezeichnet, da dieser nur ein aktives Bauteil enthält. Es werden die positiven und negativen Halbwellen des Eingangssignals verstärkt. Der Arbeitspunkt wird so gewählt, dass er in der Mitte der Arbeitsgeraden liegt. Dabei treten nur geringe Verzerrungen auf. Allerdings ist der A-Betrieb sehr energieaufwendig, da unabhängig von der Aussteuerung ein hoher Ruhestrom durch den Transistor fließt. Dadurch ergibt sich auch ein geringer Wirkungsgrad von ca. 50 % [19].

Leistungsverstärkerklasse B

Der Leistungsverstärker in einem Klasse B Betrieb besteht aus einem Gegentaktverstärker mit zwei Transistoren. Ein Transistor verstärkt die positiven und einer die negativen Halbwellen. Der Arbeitspunkt liegt am Ende der Arbeitsgeraden und im Knick der Übertragungskennlinie. Der Klasse B Verstärker hat einen geringeren Ruhestrom, wodurch sich der Wirkungsgrad auf 78,5% verbessert. Der Nachteil dieser Betriebsart ist eine große Signalverzerrung in den Nulldurchgängen, sogenannte Übernahmeverzerrungen [19].

Leistungsverstärkerklasse AB

Der Klasse AB-Leistungsverstärker ist ein Mittelweg zwischen dem energieaufwendigen Klasse A- und dem verzerrungsanfälligen Klasse B-Verstärker. Somit werden die Übernahmeverzerrungen des B-Betriebs reduziert. Die Schaltung besteht ebenfalls aus zwei aktiven Bauteilen. Die Transistoren erhalten eine Vorspannung zwischen Basis und Emitter, so fließt

auch im Ruhezustand ein Strom. Der Arbeitspunkt liegt meistens im unteren Bereich der Transistorkennlinie [19].

Leistungsverstärkerklasse C

Die Transistoren eines Klasse C-Verstärkers haben eine Vorspannung unterhalb ihres Abschaltpunktes. Das hat zur Folge, dass sich der Arbeitspunkt im Sperrbereich befindet und der Transistor im Schalterbetrieb arbeitet. Der Verstärker ist während einer Periode länger gesperrt als leitend. Im Signalverlauf sind viele Spitzen, allerdings mit langen Abschnitten, in denen der Transistor nicht leitet. Das Ausgangssignal ist immer verzerrt, dafür liegt der Wirkungsgrad allerdings bei mehr als 80 % [20].

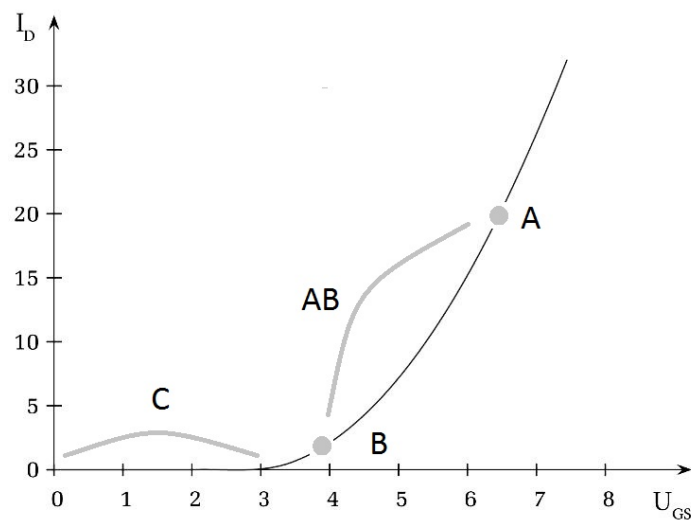


Abbildung 2.13: Arbeitspunkteinstellung an einer beispielhaften Steuerkennlinie

2.11 Variation der Lastgeraden

Die Variation der Lastgeraden, oder auch aktive Load-Pull Technik, basiert auf der Idee, den Lastwiderstand für eine Quelle zu modifizieren, indem mit einer zusätzlichen Quelle ein weiterer Strom durch die Last getrieben wird.

Aus der Schaltung 2.14 und den Kirchhoffschen Gleichungen gilt der folgende Zusammenhang für die Spannung U , die am Lastwiderstand abfällt [6].

$$U = R \cdot (I_1 + I_2) \quad (2.34)$$

Für die Stromquelle 1, die den Strom I_1 speist, gilt dass sie die Impedanz Z_1 *sieht*. Und die Stromquelle 2 *sieht* zeitgleich die Impedanz Z_2 .

$$Z_1 = R \cdot \left(\frac{I_1 + I_2}{I_1} \right) \quad (2.35)$$

$$Z_2 = R \cdot \left(\frac{I_1 + I_2}{I_2} \right) \quad (2.36)$$

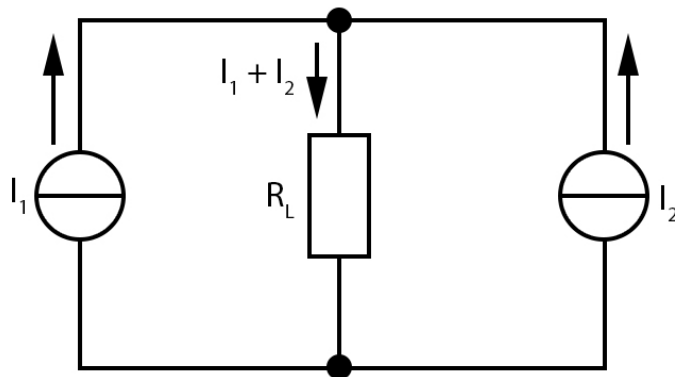


Abbildung 2.14: Aktive Load Pull Technik mit zwei Signalgeneratoren

3 Das Doherty-Konzept

Der Doherty-Leistungsverstärker stützt sich auf die Idee durch Variation der Lastgeraden den Verstärker für einen vorher festgelegten Bereich von Eingangs- und/oder Ausgangspegeln, in seinem maximalen Effizienzbereich zu betreiben¹.

3.1 Dohertys Idee

Die Konzeption des Doherty Verstärkers besteht grundsätzlich aus der Zusammenschaltung von zwei Leistungsverstärkern (vgl. 3.1). Beide Verstärker treiben die gleiche Last R_L . Ein Verstärker arbeitet als Hauptverstärker. Der andere Verstärker soll die Spitzenpegel verstärken. Der Arbeitspunkt des Hauptverstärkers liegt in dem Bereich der Leistungsverstärkerklasse AB und der des Spitzenverstärkers im Bereich C.

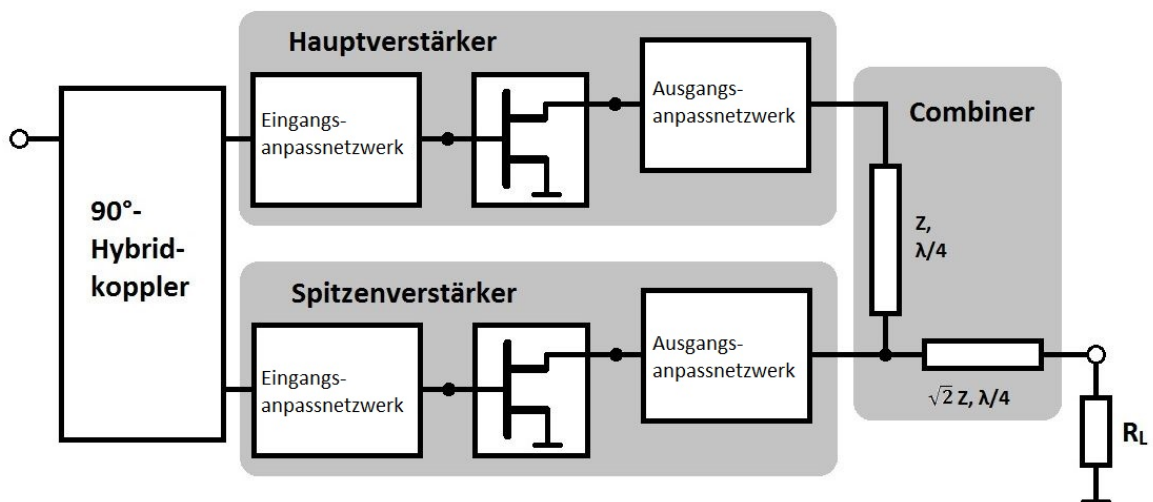


Abbildung 3.1: Architektur des Doherty-Verstärkers

¹Die Grundlagen des Doherty-Konzepts basieren auf der Literatur von Steve C.Cripps [6] und dem Artikel aus der Fachzeitung HF-Praxis [20]

Bei niedrigen Eingangsleistungen ist der Spitzenverstärker nicht aktiv, da die Eingangsamplitude nicht ausreicht, den Verstärker in einen leitenden Zustand zu versetzen. Sobald die Eingangsamplitude groß genug ist, verstärkt auch der Klasse C-Verstärker.

Der Lastwiderstand R_L wird so gewählt, dass der Hauptverstärker auch bei kleiner Aussteuerung mit einem hohen Wirkungsgrad arbeitet. Wenn bei mittleren bis hohen Ausgangsleistungen der Spitzenverstärker dazugeschaltet wird reduziert dieser durch einen zusätzlichen Strom den Lastwiderstand des Hauptverstärkers. Der Hauptverstärker wird dabei in Kompression betrieben und gibt durch den reduzierten Lastwiderstand mehr Leistung ab. Das gewünschte Verhalten des Doherty-Verstärkers zeigt die Abbildung 3.2.

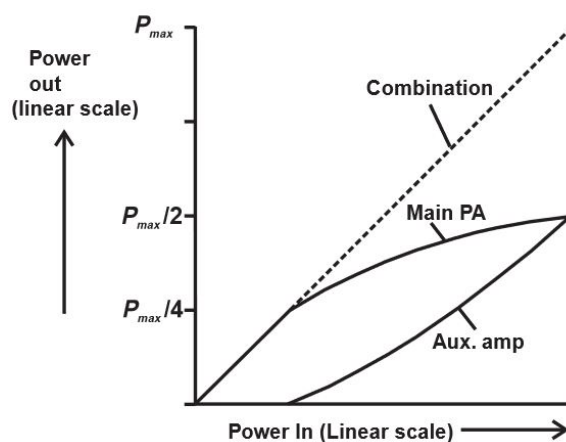


Abbildung 3.2: Ausgangsleistung mit der aktiven Load-Pull-Technik [6]

Die eingangsseitige Zusammenschaltung der Transistoren erfolgt über einen 90° -Hybridkoppler. Dieser teilt das Eingangssignal in zwei 90° phasenverschobene Signale auf und führt jeweils ein Signal über je ein Eingangsanpassnetzwerk dem Haupt- und dem Spitzenverstärker zu. Auf die Notwendigkeit der Phasenverschiebung wird in Kapitel 3.2.1 näher eingegangen.

Nach einem Ausgangsanpassnetzwerk folgt hinter dem Hauptverstärker eine $\lambda/4$ -Leitung und die Addition der Signale. Ein weitere Transformationsleitung wandelt die $50\ \Omega$ -Last in eine Lastimpedanz von $25\ \Omega$ um.

Die Verbesserung des Wirkungsgrades nach dem Doherty-Prinzip hat den Vorteil, dass bei der Verwendung in Sendesystemen nur der Aufbau des Verstärkers geändert werden muss. Es entsteht demnach ein geringer Aufwand für eine deutliche Verbesserung des Wirkungsgrades. Allerdings zeigen der Hybridkoppler, der Impedanz-Inverter aus der $\lambda/4$ -Leitung sowie die Transformationsleitung schmalbandiges Verhalten, da diese auf eine bestimmte Wellenlänge ausgelegt sind. Aufgrund dessen weist auch der Verstärker schmalbandiges Verhalten auf.

3.2 Variation der Lastgeraden

In dem Kapitel 2.11 wurde bereits die grundlegende Funktion erläutert, wie ein Lastwiderstand für eine Quelle modifiziert werden kann. In Bezug auf die Konfiguration eines Doherty Verstärkers werden die Verstärker als ideale Stromquelle modelliert.

3.2.1 Variation der Lastgeraden am Beispiel eines idealen Doherty-Verstärkers

Die Abbildung 4.3 zeigt das Ersatzschaltbild eines idealen Doherty-Verstärkers, in dem beide Verstärker in der Leistungsverstärkerklasse B betrieben werden.

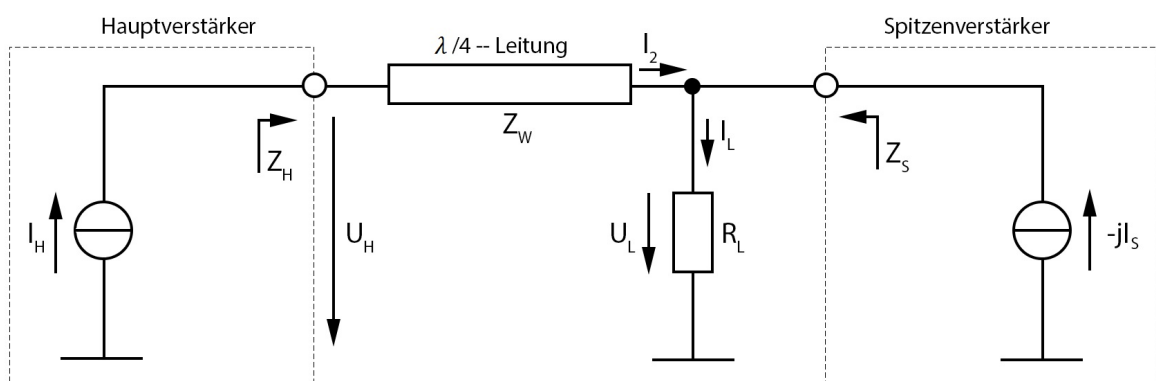


Abbildung 3.3: Ersatzschaltbild eines idealen Doherty-Verstärkers [8]

Schaltet sich der Spitzenverstärker dazu, soll der Hauptverstärker immer bei einem maximalen Wirkungsgrad arbeiten. Um dabei aber die Ausgangsleistung des Hauptverstärkers zu erhöhen, muss mit dem zusätzlichen Strom des Spitzenverstärkers der Lastwiderstand reduziert werden. Laut der Gleichung 2.35, wird aber der von dem Hauptverstärker gesehene Lastwiderstand größer sobald der Spitzenverstärker den Strom I_2 bzw. I_S treibt. Um zu gewährleisten, dass der Lastwiderstand kleiner wird, muss hinter dem Hauptverstärker ein Impedanz-Inverter eingefügt werden. Dieser kann mit konzentrierten Bauelementen, wie Kondensatoren und Spulen - oder wie in diesem Beispiel mithilfe einer $\lambda/4$ -Leitung -, realisiert werden. Die dadurch entstehende Phasenverschiebung von 90° muss vor dem Hauptverstärker ebenfalls durch einen Impedanz-Inverter wieder ausgeglichen werden [6, 301].

Die Gleichung 3.1 gibt an, dass die Spannung am Lastwiderstand nur vom Strom des Hauptverstärkers bestimmt wird. Folglich ist auch der Strom des Hauptverstärkers für die Linearität des Verstärkers verantwortlich.

$$U_L = -j \cdot Z_W \cdot I_H \quad (3.1)$$

Mithilfe der Kirchhoffschen Gleichungen kann die Spannung U_H am Hauptverstärker bestimmt werden.

$$U_H = \frac{Z_W^2}{R_L} \cdot I_H - Z_W \cdot I_S \quad (3.2)$$

Damit sieht der Hauptverstärker den Lastwiderstand

$$Z_H = \frac{U_H}{I_H} = Z_W \cdot \left(\frac{Z_W}{R_L} - \frac{I_S}{I_H} \right) \quad (3.3)$$

und der Spitzenverstärker sieht den Lastwiderstand

$$Z_S = \frac{U_L}{-jI_S} = Z_W \cdot \frac{I_H}{I_S} \quad (3.4)$$

Die Lastkennlinie des Hauptverstärkers ändert sich dynamisch mit dem Eingangspegel. Nach den Gleichungen 3.3 und 3.4 ändern sich die Lastimpedanzen durch den Strom I_S des Spitzenverstärkers. Dieser muss so geregelt werden, dass er den Hauptverstärker weder übersteuert noch die Effizienz verringert.

Eine Steuerung des Spitzenverstärkers ist allerdings schwierig. Ein gezieltes Dazuschalten lässt sich durch eine geschickte Wahl des Arbeitspunktes wählen. Jedoch ist die Kontrolle über dessen zugeführten Strom problematisch. Ist der zusätzliche Strom zu niedrig, arbeitet der Hauptverstärker zwar bei seiner maximalen Effizienz, wird aber übersteuert, dabei sinkt seine Verstärkung. Ist der zusätzliche Strom des Spitzenverstärkers zu groß, wird der Hauptverstärker unterhalb seiner maximalen Ausgangsleistung betrieben und die Effizienz sinkt [8].

3.2.2 Variation der Lastgeraden am Beispiel einer klassischen Doherty-Konfiguration

Im Vergleich zu der idealen Doherty-Konfiguration haben die Transistoren endliche Ausgangsimpedanzen. Diese wurden in der Abbildung 3.4 ergänzt.

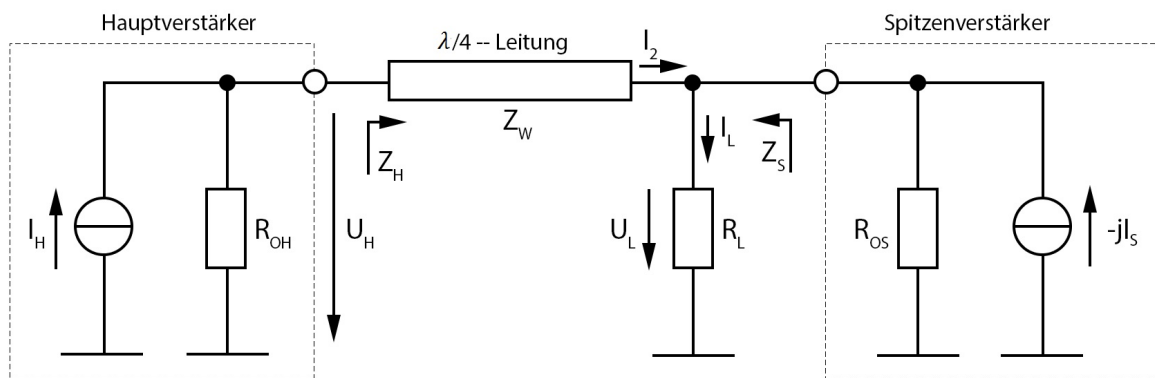


Abbildung 3.4: Ersatzschaltbild eines realen Doherty-Verstärkers [8]

Daraus folgt, dass die Spannung U_L am Lastwiderstand jetzt auch von dem Strom des Spitzenverstärkers abhängig ist.

$$U_L = \frac{R_L \parallel R_{OS} \cdot Z_W}{Z_W^2 + R_L \parallel R_{OS} \cdot R_{OH}} (-jR_{OH}I_H - jZ_W I_S) \quad (3.5)$$

Folglich bedeutet das für den Verstärker, dass die Verstärkung aufgrund des nichtlinearen Verhaltens des Spitzenverstärkers schwankt.

Wie bei dem idealen Doherty-Verstärker ist auch hier der nicht voll ausgesteuerte Spitzenverstärker ein Nachteil.

4 90°-Hybridkoppler

Ein sehr wichtiges Schaltungselement in der Hochfrequenztechnik ist der 90°-Hybridkoppler, oder auch Quadraturhybrid genannt. Dieser gehört in die Gruppe der Richtkoppler. Anders als beim Richtkoppler teilt aber der 90°-Hybridkoppler das Signal in zwei gleiche Leistungen mit einer Phasenverschiebung von 90° auf. In den Eingangsport des Kopplers wird die Leistung gespeist, von der dann die eine Hälfte (3 dB) zum 0°-Tor und die andere Hälfte zum 90°-Tor geleitet wird. Auftretende Reflexionen, die durch eine eventuelle Fehlanpassung entstehen können, fließen zurück zum Eingang oder abgeschwächt zum Port 4, der mit einem 50 Ω Widerstand abgeschlossen ist. Der Aufbau der Schaltung ist mechanisch und elektrisch symmetrisch [20].

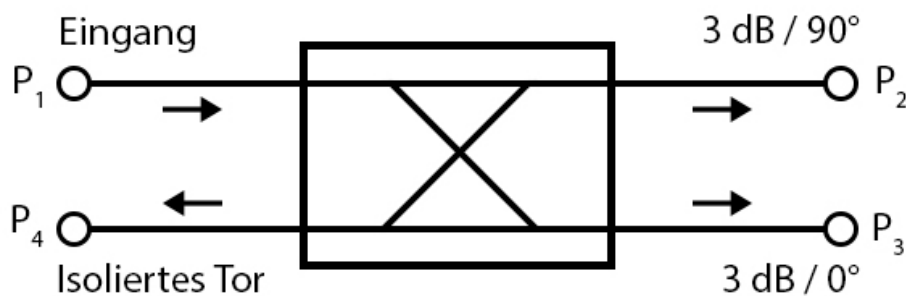


Abbildung 4.1: 90°-Hybridkoppler

Die Schaltung ist frequenzabhängig. Daher gibt es mehrere Optionen diese aufzubauen. Vier davon werden in diesem Kapitel für eine Frequenz von 433 MHz mit ihren Vor- und Nachteilen vorgestellt.

