



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Alexander Vaisman

433 MHz Doherty HF-Leistungsverstärker

*Fakultät Technik und Informatik
Department Informations- und
Elektrotechnik*

*Faculty of Engineering and Computer Science
Department of Information and
Electrical Engineering*

Alexander Vaisman

433 MHz Doherty HF-Leistungsverstärker

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. Ralf Wendel
Zweitgutachter: Prof. Dr. Jürgen Missun

Abgegeben am 26. August 2016

Alexander Vaisman

Thema der Bachelorthesis

433 MHz Doherty HF-Leistungsverstärker

Stichworte

HF-Leistungsverstärker, Klasse-AB Verstärker, Klasse-C Verstärker, Wilkinson-Teiler, $\lambda/4$ Impedanzinverter, Anpassung.

Kurzzusammenfassung

In dieser Arbeit wird eine Variante des Doherty-Verstärkers in Microwave Office simuliert und danach implementiert. Anschließend werden die Simulations- und Messergebnisse verglichen und analysiert.

Alexander Vaisman

Title of the paper

433 MHz Doherty Power Amplifier

Keywords

HF Power Amplifier, Class-AB and Class-C Amplifiers, Wilkinson Power Divider, Quarter-Wave Impedance Transformer, Impedance Matching Networks.

Abstract

Inside of this work, a variant of the Doherty power amplifier will be simulated in Microwave Office and then assembled. At the end, the simulation and measurement results will be compared and analyzed.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	7
2	Grundlagen	8
2.1	Vierpoltheorie	8
2.1.1	Übertragungssystem als Vierpol	8
2.1.2	S-Parameter	9
2.2	Reflexionsfaktor Γ	10
2.3	Smith-Diagramm	11
2.4	Impedanz-Anpassung	12
2.5	RF-Verstärker	14
2.5.1	Verstärkerklassen	14
2.5.2	Kenngroßen Leistungsverstärker	16
2.5.3	Effizienz bei Leistungsverstärkern	19
2.6	Microstrip-Linie	20
3	Das Doherty Konzept	22
3.1	Doherty Technik	22
3.2	Lastgeradenvariation	25
4	Eingangsnetzwerk	26
4.1	Wilkinson-Teiler	26
4.1.1	Funktionsweise des Wilkinson-Teilers	26
4.1.2	Berechnung des Wilkinson-Teilers	27
4.1.3	Simulation in AWR	28
4.1.4	Aufbau und Messung	30
4.2	90° Phasenverzögerung	33
4.2.1	Berechnung und Simulation der $\lambda/4$ Phasenverzögerung	33
4.2.2	Aufbau und Messung	37
4.2.3	Ausmessen des Eingangsnetzwerkes im Zeitbereich	38
5	Hauptverstärker	41
5.1	Simulation der Transistorkennlinien	41
5.2	Simulation und Berechnung der Anpassnetzwerke	43
5.2.1	Eingangs-Anpassnetzwerk	43
5.2.2	Ausgangs-Anpassnetzwerk	46

5.2.3	Simulation der Anpassnetzwerke mit reellen Bauteilen	48
5.2.4	Aufbau und Vermessung der Anpassnetzwerke.....	50
5.3	Simulation des Hauptverstärkers.....	53
5.3.1	Simulation bei variabler Eingangsleistung.....	53
5.3.2	Simulation bei variabler Frequenz.....	54
5.3.3	Simulation des Ausgangsspektrums	55
5.3.4	Simulation im Zeitbereich.....	56
5.4	Aufbau und Messung	57
5.4.1	Messung des Reflexionsfaktors	57
5.4.2	Messung bei variabler Eingangsleistung.....	58
5.4.3	Messung bei variabler Frequenz.....	60
5.4.4	Messung des Ausgangsspektrums.....	62
5.4.5	Messung im Zeitbereich.....	63
6	Spitzenverstärker	64
6.1	Simulation der Steuerkennlinie.....	64
6.2	Simulation der Ausgangsleistung bei variabler U_{GS}	65
6.3	Simulation des Spitzenverstärkers.....	66
6.3.1	Simulation bei variabler Eingangsleistung.....	66
6.3.2	Simulation bei variabler Frequenz.....	68
6.3.3	Simulation des Ausgangsspektrums	69
6.3.4	Simulation im Zeitbereich.....	70
6.4	Aufbau und Messung	71
6.4.1	Messtechnische Ermittlung der Ausgangsleistung bei variabler U_{GS}	71
6.4.2	Messung des Reflexionsfaktors	71
6.4.3	Messung bei variabler Eingangsleistung.....	73
6.4.4	Messung bei variabler Frequenz.....	75
6.4.5	Messung des Ausgangsspektrums.....	76
6.4.6	Messung im Zeitbereich.....	77
7	Ausgangsnetzwerk	78
7.1	Berechnung des Ausgangsnetzwerkes.....	78
7.2	Simulation in AWR.....	79
7.3	Aufbau und Messung	82
8	Doherty-Verstärker	84
8.1	Simulation des Doherty-Verstärkers.....	84
8.1.1	Simulation bei variabler Eingangsleistung.....	84

8.1.2	Simulation bei variabler Eingangsleistung Doherty- und Hauptverstärker...	86
8.1.3	Simulation bei variabler Frequenz	86
8.1.4	Simulation des Ausgangsspektrums	87
8.1.5	Simulation im Zeitbereich	88
8.2	Aufbau und Messung	88
8.2.1	Messung bei variabler Eingangsleistung.....	89
8.2.2	Messung bei variabler Frequenz.....	92
8.2.3	Messung des Ausgangsspektrums	93
8.2.4	Messung im Zeitbereich.....	94
9	Fazit	97
9.1	Zusammenfassung	97
9.2	Ausblick	98
10	Anhang	99
10.1	Mathematische Berechnung der Anpassnetzwerke	99
10.1.1	Eingangnetzwerk	99
10.1.2	Ausgangnetzwerk	101
10.2	Graphische Ermittlung des P_{1dB}	103
10.2.1	P_{1dB} des Hauptverstärkers.....	103
10.2.2	P_{1dB} des Spitzenverstärkers.....	104
10.2.3	P_{1dB} des Doherty-Verstärkers.....	105
10.3	Ausmessen des 20dB-Dämpfungsgliedes	106
10.4	Leistungsberechnung	107
10.4.1	Leistungsberechnung aus der Amplitude für den Hauptverstärker	107
10.4.2	Leistungsberechnung aus der Amplitude für den Spitzenverstärker	107
10.4.3	Leistungsberechnung aus der Amplitude für den Doherty-Verstärker	108
10.5	Messergebnisse.....	109
10.5.1	Hauptverstärker	109
10.5.2	Spitzenverstärker	111
10.5.3	Doherty-Verstärker	114
10.6	Geräteliste	116
	Tabellenverzeichnis	117
	Abbildungsverzeichnis	118
	Literaturverzeichnis	123
	Abkürzungsverzeichnis	124

1 Einleitung

Die Ära der Sprachübertragung über elektromagnetische Wellen begann am Anfang des 20. Jahrhundert. Zu dieser Zeit gab es, aus heutiger Sicht, nur die einfachsten analogen Modulationsverfahren-AM und FM. Aber schon in diesem Stadium standen die Ingenieure und Entwickler vor dem Problem der Steigerung des Wirkungsgrades der Verstärkerstufen. Die am häufigsten verwendete AM-Modulation hatte, gegenüber der FM-Modulation, einen entscheidenden Nachteil – den geringeren Wirkungsgrad. Wegen höherer Linearität der Endstufen (Klasse-AB [1]) und das Vorhandensein eines Trägers im HF-Signal (AM-Modulation) lag die Effizienz der Endstufen unter 35% [1]. Das bedeutete, dass mehr Leistung in Wärme als in Nutz-Leistung umgewandelt wurde. Der Betrieb von den ersten AM-Sendern war eine äußerst teurere Angelegenheit.

In den 1930ern, in der Zeit der finanziellen Krise, hat William Doherty¹ ein neues Verstärker-Konzept entwickelt. Er schlug vor, zwei unterschiedliche Verstärker-Klassen miteinander zu kombinieren um damit den Wirkungsgrad zu erhöhen. Dieser Verstärker, der nach seinem Prinzip konstruiert wurde, wies eine Steigerung des Wirkungsgrades von 15% auf [2].

In der Zeit der digitalen Modulationsarten werden ähnliche Anforderungen an die Verstärker gestellt: höhere Linearität und Wirkungsgrad. Die modernsten, in Serie gefertigten linearen Endstufen nach dem Doherty-Prinzip erreichen einen Wirkungsgrad von 50% [3] und werden für die Übertragung von TV- und digitalen Hörfunksignalen eingesetzt.

Ziel dieser Arbeit ist die Untersuchung der Grundlagen des Doherty-Prinzips und deren Besonderheiten, sowie die Erläuterung des Aufbaus eines funktionierenden RF-Verstärker für 433MHz, seine Simulation in Microwave Office² und ein Vergleich der Simulations- und Messergebnisse wie Ausgangsleistung und die Bandbreite des Verstärkers.

¹ William H. Doherty (1907 - 2000)

² Microwave Office, NI AWR Design Environment von National Instruments (im Folgenden AWR)

2 Grundlagen

In diesem Abschnitt werden die für den Entwurf und Dimensionierung des RF-Verstärkers notwendige Grundlagen dargestellt.

2.1 Vierpoltheorie

In der Nachrichtentechnik ist es üblich, einzelne Module in komplexeren Systemen für die Nachrichtenübertragung als einen einzigen Sub-Block darzustellen. Damit lassen sich diese Systeme besser beschreiben.

2.1.1 Übertragungssystem als Vierpol

Wenn ein System zwei Klemmpaare hat (siehe Abbildung 2.1), können seine Eigenschaften mit zwei Gleichungen beschrieben werden [4].

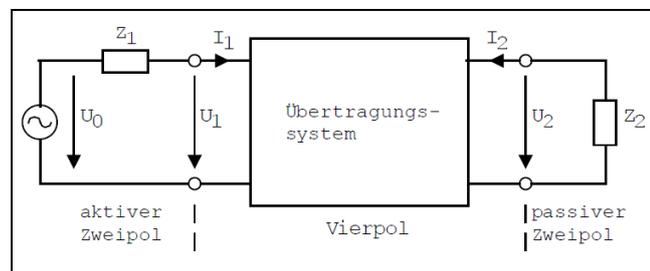


Abbildung 2.1: Übertragungssystem als Vierpol [4]

Um das tun zu können, muss das Zweitor bestimmte Eigenschaften aufweisen:

- A) Das System ist zeitinvariant und linear
- B) Es besteht nur aus linearen Bauelementen
- C) Anregung wird mit einem Sinussignal durchgeführt
- D) Es gibt keine unabhängigen Signalquellen im Vierpol

Die Gleichungen sehen dann folgendermaßen aus:

$$U_1 = Z_{11} * I_1 + Z_{12} * I_2 \quad (2.1)$$

$$U_2 = Z_{21} * I_1 + Z_{22} * I_2 \quad (2.2)$$

Das ist eine der gebräuchlichen Darstellungsformen als Impedanz-Gleichungen [4].

2.1.2 S-Parameter

Mit steigender Frequenz wird das Bestimmen von Spannungen und Strömen sehr aufwändig, vor allem die Messung des Stromes stellt das Problem dar. In der HF-Technik ab ca. 100MHz [4] werden anstelle von Z-Parametern die S-Parameter verwendet. In der Übertragungstechnik wird ein Vierpol auch als Zweitor bezeichnet [4], dessen Eigenschaften durch Verhältnis von Wellengrößen beschrieben werden.