4.1 Schaltung mit $\lambda/4$ -Mikrostreifenleitungen

Wird der Hybridkoppler mit Mikrostreifenleitungen realisiert, so müssen die folgenden Spezifikationen für eine Simulation in MWO beachtet werden:

Tabelle 4.1: Spezifikationen der Mikrostreifenleitungen

Bezeichnung	Symbol	Wert
Bezugsfrequenz	f_m	433 MHz
Leitungswellenwiderstand	Z	50Ω
Dielektrizitätskonstante	ϵ_r	3.66
Verlustwinkel	$\tan \delta$	0.004
Substrathöhe	H	0.76 mm
Dicke der Kupferstreifenleitung	T	17 μm

4.1.1 Theoretische Betrachtung

Die Abbildung 4.2 stellt den Aufbau eines 90°-Hybridkopplers mit Mikrostreifenleitungen dar. Die Längsleitungen haben einen Leitungswellenwiderstand von $Z/\sqrt{2}$ und die Querleitungen den Leitungswellenwiderstand Z . Die Ein- und Ausgänge des Kopplers sind jeweils mit der Impedanz Z , die in diesem Fall 50Ω beträgt, abgeschlossen [4].

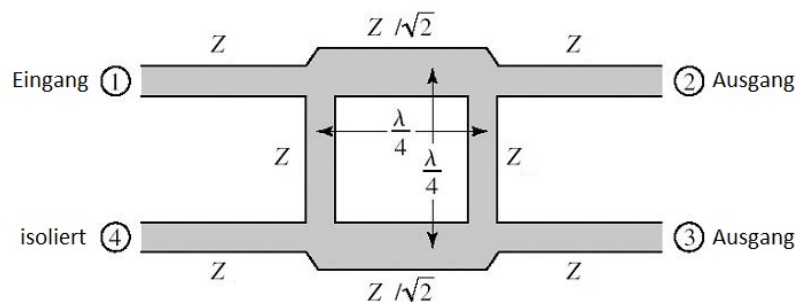


Abbildung 4.2: Aufbau eines 90°-Hybridkopplers

Für die Phasenverschiebung von 90° muss die elektrische Länge der Längs- bzw. Querleitung jeweils 90° betragen, was einer physischen Länge von einem Viertel der effektiven Wellenlänge λ_{guide} entspricht. Die effektive Wellenlänge λ_{guide} beschreibt die sich auf der Mikrostreifenleitung ausbreitende Welle und bestimmt sich aus der Dielektrizitätskonstanten $\epsilon_{r,eff}$ des Materials und der Vakuumwellenlänge λ_0 (siehe Gleichung 4.2).

$$L = \frac{\lambda_{guide}}{4} \quad (4.1)$$

$$\lambda_{guide} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (4.2)$$

Für die charakteristischen Leitungsimpedanzen gelten nach Abbildung 4.2 folgende Layout-Vorschriften [4]:

$$\begin{aligned} \text{Längsleitung:} & \quad Z = Z/\sqrt{2} = 35.35 \Omega/90^\circ \\ \text{Querleitung:} & \quad Z = 50 \Omega/90^\circ \end{aligned}$$

In der Simulationssoftware Microwave Office ¹ kann die Geometrie der Mikrostreifenleitung mithilfe des Tools *TX Line* bestimmt werden. Dafür werden die Eigenschaften in das Tool aus der Abbildung 4.3 eingetragen, um daraus die Länge und die Breiten der Leitung zu ermitteln.

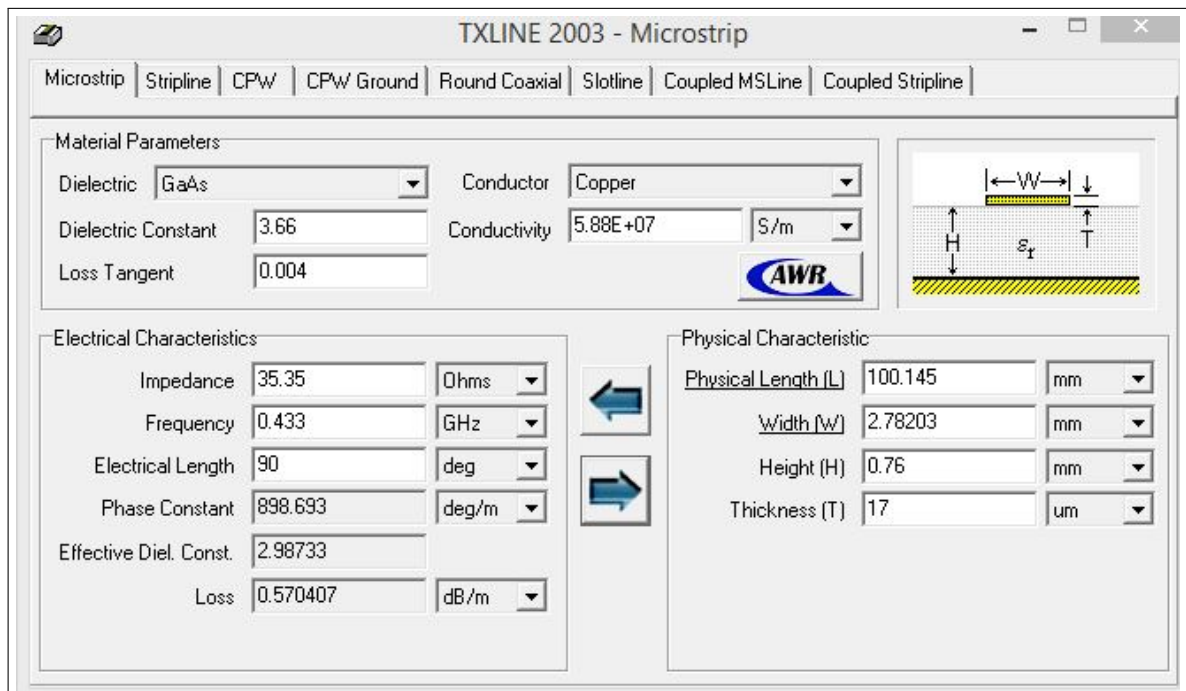


Abbildung 4.3: Eingabe in das Tool TX Line

¹abgekürzt: MWO

Für die Länge der Längsleitung mit der Leitungsimpedanz von 35.35Ω ergibt sich eine Länge von 100.145 mm . Die lässt sich über die Dielektrizitätskonstante und der Gleichung 4.1 überprüfen.

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \cdot \frac{c_0}{f} \\ &= \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{2.98733}} \cdot \frac{c_0}{433 \text{ MHz}} \\ &= 101.145 \text{ mm} \end{aligned}$$

4.1.2 Simulation in Microwave Office

In dem Simulationsprogramm Microwave Office wird die Schaltung mit $\lambda/4$ -Leitungen und den dazugehörigen, berechneten Elementparametern aufgebaut und simuliert.

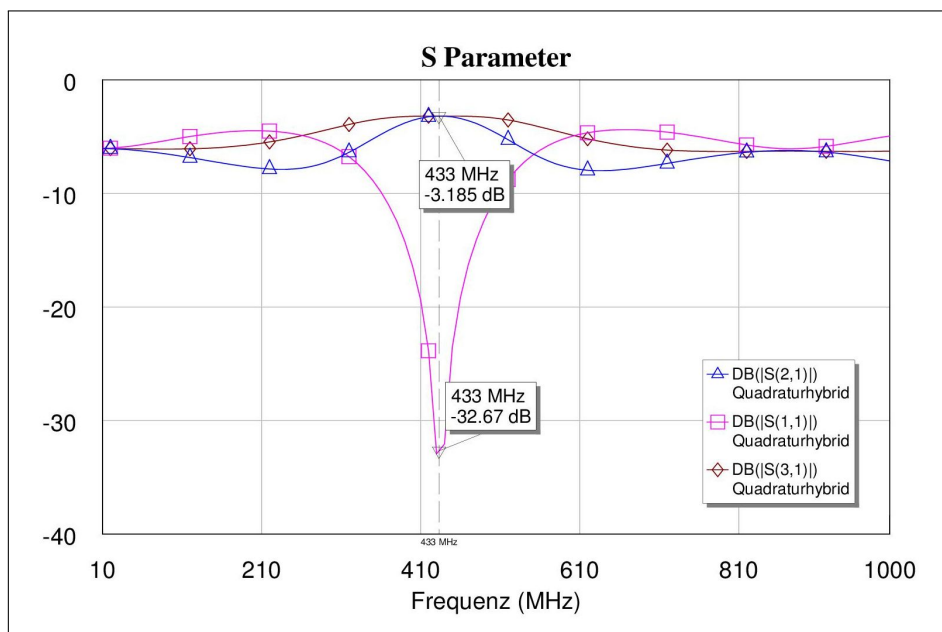


Abbildung 4.4: S-Parameter der Schaltung

Die Abbildung 4.4 zeigt die simulierten S-Parameter der Schaltung. Die Marker sind bei der Betriebsfrequenz von 433 MHz gesetzt. Der Streuparameter s_{11} zeigt mit einem Wert von -32.67 dB , dass die Schaltung angepasst ist und keine unerwünschten Reflexionen auftreten. Die Streuparameter s_{21} und s_{31} liegen bei ca. -3.2 dB . Die Leistung teilt sich demnach gleich auf.

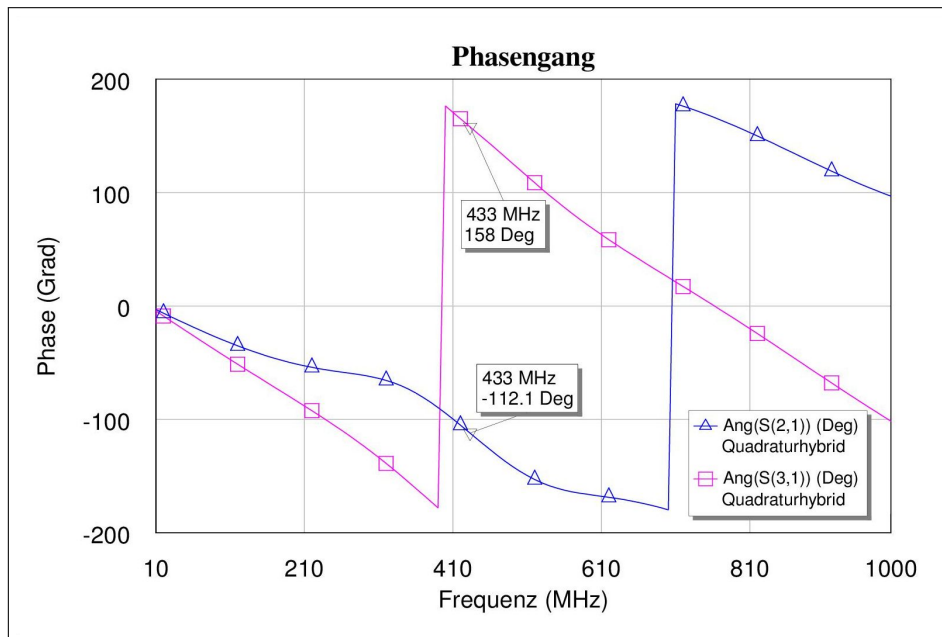


Abbildung 4.5: Phasengang von Port 1 und Port 2

Der Phasengang in Abbildung 4.5 zeigt, dass die gewünschte Phasendifferenz von 90° erreicht wird.

4.1.3 Aufbau und Messungen

Der praktische Aufbau soll zeigen, inwieweit die theoretischen Überlegungen der Praxis entsprechen. Mit einem Netzwerkanalysator werden die in Kapitel 4.1.2 bereits simulierten S-Parameter über der Frequenz vermessen und in der Abbildung 4.8 dargestellt.

Die Phasendifferenz lässt sich anhand der Marker ermitteln, die bei der Frequenz von 433 MHz gesetzt sind.

$$154.45^\circ - (-115.06^\circ) = 269.51^\circ$$

Es ist also wie gewünscht eine Phasendifferenz von 90° vorhanden.

Der Eingangsreflektionsfaktor s_{11} bestätigt mit einer Dämpfung von 28.6 dB bzw. 27.5 dB, dass die eingespeiste Welle kaum reflektiert wird, was dem Idealfall und der Simulation entspricht. Auch die Parameter s_{21} und s_{31} indizieren mit -3.1 dB und -3.2 dB, dass die Leistung auf die Hälfte aufgeteilt wird. Aufgrund der guten Messergebnisse lässt sich sagen, dass der praktische Aufbau der Simulation entspricht.



Abbildung 4.6: S21



Abbildung 4.7: S31

Abbildung 4.8: Phasengang

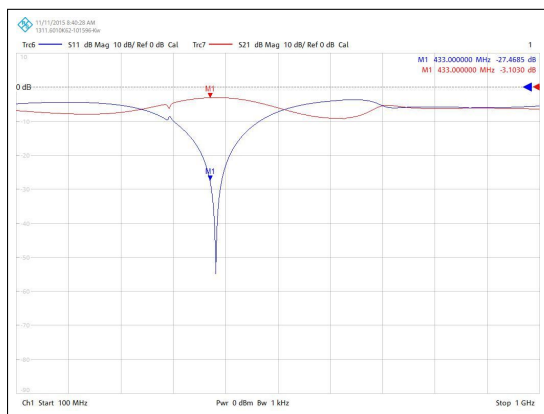


Abbildung 4.9: S11 und S21

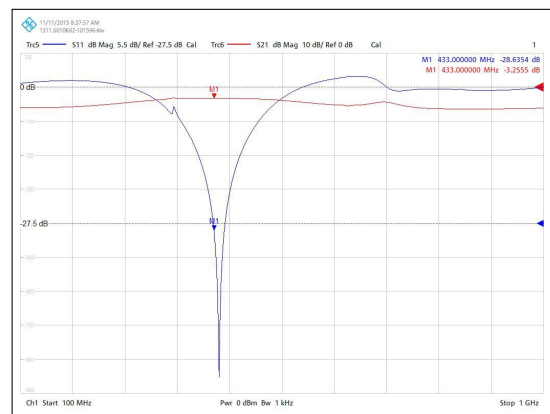


Abbildung 4.10: S11 und S31

Abbildung 4.11: S-Parameter

Allerdings ist der Aufbau mit $\lambda/4$ -Leitungen bei der Betriebsfrequenz von 433 MHz sehr groß. Die Platine misst 12x12 cm. Da eine große Schaltungsfläche zu erhöhten Kosten führt, ist es wünschenswert die Schaltung, beispielsweise durch passive Bauelemente, zu verkleinern.

4.2 Schaltung mit Bauelementen

Eine weitere Möglichkeit den 90°-Hybridkoppler aufzubauen, ist eine Realisierung mit konzentrierten Bauelementen. Für die Dimensionierung der Kapazitäten und Induktivitäten gilt folgende Vorschrift [20].

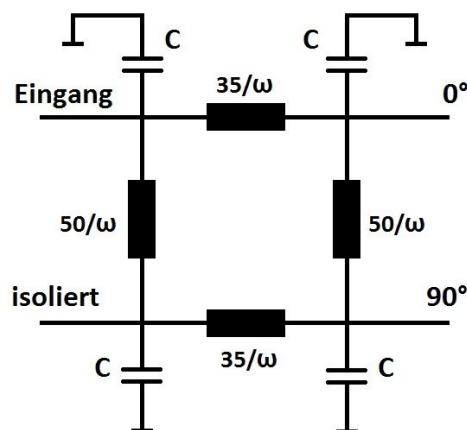


Abbildung 4.12: Schaltungsvorlage eines 90°-Hybridkopplers

4.2.1 Berechnung für den Aufbau

Mit der Betriebsfrequenz 433 MHz ergibt sich für die Dimensionierung:

$$L_1 = \frac{35}{\omega} = \frac{35}{2 \cdot \pi \cdot 433 \text{ MHz}} = 12,86 \text{ nH} \quad (4.3)$$

$$L_2 = \frac{50}{\omega} = \frac{50}{2 \cdot \pi \cdot 433 \text{ MHz}} = 18,37 \text{ nH} \quad (4.4)$$

$$C = \frac{1}{\omega} \cdot \left(\frac{1}{35} + \frac{1}{50} \right) = 17,85 \text{ pF} \quad (4.5)$$

Für das Platinenlayout muss der Aufbau mit Leitungen ergänzt werden, an denen die Bauelemente montiert werden. Aus der Normreihe E6 wird ein 15 pF Kondensator gewählt. Die

Spulen werden von Hand gewickelt und mithilfe des Netzwerkanalysators HP4195A auf die Induktivitäten von 13 nH und 8 nH geprüft. Aufgrund des Aufbaus mit Mikrostreifenleitungen weichen die Werte von den rechnerisch ermittelten ab.

4.2.2 Simulation in Microwave Office

Wie in dem Aufbau mit $\lambda/4$ -Leitungen wird die Schaltung in Microwave Office zuerst simuliert. Die S-Parameter sind der Abbildung 4.13 zu entnehmen.

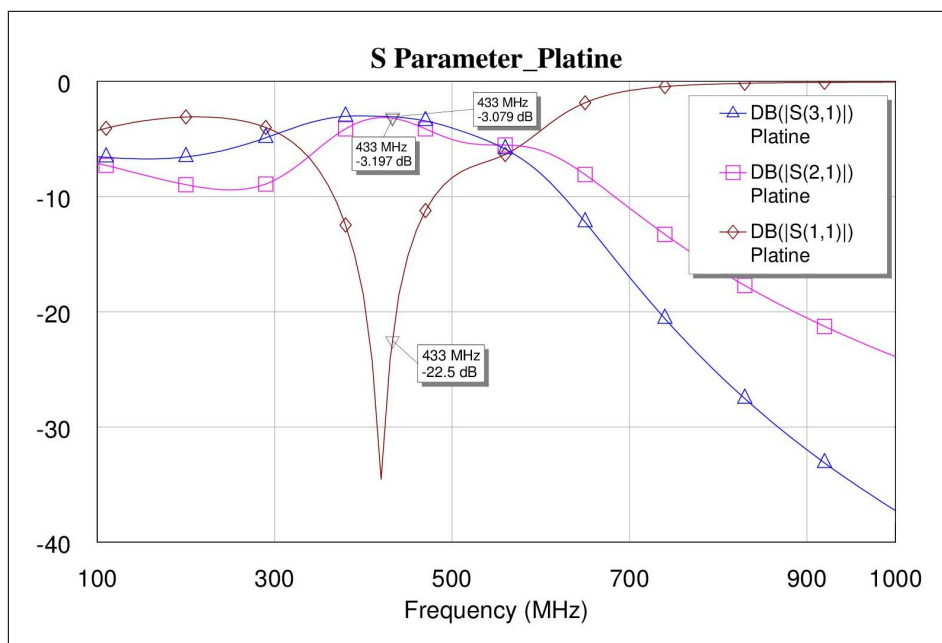


Abbildung 4.13: S-Parameter der Schaltung

4.2.3 Aufbau und Messungen

Der Aufbau der Schaltung erfolgt auf einer Platine, die die Bauteile über Mikrostreifenleitungen verbindet. Dabei ergeben sich die Messergebnisse aus der Tabelle 4.2, die außerdem die Werte der Simulation enthält, um einen direkten Vergleich herstellen zu können.

Die Tabelle 4.2 zeigt, dass die Simulation und die Messung voneinander abweichen. Nichtsdestotrotz liefert die Messung ein gutes Ergebnis. Der Aufbau mit Bauelementen erfordert, dass die Induktivitäten den Werten der Simulation entsprechen. Der Netzwerkanalysator, mit dem die Spulen vermessen werden, stellt allerdings andere Kontaktpunkte her als die Platine. Auch die Kondensatoren besitzen Toleranzen, weshalb eine genaue Symmetrie der

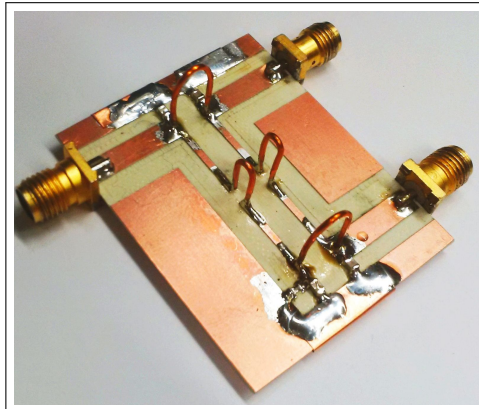


Abbildung 4.14: Aufbau des 90°-Hybridkopplers mit Bauelementen

Tabelle 4.2: Messergebnisse aus dem Aufbau mit Bauteilen

Parameter	Simulation	Messung
s_{11}	-22.5 dB	-16.3 dB
s_{21}	-3.19 dB	-3.27 dB
s_{31}	-3.01 dB	-3.46 dB
$\Delta\varphi$	270.4°	268.67°

gesamten Schaltung nicht mehr gewährleistet werden kann. Ebenso ist vermutlich eine nicht vernachlässigbare magnetische Feldkopplung zwischen den beiden Spulen L_2 (siehe Abbildung 4.14) vorhanden.

Dafür nimmt der Koppler mit den Maßen 4.5 cm x 3.5 cm nur 10 % des Platzes ein, den der Aufbau mit $\lambda/4$ -Leitungen benötigt.

4.3 Schaltung mit Leitungen und Kondensatoren

Eine weitere Methode, den Aufbau des 90°-Hybridkopplers mit $\lambda/4$ -Leitungen zu minimieren, veröffentlichte 1990 das Institut of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). In der Studie *Reduced-Size Branch-Line and Rat-Race Hybrids for Uniplanar MMIC's* stellen die Mitglieder Tetsuo Hirate, Akira Minakawa und Masahiro Mugraguchi des Berufsverbandes eine kleinere Schaltung vor, die äquivalent zu der Schaltung aus Kapitel 4.1 ist.

Die kapazitive räumliche Verkürzung bzw. kapazitive elektrische Verlängerung aus der Studie reduziert die Größe um die Faktoren 1/8 und 1/2 [15].

Für die Minimierung wird die Kompatibilität der folgenden Schaltungen betrachtet:

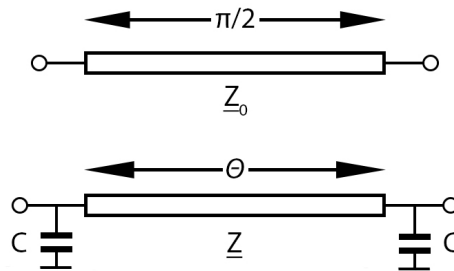


Abbildung 4.15: Grundlage der kapazitiven räumlichen Verkürzung

Mit Z_0 als charakteristische Impedanz der $\lambda/4$ -Leitung, Z als charakteristische Impedanz der verkürzten Leitung, dem elektrischen Winkel θ und der Kreisfrequenz ω ergibt ein Vergleich folgende Zusammenhänge.

$$Z = \frac{Z_0}{\sin \theta} \quad (4.6)$$

$$\omega C = \frac{1}{Z_0} \cdot \cos \theta \quad (4.7)$$

Für ein besseres Verständnis wird die Situation in Microwave Office simuliert. Dafür wird die $\lambda_{guide}/4$ -Leitung aus dem Kapitel 4.1 mit der Impedanz von 50Ω verwendet. Mit einem elektrischen Winkel von 45° für Impedanz der verkürzten Leitung [15].

$$Z = \frac{Z_0}{\sin \theta} = \frac{50 \Omega}{\sin 45^\circ} = 70.7 \Omega$$

Und für die Kapazität folgt

$$C = \frac{\cos \theta}{Z_0 \cdot \omega} = \frac{\cos 45^\circ}{50 \Omega \cdot 2\pi \cdot 433 \text{ MHz}} = 5.19 \text{ pF}$$

Das Smith-Chart in der Abbildung 4.16 zeigt, dass mit der kapazitiven räumlichen Verkürzung die charakteristische Impedanz einer $\lambda/4$ -Leitung erreicht wird.

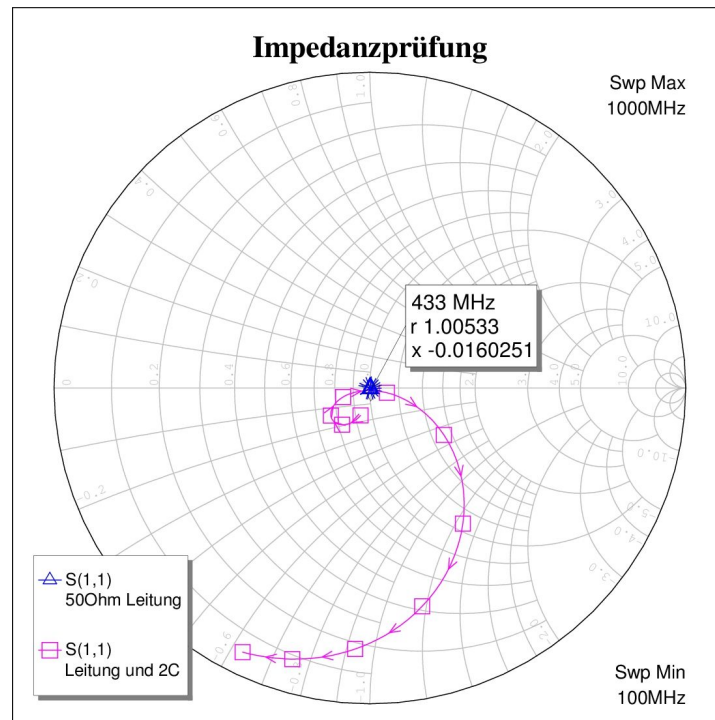


Abbildung 4.16: Impedanzkontrolle der Ersatzschaltung

4.3.1 Berechnung für den Aufbau

Bei dem 90°-Hybridkoppler sind die charakteristischen Impedanzen der Leitungen mit Z_0 und $Z_0/\sqrt{3}$ vorgegeben. Für die elektrischen Längen θ_1 , der Verzweigungsleitung und θ_2 der Durchgangsleitung ergibt sich mit $y = Z_0/Z$ [15]:

$$\theta_1 = \arcsin y \quad (4.8)$$

$$\theta_2 = \arcsin y/\sqrt{2} \quad (4.9)$$

$$\omega \cdot C \cdot Z_0 = (1 - y^2)^{1/2} + (2 - y^2)^{1/2} \quad (4.10)$$

Für $y = 1/\sqrt{2}$, ergeben sich die elektrischen Längen $\theta_1 = 45^\circ$ und $\theta_2 = 30^\circ$, eine charakteristische Impedanz von 70.7Ω sowie die Kapazität von 14.2 pF . Mit dem Tool TXLine von Microwave Office wird die Länge und die Breite mithilfe der Parameter f , θ und Z bestimmt.

Eine Simulation der Schaltung zeigt, dass auch diese Möglichkeit den 90°-Hybridkoppler zu realisieren die gewünschten Ergebnisse erzielt.

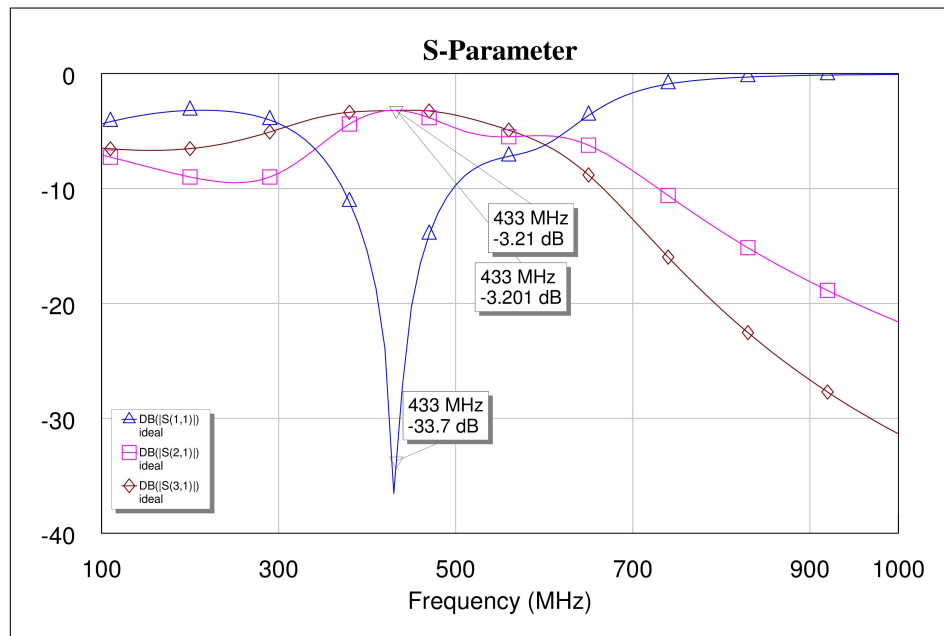


Abbildung 4.17: Schaltung mit Leitungen und Kapazitäten

Da aber der Aufbau aus Kapitel 4.2 bereits zufriedenstellende Messergebnisse geliefert hat und dabei auch die kleinste Größe besitzt, wird auf den vorgenannten Aufbau des 90°-Hybridkopplers verzichtet.

5 Untersuchung des Hauptverstärkers

Das folgende Kapitel untersucht den Hauptverstärker. Für den Hauptverstärker wird der GaN HEMT Leistungstransistor CGH40010F von Cree gewählt. Die Untersuchungen umfassen die Berechnung und den Aufbau geeigneter Anpassnetzwerke für den Transistor, einen Schaltungsaufbau und Simulation in Microwave Office sowie den praktischen Aufbau der Schaltung.

5.1 Der Transistor CGH40010F



Abbildung 5.1: CGH40010F - GaN HEMT von Cree

5.1.1 Daten des Transistors

Folgende Daten sind in der weiteren Betrachtung relevant [5]:

Hersteller:	Cree
Bauteilbezeichnung:	CGH40010F
Halbleitertechnologie:	GaN HEMT
Frequenzbereich:	0 – 6 GHz
Ausgangsleistung:	typ. 10 W
Betriebsspannung:	$U_{DS} = 28 \text{ VDC}$
Drain-Strom:	$I_D = 200 \text{ mA}$
Kleinsignalverstärkung:	$G_{SS} = 14.5 \text{ dB}$
Drain Efficiency= P_{OUT}/P_{DC} :	$\eta = 65 \%$

5.1.2 Simulaion des Transistors mit AWR Microwave Office

Für einen Frequenzbereich zwischen 100 MHz und 100 GHz bietet die AWR die Software Microwave Office die Möglichkeit Simulation, Schaltplan und das Schaltungslayout zu integrieren und analysieren. Durch eine Auswahl verschiedener Simulatoren wird auch eine nicht-lineare Simulation (Harmonic Balance) ermöglicht. Der Harmonic Balance-Simulator wird in der folgenden Simulation verwendet und bezieht sich auf den eingeschwungenen Zustand der nichtlinearen Schaltung.

Steuerkennlinie

Das Datenblatt gibt für eine Optimierung der Werte Power, Gain, PSAT und PAE eine Betriebsspannung von 28 V und ein Drainstrom von 200 mA an. Wie in dem Abschnitt 2.10.2 beschrieben, lässt sich durch eine negative Gate-Source-Spannung U_{GS} die Konzentration der Elektronen im Stromkanal reduzieren und damit die Größe des Drainstromes steuern. Ist der Drainsrom schon bekannt, kann umgekehrt auch die Gate-Source-Spannung mithilfe der simulierten Steuerkennlinie des Transistors bestimmt werden.

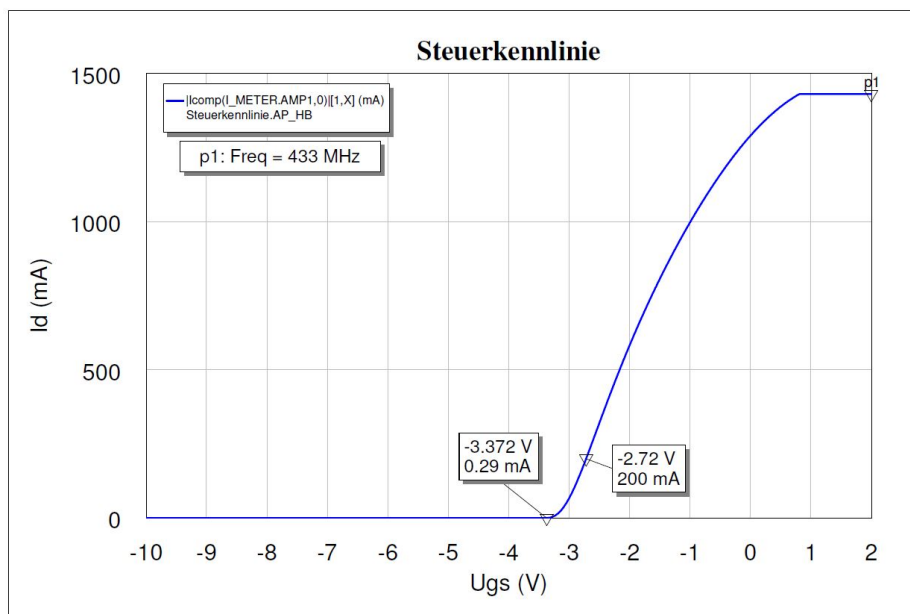


Abbildung 5.2: Simulierte Steuerkennlinie des CGH40010F

Bei einer Spannung unterhalb von -3.372 V fließt kein Strom. Diese Spannung ist auch bekannt als Abschnürspannung U_{th} , der Kanal sperrt. Bei Spannungen größer als U_{th} liegt

der Abschnürbereich, wo der Transistor als linearer Verstärker betrieben wird und auch der Arbeitspunkt liegt.

Ausgangskennlinie

Die Ausgangskennlinie stellt in Abhängigkeit der Drain-Source-Spannung U_{DS} den Drainstrom I_D , bei unterschiedlich konstanten Gate-Source-Spannungen U_{GS} , dar.

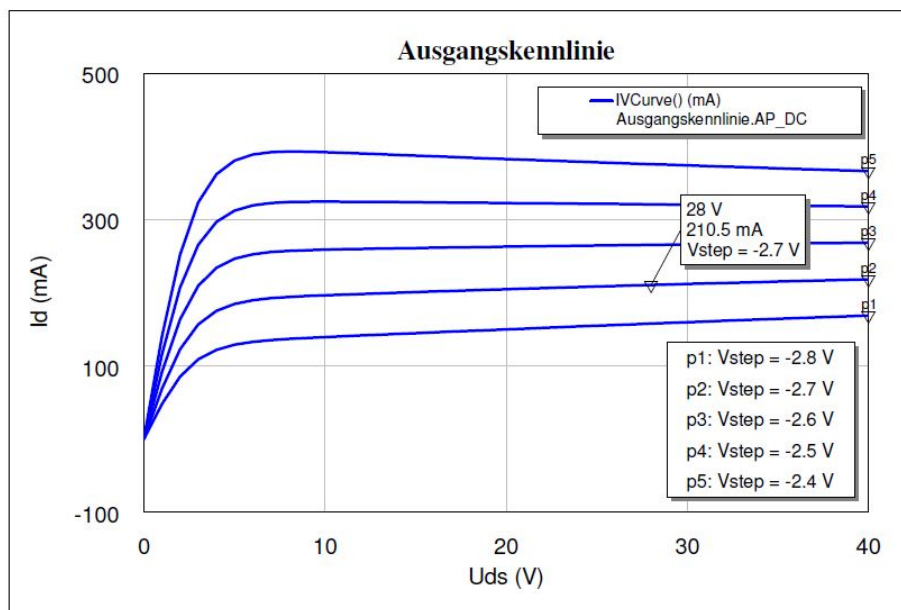


Abbildung 5.3: Simulierte Ausgangskennlinie des CGH40010F

Für die weiteren Untersuchungen des GaN HEMT Transistors wird eine Gate-Source-Spannung U_{GS} von -2.72 V und eine Betriebsspannung U_{DS} von 28 V angelegt. Der Arbeitspunkt des Transistors befindet sich im linearen Bereich (Verstärkerklasse A).

5.2 Berechnung der Anpassnetzwerke

Für eine Beschaltung des Transistors müssen die Impedanzen aus Sicht des Transistors bestimmt werden.

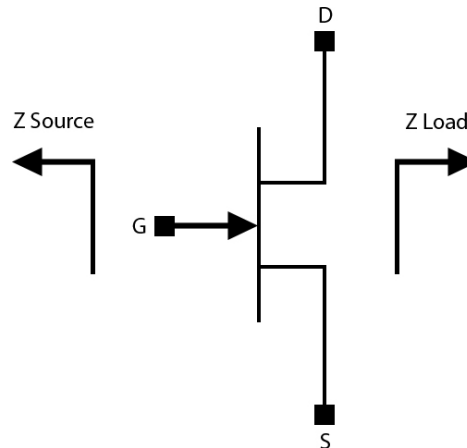


Abbildung 5.4: Ein- und Ausgangsimpedanz aus der Sicht des Transistors

Dafür werden die idealen Impedanzen für eine Frequenz von 500 MHz aus einer Tabelle im Datenblatt entnommen. Diese sind für eine Optimierung von Power, Gain, PSAT und PAE angegeben. Bei einem Aufbau der Verstärkerschaltung muss der Transistor eine Eingangsimpedanz von $Z_s = (20.2 + j16.8)\Omega$ und eine Ausgangsimpedanz von $Z_L = (51.7 + j15.2)\Omega$ sehen.

Tabelle 5.1: Impedanzanpassung für die Beschaltung des CGH40010F [5]

Frequenz(MHz)	Z-Source	Z-Load
500	$20.2 + j16.8$	$51.7 + j15.2$
1000	$8.38 + j9.46$	$41.4 + j28.5$
1500	$7.37 + j0$	$28.15 + j29$
2500	$3.19 - j4.76$	$19 + j9.2$
3500	$3.18 - j13.3$	$14.6 + j7.46$

5.2.1 Technische Realisierung mit passiven Bauelementen

Anpassnetzwerk für die Eingangsimpedanz

Als Grundschaltung für ein Anpassnetzwerk mit passiven Bauelementen dient ein Halbglied mit zwei verschiedenen Blindelementen. Die Grundschaltung aus der Abbildung 5.5 bewirkt eine Aufwärtstransformation von 20Ω auf 50Ω .

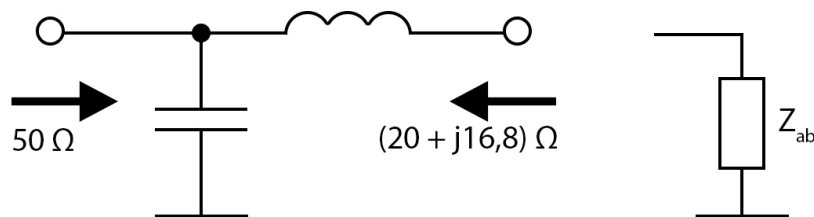


Abbildung 5.5: LC-Glied

Aus dem Anhang 7.2 ist die detaillierte Berechnung der passiven Bauelemente gelistet. Das theoretisch berechnete Anpassnetzwerk für den Eingang wird mit MWO überprüft und liefert, wie zu erwarten, eine Eingangsimpedanz von $20 \Omega + j16 \Omega$.

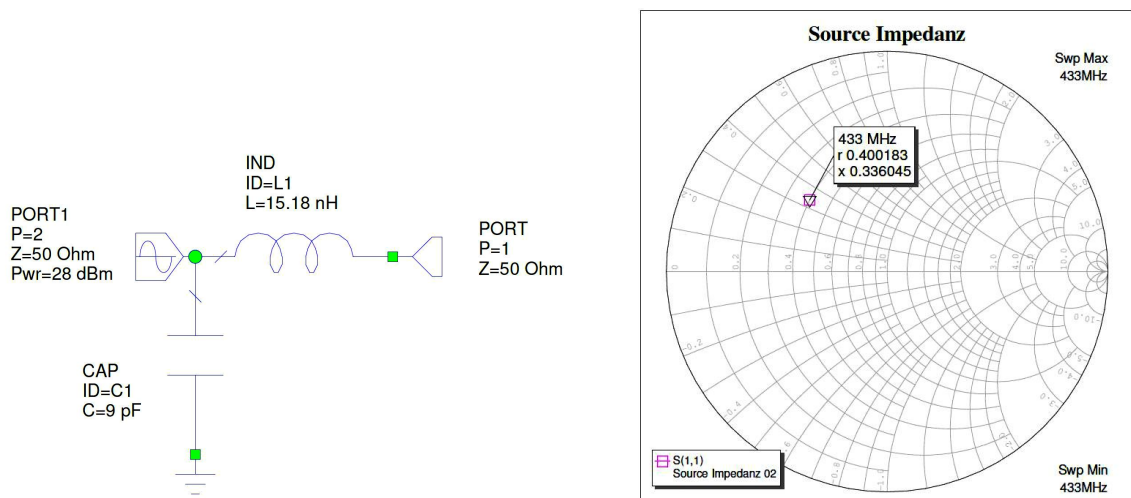


Abbildung 5.6: Source Impedanz mit Bauteilen realisiert

Anpassnetzwerk für die Ausgangsimpedanz

Für die Dimensionierung der Bauelemente der Anpassschaltung für das Ausgangsnetzwerk erfolgt die gleiche Vorgehensweise. Gewünscht ist eine Impedanz von $Z_L = 51.7 \Omega + j15.2 \Omega$. Die Transformation auf den Realteil von 51.7Ω entfällt hier allerdings, da schon über den Wellenwiderstand Z_W eine Impedanz 50Ω vorhanden ist. Das erleichtert die Dimensionierung dahin, dass nur noch auf den Blindanteil von 15.2Ω transformiert werden muss, der durch das Einfügen einer Induktivität erreicht wird.