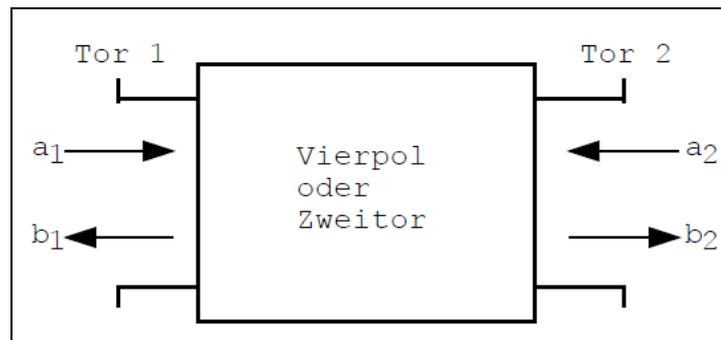


Abbildung 2.2: Vierpol als Zweitor [4]

Um die S-Parameter definieren zu können, müssen erst die einzelnen Elemente eines Zweitors (siehe Abbildung 2.2), definiert werden:

a_1, a_2 - zulaufende Welle

b_1, b_2 - reflektierte Welle

Mit dieser Information lassen sich die Zweitor-Gleichungen aufstellen:

$$b_1 = S_{11} * a_1 + S_{12} * a_2 \quad (2.3)$$

$$b_2 = S_{21} * a_1 + S_{22} * a_2 \quad (2.4)$$

Damit nehmen die S-Parameter folgende Form an [4]:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \text{Eingangs-Reflexionsfaktor} \quad (2.5)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \text{Rückwärts-Transmissionsfaktor} \quad (2.6)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \text{Vorwärts-Transmissionsfaktor} \quad (2.7)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \text{Ausgangs-Reflexionsfaktor} \quad (2.8)$$

Die Angaben $a_2 = 0$ bzw. $a_1 = 0$ bedeuten, dass bei der Messung die Ausgänge mit dem Wellenwiderstand des Systems abgeschlossen sind, z.B. 50Ohm für RF-Technik oder 75Ohm bei SAT/TV-Technik [5].

2.2 Reflexionsfaktor Γ

Der Reflexionsfaktor spielt in der Übertragungstechnik eine der zentralen Rollen. Das ist ein Maß dafür, wie gut ein System auf ein anderes System abgestimmt ist. Der Reflexionsfaktor ist das Amplitudenverhältnis zwischen reflektierter und hinlaufender Welle.

$$\Gamma = \frac{U_{\text{rück}}}{U_{\text{hin}}} \quad (2.9)$$

Er stellt eine komplexe Größe dar [5]. Sein Zusammenhang mit dem Wellenwiderstand Z_W und dem Abschlusswiderstand Z_X ist:

$$\Gamma = \frac{Z_W + Z_X}{Z_W - Z_X} \quad (2.10)$$

Daraus lässt sich die unbekannte Impedanz Z_X bestimmen (siehe Abbildung 2.3):

$$Z_X = Z_W * \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.11)$$

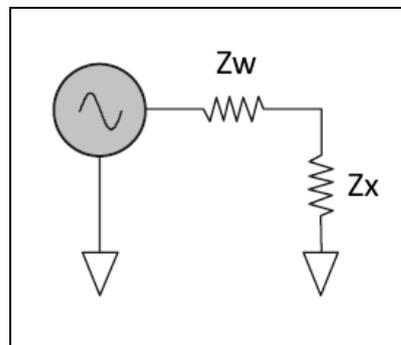


Abbildung 2.3: Bestimmung einer unbekanntes Impedanz

Der Reflexionsfaktor ist ein sehr kritischer Punkt in vielen Fällen: z.B. bei zu hohen Γ -Werten kann die Ausgangsstufe in RF-Verstärkern komplett zerstört werden, oder die Effizienz eines Systems sinken. Der Reflexionsfaktor ist auch ein Grundbaustein für den nächsten Abschnitt dieser Arbeit - das Smith-Diagramm.

2.3 Smith-Diagramm

Im Kapitel 2.2 wurde gezeigt, wie eine unbekannte Impedanz aus dem Wellenwiderstand Z_W und dem Reflexionsfaktor Γ berechnet werden kann. Mit dem Smith-Diagramm wird eine Brücke zwischen rein mathematischen und den graphischen Methoden der Wechselstrom-Rechnung angeboten. Damit lassen sich einige S-Parameter graphisch darstellen. Zusätzlich bietet dieses Diagramm die Möglichkeit Grundrechenoperationen an Impedanzen durchzuführen [4].

Das Smith-Diagramm ist eine Kombination aus zwei Koordinatensystemen: das kartesische Koordinatensystem für normierte Impedanz Z_n (Z_n – Ebene) sowie das polare Koordinatensystem für den Reflexionsfaktor Γ (Γ – Ebene). Die Darstellung der Z_n – Ebene in der Γ – Ebene stellt das Smith-Diagramm dar [4] (siehe Abbildung 2.4).

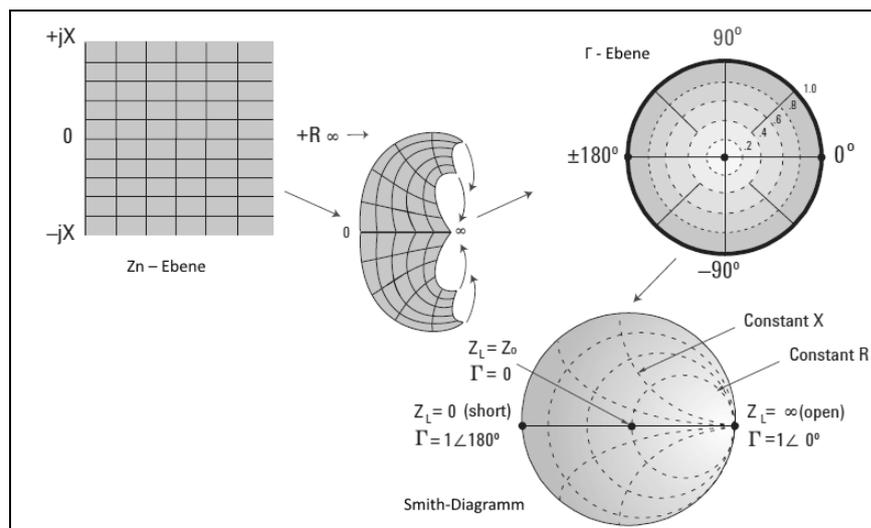


Abbildung 2.4: Das Smith-Diagramm [5]

Die Grundanforderung an die Impedanzen für die Operationen im Smith-Diagramm ist deren Normierung auf einen Wellenwiderstand Z_W (oder an einen beliebigen Bezugswiderstand).

$$Z_n = \frac{Z}{Z_W} \tag{2.12}$$

mit der 2.11 folgt:

$$Z_n = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \tag{2.13}$$

Nun können die Impedanzen in das Diagramm eingetragen werden.

Die detaillierte Beschreibung des Smith-Diagramms wurde in [4, 5] angeboten und wird in Rahmen dieser Arbeit nicht weiter vertieft.

2.4 Impedanz-Anpassung

Die Begriffe Reflexion und Impedanz-Anpassung sind miteinander eng verknüpft. Bei einer Anpassung muss folgende Bedingung erfüllt werden: $Z_L = Z_S^3$ [5]. In den meisten Fällen wird für die Zusammenarbeit von unterschiedlichen HF-Komponenten eine Impedanz-Anpassung notwendig sein. In der Übertragungstechnik gibt es selten Ein- und Ausgangsimpedanzen, die nur einen reellen Anteil haben: $Z = \text{Re}(Z) + j \cdot \text{Im}(Z)$ mit $\text{Im}(Z) = 0$, deswegen stellt eine Anpassung von solchen Impedanzen, auf einen vorgegebenen Bezugswiderstand, eine komplexe Operation dar.

Es gibt mehrere Möglichkeiten, eine Lastimpedanz Z_L in die gewünschte Eingangsimpedanz Z_{Ein} zu transformieren: z.B. mit Hilfe eines Übertragers, Leitungstransformator oder Resonanztransformator. In diesem Abschnitt wird die Anpassung mit Resonanztransformatoren behandelt. Für die Resonanztransformatoren muss die Bedingung:

$Z = \text{Re}[Z] + j \cdot \text{Im}[Z]$ mit $\text{Im}(Z) = 0$ erfüllt sein, sonst muss der Imaginärteil von Z vor der Anpassung kompensiert werden.

Für die Kompensation von Blindwiderständen existieren zwei Möglichkeiten [4]: Serienkompensation mit einer Serieninduktivität L_s bzw. Serienkapazität C_s oder entsprechende Parallelkompensation.

In dieser Arbeit wurde nur die Serienkompensation verwendet. Je nach Art der Impedanz Z (vgl. Abbildung 2.5),

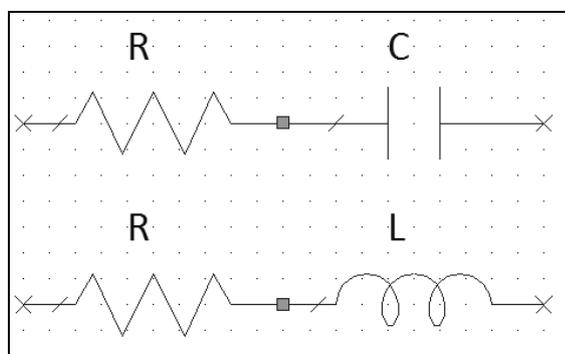


Abbildung 2.5: Varianten der komplexeren Impedanz Z

³ Z_S - Systemimpedanz, Z_L - Lastimpedanz

wird es mit einem komplementären Blindwiderstand kompensiert (siehe Abbildung 2.6).

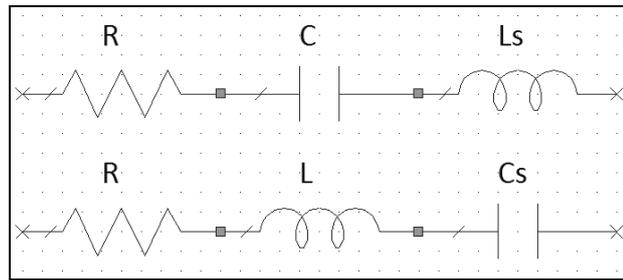


Abbildung 2.6: Serienkompensation mit L_s bzw. C_s

Bei diesem Kompensationsverfahren muss folgende Bedingung gelten [4]: $|X_L| = |X_C|$.

$$C = \frac{1}{\omega * X_C} \tag{2.14}$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} \tag{2.15}$$

$$L_S = \frac{1}{\omega^2 * C} \tag{2.16}$$

$$C_S = \frac{1}{\omega^2 * L} \tag{2.17}$$

Eine Besonderheit des Verfahrens ist, dass damit nur eine Kompensation für eine einzige Frequenz geschaffen wird. Das gleiche gilt für die Anpassung mit Resonanztransformatoren, damit ist eine breitbandige Anpassung mit diesem Verfahren nicht möglich.

Es existieren 4 Halbglieder, mit denen ein reeller Eingangswiderstand R_E in einen reellen Ausgangswiderstand transformiert werden kann (siehe Tabelle 1).

Tabelle 1: Zusammenfassung Resonanztransformation [4]

Transformation	Schaltung	f_0	L	C
1. $R_E < R_L$		$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{R_L - R_E}{R_L}}$	$\frac{R_E}{2\pi f_0} \sqrt{\frac{R_L - R_E}{R_E}}$	$\frac{1}{2\pi f_0 R_L} \sqrt{\frac{R_L - R_E}{R_E}}$
2. $R_E > R_L$		$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{R_E - R_L}{R_E}}$	$\frac{R_L}{2\pi f_0} \sqrt{\frac{R_E - R_L}{R_L}}$	$\frac{1}{2\pi f_0 R_E} \sqrt{\frac{R_E - R_L}{R_L}}$
3. $R_E < R_L$		$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{R_L}{R_L - R_E}}$	$\frac{R_L}{2\pi f_0} \sqrt{\frac{R_E}{R_L - R_E}}$	$\frac{1}{2\pi f_0 R_E} \sqrt{\frac{R_E}{R_L - R_E}}$
4. $R_E > R_L$		$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{R_E}{R_E - R_L}}$	$\frac{R_E}{2\pi f_0} \sqrt{\frac{R_L}{R_E - R_L}}$	$\frac{1}{2\pi f_0 R_L} \sqrt{\frac{R_L}{R_E - R_L}}$

2.5 RF-Verstärker

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Kenngrößen und Eigenschaften von Leistungsverstärkern behandelt.