Die Induktivität berechnet sich wie folgt:

$$\omega L = 15.2 \Omega \quad (5.1)$$

$$L = \frac{15.2 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 433 \text{ MHz}} = 5.5 \text{ nH}$$

5.2.2 Aufbau der berechneten Anpassschaltungen mit Bauteilen

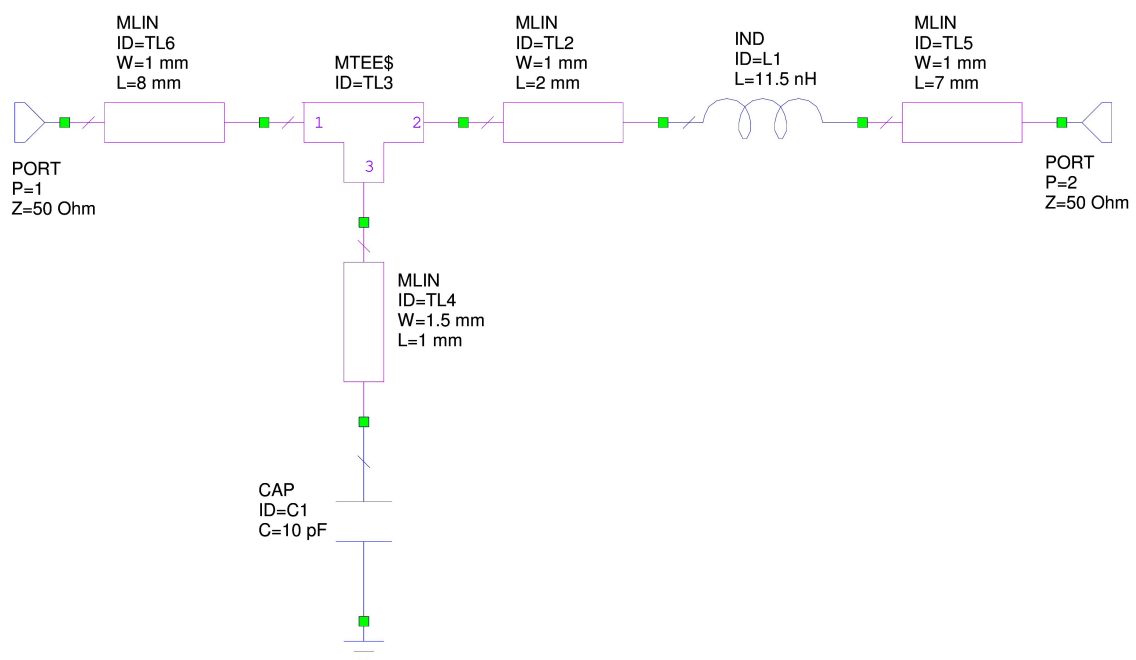


Abbildung 5.7: Anpassnetzwerk am Eingang

Der Aufbau mit passiven Bauelementen hat den Nachteil, dass bei höheren Frequenzen die realen konzentrierten Bauteile wie Widerstände, Kondensatoren und Spulen nicht mehr

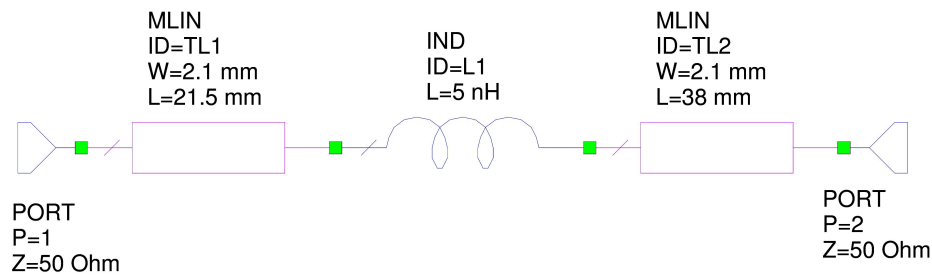


Abbildung 5.8: Anpassnetzwerk am Ausgang

durch ihre idealen Entsprechungen beschrieben werden können. Es treten parasitäre Eigenschaften durch Zuleitungsinduktivitäten, Anschlusskapazitäten sowie Verluste in den Anschlussleitungen auf. Außerdem können die Bauteile aufgrund ihrer Eigenresonanz statt induktiv auch kapazitiv wirken und umgekehrt [12]. Die verwendeten Bauteile werden daher immer auf den Frequenzbereich geprüft.

Die Spulen, die für den Aufbau verwendet werden, sind mit der Hand gewickelt und mit dem Messgerät 7 auf den richtigen Wert geprüft.

5.3 Simulation in Microwave Office

5.3.1 Simulationen bei variabler Eingangsleistung

Eine Simulation der Größen Verstärkung Gain, Ausgangsleistung P_{out} und der Effizienz DE, in Abhängigkeit der Eingangsleistung, gibt eine erste Übersicht des Verstärkers und ist in der Abbildung 5.9 gezeigt. Dabei ist die Verstärkung sowie die Ausgangsleistung auf der linken Skala abzulesen. Die Effizienz ist auf der rechten Skala in % angegeben. Bei einer Eingangsleistung von 22 dBm befindet sich der Verstärker bereits in Kompression. Die leistungsaddierte Effizienz befindet sich mit 58.5% in Maximum und die Ausgangsleistung nimmt mit knapp 40 dBm die im Datenblatt angegebenen typischen 10 W an.

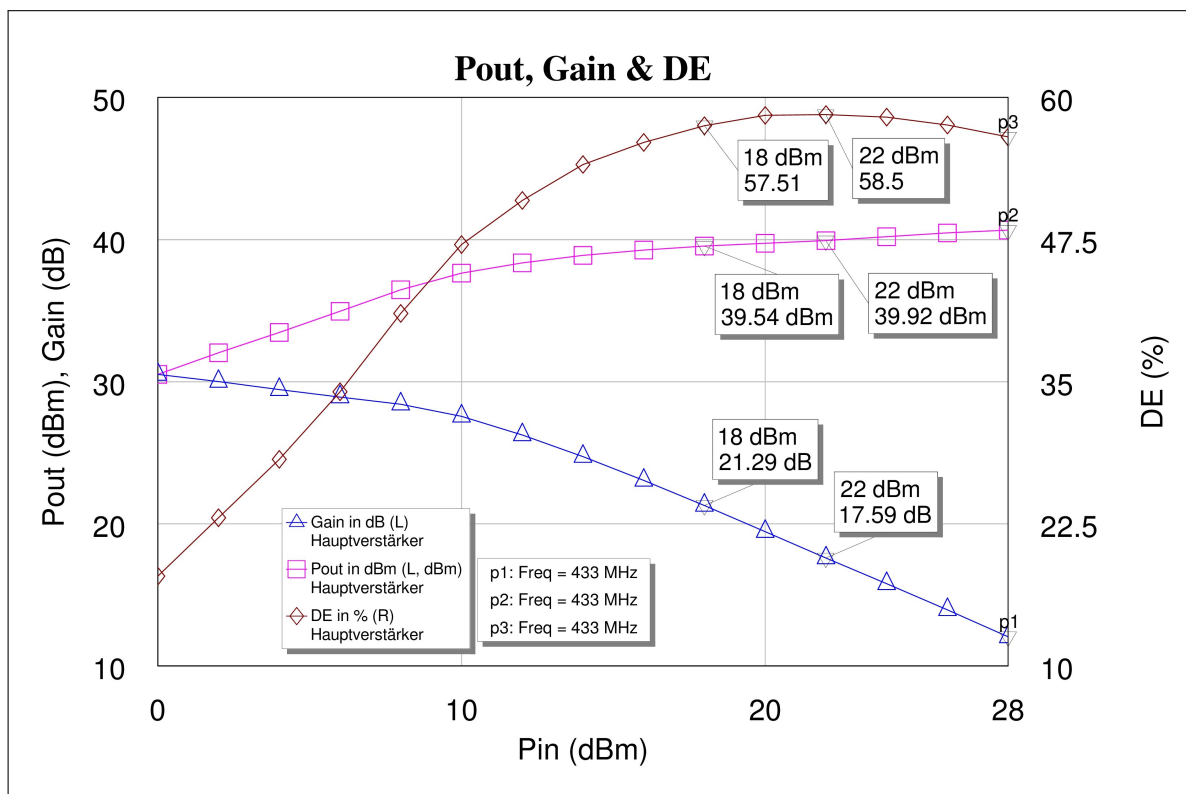


Abbildung 5.9: Gain, P_{out} und DE bei variabler Eingangsleistung - simuliert

5.3.2 Simulationen bei variabler Frequenz

Die Abbildung 5.10 zeigt in gemeinsamer Darstellung die Simulation der Ausgangsleistung P_{out} und der leistungsaddierten Effizienz PAE in Abhängigkeit der Frequenz. Die Simulation weist ungefähr zwischen 100 MHz und 600 MHz eine konstante Ausgangsleistung P_{out} von ca. 40 dBm auf und von 300 MHz bis ca. 650 MHz eine leicht ansteigende leistungsaddierte Effizienz auf die bei 433 MHz 58.2 % beträgt.

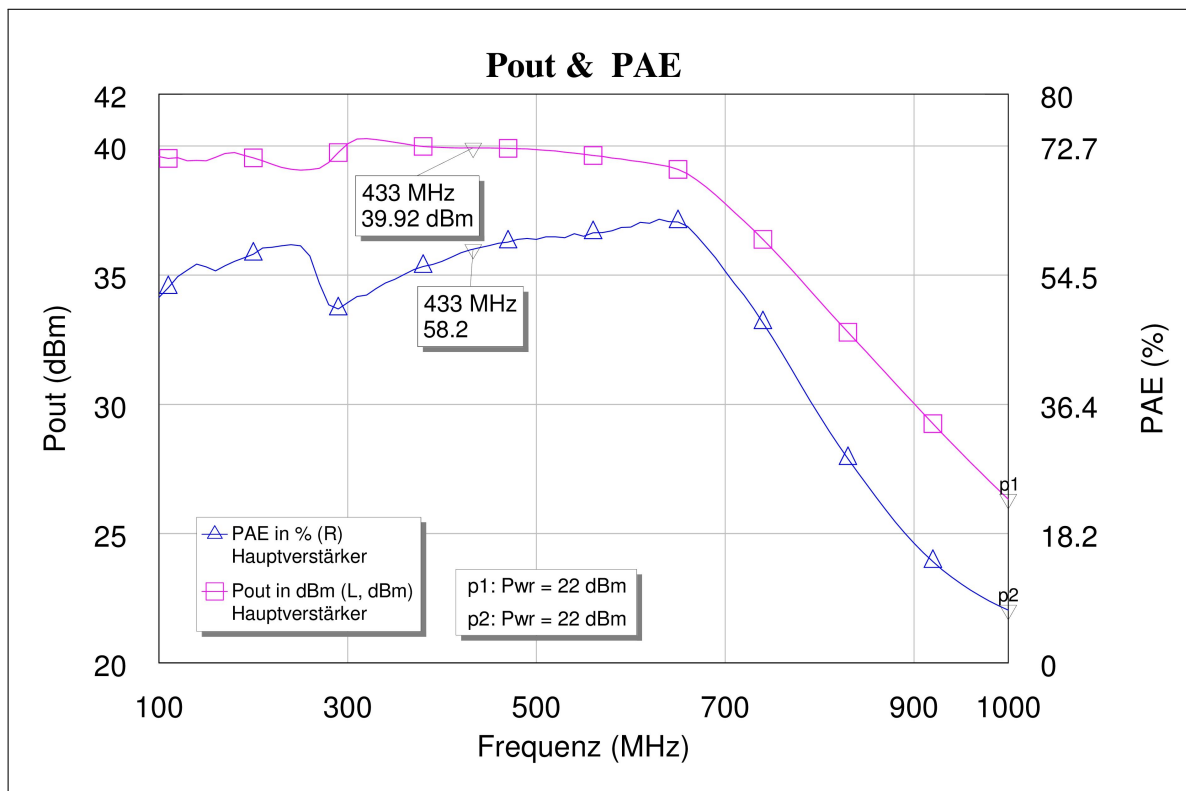


Abbildung 5.10: P_{out} und PAE bei veränderlicher Frequenz - simuliert ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)

5.3.3 Simulation des Ausgangsspektrums

In der Abbildung 5.11 ist das Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers dargestellt. Die Eingangsleistung P_{in} beträgt 22 dBm. Die Simulation zeigt, dass bei den ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz Oberwellen entstehen. Es entsteht eine harmonische nichtlineare Verzerrung des Ausgangssignals, wie sie bei dem Betrieb in Kompression zu erwarten ist.

Der Abstand von der Grundschwingung zur ersten Oberwelle beträgt 13.41 dB.

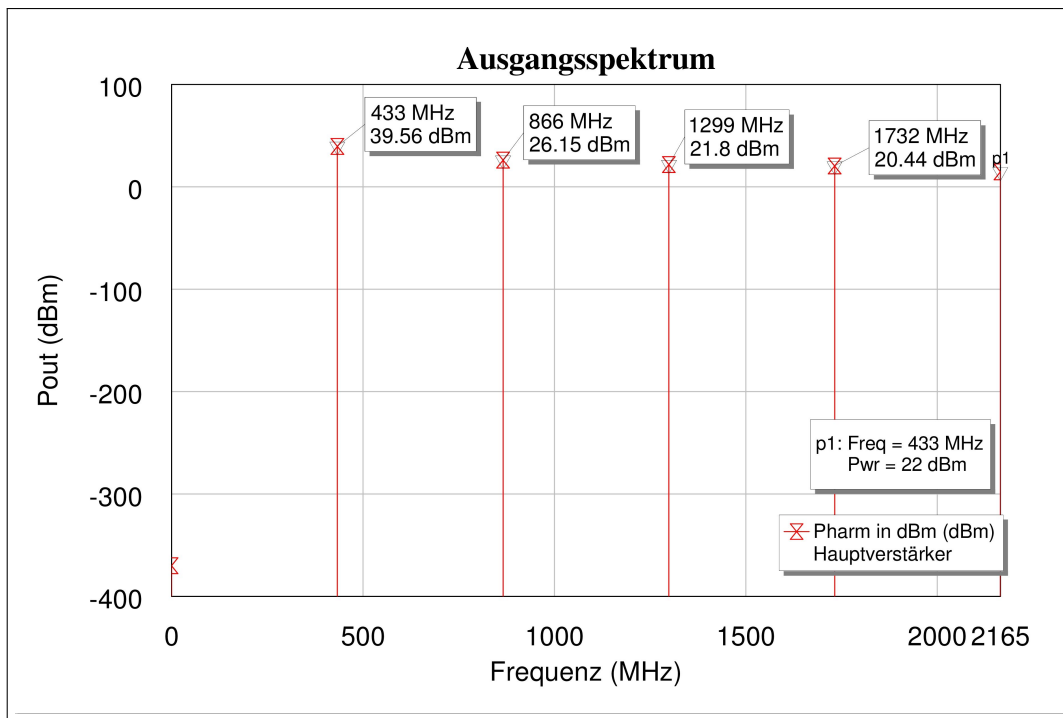


Abbildung 5.11: P_{out} und PAE bei veränderlicher Frequenz - simuliert ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)

5.3.4 Simulationen im Zeitbereich

Die folgenden Simulationen im Zeitbereich dienen der Vorbereitung einer Vermessung des Hauptverstärkers mit einem Oszilloskop. Aufgrund der hohen Ausgangsleistung muss für die spätere Messung ein Dämpfungsglied in der Simulation berücksichtigt werden. Das 40 dB Dämpfungsglied wird als T-Glied simuliert, dessen Dämpfungsfaktor berechnet sich nach Gleichung 2.25.

$$A = 10^{\frac{40 \text{ dB}}{20}} = 100$$

Daraus ergibt sich für die Widerstände R_{1T} und R_{2T} nach Gleichung 2.26

$$R_{1T} = 50 \Omega \cdot \frac{100 - 1}{100 + 1} = 49.01 \Omega \quad (5.2)$$

$$R_{2T} = 50 \Omega \cdot \frac{2 \cdot 100}{100^2 - 1} = 1.0001 \Omega \quad (5.3)$$

Simulation der Generatorspannung

Zunächst wird die Generatorspannung analysiert. Eine spätere Messung soll prüfen, ob der Verlauf der Ausgangsspannung des Generators sinusförmig ist und ob die Amplitudenwerte korrekt sind.

Für einen Eingangspegel von 0 dBm und einem Innenwiderstand R_i ergibt sich die Ausgangsleerlaufspannung:

$$U_{eff} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{1 \text{ mW} \cdot 50 \Omega} = 224 \text{ mV} \quad (5.4)$$

$$\hat{u} = U_{eff} \cdot \sqrt{2} = 223,6 \text{ mV} \cdot \sqrt{2} = 316 \text{ mV} \quad (5.5)$$

Der Signalgenerator ist mit 50Ω abgeschlossen. Der Ausgang des Signalgenerators muss mit der gleichen Impedanz belastet werden, damit er das Signal mit den eingestellten Eigenschaften speist. Daher muss auch der Innenwiderstand des Oszilloskops 50Ω betragen.

Die Simulation in Microwave Office bestätigt die theoretischen Überlegungen, dass die maximale Amplitude bei 0 dBm Eingangspegel 0.316 V beträgt und mit dem Dämpfungsfaktor 100 auf 0.00316 V abgeschwächt wird.

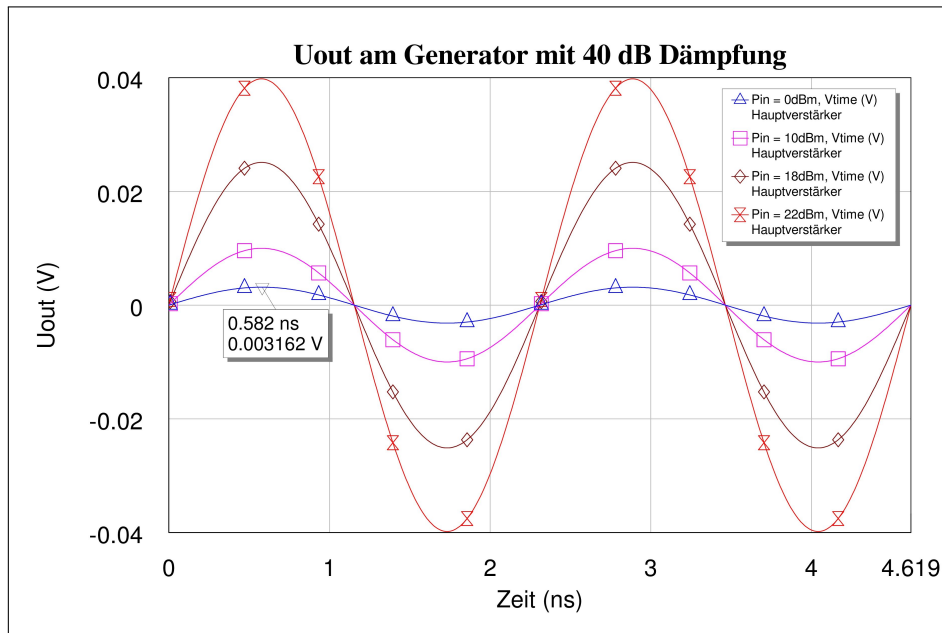


Abbildung 5.12: Simulation der Ausgangsspannung des Signalgenerators

Simulation der Ausgangsspannung des Hauptverstärkers

Mit den vorgenannten Ergebnissen die zeigen, dass die Simulation bezogen auf Dämpfungsglied und Eingangswiderstand des Oszilloskops korrekt ist, erfolgt eine Simulation der Ausgangsspannung des Hauptverstärkers. Dafür wird dieser, für einen späteren Vergleich, mit den Eingangspegeln 0 dBm, 10 dBm, 18 dBm und 22 dBm angesteuert. Das simulierte Spektrum in Kapitel 5.3.3 deutet darauf hin, dass das Signal bei einer Eingangsleistung von 22 dBm nicht mehr korrekt übertragen wird.

Wie erwartet zeigt die Simulation in Abbildung 5.13, dass die Ausgangsspannung des Hauptverstärkers bei steigendem Eingangssignal nicht sinusförmig bleibt sondern verformt ist. Desweiteren fällt auf, dass die positiven Halbwellen anders verformt sind als die negativen Halbwellen. Während die oberen Halbwellen rechtsseitig einknicken, schneiden die unteren mehr die Spitze des Sinus ab.

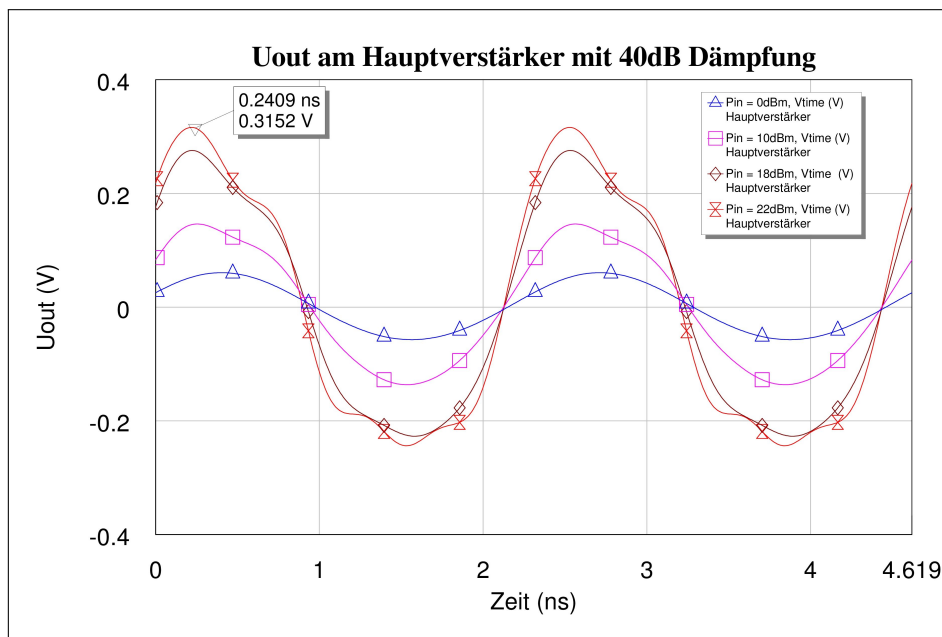


Abbildung 5.13: Simulation der Ausgangsspannung des Hauptverstärkers

5.4 Aufbau und Messungen

In den vorherigen Kapiteln wurden, als Vorbereitung für den Aufbau des CGH40010F, die Anpassnetzwerke mit der Simulationssoftware Microwave Office designt und am Netzwerkanalyzer überprüft. Ergänzend zu den Anpassnetzwerken benötigt der Transistor für den Aufbau noch Anschlüsse für die Steuer- und Betriebsspannung. Die Versorgungsleistung wird über Spulen und Kondensatoren eingespeist, um diese von der Hochfrequenz zu entkoppeln. Außerdem wird ein Widerstand zur Strombegrenzung eingefügt. An dem Eingang- und Ausgangsport sorgen ebenfalls Koppelkondensatoren¹ dafür, dass Quelle und Last getrennt werden.

Der Übersicht halber werden die Anpassnetzwerke in sogenannte Subcircuits gegliedert, sodass in Abbildung 5.15 der gesamte Aufbau zu sehen ist.

Die erste Messung des Aufbaus zeigt, dass keine Anpassung am Verstärkereingang vorhanden ist. Die Messung des Spektrums zeigt mit zusätzlichen, nicht harmonischen Spektralanteilen, dass der Verstärker schwingt. Aufgrund dessen ist mehr Dämpfung am Eingang erforderlich und es wird daher ein $70\ \Omega$ Widerstand am Eingang in Reihe geschaltet. Damit wird außerdem eine im Datenblatt empfohlene Maßnahme vorgenommen. Weiteres Auspro-

¹Berechnung unter 7.3

bieren zeigt, dass das Parallelschalten mit einem 3.3 pF Kondensator eine noch bessere Anpassung bewirkt.

Die Eingangsimpedanz beträgt statt $(20.2 + j16.8) \Omega$ jetzt $(8.6 + j12.5) \Omega$.

Diese Optimierungsmaßnahme sorgt zwar für eine gute Anpassung allerdings geht an dem in Reihe geschalteten Widerstand auch Leistung verloren. Messungen zeigen aber, dass die Werte noch annehmbar sind. Ein Vergleich der Simulationen (mit und ohne Optimierungsmaßnahme) befindet sich in Anhang 7.4. Zukünftig erfolgen Messungen und Vergleiche mit der eingefügten Optimierungsmaßnahme.

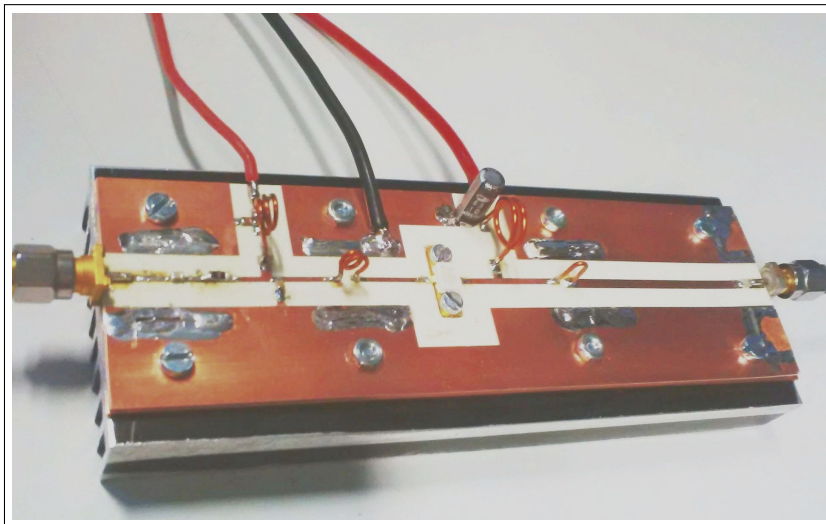


Abbildung 5.14: Foto des Aufbaus

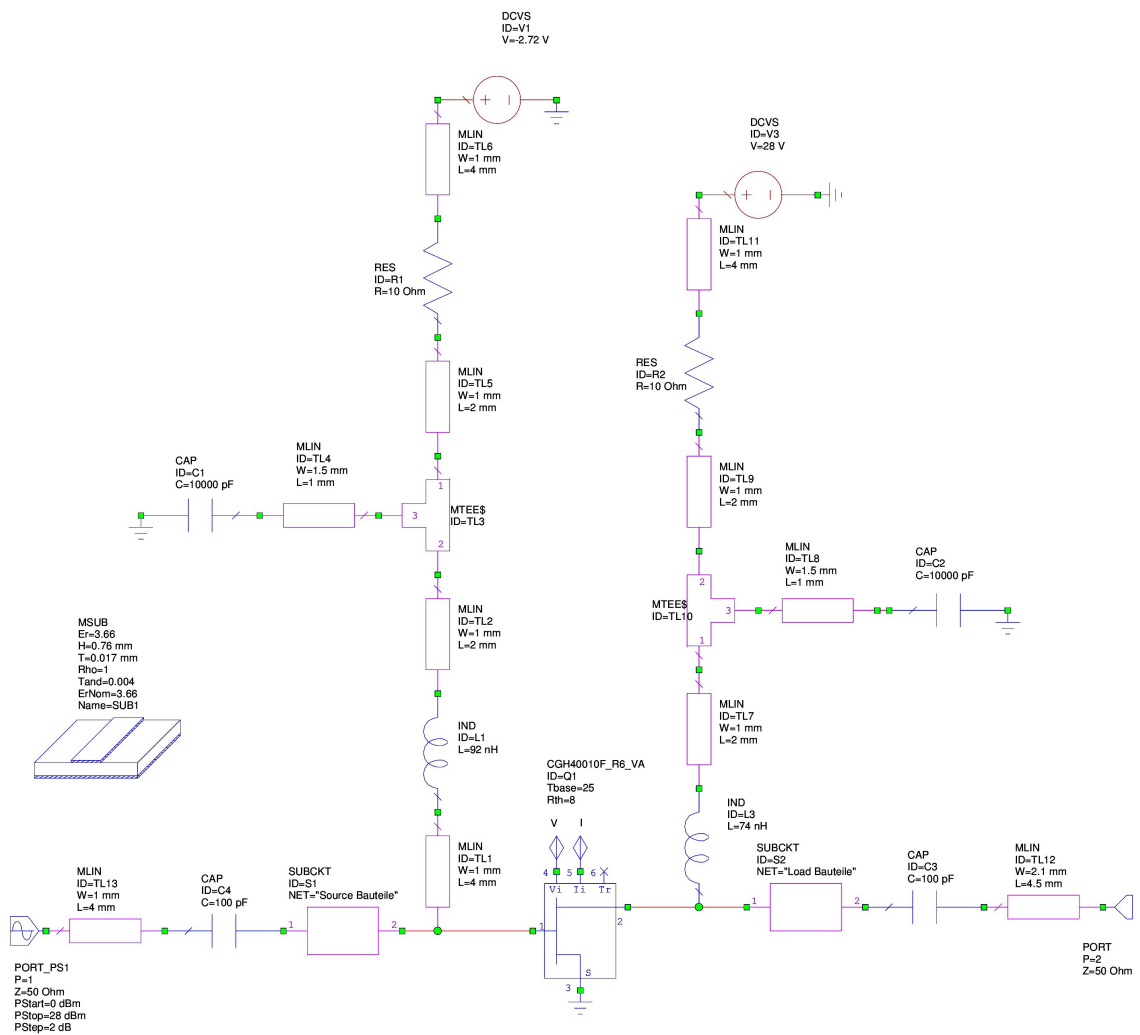


Abbildung 5.15: Aufbau der Verstärkerschaltung

5.4.1 Messung der Eingangsreflexion

Die Anpassschaltung am Eingang sorgt dafür, dass keine unerwünschten Reflexionen auftreten. Eine Bestimmung des Eingangsreflexionsfaktors s_{11} soll zeigen wie gut die Anpassung am Eingang ist.

Dazu wird zunächst die Leistung gemessen die am Eingang gespeist wird. Dafür wird der Messaufbau 7.7 verwendet. Danach wird die rücklaufende Leistung mit dem Messaufbau 7.8 gemessen. Der Eingangsreflexionsfaktor wird nach Gleichung 2.11 bestimmt.

$$\begin{aligned} s_{11} &= |P_{1,rück} - P_{1,hin}| \\ &= |-47,47 \text{ dBm} - (-25,86 \text{ dBm})| = 21,61 \text{ dB} \end{aligned}$$

Zusätzlich wurde die Anpassung mit einem Netzwerkanalysator über der Frequenz überprüft, der eine Eingangsleistung von 10 dBm speist. Die in Abbildung 5.18 dargestellte Messung zeigt, dass die Anpassung sehr schmalbandig ist und oberhalb der 433 MHz eine Resonanzkurve ist. Die vorgenannte Optimierungsmaßnahme ist verbesserungsbedürftig, soll aber für die folgenden Messungen bei 433 MHz ausreichen.

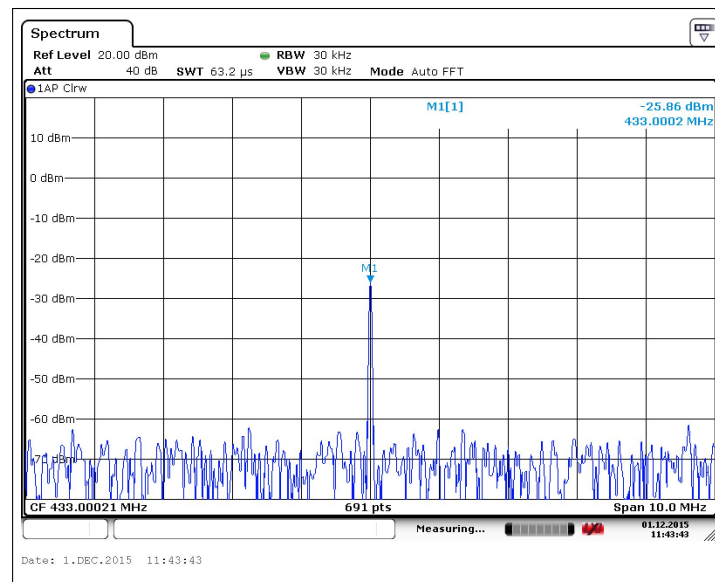


Abbildung 5.16: Messung der eingespeisten Leistung

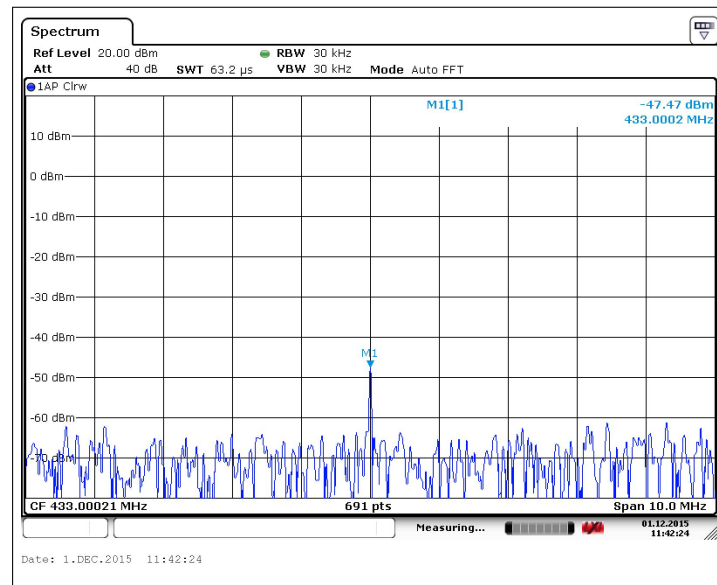


Abbildung 5.17: Messung der reflektierten Leistung am Eingang

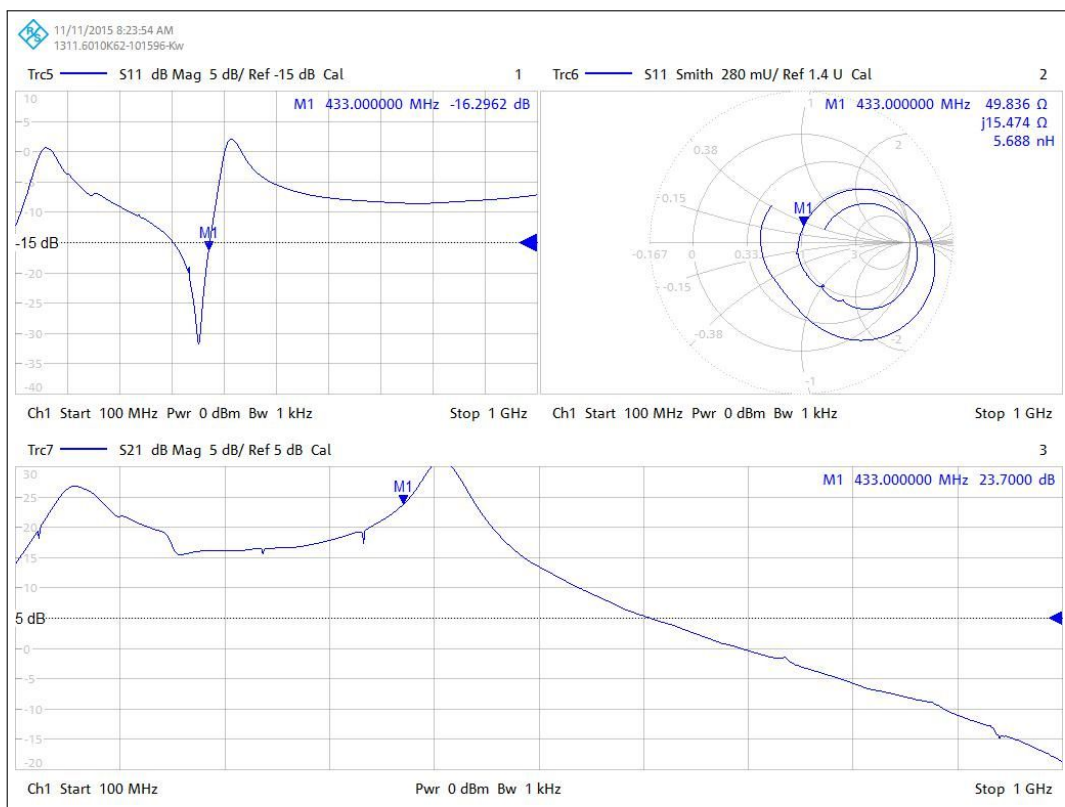


Abbildung 5.18: Messung der Anpassung mit einem Netzwerkanalysator

5.4.2 Messungen bei variabler Eingangsleistung

Nach der vorgenannten Optimierungsmaßnahme, die für eine Anpassung am Eingang der Schaltung sorgte, können die Parameter Verstärkung, Wirkungsgrad und Ausgangsleistung des Hauptverstärkers in Abhängigkeit der Eingangsleistung gemessen werden.

Die Messung bei variabler Eingangsleistung erfolgt nach dem Messaufbau 7.9 und ist der Abbildung 5.19 zu entnehmen.

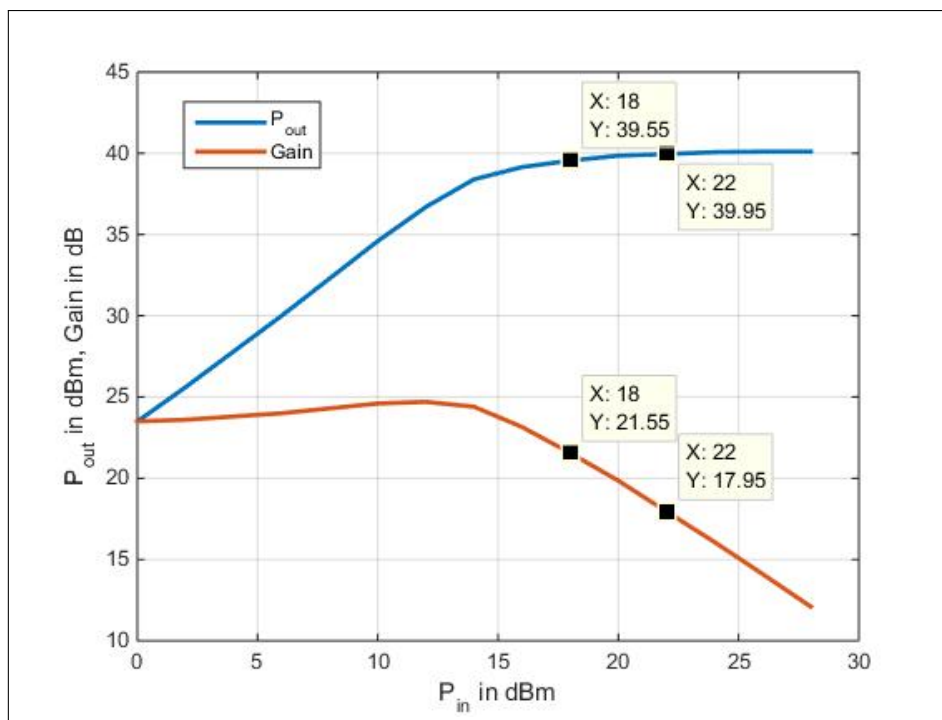


Abbildung 5.19: P_{out} und Gain bei variabler Eingangsleistung - gemessen

Im Gegensatz zu der Simulation aus Abbildung 5.9 erscheint die Verstärkungskennlinie als nahezu waagerechte Gerade, bis sie ab einer Eingangsleistung von 14 dBm abfällt. Das ist auch an der nahezu konstanten Ausgangsleistung von 39.95 dBm bzw. 10 W erkennbar.

Mithilfe der gemessenen Ausgangsleistung P_{out} und der zugeführten Gleichstromleistung P_{DC} wird nach der Gleichung 2.32 die Drain Effizienz DE berechnet und in der Abbildung 5.21 in Abhängigkeit der Eingangsleistung P_{in} dargestellt.

Ein grafischer Vergleich zeigt, dass die simulierte Kennlinie aus der Abbildung 5.9 den gleichen Verlauf zeigt wie die gemessene Kennlinie.