2.5.1 Verstärkerklassen

Je nach gewünschten Verstärkereigenschaften werden vier Grund-Verstärkerklassen definiert. Der Unterschied liegt am Arbeitspunkt des aktiven Bauelements z.B. Transistoren oder sogar Röhren (siehe Abbildung 2.7), daraus folgen die einzelnen Eigenschaften der jeweiligen Verstärkerklassen.

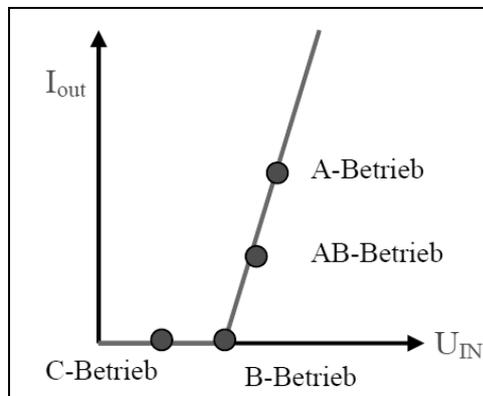


Abbildung 2.7: Arbeitspunkte auf idealisierter Steuerkennlinie [6]

Klasse-A: Charakteristisch für diesen Typ sind sehr geringe Verzerrungen des Signals, die höchste Linearität und der hohe Ruhestrom. Das liegt daran, dass der Arbeitspunkt in der Mitte der Steuerkennlinie des aktiven Elementes liegt und dementsprechend hohe Verluste und einen geringen Wirkungsgrad von 25 bis 50% aufweist [4].

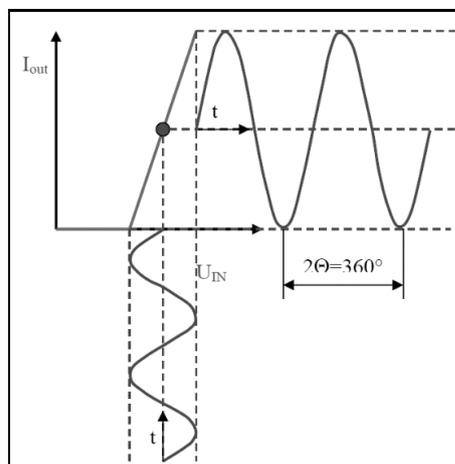


Abbildung 2.8: Drain-Strom I_{OUT} als Funktion der Eingangsspannung U_{IN} in A-Betrieb [6]

Klasse-B: In dieser Betriebsart wird jeweils nur eine Halbwelle des Eingangssignals verstärkt. Die Endstufe in Klasse-B hat eine höhere Verstärkung als die Klasse-A, einen geringeren Ruhestrom und höheren Wirkungsgrad bis 78%. Nachteile bei diesen Verstärkerklassen sind die höhere Verzerrungen und entsprechend höherer Oberwellenanteil im Ausgangssignal.

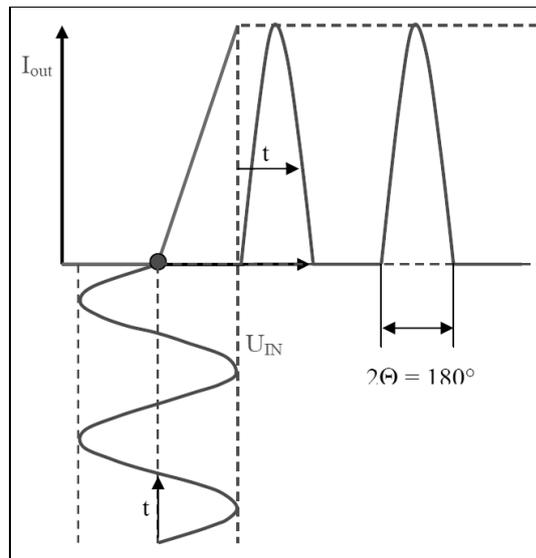


Abbildung 2.9: Drain-Strom I_{OUT} als Funktion der Eingangsspannung U_{IN} in B-Betrieb [6]

Klasse-AB: Diese Klasse ist ein guter Kompromiss zwischen Linearität und Effizienz. Durch die Verlagerung des Arbeitspunktes in den Bereich zwischen A und B (siehe Abbildung 2.7), lassen sich ein höherer Wirkungsgrad von 78% und reduzierte, im Vergleich zum B-Betrieb, Verzerrungen mit dem geringeren Oberwellenanteil erreichen.

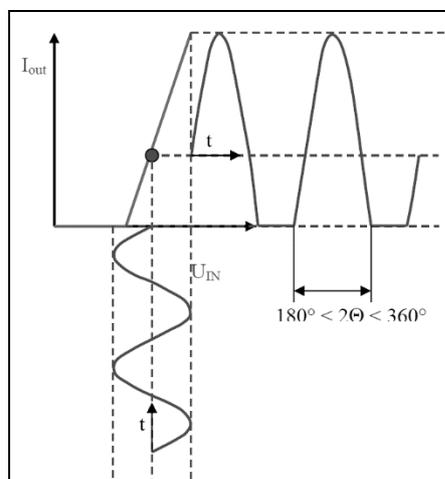


Abbildung 2.10: Drain-Strom I_{OUT} als Funktion der Eingangsspannung U_{IN} in AB-Betrieb [6]

Klasse-C: Diese Klasse bietet den höchsten Wirkungsgrad bis ca. 100% [4], da der Verstärker die meiste Zeit ruht und nur die Signalspitzen, die die Spannung U_{TH}^4 überschreiten, den Transistor in den leitenden Zustand versetzen (Verstärkung). Dieser Typ hat den höchsten Anteil an Verzerrungen sowie Oberwellen und kann damit nicht mit allen Modulationsarten verwendet werden und kann ohne weitere Maßnahmen, wie z.B. zusätzliche Bandpassfilter, als RF-Verstärker nicht eingesetzt werden.

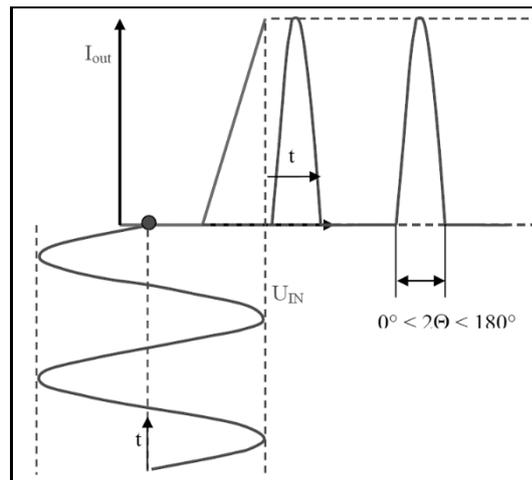


Abbildung 2.11: Drain-Strom I_{OUT} als Funktion der Eingangsspannung U_{IN} in C-Betrieb [6]

2.5.2 Kenngrößen Leistungsverstärker

In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Charakteristiken der HF-Leistungsverstärker behandelt.

Dynamikbereich D [dB]

In der Übertragungstechnik wird unter dem Dynamikbereich die Differenz zwischen der minimalen und der maximalen Eingangsspannung definiert, bei der der Verstärker im linearen Bereich arbeitet [7].

$$D = 20 * \log\left(\frac{U_{E-max}}{U_{E-min}}\right) \quad (2.18)$$

Leistungsverstärkung G_{ain} [dB]

Dieser Parameter gibt an um wie viel dB die Ausgangsleistung größer als die Eingangsleistung ist.

$$G_{ain} = P_{Out [dBm]} - P_{In [dBm]} \quad (2.19)$$

⁴ Schwellspannung

$$G_{\text{ain}} = 10 * \log\left(\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{Pin}}}\right) \quad (2.20)$$

$$\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{Pin}}} = 10^{\frac{L[\text{dB}]}{10}} \quad (2.21)$$

Oft wird G_{ain} in Form einer Grafik dargestellt, es erleichtert die Abschätzung des nächsten Parameters, die Schwankung der Leistungsverstärkung.

G_{ain} Flatness ΔG_p [dB]

Mit diesem Parameter wird die Schwankung der Verstärkung um den Sollwert beschrieben [7].

Bandbreite B (Δf) [MHz]

Das ist ein Frequenzbereich, in dem die Ausgangsleistung vom maximalen Wert P_{max} , bei der Mittenfrequenz f_0 , auf $P_{\text{out}} = P_{\text{max}} - 3\text{dB}$ gefallen ist. In der Kommunikationstechnik wird oft die -3dB Grenze für die Bestimmung der Bandbreite verwendet, das bedeutet, dass bei diesen Grenzfrequenzen nur die Hälfte der Leistung abgegeben wird.

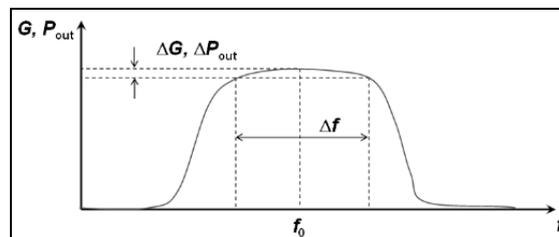


Abbildung 2.12: Bandbreite eines Verstärkers [8]

Stehwellenverhältnis S (VSWR⁵)

Stehwellenverhältnis ist das Maß der Welligkeit auf einer Leitung bei Reflexion.

Mit folgenden Formeln lassen sich die wichtigsten Umrechnungen durchführen [9]:

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.22)$$

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.23)$$

⁵ voltage standing wave ratio

$$\text{Return Loss [dB]} = -20 * \log|\Gamma| \quad (2.24)$$

$$\text{Return Loss [dB]} = -20 * \log \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (2.25)$$

$$\Gamma = 10^{\frac{-\text{Return Loss [dB]}}{20}} \quad (2.26)$$

$$\Gamma = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (2.27)$$

$$\text{Reflected Power [\%]} = 100 * \Gamma^2 \quad (2.28)$$

$$\text{Through Power [\%]} = 100 * (1 - \Gamma^2) \quad (2.29)$$

Rauschmaß F' [dB]

Ist die logarithmische Darstellung der Rauschzahl eines Systems:

$$F' = 10 * \text{Log} \frac{\text{SNR}_{\text{ein}}}{\text{SNR}_{\text{aus}}} \quad (2.30)$$

Damit wird angegeben, welches Rauschen zusätzlich einem System zugeführt wird.

1dB Kompressionspunkt / P_{1dB}

Definiert die Ausgangsleistung, bei der die reale Leistung 1dB unterhalb der idealen Leistungsgerade liegt (siehe Abbildung 2.13)

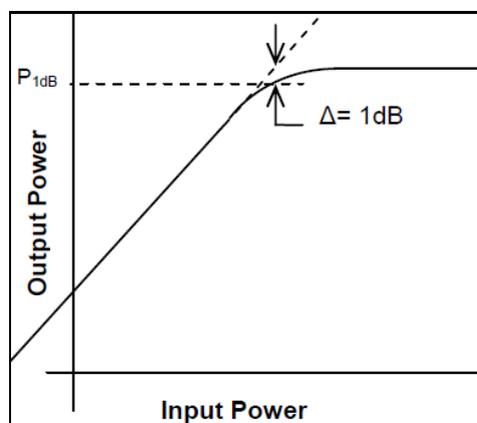


Abbildung 2.13: 1dB Kompressionspunkt [7]

Intercept-Point 3. Ordnung IP3 [dBm]

Der IP3 gibt die Ausgangsleistung an, bei der die Signalkomponenten Grundfrequenz f und die Intermodulations-Produkte 3-Ordnung die gleiche Leistung erreichen.