Die folgende Tabelle soll Aufschluss über die genaueren Abweichungen geben. Die Werte der simulierten Kennlinie werden dabei aus der Simulation entnommen die die Optimie-

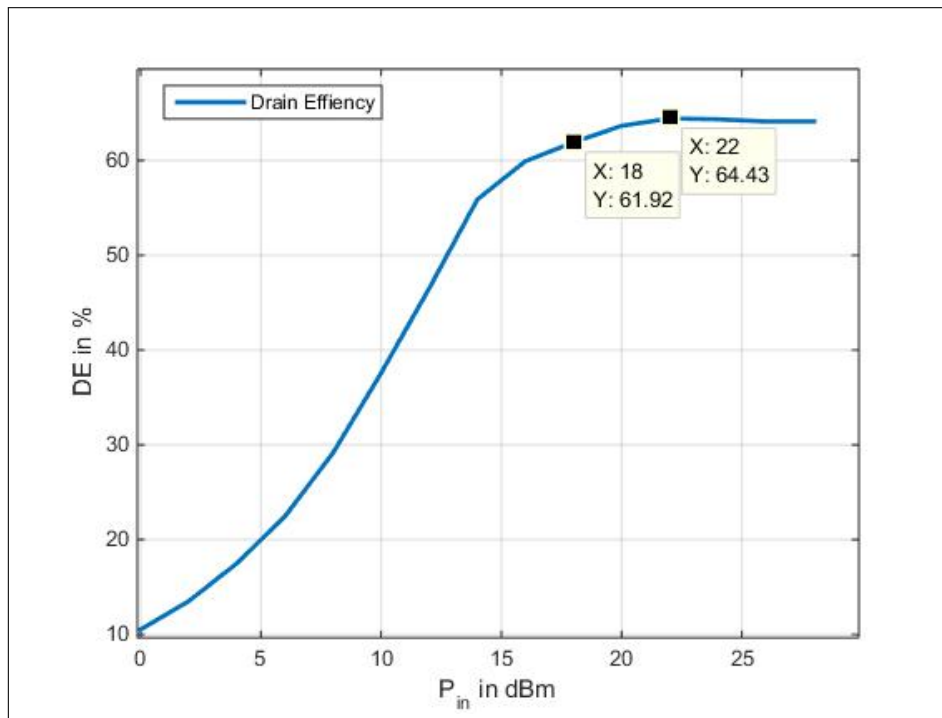


Abbildung 5.20: Drain Effizienz bei variabler Eingangsleistung (gemessen)

rungsmaßnahme enthält. Daher weichen die Werte aus der Abbildung 5.9 mit denen aus der Tabelle ab.

Tabelle 5.2: Vergleich zwischen der simulierten und gemessenen Drain Effizienz

P_{in}	$DE_{\text{simuliert}}$	DE_{gemessen}	Δ
0 dBm	6.96 %	10.52 %	33.84 %
10 dBm	29.77 %	37.59 %	20.81 %
18 dBm	51.13 %	61.92 %	17.43 %
22 dBm	55.90 %	64.35 %	13.43 %

Je mehr Eingangsleistung P_{in} dem Verstärker zugeführt wird, desto niedriger ist die Differenz Δ zwischen der simulierten und der gemessenen Drain Effizienz. Desweiteren ist die reale Drain Effizienz immer größer als die simulierte Drain Effizienz. Bei einer Eingangsleistung von 22 dBm befindet sich der Hauptverstärker bereits in dem gesättigten Bereich und die Drain Effizienz hat ein Maximum von 64.35 % erreicht. Der maximale Wirkungsgrad entspricht damit der Angabe von 65 % aus dem Datenblatt.

5.4.3 Messungen bei variabler Frequenz

Eine Messung und gemeinsame Darstellung der leistungsaddierten Effizienz PAE und der Ausgangsleistung P_{out} in Abhängigkeit der Frequenz soll die Breitbandigkeit des Hauptverstärkers aufzeigen. Wie in Kapitel 3 beschrieben, wird der Hauptverstärker in der Doherty-Architektur in Kompression betrieben. Daher erfolgt die Messung bei einer Eingangsleistung P_{in} von 22 dBm.

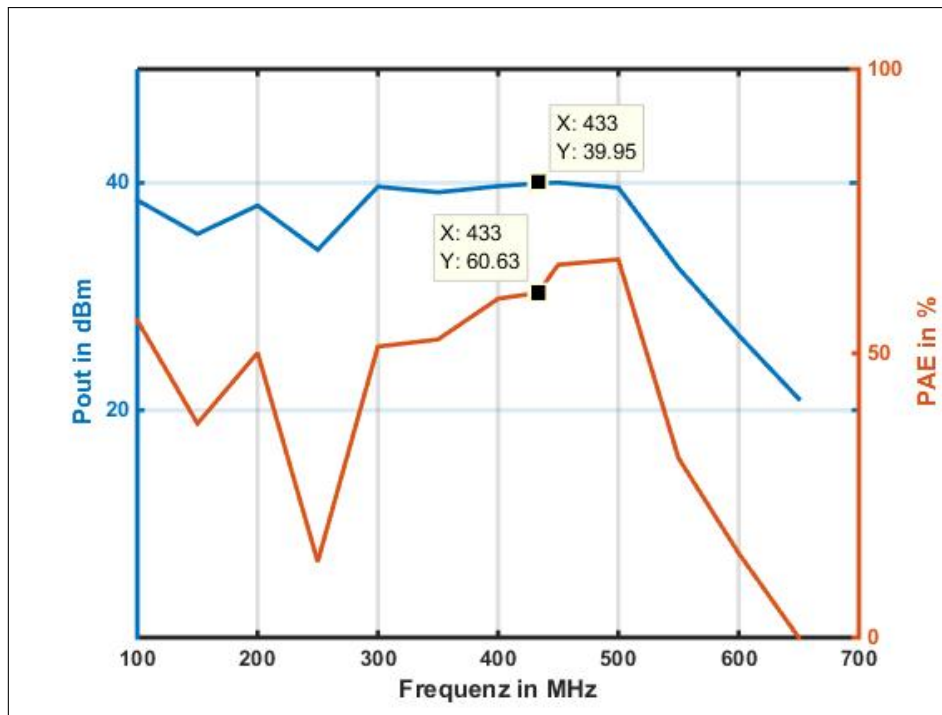


Abbildung 5.21: P_{out} und Gain bei variabler Frequenz- gemessen ($P_{in} = 22$ dBm)

Die Abbildung 5.21 stellt den grafischen Verlauf der vorgennannten Kenngrößen dar. Die Werte werden mit dem Messaufbau 7.9 aufgenommen. Zuerst wird die entsprechende Frequenz eingestellt, um dann die mit einem 6 dB-Koppler ausgekoppelte Eingangsleistung zu überprüfen. Erst ab 300 MHz konnte der Messaufbau eine Eingangsleistung von 22 dBm gewährleisten. Zwischen 100 MHz und 250 MHz wurde nur eine Eingangsleistung von 18 dBm gespeist. Alle aufgenommenen Messwerte sind in der Tabelle 7.5 im Anhang aufgeführt. Die in Kapitel 5.4.1 untersuchte Anpassung aus der Abbildung 5.18 macht sich bei dieser Messung bemerkbar. Daher ist zu erwarten, dass der Verstärker schmalbandiges Verhalten zeigt und daher die Messung über einen Frequenzbereich sich als schwierig erweist.

Auf den ersten Blick jedoch ist die simulierte Kennlinie, nach der Optimierungsmaßnahme, aus der Abbildung 7.6 der gemessenen sehr ähnlich. Jedoch fällt bei der gemessenen Kennlinie die Ausgangsleistung und damit auch die leistungsaddierte Effizienz bereits ab 500 MHz

ab. Bei 500 MHz hat die leistungsaddierte Effizienz ihr Maximum erreicht. Von 300 MHz bis 500 MHz ist die Ausgangsleistung P_{out} mit ca. 40 dBm konstant und die leistungsaddierte Effizienz PAE steigt nahezu stetig an.

Auch wenn die Messung nicht hundertprozentig korrekt ausgeführt werden konnte (bis 250 MHz keine konstante Eingangsleistung) und sich aufgrund der Anpassung am Eingang als problematisch erwies zeigt sie, dass die Simulation der Realität recht nahe kommt.

5.4.4 Messung des Ausgangsspektrums

Um das Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers zu untersuchen muss zuerst das Ausgangsspektrum des Vorverstärkers, also des Breitbandverstärkers untersucht werden. Sind in dem Ausgangsspektrum des Breitbandverstärkers bereits Oberwellen zu erkennen, so ist der Hauptverstärker nicht allein für die Verzerrungen des Ausgangssignals verantwortlich. Die Abbildung 5.22 zeigt, dass der Breitbandverstärker frei von Oberwellen ist und nur die Grundschiwingung bei 433 MHz verstärkt wird.

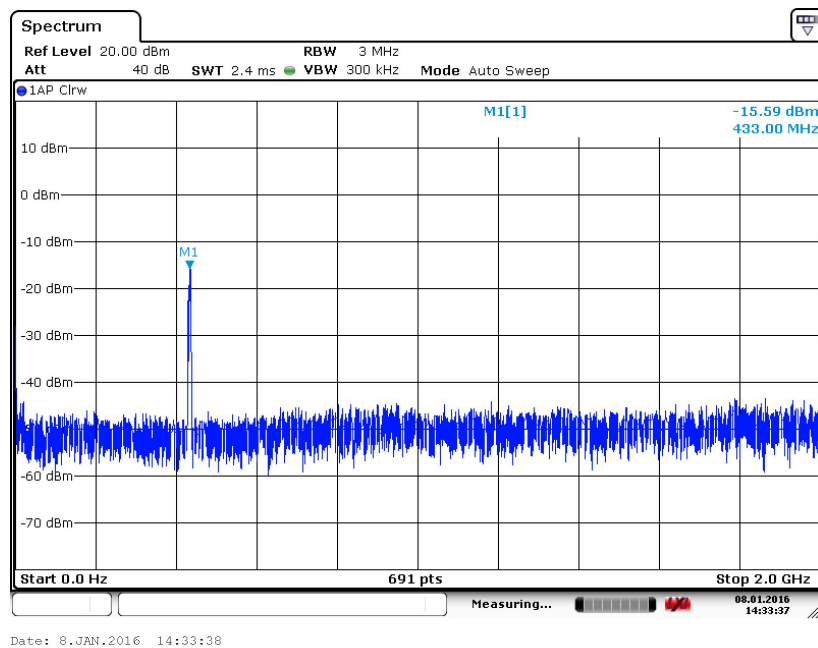
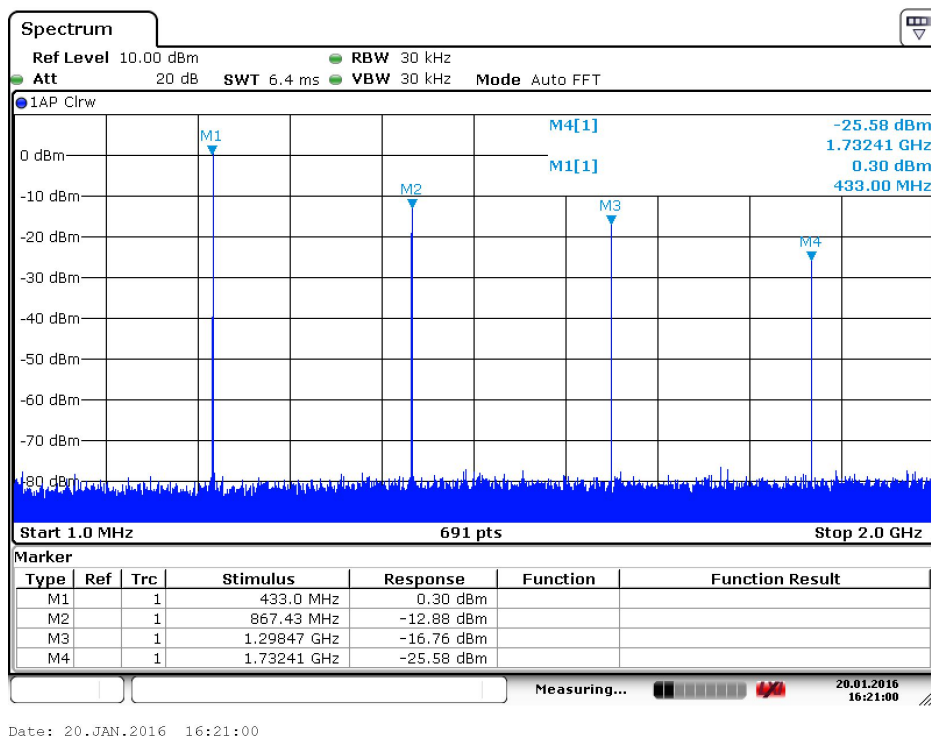


Abbildung 5.22: Ausgangsspektrum des Breitbandverstärkers ($P_{in} = 26 \text{ dBm}$)

Das Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers bei einer Eingangsleistung von $P_{in}=22 \text{ dBm}$ sieht dagegen anders aus. Wie in der Simulation aus Kapitel 5.3.3 sind bei den ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz Oberwellen vorhanden. Demnach sind Verzerrungen im Ausgangssignal zu erwarten. Da der Hauptverstärker bei einer Eingangsleistung von 22 dBm

bereits in Kompression arbeitet, sind die Oberwellen zu erwarten. In Bezug auf das Doherty-Prinzip muss durch den Einsatz des Spitzenverstärkers die Signaltreue wieder hergestellt werden.

Der Abstand von der Grundschwingung zur ersten Oberschwingung beträgt 12.88 dBm und liegt damit etwa 4 % unter dem simulierten Wert.



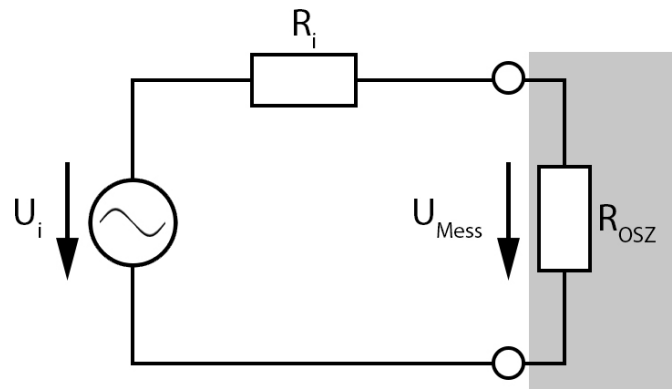
Date: 20.JAN.2016 16:21:00

Abbildung 5.23: Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers - gemessen ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)

5.4.5 Messungen im Zeitbereich

Die Ausgangsspannung wird mit einem Oszilloskop dargestellt. Das Oszilloskop ist auf DC-Kopplung eingestellt und der Eingangswiderstand beträgt 50Ω . Bei der DC-Kopplung wird das zu messende Signal direkt an den internen Verstärker des Oszilloskops geführt und kann daher richtig mit Gleichanteil dargestellt werden. Die Abbildung 5.24 zeigt das Ersatzschaltbild der Messung am Generator. Der Messaufbau ist unter 7.13 einzusehen.

Die Messung am Generator zeigt die Abbildung 5.25 in der ein sauberes Sinussignal zu erkennen ist. Der Effektivwert von 211.43 mV ist 5.6 % niedriger als der theoretisch erwartete Effektivwert aus Gleichung 5.4.

Abbildung 5.24: $U_{out}(t)$ am Generatorausgang

Für die weiteren Messungen wird der Messaufbau 7.13 verwendet. Der Hauptverstärker wird mit den Eingangspegeln 0 dBm, 10 dBm, 18 dBm und 22 dBm angesteuert.

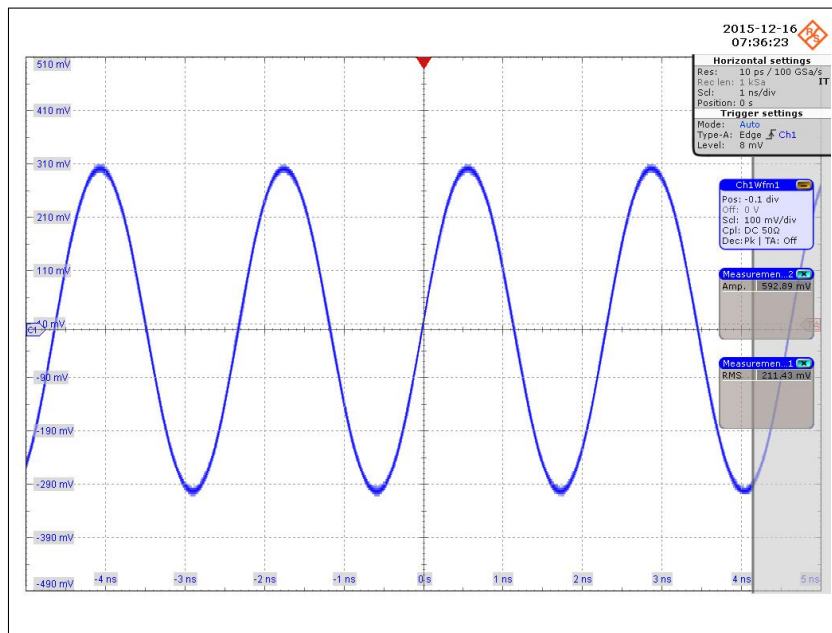
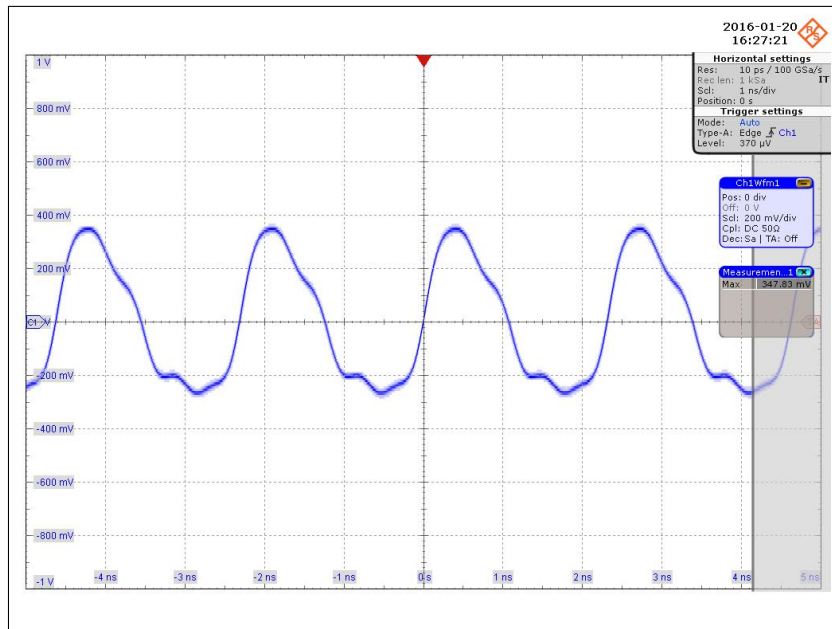
Tabelle 5.3: Vergleich zwischen der simulierten und gemessenen Ausgangsspannung U_{out}

P_{in}	\hat{u} , simuliert	\hat{u} , gemessen	Δ
0 dBm	60.5 mV	43.6 mV	27.9 %
10 dBm	145.5 mV	158.1 mV	7.9 %
18 dBm	275.5 mV	328.1 mV	16.0 %
22 dBm	315.2 mV	347.8 mV	9.4 %

Bis auf den ersten Eingangspegel von 0 dBm ist die Ausgangsspannung stets größer als bei der Simulation. Da aber auch die Verstärkung und die Effizienz größere Werte im praktischen Aufbau annehmen, ist das Ergebnis zu erwarten gewesen.

Die Signalform der Ausgangsspannung stimmt mit der Simulation aus der Abbildung 5.12 überein. Bei einem Eingangspegel von 22 dBm knickt die obere Halbwelle des Sinus rechtsseitig ein und bei der unteren Halbwelle wird die Spitze des Sinus aufgrund der Oberschwingungen abgeschnitten.

Um die Signaltreue in diesem Fall wieder gewährleisten zu können muss sich spätestens ab diesem Punkt der Spitzenverstärker dazu schalten.

Abbildung 5.25: Messung am Generator - $P_{in} = 0 \text{ dBm}$ Abbildung 5.26: $U_{out}(t)$ am Verstärkerausgang - $P_{in} = 22 \text{ dBm}$

6 Fazit

6.1 Zusammenfassung

Die vorliegende Thesis vertieft den Aufbau und die Funktionsweise einzelner Baugruppen des Doherty-Verstärkers.

Der 90°-Hybridkoppler teilt das Eingangssignal auf zwei Signale mit 90°-Phasenverschiebung auf. Der praktische Aufbau kann in verschiedenen Variationen erfolgen, wie zum Beispiel mit $\lambda/4$ -Leitungen oder mit passiven Bauelementen. Die durchgeführten Versuche zeigen, dass bei der Betriebsfrequenz 433 MHz der Aufbau mit passiven Bauelementen, aufgrund der geringen Maße und erreichten Messergebnisse, für einen Einbau in die Architektur des Doherty-Verstärkers am besten geeignet ist.

Der Hauptverstärker musste zunächst mit einer Optimierungsmaßnahme im Eingangspanpassnetzwerk angepasst werden. Die Unterschiede zwischen Theorie, Simulation und praktischem Aufbau sind gering. Die Angaben der Effizienz DE stimmen mit 64.45% mit der Angabe des Datenblatts (typ. 65%) überein, wobei die Signaltreue aufgrund der Kompression bei dieser Effizienz nicht eingehalten wird. Desweiteren erreicht der Verstärker eine Ausgangsleistung von 10 W, wie sie ebenfalls im Datenblatt zu finden ist. Befindet sich der Verstärker in Kompression, so sind bei ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz Oberwellen vorhanden, die bei einer Messung im Zeitbereich sich durch eine Verformung des Ausgangssignals bemerkbar machen. Der Arbeitspunkt befindet sich bei $U_{GS} = -2.72 \text{ V}$ und liegt in der Leistungsverstärkerklasse A. Die lineare Verstärkung erfolgt bis ungefähr 14 dBm Eingangsleistung mit einer Effizienz DE von 55%.

Der Betrieb des Transistors bei 433 MHz erweist sich als unvorteilhaft. Bereits im Datenblatt wird darauf hingewiesen, dass im niedrigen Frequenzbereich mehr Dämpfung erforderlich ist um den Transistor zu stabilisieren. Die Simulationen im Datenblatt befinden sich in dem Bereich von 2-3.5 GHz, was vermuten lässt, dass sich dort auch der übliche Arbeitsbereich des Transistors befindet.

6.2 Ausblick

Weiterführende Arbeiten sollten zunächst das Eingangsanpassnetzwerk des Hauptverstärkers weiter optimieren. Denkbar dazu wäre mithilfe eines LoadPull Skriptes von MWO die optimale Eingangsimpedanz des Verstärkers zu analysieren. Neben der Verzerrung der Amplitude wäre es interessant die Phasenverzerrung als Funktion der Leistung zu untersuchen. Desweiteren sollten die Ströme und Spannungen innerhalb der Schaltung analysiert werden, um den zusätzlichen Strom des Spitzenverstärkers anzupassen.

Der Hauptverstärker der Doherty-Architektur wird üblicherweise in der Leistungsverstärkerklasse AB betrieben. Wird der Arbeitspunkt auf der Transistorkennlinie in den AB-Betrieb verschoben, so wird die untere Halbwelle des Eingangssignals unterdrückt, weshalb die Schaltung mit einem zusätzlichen Transistor erweitert werden muss und als Gegentaktstufe betrieben wird. Während einer Periode ist dann jeweils ein Transistor eine Periode leitend.

Nach einer Untersuchung des Hauptverstärkers sollte der Spitzenverstärker in Betrieb genommen werden, der sich bei ausreichender Eingangsleistung dazu schaltet und die Leistungsspitzen verstärkt. Dafür muss der Arbeitspunkt in den C-Betrieb verlegt werden.

Der Spitzenverstärker hat die Aufgabe einen zusätzlichen Strom durch die gemeinsame Last R_L zu treiben. Ist jedoch der reale Strom des Spitzenverstärkers kleiner als der ideale, wird der Hauptverstärker übersteuert und die Verstärkung sinkt. Ist der Strom des Spitzenverstärkers größer als der ideale, arbeitet der Hauptverstärker unter seiner maximalen Ausgangsleistung und die Effizienz ist nicht maximal. Welchen Strom muss also der Spitzenverstärker liefern, damit der Hauptverstärker seine ideale Last sieht?

Die Zusammenschaltung am Ausgang erfolgt über zwei $\lambda/4$ -Leitungen um durch eine Impedanz-Inversion die Phasenverschiebung des 90° -Hybridkopplers wieder auszugleichen. Bei der Betriebsfrequenz von 433 MHz beträgt die Länge einer $\lambda/4$ etwa 10 cm. Um die Maße der Verstärkerschaltung klein zu halten, sollte mittels MWO die $\lambda/4$ -Leitung mäanderförmig angeordnet werden. Eine mögliche Vorgehensweise die Leiterbahnen in MWO mäanderförmig anzuordnen ist für den 90° -Hybridkoppler im Anhang 7.1 beschrieben.

7 Anhang

7.1 90°-Hybridkoppler mit $\lambda/4$ -Leitungen (mäanderförmig)

Eine weitere Option den 90°-Hybridkoppler zu realisieren ist es, die Mikrostreifenleitungen zu knicken, um so ein mäanderförmiges Layout zu erhalten. Im Gegensatz zu den geraden $\lambda/4$ -Leitungen ist diese Version platzsparender. In den bisher vorgestellten Beispielen wurden die theoretischen Überlegungen mit dem Simulationsprogramm Microwave Office verifiziert. Für das folgende Design werden Tools vorgestellt, die MWO zur Verfügung stellt, um das gewünschte Verhalten zu simulieren.

Zuerst wird ein grobes Layout gestaltet, in dem anstatt der konkreten Parameter Variablen in die entsprechenden Felder eingetragen werden. Der *Variable-Browser* zeigt den aktuellen Wert der Variablen und Elementparameter für das aktive Projekt an und verwaltet diese. Im *Variable-Browser* wird außerdem festgelegt, welche Variablen für die Optimierungs- bzw. Tunefunktion verwendet werden sollen. Es empfiehlt sich zudem eine realistische Einschränkung der Größen vorzunehmen.

7.1.1 Optimieren

Die Optimierung ist ein Prozess den MWO bietet, um automatisch die Elementparameter abzustimmen, um die vom Benutzer festgelegten Leistungsziele, wie in diesem Fall bei Anpassung die Leistung gleichermaßen aufzuteilen, zu erhalten. Dafür müssen die sogenannten *Optimizer-Goals* dementsprechend eingestellt werden. In diesem Fall soll für die Anpassung der Amplitudengang des Parameters gelten $S_{11} < -20 \text{ dB}$. Damit sich die Leistung in Port 2 und Port 3 gleich aufteilt, müssen folgende Optimierungsziele gewählt werden:

$$S_{21} = -3 \text{ dB}$$

$$S_{31} = -3 \text{ dB}$$

Sofern die Ziele ausgewählt sind, erscheinen für eine optische Orientierung schraffierte Linien im Graphfenster, siehe Abbildung 7.2. Unter Simulate -> Optimize wird die Optimierung gestartet.

Die Optimierung in MWO ist ein iterativer Prozess, in dem das Programm, bei sich einem ändernden Wert einer Variablen, eine Fehlerfunktion berechnet. Die Fehlerfunktion berechnet, basierend auf der Differenz zwischen dem berechneten und gewünschten Wert, einen numerischen Fehlerwert¹.

7.1.2 Tuning

Mithilfe des *Variablen-Tuners* können die Werte der Elementparameter abgestimmt und parallel dazu das resultierende Ergebnis im Graph beobachtet werden. Für die Elementparameter des 90°-Hybridkopplers wird zuerst eine Optimierung gestartet und diese später mit der Tune-Funktion bearbeitet.

Ein Blick auf das Schaltungslayout aus der Abbildung 7.1 zeigt allerdings, dass diese Variante mit einer Länge von 90 mm ähnlich lang ist, wie die Realisierung mit $\lambda/4$ -Leitungen.



Abbildung 7.1: Layout aus AWR

¹Quelle: Hilfe AWR

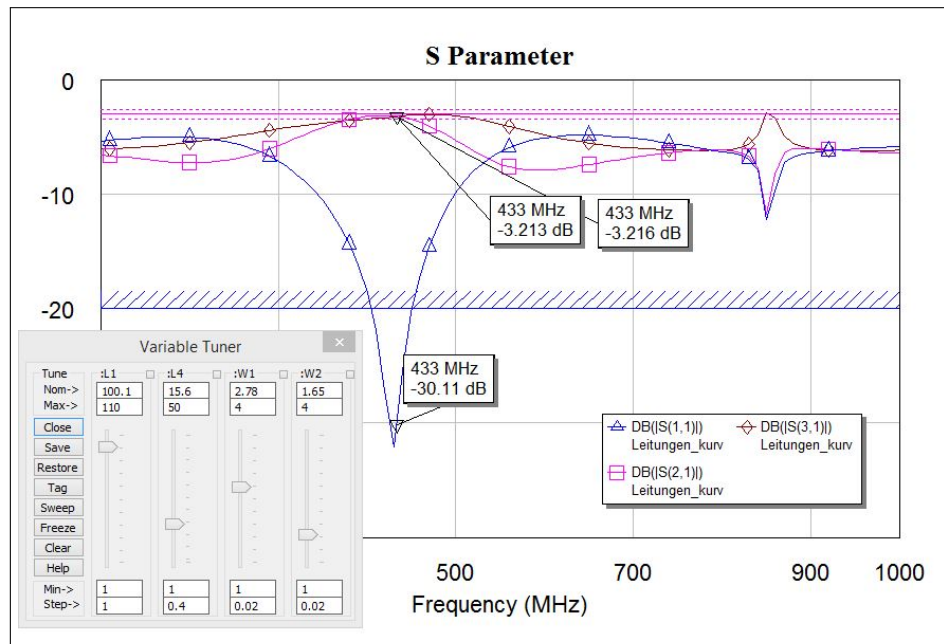


Abbildung 7.2: Optimierungsergebnis der S-Parameter

7.2 Anpassnetzwerke: Berechnung der passiven Bauelemente

Zuerst wird nur die Situation betrachtet, dass die Blindelemente den Realteil des Lastwiderstands Z_{ab} komprimieren.

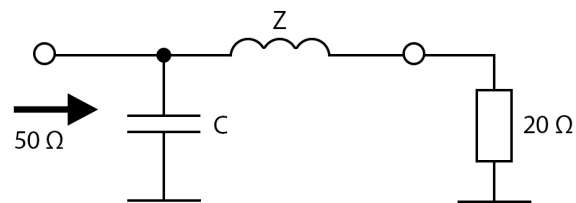


Abbildung 7.3: Transformation für einen reellen Lastwiderstand

Aus der Schaltung ergibt sich eine Admittanz von:

$$\begin{aligned}
 Y_{ges} &= j\omega C + \frac{1}{R_{ab} + j\omega L} \\
 &= j\omega C + \frac{R_{ab} - j\omega L}{R_{ab}^2 + (\omega L)^2}
 \end{aligned}
 \tag{7.1}$$

Mit der Bedingung, dass gilt

$$j\omega C = \frac{j\omega L}{R_{ab}^2 + (\omega L)^2} \quad (7.2)$$

hebt sich der Imaginäranteil auf und die Schaltung sieht nur noch einen Realanteil. Da eine Anpassung auf 50Ω erfolgen soll muss gelten, dass

$$Y_{ges} = \frac{R_{ab}}{R_{ab}^2 + (\omega L)^2} \stackrel{!}{=} \frac{1}{50 \Omega} \quad (7.3)$$

Berechnung der Induktivität:

$$\begin{aligned} \frac{1}{50 \Omega} &= \frac{20 \Omega}{(20 \Omega)^2 + (\omega L)^2} \\ 1000 \Omega^2 &= (20 \Omega)^2 + (\omega L)^2 \\ L &= \frac{24.5 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 433 \text{ MHz}} = 9 \text{ nH} \end{aligned} \quad (7.4)$$

Berechnung der Kapazität:

$$\begin{aligned} \omega C &= \frac{\omega L}{R_{ab}^2 + (\omega L)^2} \\ &= \frac{24.5 \Omega}{(20 \Omega)^2 + (24.5 \Omega)^2} \end{aligned} \quad (7.5)$$

$$C = \frac{0.0245 \frac{1}{\Omega}}{2 \cdot \pi \cdot 433 \text{ MHz}} = 9 \text{ pF} \quad (7.6)$$

Mit den dimensionierten Bauelementen erhält die Schaltung eine Anpassung auf den Realteil der angegebenen Impedanz. Für den Imaginäranteil kann eine, in Reihe geschaltete Spule angenommen werden. Diese dimensioniert sich wie folgt:

$$\omega L = 16.8 \Omega$$

$$L = \frac{16.8 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 433 \text{ MHz}} = 6.18 \text{ nH}$$

Die Abb. 7.4 zeigt das Anpassnetzwerk für die Eingangsimpedanz. Aus den Grundlagen der Elektrotechnik ist weiterhin bekannt, dass zwei in Reihe geschalteten Induktivitäten als Summe zusammengefasst werden können. Es wird also für den Aufbau der Schaltung eine Gesamtinduktivität von 15.18 nH benötigt.



Abbildung 7.4: Schaltung und Dimensionierung des Anpassnetzwerks

7.3 Koppelkondensatoren: Berechnung der Kapazität

Für die Berechnung der Kapazität der Koppelkondensatoren wird ein kleiner Blindwiderstand von 1Ω gewählt.

$$C = \frac{1}{\omega \cdot X_C} = \frac{1}{\omega \cdot 1 \Omega} \quad (7.7)$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 433 \text{ MHz} \cdot 1 \Omega} = 367,5 \text{ pF}$$

Aufgrund der vorhandenen Bauteilsätze wird jedoch eine Kapazität von 100 pF verbaut.

7.4 Simulationsergebnisse nach Verbesserung des Eingangnetzwerkes

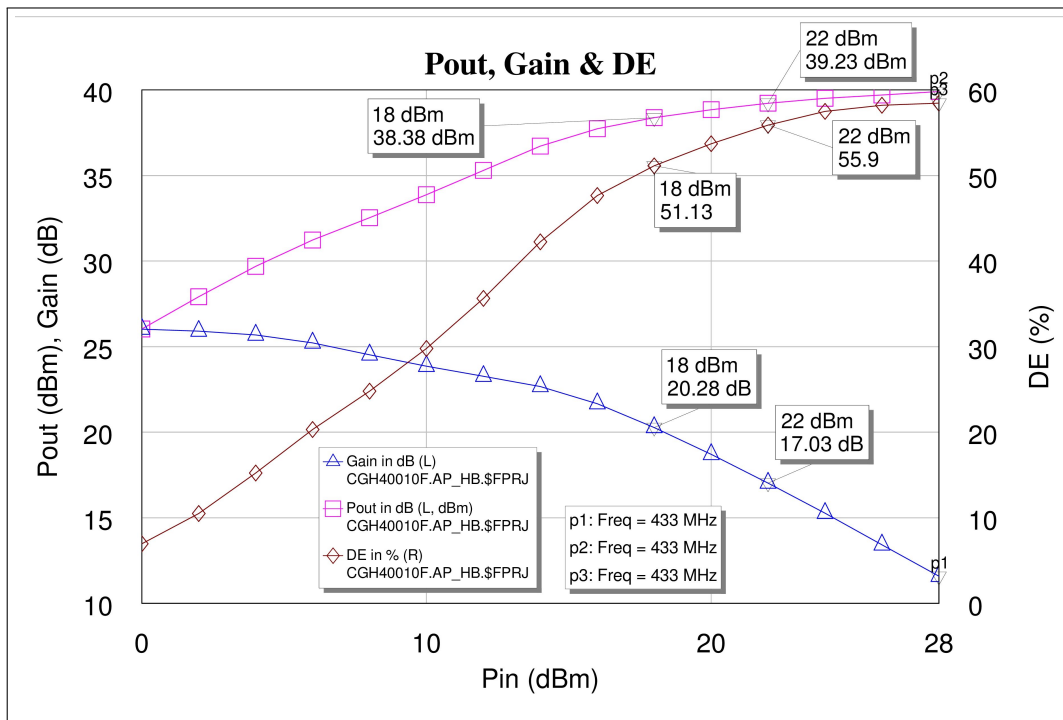


Abbildung 7.5: Subcircuit APN am Ausgang

Tabelle 7.1: Vergleich der Effizienz vor und nach der Optimierungsmaßnahme

P_{in}	DE ohneOptimierung	DE mitOptimierung	Δ
0 dBm	17.64 %	6.96 %	60.54 %
10 dBm	46.69 %	29.77 %	36.23 %
18 dBm	57.00 %	51.13 %	10.29 %
22 dBm	58.37 %	55.90 %	4.23 %
26 dBm	57.41 %	58.21 %	1.37 %

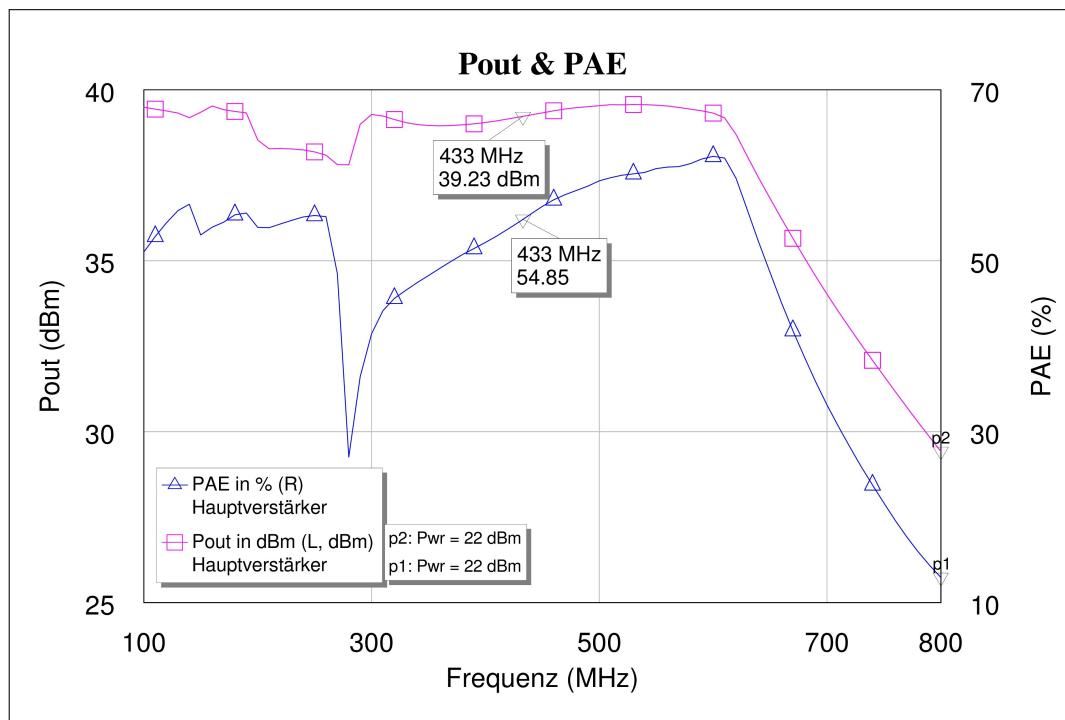


Abbildung 7.6: P_{out} und PAE bei variabler Frequenz - simuliert ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)

7.5 Vermessung des Breitbandverstärkers

Um auf eine gewünschte Eingangsleistung von 28 dBm zu kommen, wie sie in der Simulation genutzt wird, wird ein Breitbandverstärker an den Signalgenerator angefügt. Der Frequenzbereich befindet sich zwischen 10 MHz und 1,2 GHz bei einer Betriebsspannung von 28 V. Die maximale Eingangsleistung von 15 dBm darf nicht überschritten werden.

Eine Messung mit dem Netzwerkanalysator bei 0 dBm am Eingang zeigt folgendes Verhalten.

Die Transmissionsmessung s_{21} zeigt, dass der Verstärker bei 433 MHz um 24,7 dB verstärkt.

Um die Messreihe für die Verstärkerschaltung mit dem CGH40010F aufzunehmen wird der Breitbandverstärker vorher an einen Spektrumanalysator angeschlossen um sicher zu stellen, wie die Eingangsleistung des Breitbandverstärkers eingestellt werden muss damit am Eingang des CGH40010F auch die 0-28 dBm anliegen.