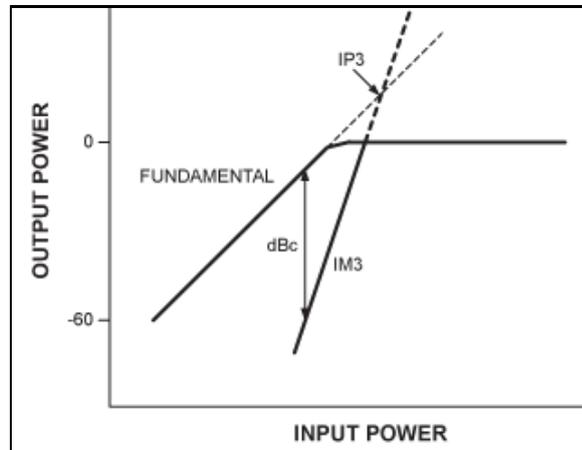


Abbildung 2.14: Intercept-Point 3-Ordnung

2.5.3 Effizienz bei Leistungsverstärkern

Eines der wichtigsten Parameter bei der Konstruktion von Leistungsverstärkern ist deren Effizienz. Das ist ein Maß, wie gut ein Verstärker die zugeführte Leistung am Eingang in die Ausgangsleistung konvertiert. In Übertragungstechnik werden drei Berechnungsmethoden verwendet: das Power-Added-Efficiency (PAE), Drain Efficiency (DE) und Total Efficiency (η_{Total}) [10].

DE: Dieser Parameter wird bei den FET oder MOSFET Verstärkern verwendet und zeigt, wieviel Gleichstromleistung P_{DC} in die HF-Ausgangsleistung $P_{\text{RF-Out}}$ umgesetzt wird.

$$DE = \frac{P_{\text{RFout}}}{P_{\text{DC}}} * 100\% \quad (2.31)$$

PAE: Der Unterschied zu dem DE ist, dass in diesem Fall auch die zugeführte Leistung berücksichtigt wird.

$$PAE = \frac{P_{\text{RFout}} - P_{\text{RFin}}}{P_{\text{DC}}} * 100\% \quad (2.32)$$

η_{Total} : Diese Methode bietet einen besseren Überblick über die Effizienz eines Verstärkers, da hier die Ausgangsleistung in Verhältnis zu der gesamt zugeführten Leistung steht.

$$\eta_{\text{Total}} = \frac{P_{\text{RFout}}}{P_{\text{DC}} + P_{\text{RFin}}} * 100\% \quad (2.33)$$

2.6 Microstrip-Linie

Microstrip-Linie ist eine spezielle Klasse der Wellenleiter für die Übertragung von elektromagnetischen Wellen in unterschiedlichen Medien z.B. Luft, Keramik oder anderen Materialien mit einer definierten Dielektrizitätskonstante ϵ_r . In der HF-Technik werden Microstrip-Linien häufig aus einem doppelseitig beschichteten Platinen-Material gebaut. Dabei ist die Unterseite immer die Gesamtmasse und zusammen mit dem oberen Leiterbahn wird ein Wellenleiter für die ausbreitende elektromagnetische Welle gebildet. Ähnlich wie in dem Koaxialkabel beeinflusst die Dielektrizitätskonstante ϵ_{eff} die Wellenlänge λ_0 , deswegen muss sie um $\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$ korrigiert werden:

$$\lambda_{\text{guide}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2.34)$$

Die Konstruktion der Microstrip-Linien wird in der Abbildung 2.15 ersichtlich.

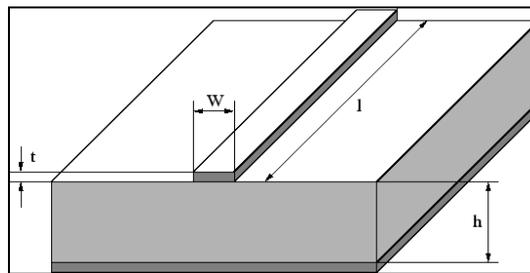


Abbildung 2.15: Aufbau einer Microstrip-Linie

Um eine Microstrip-Linie berechnen zu können, werden folgende Kenngrößen benötigt [11]:

W - Breite des Microstrip-linie

t - Stärke der Kupferfolie

ϵ_r - relative Dielektrizitätskonstante des Substrats

ϵ_{eff} - effektive relative Dielektrizitätskonstante des Substrats

$\tan. \delta$ - Tangens des Verlustwinkels

h - Substrathöhe

Charakteristisch für alle Übertragungslinien ist auch der Wellenwiderstand Z_0 . Bei Microstrips ist er von ϵ_{eff} sowie von Verhältnis W/t abhängig und kann mit folgenden Formeln berechnet werden [11].

Für $W/t \leq 1$ folgt:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} * \ln\left(\frac{8*t}{W} + \frac{W}{4*t}\right) \quad (2.35)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 * \frac{t}{W}}} + 0.04 * \left(1 - \frac{W}{t}\right)^2 \right] \quad (2.36)$$

Für $W/t \geq 1$ folgt:

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} * \left[\frac{W}{t} + 1.393 + 0.667 * \ln\left(\frac{W}{t} + 1.444\right) \right]} \quad (2.37)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \frac{1}{\sqrt{1 + 12 * \frac{t}{W}}} \quad (2.38)$$

Die Berechnung mit diesen Formeln ist sehr zeitaufwändig, deswegen werden für diese Arbeit spezielle Software-Programme verwendet. In diesem Projekt wurde das Programm TxLine⁶ für alle Berechnungen von Microstrip-Linien verwendet. Die graphische Oberfläche des Programms kann im Bild 2.16 entnommen werden.

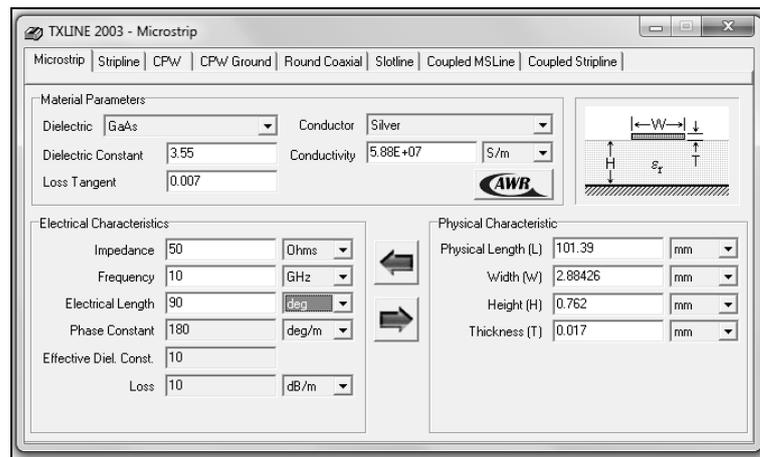


Abbildung 2.16: Graphische Oberfläche von TxLine

Bei der Anfertigung der fertigen Microstrip-Linien wird RO-4350B⁷ Material mit folgenden Eigenschaften verwendet:

$$t = 0.017\text{mm}$$

$$\epsilon_r = 3.55$$

$$h = 0.762\text{mm}$$

$$\tan \delta = 0.007$$

⁶ TX-LINE: Transmission Line Calculator von National Instruments

⁷ Rogers Corporation

3 Das Doherty Konzept

Um die Effizienz der Leistungsverstärker zu steigern, wurden mehrere Verfahren entwickelt. Eins davon ist die Kombination aus zwei unterschiedlichen Verstärkerklassen, die auf eine Last arbeiten. Das bewirkt die Variation der Lastgeraden und steigert den Wirkungsgrad.

3.1 Doherty Technik

In den 1930er Jahren des 20. Jahrhunderts hat W. Doherty eine Idee vorgeschlagen. Er bat an, die Klasse-AB und Klasse-C Verstärker miteinander zu kombinieren, die auf einer gemeinsamen Last R_L betrieben werden sollen. (siehe Abbildung 3.1).

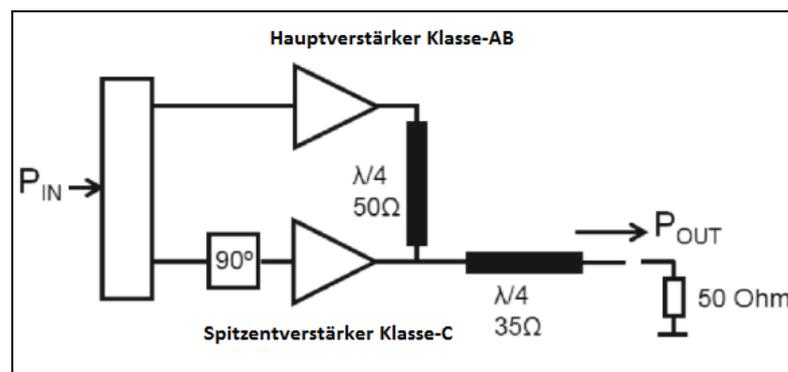


Abbildung 3.1: Doherty-Verstärker-Prinzip [12]

Dieser Verstärker besteht aus vier Hauptelementen: Das Eingangsnetzwerk der beiden Verstärker hat die Aufgabe, die zugeführte Leistung zu teilen und eine Phasenverschiebung zwischen den beiden Ausgängen von 90° zu gewährleisten. In der Praxis können verschiedene Hardware-Lösungen diese Bedingung erfüllen. Oft werden dafür 90° Hybridkoppler oder Wilkinson-Teiler mit einem separaten Phasenverschiebungsnetzwerk (z.B. Microstrip- $\lambda/4$ -Leitung) verwendet.

Das nächste Element ist der Hauptverstärker. Die Besonderheiten der Klasse-AB Verstärker liegt daran, dass er nur in der Kompression seine maximale Effizienz erreichen kann [1]. Bei höheren Eingangspegeln (ca. 6dB unter Vollaussteuerung) wird der Spitzen-

verstärker zugeschaltet [13]. Seine Aufgabe liegt darin, den linearen Bereich der Ausgangsleistung des Doherty-Verstärkers zu erweitern (Abbildung 3.2).

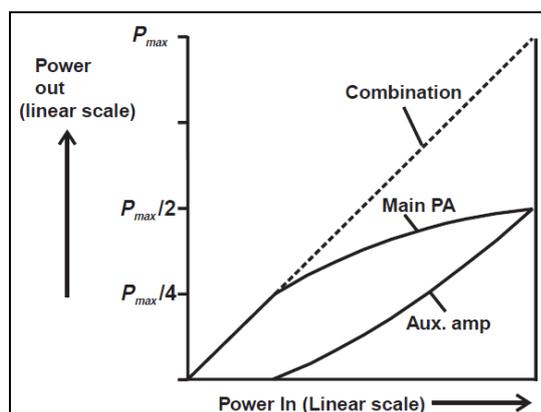


Abbildung 3.2: Das Doherty-Prinzip [13]

Ein weiteres Netzwerk bei diesem Verstärkertyp ist das Ausgangsnetzwerk. Dieses Netzwerk besteht aus zwei Hauptelementen: einem $\lambda/4$ -Phasenschieber und einem Impedanzinverter. Da die Eingangssignale nicht phasengleich die Eingänge vom jeweiligen Verstärker erreichen (siehe Abbildung 3.1), muss nach dem Verstärkervorgang die Phasengleichheit wieder hergerichtet werden. Diesem Zweck dient die erste $\lambda/4$ -Leitung, eine weitere Aufgabe des Elements ist die Impedanztransformation.

Da dieses Netzwerk zwei unabhängige Impedanzinverter hat (siehe Abbildung 3.1), findet hier eine zweistufige Impedanztransformation statt. Der Impedanzinverter bewirkt, dass der Lastwiderstand $R_L = 50\Omega$ in einen Zwischenwiderstand von 25Ω nach folgendem Transformationsverhältnis transformiert wird.

$$Z_1 = \frac{Z_{M.S.}^2}{Z_2} \quad (3.1)$$

Hier sind Z_1 und Z_2 Ein.- bzw. Ausgangsimpedanzen an einer $\lambda/4$ -Leitung, $Z_{M.S.}$ ist der Wellenwiderstand der Microstrip-Leitung [13]. Im nächsten Schritt wird der 25Ω Widerstand mit dem zweiten Impedanzinverter in einen 100Ω Widerstand transformiert. Diesen Wert sieht der Hauptverstärker solange der Spitzenverstärker inaktiv bleibt. Nachdem der Spitzenverstärker den zusätzlichen Strom $I_{sp.}$ liefert, fließt dieser Strom durch den gesamten Lastwiderstand R_L und reduziert damit den effektiven Lastwiderstand auf 50Ω , welchen der Hauptverstärker sieht.