Die Messung aus der Abbildung 7.7 ergibt folgende Übersetzung:

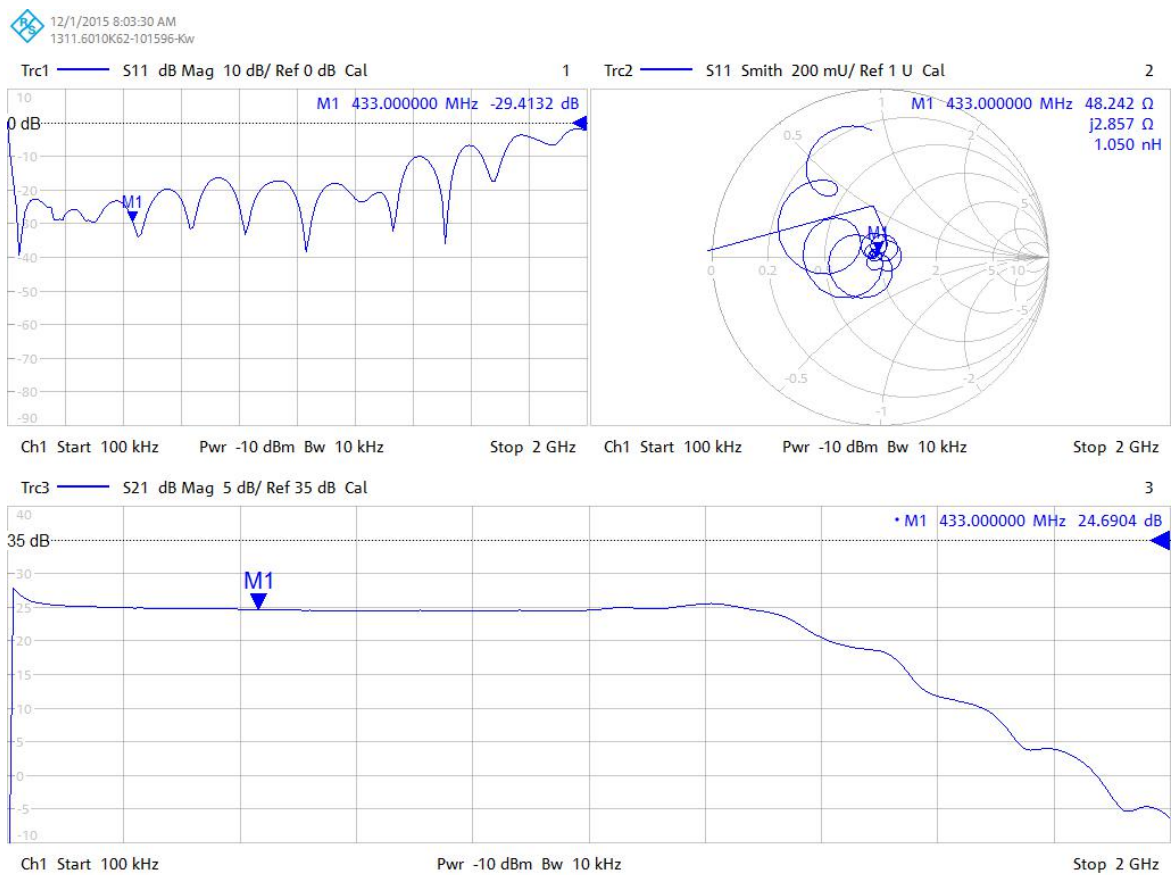


Abbildung 7.7: Messungen für 0 dBm am Eingang

Tabelle 7.2: Übersetzung für die Eingangsleistung an der Verstärkerschaltung

P_{in}(Breitbandverstärker)	P_{in}(CGH40010F)
-23,7 dBm	0 dBm
-21,7 dBm	2 dBm
-19,7 dBm	4 dBm
-17,7 dBm	6 dBm
-15,7 dBm	8 dBm
-13,7 dBm	10 dBm
-11,7 dBm	12 dBm
-9,8 dBm	14 dBm
-7,8 dBm	16 dBm
-5,7 dBm	18 dBm
-3,7 dBm	20 dBm
-1,7 dBm	22 dBm
0,3 dBm	24 dBm
2,3 dBm	26 dBm
4,5 dBm	28 dBm

7.6 Geräteliste

Tabelle 7.3: Geräteliste

	Gerät	Hersteller	Bezeichnung	Sonstiges
1	Signalgenerator	Rhode& Schwarz	SMY01	9 kHz-1040 GHz
2	Spannungsversorgung	MC Power	MRGN-900	0-32 V DC, 90 W
3	Spannungsversorgung	HAMEG	HM7042	0-32 V DC, 2 A und 2.7-5.5 V, 3 A
4	Koppler	Rhode& Schwarz	2PV-Z3	-6 dB, 50 Ω , 1-1000 MHz
5	Spektrumanalysator	Rhode& Schwarz	1321.3008.30	10 Hz-30 GHz
6	Netzwerkanalysator	Rhode& Schwarz	1311.6010.62	100 kHz-20 GHz
7	Netzwerkanalysator	Hewlett Packard	HP 4195A	10 Hz-500 MHz
8	Oszilloskop	Rhode& Schwarz	RTO1024 - 1316.1000.24	2 GHz, 10 Gsamples
9	Breibandverstärker	NN	NN	Betriebsspannung 28 V, Gain 24 dB

7.7 Messaufbauten

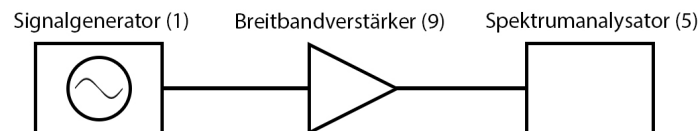


Abbildung 7.8: Messaufbau für die Übersetzung der Eingangsleistung

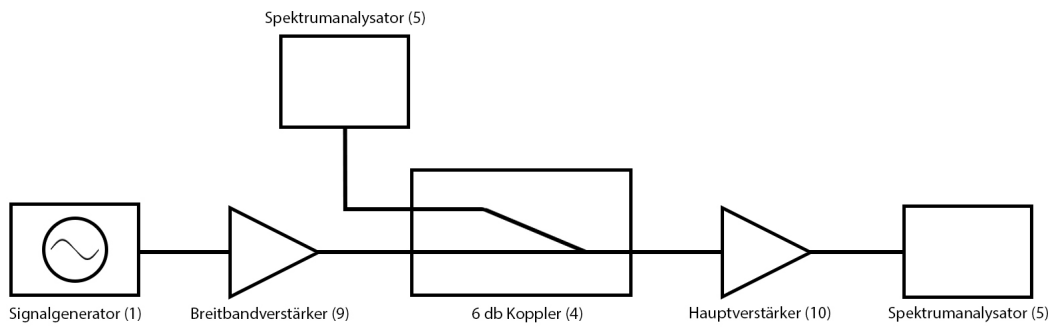


Abbildung 7.9: Messaufbau zur Messung der Leistungen im Frequenzbereich

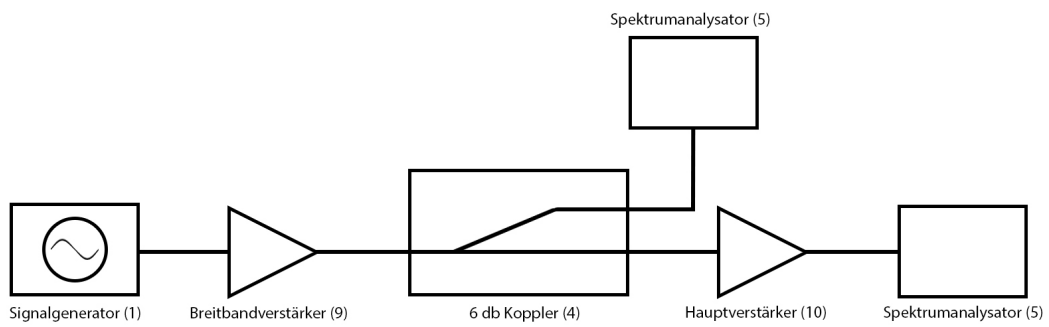


Abbildung 7.10: Messaufbau für die Messung der Eingangsreflektion

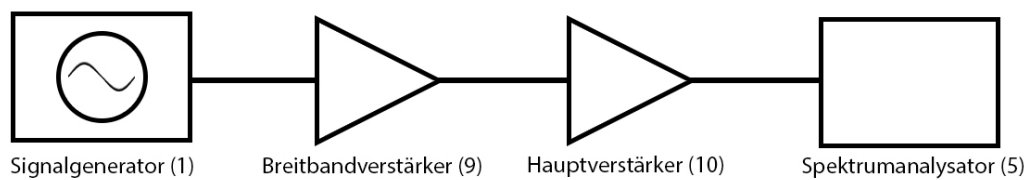


Abbildung 7.11: Messaufbau für die Übersetzung der Eingangsleistung

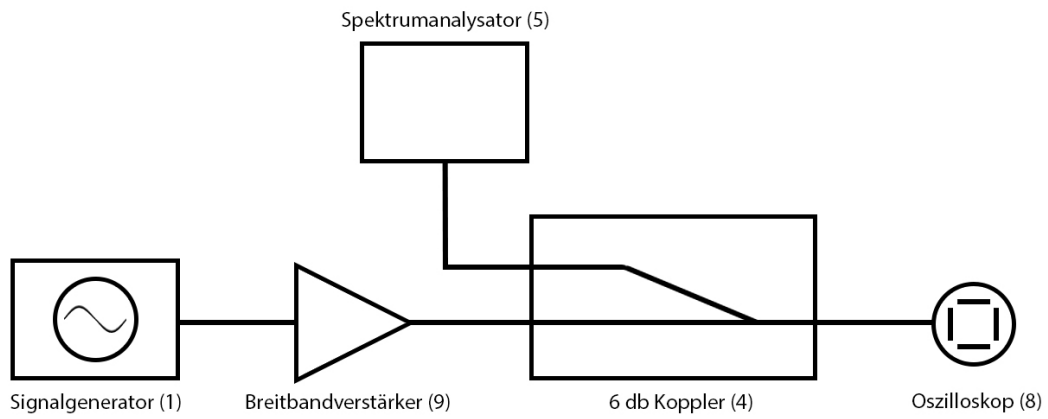


Abbildung 7.12: Messaufbau für die Messung der Ausgangsspannung U_{out} des Generators

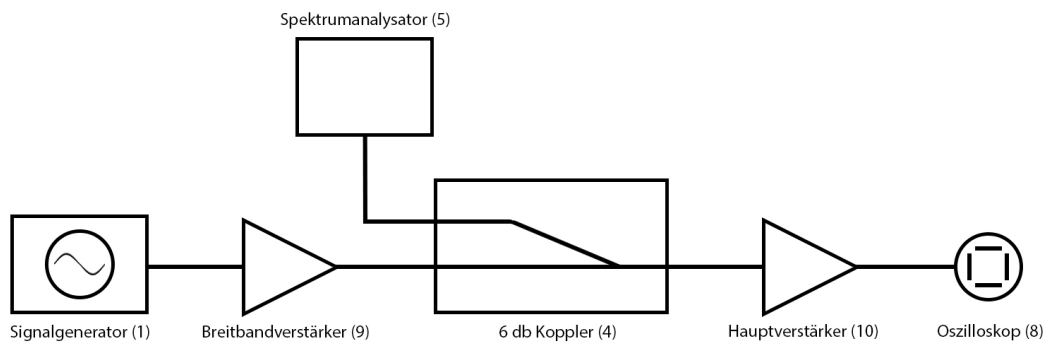


Abbildung 7.13: Messaufbau für die Messung der Ausgangsspannung U_{out} des Hauptverstärkers

7.8 Messergebnisse aus Kapitel 5.3.1

Tabelle 7.4: Messergebnisse der Verstärkerschaltung

P_{in} dBm	I_D [A]	P_{DC} [W]	P_{out} [dB]	P_{out} [W]	Gain [dB]	Wirk [%]
0	0,08	2,13	23,50	0,22	23,50	10,52
2	0,10	2,69	25,60	0,36	23,60	13,51
4	0,12	3,44	27,80	0,60	23,80	17,50
6	0,16	4,45	30,00	1,00	24,00	22,46
8	0,21	5,82	32,30	1,70	24,30	29,16
10	0,27	7,67	34,60	2,88	24,60	37,59
12	0,36	10,05	36,70	4,68	24,70	46,53
14	0,44	12,38	38,40	6,92	24,40	55,90
16	0,49	13,72	39,15	8,22	23,15	59,93
18	0,52	14,56	39,55	9,02	21,55	61,92
20	0,54	15,18	39,85	9,66	19,85	63,33
22	0,55	15,34	39,95	9,86	17,95	64,43
24	0,56	15,79	40,07	10,16	16,07	64,35
26	0,57	15,96	40,10	10,23	14,10	64,12
28	0,57	15,96	40,10	10,23	12,10	64,12

7.9 Messergebnisse aus Kapitel 5.3.2

Tabelle 7.5: Messergebnisse der Verstärkerschaltung bei variabler Frequenz $P_{in} = 22 \text{ dBm}$

f MHz	P_{in} [dBm]	I_D [A]	P_{DC} [W]	P_{out} [W]	DE [%]	PAE [%]
100	18.0	0,43	11.98	7.03	58.67	55.80
150	20.6	0.31	8.79	3.55	40.36	37.65
200	22.4	0.42	11.79	6.31	53.53	50.09
250	18.5	0.65	18.06	2.58	14.27	13.35
300	21.8	0.61	17.05	9.25	54.23	51.19
350	21.9	0.53	14.84	8.26	55.66	52.44
400	21.7	0.53	14.78	9.33	63.13	59.62
450	22.4	0.52	14.45	10.05	69.53	65.59
500	22.4	0.46	12.82	9.06	70.63	66.51
550	21.9	0.18	5.10	1.78	34.90	31.58
600	21.8	0.09	2.44	0.46	18.76	14.85
650	22.0	0.05	1.34	0.16	11.79	0,00

Tabellenverzeichnis

4.1	Spezifikationen der Mikrostreifenleitungen	36
4.2	Messergebnisse aus dem Aufbau mit Bauteilen	43
5.1	Impedanzanpassung für die Beschaltung des CGH40010F [5]	50
5.2	Vergleich zwischen der simulierten und gemessenen Drain Effizienz	65
5.3	Vergleich zwischen der simulierten und gemessenen Ausgangsspannung U_{out}	69
7.1	Vergleich der Effizienz vor und nach der Optimierungsmaßnahme	78
7.2	Übersetzung für die Eingangsleistung an der Verstärkerschaltung	81
7.3	Geräteliste	82
7.4	Messergebnisse der Verstärkerschaltung	85
7.5	Messergebnisse der Verstärkerschaltung bei variabler Frequenz $P_{in} = 22 \text{ dBm}$	86

Abbildungsverzeichnis

2.1	Übertragungssystem/Vierpol	10
2.2	Vierpol oder Zweitor	12
2.3	Hochfrequenzquelle und -last mit Stoßstelle	14
2.4	Transformationsschaltungen	15
2.5	Darstellung der z_n - und Γ -Ebene	17
2.6	Konstanter Realteil	17
2.7	Konstanter Imaginärteil	18
2.8	Skizze	20
2.9	Beispiele für SMA Steckverbinder	21
2.10	Kalibrierebene am SMA Stecker	21
2.11	Aufbau eines Richtkopplers	22
2.12	Grundsaltungen und Betriebsschaltung	23
2.13	Arbeitspunkteinstellung an einer beispielhaften Steuerkennlinie	28
2.14	Aktive Load Pull Technik mit zwei Signalgeneratoren	29
3.1	Architektur des Doherty-Verstärkers	30
3.2	Ausgangsleistung mit der aktiven Load-Pull-Technik [6]	31
3.3	Ersatzschaltbild eines idealen Doherty-Verstärkers [8]	32
3.4	Ersatzschaltbild eines realen Doherty-Verstärkers [8]	34
4.1	90° -Hybridkoppler	35
4.2	Aufbau eines 90° -Hybridkopplers	36
4.3	Eingabe in das Tool TX Line	37
4.4	S-Parameter der Schaltung	38
4.5	Phasengang von Port 1 und Port 2	39
4.6	S21	40
4.7	S31	40
4.8	Phasengang	40
4.9	S11 und S21	40
4.10	S11 und S31	40
4.11	S-Parameter	40
4.12	Schaltungsvorlage eines 90° -Hybridkopplers	41
4.13	S-Parameter der Schaltung	42

4.14	Aufbau des 90° -Hybridkopplers mit Bauelementen	43
4.15	Grundlage der kapazitiven räumlichen Verkürzung	44
4.16	Impedanzkontrolle der Ersatzschaltung	45
4.17	Schaltung mit Leitungen und Kapazitäten	46
5.1	CGH40010F - GaN HEMT von Cree	47
5.2	Simulierte Steuerkennlinie des CGH40010F	48
5.3	Simulierte Ausgangskennlinie des CGH40010F	49
5.4	Ein- und Ausgangsimpedanz aus der Sicht des Transistors	50
5.5	LC-Glied	51
5.6	Source Impedanz mit Bauteilen realisiert	51
5.7	Anpassnetzwerk am Eingang	52
5.8	Anpassnetzwerk am Ausgang	53
5.9	Gain, P_{out} und DE bei variabler Eingangsleistung - simuliert	54
5.10	P_{out} und PAE bei veränderlicher Frequenz - simuliert ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)	55
5.11	P_{out} und PAE bei veränderlicher Frequenz - simuliert ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)	56
5.12	Simulation der Ausgangsspannung des Signalgenerators	58
5.13	Simulation der Ausgangsspannung des Hauptverstärkers	59
5.14	Foto des Aufbaus	60
5.15	Aufbau der Verstärkerschaltung	61
5.16	Messung der eingespeisten Leistung	62
5.17	Messung der reflektierten Leistung am Eingang	63
5.18	Messung der Anpassung mit einem Netzwerkanalysator	63
5.19	P_{out} und Gain bei variabler Eingangsleistung - gemessen	64
5.20	Drain Effizienz bei variabler Eingangsleistung (gemessen)	65
5.21	P_{out} und Gain bei variabler Frequenz - gemessen ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)	66
5.22	Ausgangsspektrum des Breitbandverstärkers ($P_{in} = 26 \text{ dBm}$)	67
5.23	Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers - gemessen ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)	68
5.24	$U_{out}(t)$ am Generatorausgang	69
5.25	Messung am Generator - $P_{in} = 0 \text{ dBm}$	70
5.26	$U_{out}(t)$ am Verstärkerausgang - $P_{in} = 22 \text{ dBm}$	70
7.1	Layout aus AWR	74
7.2	Optimierungsergebnis der S-Parameter	75
7.3	Transformation für einen reellen Lastwiderstand	75
7.4	Schaltung und Dimensionierung des Anpassnetzwerks	77
7.5	Subcircuit APN am Ausgang	78
7.6	P_{out} und PAE bei variabler Frequenz - simuliert ($P_{in} = 22 \text{ dBm}$)	79
7.7	Messungen für 0 dBm am Eingang	80
7.8	Messaufbau für die Übersetzung der Eingangsleistung	82
7.9	Messaufbau zur Messung der Leistungen im Frequenzbereich	83

7.10 Messaufbau für die Messung der Eingangsreflektion	83
7.11 Messaufbau für die Übersetzung der Eingangsleistung	83
7.12 Messaufbau für die Messung der Ausgangsspannung U_{out} des Generators	84
7.13 Messaufbau für die Messung der Ausgangsspannung U_{out} des Hauptverstärkers	84

Literaturverzeichnis

- [1] Herbert Bernstein. *NF- und HF- Messtechnik*. Springer Vieweg, 2015.
- [2] Alexander Bräckle. Versorgungsspannungsmodulation von hochfrequenzleistungsverstärkern. Dissertation, Universität Stuttgart, 2013.
- [3] Lukas Burch. Richtkoppler: Ein überblick und ausgewählte realisierungen. Bachelorthesis, Fachhochschule Nordwestschweiz, 2014.
- [4] Paolo Colantonio, Franco Gianni, and Ernesto Limiti. *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. wiley, 2009.
- [5] CREE. *CGH40010F - 10W, RF Power GaN HEMT*, 2011.
- [6] Steve C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 2006.
- [7] Johann Derksen. Aufbau und optimierung eines s-band leistungsverstärkers auf halbleiterbasis. Bachelorthesis, HAW Hamburg, 2012.
- [8] Ingo Dettmann. Effiziente leistungsverstärkerarchitekturen für mobilfunkbasisstationen. Dissertation, Universität Stuttgart, 2009.
- [9] FS. *Funktion und Anwendung von Richtkopplern*. Beam-Verlag, 2012.
- [10] Stefan Goßner. *Grundlagen der Elektronik*. Shaker Verlag, 2011.
- [11] Andrei Grebennikov, Marc J. Franco, and Nathan O. Sokal. *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. Elsevier/Academic Press, 2012.
- [12] Frank Gustrau. *Hochfrequenztechnik: Grundlagen der mobilen Kommunikationstechnik*. HANSER, 2013.
- [13] Prof. Dr. Ulrich Harten. *Physik - Einführung für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Springer, 2009.
- [14] Ekbert Hering, Klaus Bressler, and Jürgen Gutekunst. *Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Springer Vieweg, 2014.

-
- [15] Tetsuo Hirota, Akira Minakawa, and Masahiro Muraguchi. Reduced-size branch-line and rat-race hybrids for uniplanar mmic's. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38(3):270–275, März 1990.
- [16] Prof. Dr.-Ing. Peter Krummrich. *Praktikumsversuch zwei zur Vorlesung „Grundlagen der Hochfrequenztechnik“- Wellen auf Leitungen*. Technische Universität Dortmund, 2009.
- [17] Klaus Lipinski. *IT-Wissen - Online Lexikon für Informationstechnologie*. DATACOM Buchverlag GmbH, 2016.
- [18] Prof. Dr.-Ing. Jürgen Missung. *Skript zur Vorlesung Grundlagen Nachrichtentechnik*. HAW Hamburg, 2014.
- [19] Prof. Dr.-Ing. Jürgen Missung. *Skript zur Vorlesung Analoge Übertragungstechnik*. HAW Hamburg, 2015.
- [20] NN. *Die Grundlagen des Doherty-Verstärkers*. Beam-Verlag, 2015.
- [21] Hewlett Packard/Agilent. *Application Note AN95-1 S-Parameter Techniques*. Hewlett Packard/Agilent, 1996.
- [22] Ray Pengelly and Marc Saffian. *NI AWR Design Environment Load-Pull Simulation Supports the Design of Wideband High-Efficiency PAs*. AWR/NI, März 2015.
- [23] Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel. *TEM-Wave-Stripline-Coupler*. HAW Hamburg, 2010.

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 15. Februar 2016

Ort, Datum

Unterschrift