Die Abbildung 3.3 zeigt den Impedanzverlauf des Haupt- und Spitzenverstärkers in Abhängigkeit der Eingangsspannung.

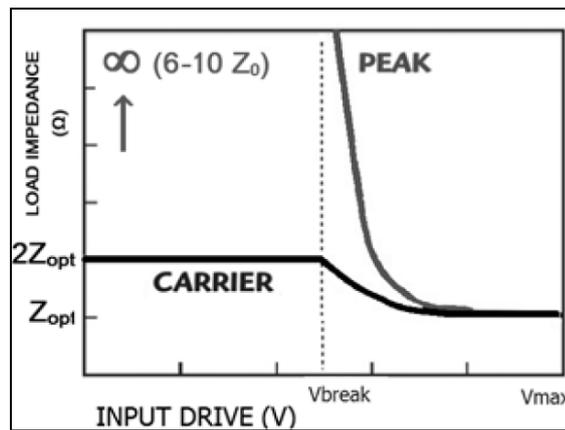


Abbildung 3.3: Impedanzverlauf des Doherty-Verstärkers [14]

Der ideale Effizienzverlauf eines Verstärkers nach dem Doherty-Prinzip kann der Abbildung 3.4 entnommen werden.

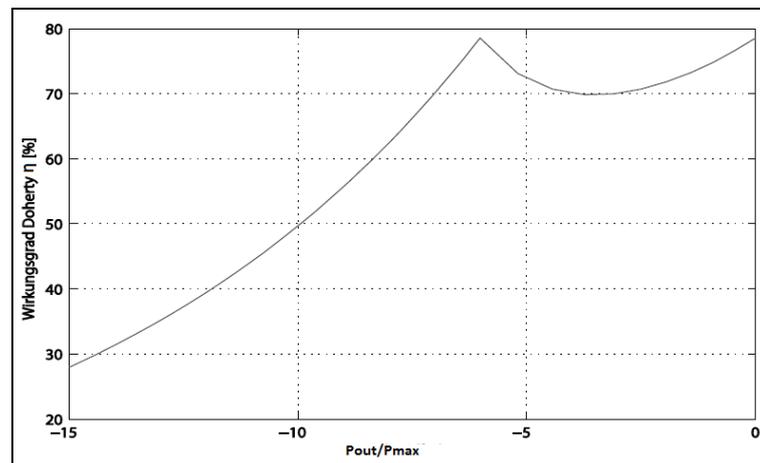


Abbildung 3.4: Idealer Effizienzverlauf für Doherty-Architektur [15]

Es ist ersichtlich, dass der Doherty-Verstärker zwei Maxima hat. Das erste Maximum wird dann erreicht, wenn der Hauptverstärker in der Kompression betrieben wird, das zweite Maximum ist der Punkt, in dem nicht nur der Haupt- sondern auch der Spitzenverstärker den Kompressionspunkt erreicht haben. Die Analyse zeigt, dass der Doherty-Verstärker nur in der Nähe dieser beiden Punkte seine maximale Effizienz erreichen kann. Hat das Eingangssignal nicht genug Leistung um den Spitzenverstärker in die Kompression zu versetzen, so liegt die Effizienz vom Gesamtverstärker unterhalb der maximalen Effizienz der einzelnen Hauptverstärker.

3.2 Lastgeradenvariation

Im oberen Abschnitt wurde eine Methode erwähnt, die es ermöglicht, die effektive Lastimpedanz des Hauptverstärkers zu variieren, um dadurch die höhere Effizienz zu gewinnen. Dieses Prinzip wird als Variation der Lastgeraden bezeichnet (vgl. Abbildung 3.5).

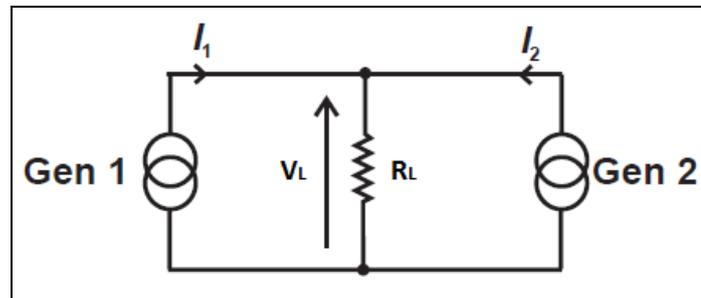


Abbildung 3.5: Variation der Lastgeraden mittels zwei Generatoren [13]

Solange der Strom $I_2 = 0$ ist, sieht der Generator-1 nur den Widerstand R_L . Nachdem auch die zweite Quelle den Strom I_2 liefert, folgt nach dem Kirchhoff⁸ folgende Abhängigkeit [13]:

$$V_L = -R_L * (I_1 + I_2) \quad (3.2)$$

Damit ergibt sich der effektive Lastwiderstand für Generator-1 zu:

$$R_{1Last} = R_L * \left(\frac{I_1 + I_2}{I_1}\right) \quad (3.3)$$

Und der effektivere Lastwiderstand am Generator-2:

$$R_{2Last} = R_L * \left(\frac{I_1 + I_2}{I_2}\right) \quad (3.4)$$

Bei der Verwendung der Impedanzen und komplexeren Größen für Phase und Amplitude sieht die Quelle-1 folgende Lastimpedanz [13]:

$$Z_1 = R_L * \left(1 + \frac{I_2}{I_1}\right) \quad (3.5)$$

Damit wurde gezeigt, dass durch die kontrollierten Amplituden- und Phasenvariationen von I_2 sich die effektive Lastimpedanz ändern lässt.

⁸ Gustav Robert Kirchhoff (1824 - 1887)

4 Eingangsznetzwerk

Das Eingangsznetzwerk des Doherty-Verstärkers stellt einen Leistungsteiler mit einer 90° Phasenverzögerung dar. In diesem Projekt wird ein Wilkinson-Teiler, gekoppelt mit einer $\lambda/4$ -Microstrip-Linie, verwendet. Diese HF-Baugruppen wurden gewählt, weil deren Realisierung bei 433MHz in Microstrip-Technik mit Hilfe des AWR sehr zeiteffizient ist und mit höherer Genauigkeit durchgeführt werden kann [16].

4.1 Wilkinson-Teiler

4.1.1 Funktionsweise des Wilkinson-Teilers

Der Wilkinson-Teiler ist ein Element der Hochfrequenztechnik und wird für die Aufteilung oder das Zusammenführen von Signalen verwendet. Der klassische Wilkinson-Teiler stellt ein Dreitor dar (vgl. Abbildung 4.1).

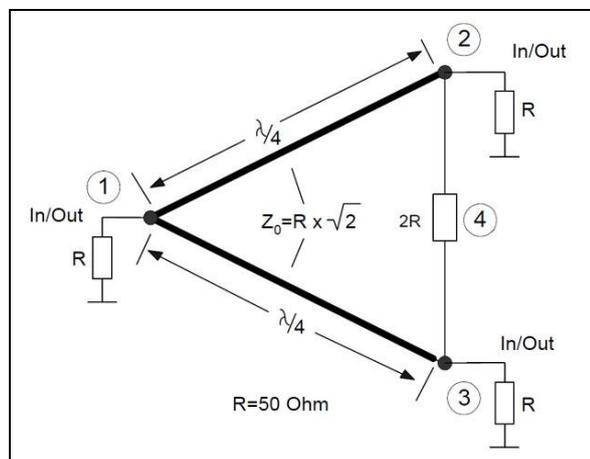


Abbildung 4.1: Wilkinson-Teiler für 50Ohm

Er besteht aus zwei $\lambda/4$ Impedanz-Transformatoren und einem Querwiderstand. Impedanzen, die der Teiler am Port-2 oder Port-3 sieht, werden über folgendes Transformationsverhältnis transformiert [4].

$$Z_{\text{Ein.}} = \frac{Z_0^2}{Z_{\text{Aus.}}} \quad (4.1)$$

Dadurch wird die Eingangsimpedanz $Z_{\text{Ein.}} = 50\Omega$ in eine Zwischenimpedanz $Z_{\text{Zwischen}} = 100\Omega$ konvertiert. Da der Wilkinson-Teiler zwei unabhängige Impedanztransformatoren hat, werden am Port-1 beide 100Ω Impedanzen parallelgeschaltet und es entsteht eine effektive Ausgangsimpedanz $Z_{\text{Aus.}} = 50\Omega$.

Dieses HF-Netzwerk kann auch bidirektional verwendet werden, das bedeutet, dass die gespeiste Leistung am Tor-1 in zwei äquivalente Teile am Tor-2 und Tor-3 gespaltet wird [17]. Falls der Wilkinson-Teiler als ein Combiner⁹ verwendet wird, müssen die Signale am Port-2 und 3 die gleiche Amplituden- und Phasenlage haben, so werden die Leistungen aufsummiert und zum Port-1 weitergeleitet. Soll es zu einer Asymmetrie an beiden Ports kommen, so werden die Gegentakt-Anteile im Querwiderstand 4 (siehe Abbildung 4.1) in Wärme umgewandelt.

4.1.2 Berechnung des Wilkinson-Teilers

Um den Wilkinson-Teiler dimensionieren zu können, werden folgende Parameter benötigt: Systemwiderstand R und die Arbeitsfrequenz f_0 .

Der Wellenwiderstand Z_0 kann wie folgt berechnet werden [17].

$$Z_0 = \sqrt{2} * R \quad (4.2)$$

Mit $R = 50\Omega$ folgt $Z_0 = 70.71\Omega$

Der Querwiderstand R_Q errechnet sich zu

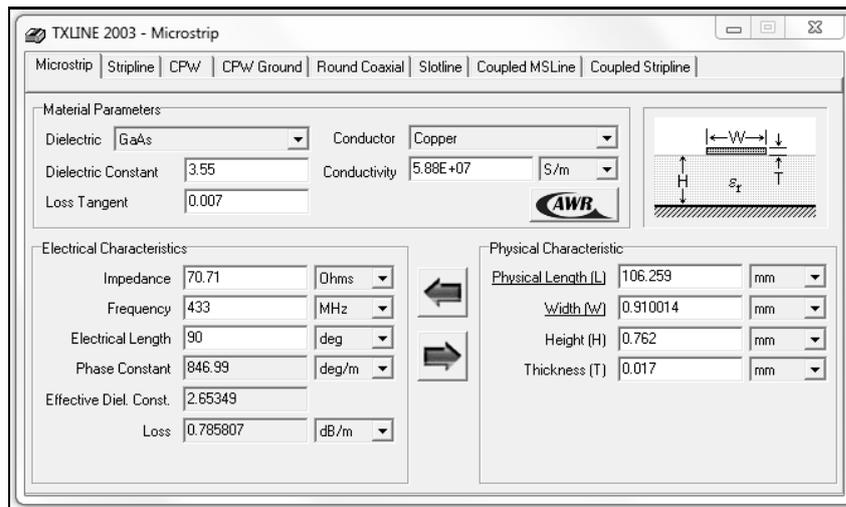
$$R_Q = 2 * R \quad (4.3)$$

Damit ist der $R_Q = 100\Omega$.

Mit den berechneten Werten und Parametern (Abschnitt 2.6) für TxLine, können die geometrischen Maße bestimmt werden.

Folgende Microstrip-Parameter wurden für die Arbeitsfrequenz $f_0 = 433\text{MHz}$ ermittelt:

⁹ Leistungs-Addierer

Abbildung 4.2: $\lambda/4$ -Microstrip-Linie für Wilkinson-Teiler

Mit den Werten $W = 0.91\text{mm}$ und $L = 106.26\text{mm}$ wird in AWR ein Model eines Wilkinson-Teilers erstellt und simuliert.

4.1.3 Simulation in AWR

Die Abbildung 4.3 zeigt die entworfene Schaltung des 433MHz-Wilkinson-Teilers.

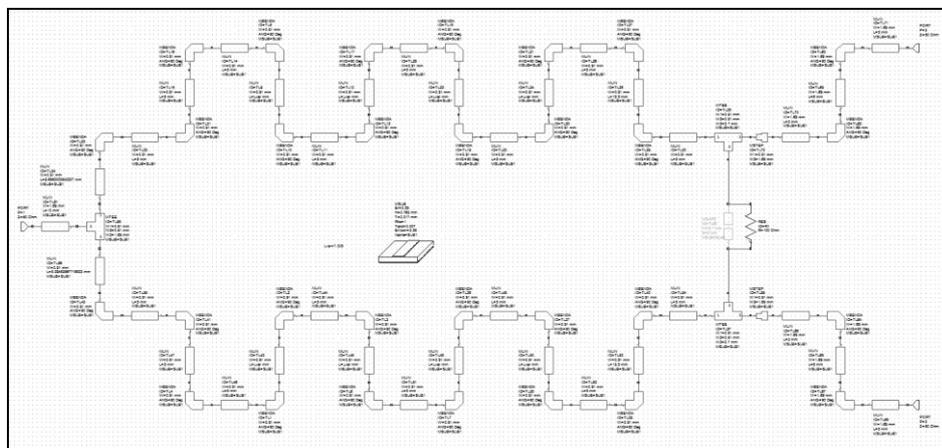


Abbildung 4.3: 433MHz-Wilkinson-Teiler

Eine Besonderheit dieser Schaltung ist die Form der $\lambda/4$ Elemente, sie wurden in Form eines Mäanders realisiert. Diese Lösung ermöglicht, ohne Parameterverluste die Leiterplatte kompakter anzufertigen. Allerdings muss auf Grund der komplizierten Mikrostrip-Struktur die Gesamtschaltung optimiert werden.

Die Simulation der fertigen Schaltung kann der Abbildung 4.4 entnommen werden.

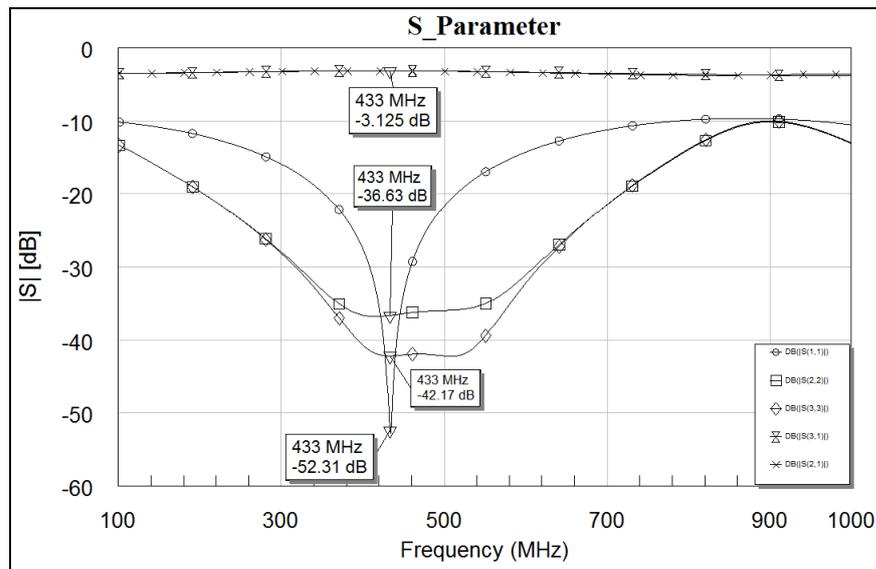


Abbildung 4.4: Simulation der S-Parameter

Die Simulation zeigt, dass die erwarteten Eigenschaften des Teilers erreicht sind. Die S₂₁ bzw. S₃₁ liegt bei -3.125dB und die Anpassung ist an allen drei Toren nicht schlechter als -36.63dB.

Um die Simulationsergebnisse verifizieren zu können, wird, mit im Bild 4.5 abgebildetem Platinen-Layout, der Wilkinson-Teiler aufgebaut.

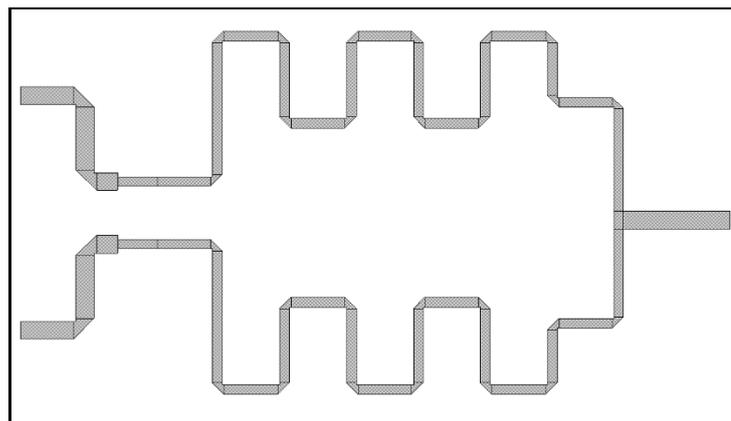


Abbildung 4.5: Platinen-Layout des Wilkinson-Teilers

4.1.4 Aufbau und Messung

Die Abbildung 4.6 zeigt den vollständig aufgebauten Wilkinson-Teiler.

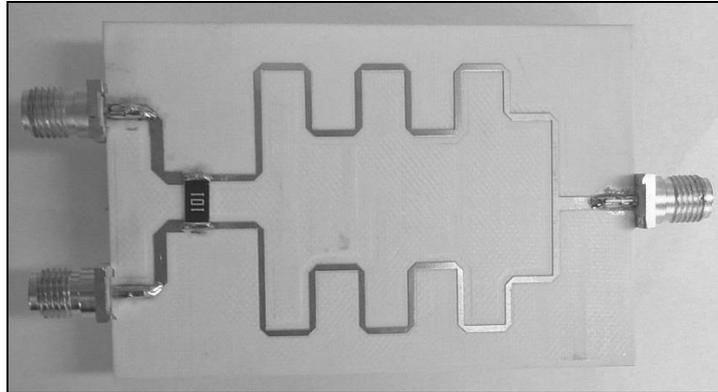


Abbildung 4.6: 433MHz-Wilkinson-Teiler

Die Realisierung in Microstrip-Technik hat nicht nur Vorteile, sondern auch Nachteile. Der größte Nachteil ist die fehlende mechanische Stabilität. Da bei diesem Element ein Platinen-Material mit einer Stärke von unter 0.8mm verwendet wurde, führt eine geringere Deformation der Platine zu negativer Beeinflussung der Messergebnisse.

Um dieses Problem zu umgehen wurden zusätzliche Versteifungsrippen für die Verbesserung der mechanischen Stabilität angebracht. Eine Variante für deren Platzierung kann der Abbildung 4.7 entnommen werden.

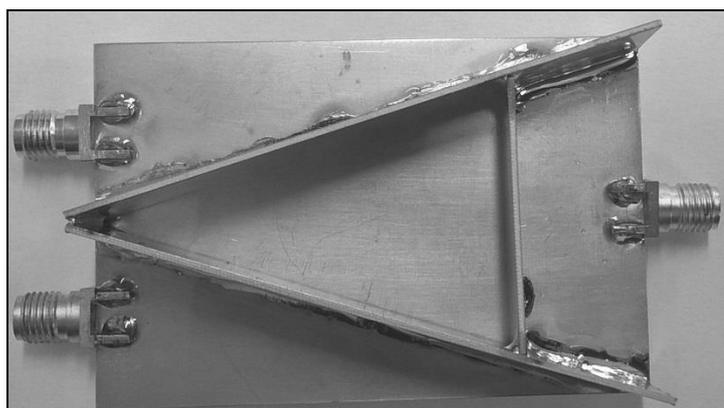


Abbildung 4.7: Versteifungsrippen beim Wilkinson-Teiler

Im nächsten Schritt wurde der fertig gebaute Teiler mit folgendem Messaufbau vermessen (siehe Abbildung 4.8).

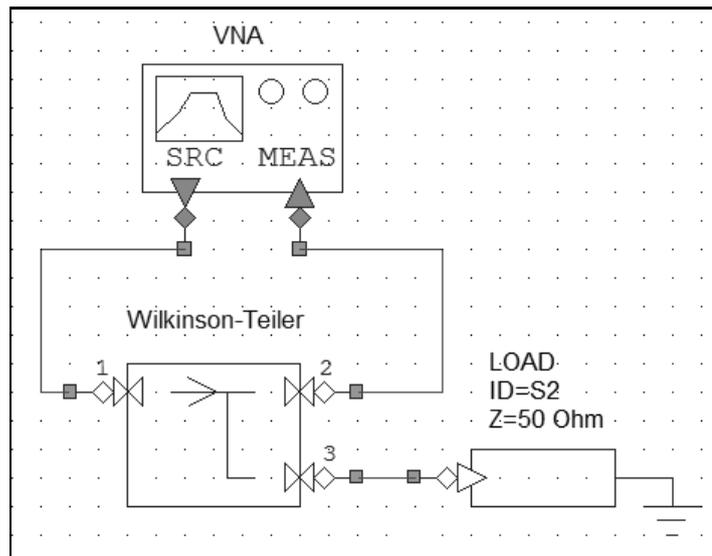


Abbildung 4.8: Messaufbau für den Wilkinson-Teiler

Die Messergebnisse werden in Abbildungen 4.9 und 4.10 präsentiert.

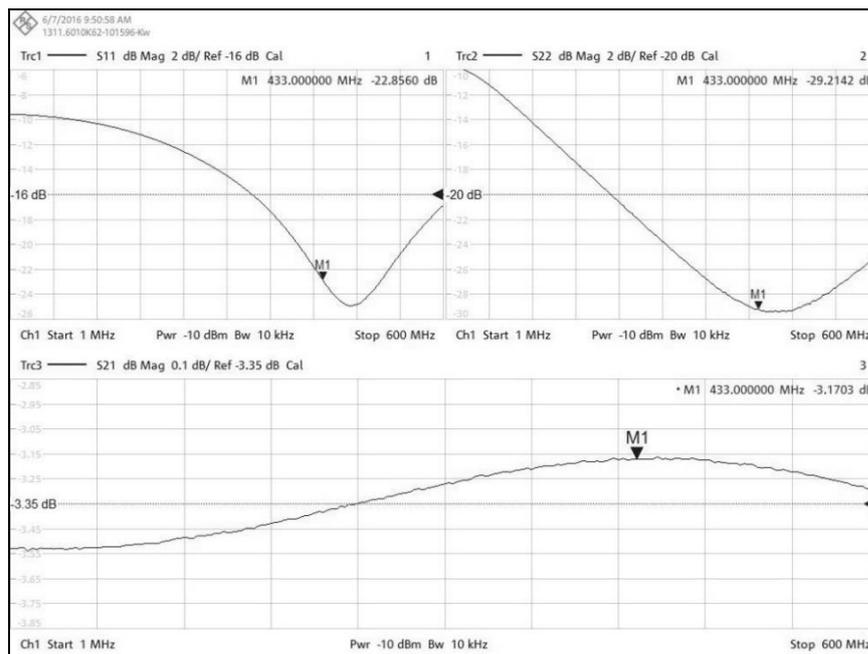


Abbildung 4.9: S11, S21, S22 für Port-2

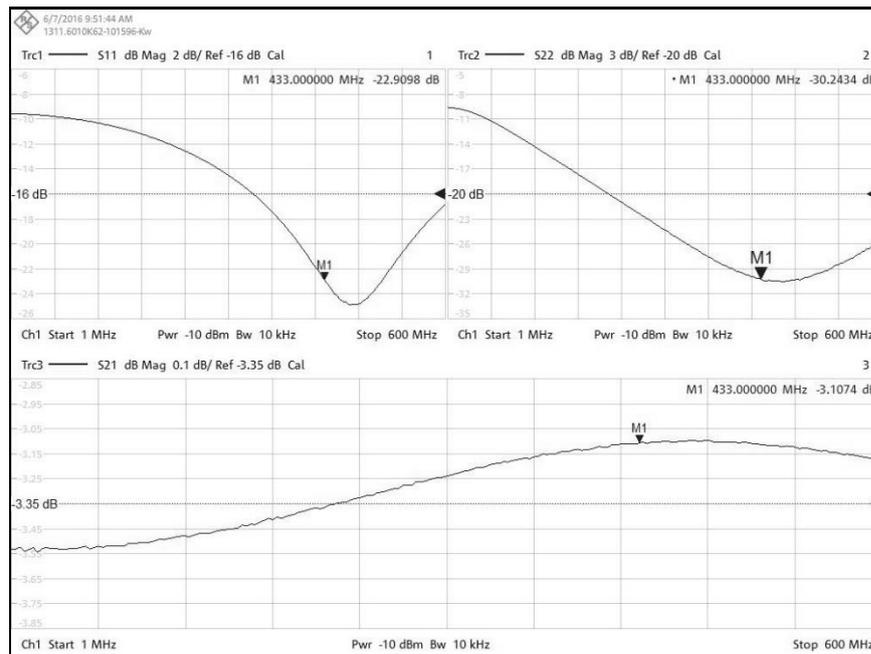


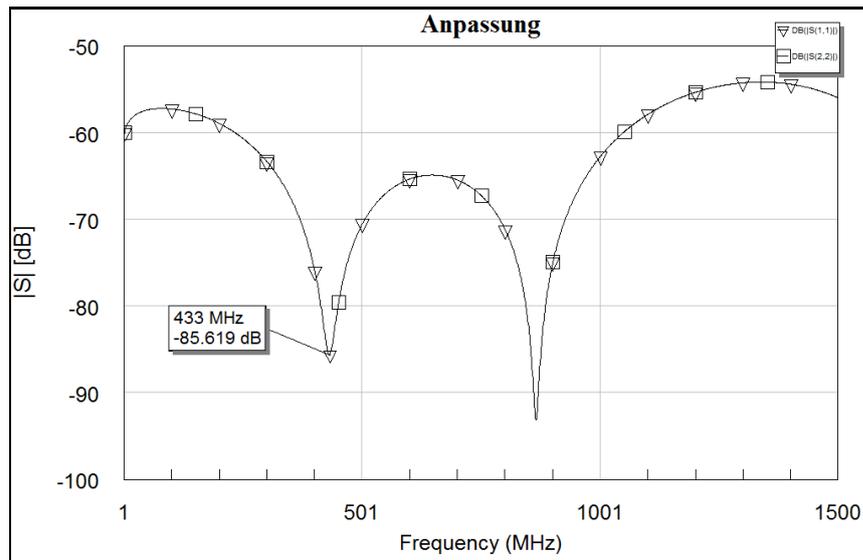
Abbildung 4.10: S11, S21, S22 für Port-3

Um die Ergebnisse bewerten zu können, wurden die simulierten Parameter mit den Messergebnissen verglichen und analysiert.

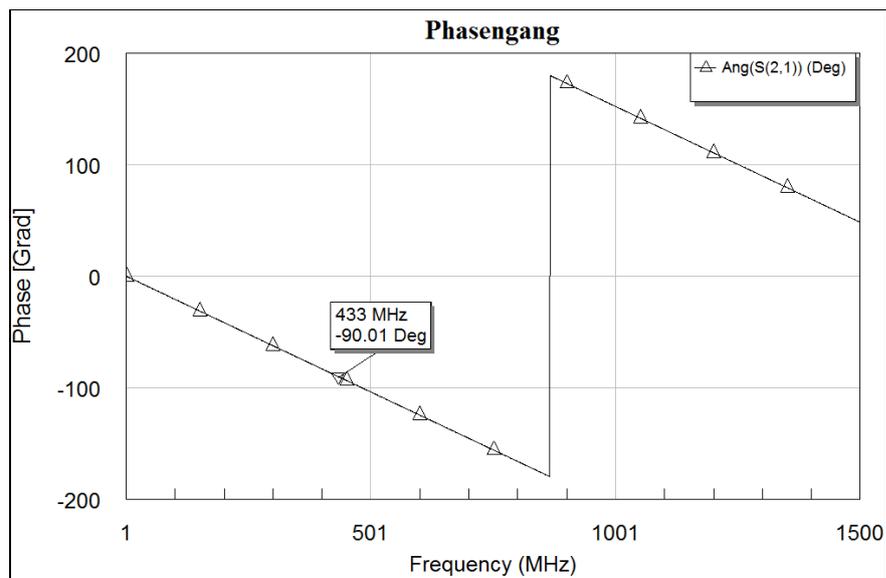
Tabelle 2: Messergebnisse Wilkinson-Teiler

Parameter	Simulation	Messung	$ \Delta $
S11 (Port 2)	-52.31dB	-22.86dB	29.45dB
S22 (Port 2)	-36.63dB	-29.21dB	7.42dB
S21 (Port 2)	-3.125dB	-3.170dB	0.045dB
S11 (Port 3)	-52.31dB	-22.91dB	29.40dB
S22 (Port 3)	-42.17dB	-30.24dB	11.93dB
S21 (Port 3)	-3.125dB	-3.107dB	0.018dB

Obwohl einige gemessene Parameter eine größere Abweichung von Simulationsergebnissen zeigen und beide Zweige zu den Ausgangsports eine Asymmetrie aufweisen (vgl. S21 Parameter in Tabelle 2), sind die gemessene Parameter optimal und es besteht kein weiterer Verbesserungsbedarf. Möglicherweise wurden diese Abweichungen und die Asymmetrie durch Fertigungstoleranzen oder Endmontage verursacht.

Abbildung 4.12: S12 und S22 der $\lambda/4$ -Phasenverzögerung

Der Phasengang der simulierten Schaltung wird in der Abbildung 4.13 dargestellt.

Abbildung 4.13: Phasengang der $\lambda/4$ -Leitung

Für die weitere Kontrolle können die Transformationseigenschaften der Leitung ausgenutzt werden (siehe Abbildung 4.14).

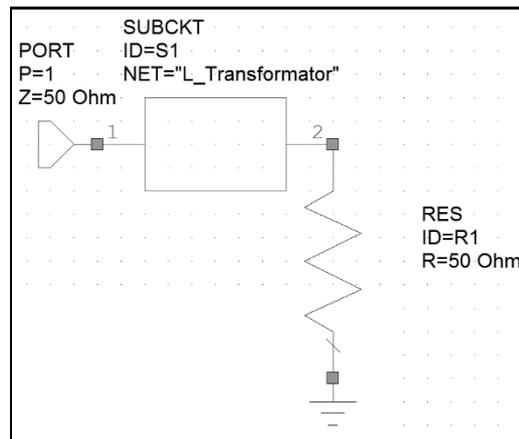


Abbildung 4.14: Test-Schaltung 1

Die Leitung wird mit einem bekannten Abschlusswiderstand versehen und ausgemessen. Nach 4.1 muss die Schaltung die Abschlussimpedanz in eine Impedanz von 50Ω transformieren. Die Abbildung 4.15 zeigt den simulierten Impedanzverlauf der Schaltung.

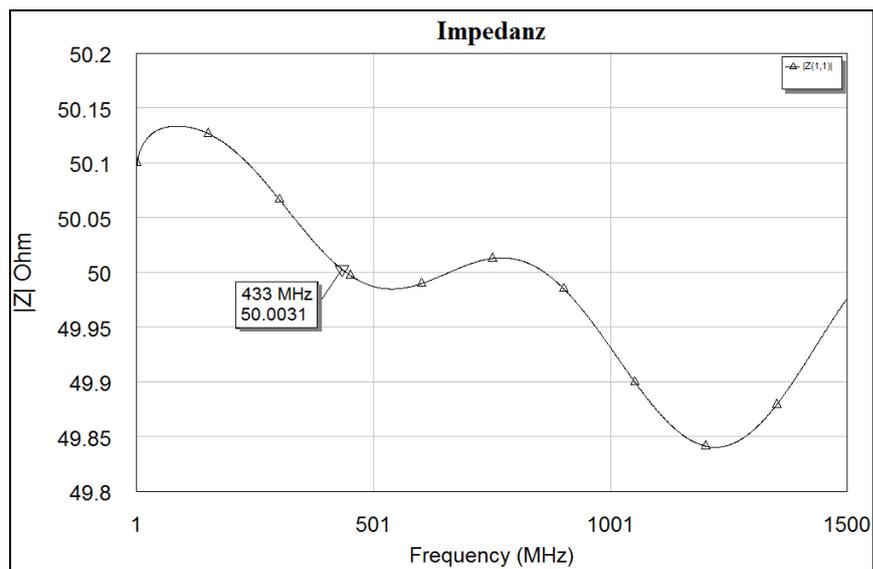


Abbildung 4.15: Impedanzverlauf

Zu sehen ist, dass die 50Ω am Ausgang in 50.0031Ω transformiert wurden. Das ist ein Zeichen dafür, dass die Schaltung wie ein $\lambda/4$ Impedanzinverter fungiert. Eine weitere Kontrollmöglichkeit wird in Abbildung 4.16 vorgestellt.

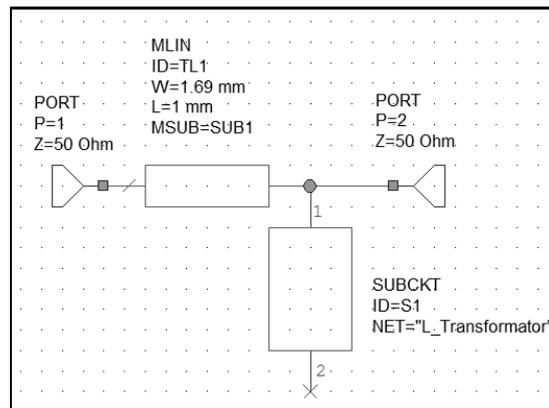


Abbildung 4.16: Test-Schaltung 2

Die Simulationsergebnisse können der Abbildung 4.17 entnommen werden.

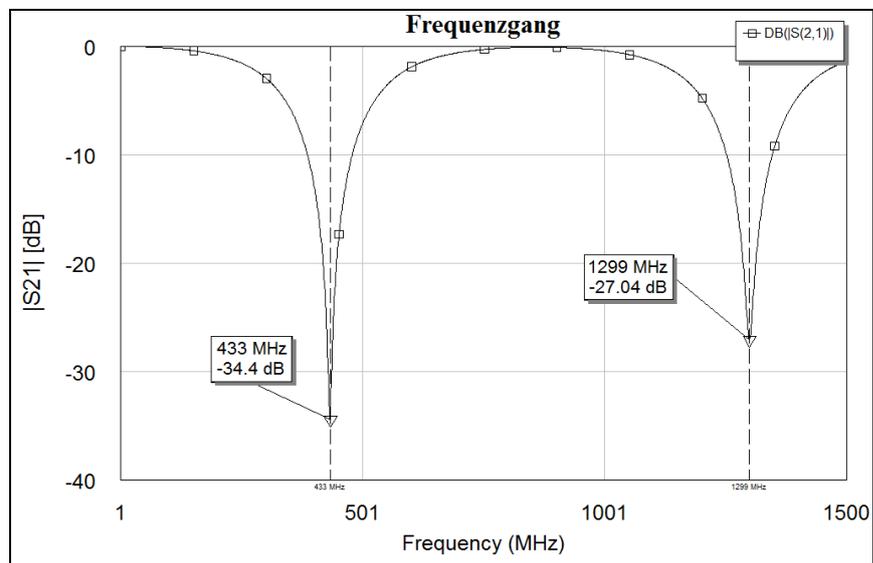


Abbildung 4.17: Frequenzgang

Ersichtlich ist, dass im simulierten Frequenzbereich zwei Minima vorhanden sind. Das lässt sich dadurch erklären, dass der $\lambda/4$ Transformator als ein Saugkreis verwendet werden kann [17]. Es werden Minima in einem bestimmten Frequenzraster nach folgender Formel erzeugt:

$$f_{\text{cut.}} = n * f_0 \quad (4.4)$$

Hier ist $f_{\text{cut.}}$ – die unterdrückte harmonische Frequenz und $n * f_0$ – das Vielfache der Grundschwingungsfrequenz f_0 mit $n = 1, 3, 5, \dots$.

4.2.2 Aufbau und Messung

Nachdem die Schaltung als Microstrip-Linie angefertigt wurde (siehe Abbildung 4.18),

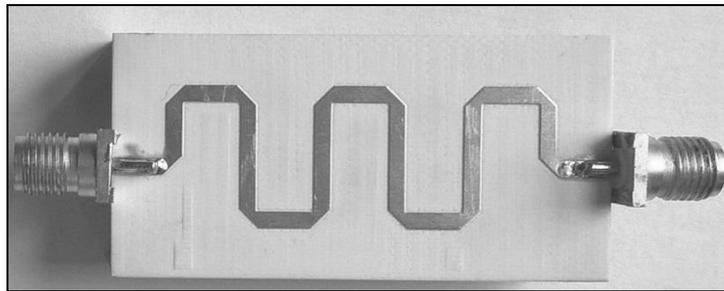


Abbildung 4.18: 433MHz $\lambda/4$ -Phasenverzögerung

wurde festgestellt, dass wie im Fall des Wilkinson-Teilers die einzelne Platine nicht genügend mechanische Stabilität anbieten kann. Um sie zu verbessern, wurde, wie bereits im vorherigen Kapitel erläutert, die Versteifungsrippen angebracht (vgl. Abbildung 4.19).

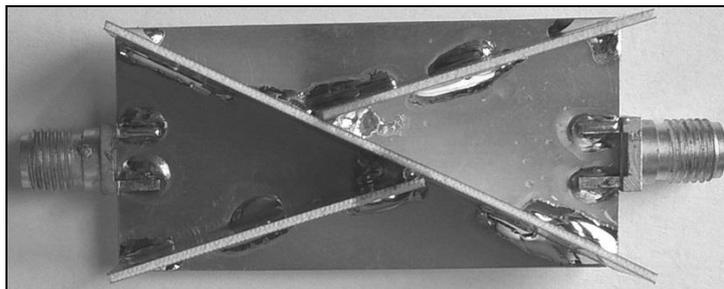


Abbildung 4.19: Versteifungsrippen bei 433MHz $\lambda/4$ -Phasenverzögerung

Im nächsten Schritt wurde für die Verifikation und das Ausmessen der Eigenschaften der $\lambda/4$ -Phasenverzögerung folgender Messaufbau verwendet:

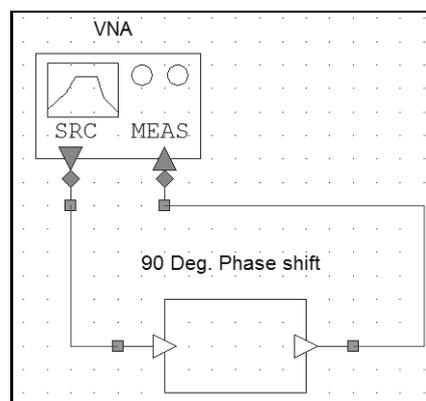


Abbildung 4.20: Messaufbau für die $\lambda/4$ -Phasenverzögerung

Die Ergebnisse der Messung können der Abbildung 4.21 entnommen werden.

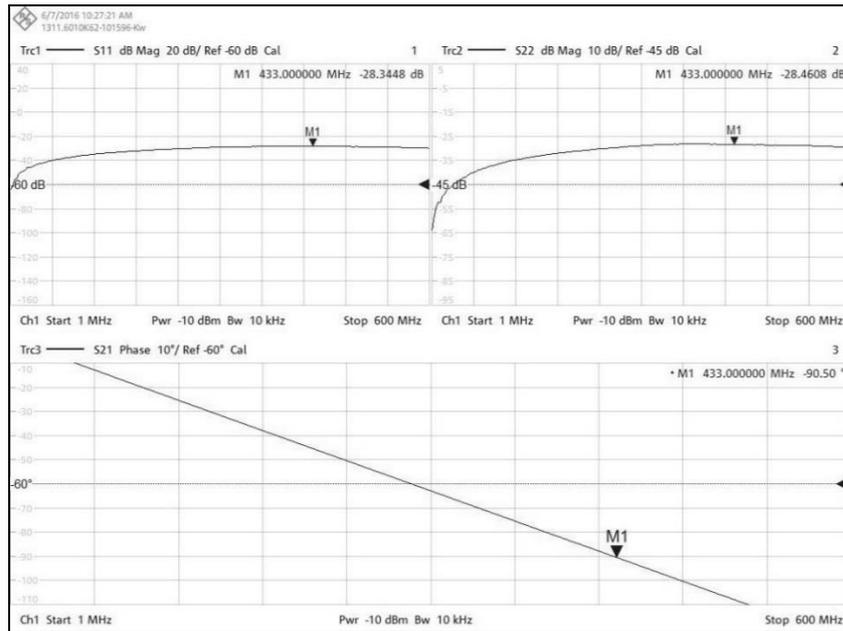


Abbildung 4.21: S11, S22 und der Phasengang der $\lambda/4$ -Phasenverzögerung

Für die Auswertung der Gesamtergebnisse wurden die simulierten Parameter mit den Messergebnissen verglichen und analysiert.

Tabelle 3: Messergebnisse 90° -Phasenverzögerung

Parameter	Simulation	Messung	$ \Delta $
S11	-85.619dB	-28.345dB	57.274dB
S22	-85.619dB	-28.461dB	57.158dB
S21	-90.01Grad	-90.50Grad	0.49Grad

Aus der Tabelle wird sichtbar, dass die reale Schaltung gute Eigenschaften aufweist und weiter für den Aufbau des Gesamtverstärkers verwendet werden kann.

4.2.3 Ausmessen des Eingangnetzwerkes im Zeitbereich

In der Abbildung 4.22 wird das komplette Eingangnetzwerk dargestellt.

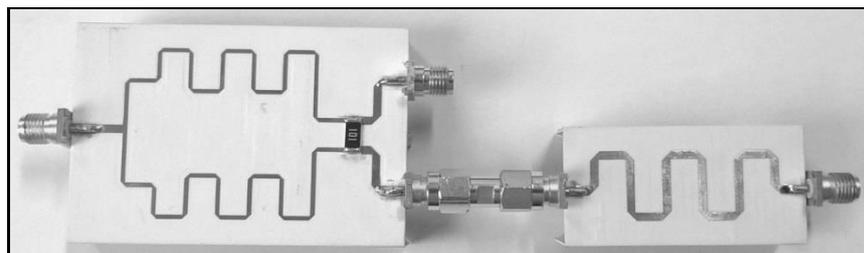


Abbildung 4.22: Eingangnetzwerk zur Vermessung

Im nächsten Schritt wurde mit folgendem Messaufbau die Phasenverschiebung zwischen den beiden Ausgängen gemessen.

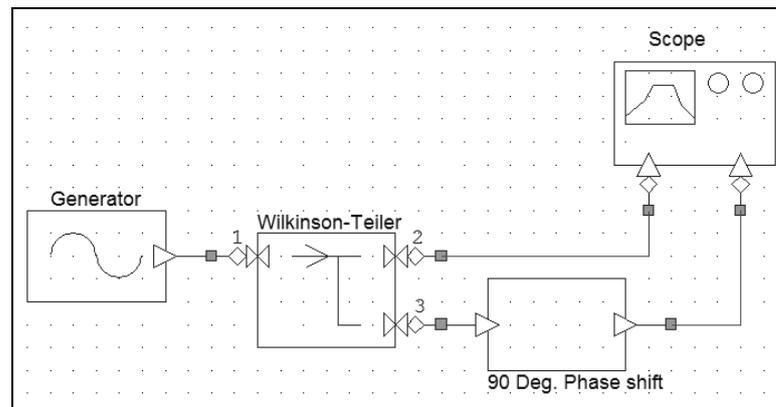


Abbildung 4.23: Messaufbau für das Eingangsnetzwerk

Die Abbildung 4.24 stellt die Messergebnisse dar.

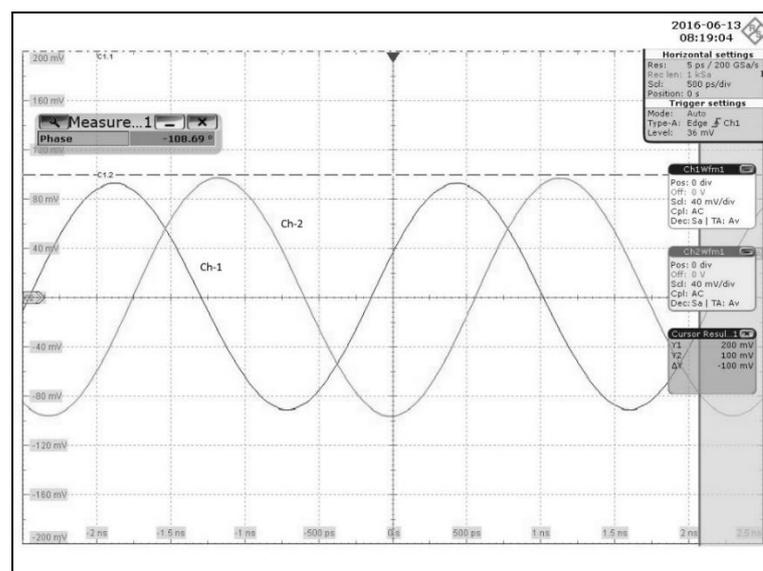


Abbildung 4.24: Phasenverschiebung zwischen Port-2 und Port-3

Die Phasenverschiebung liegt bei -108.69° , dieser Wert weicht von den simulierten 90° um 18.69° ab und kann die Funktionsweise des gesamten Verstärkers negativ beeinträchtigen. Die Analyse der Abweichung führte zu dem Verbindungsadapter zwischen den beiden Platinen (siehe Abbildung 4.22). Bei der $\lambda/4$ -Länge $L = 103.75\text{mm}$ verursacht die Eigenlänge des Adapters $L_{\text{verb.}} = 10\text{mm}$ eine zusätzliche Phasenverschiebung von mindestens -18.3° . Der Phasengang des Adapters kann der Abbildung 4.25 entnommen werden.

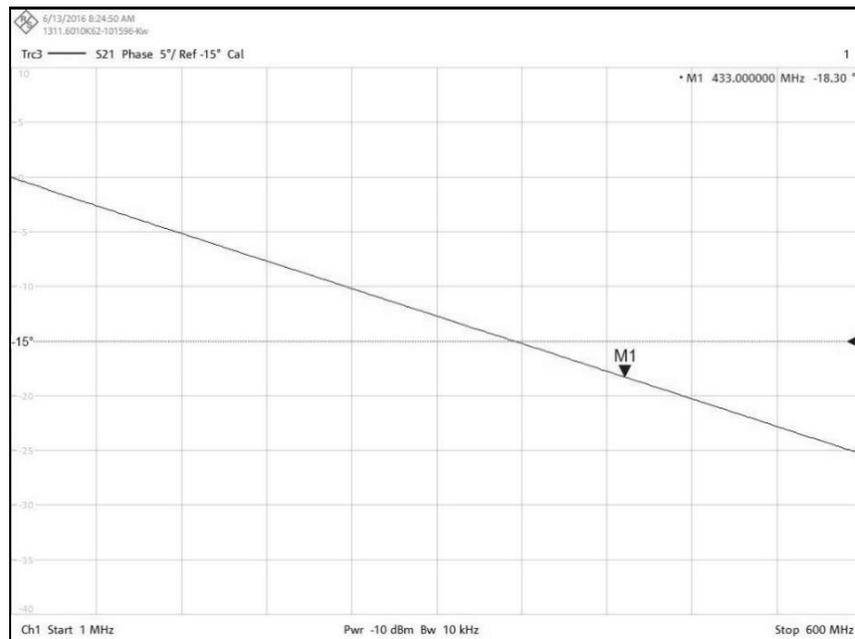


Abbildung 4.25: Phasenverschiebung des SMA-Adapters

Für die Beseitigung der zusätzlichen Phasenverschiebung von 18.69° wurde beim Endaufbau der Wilkinson-Teiler direkt mit der 90° Phasenverzögerung verbunden (siehe Abbildung 4.26).

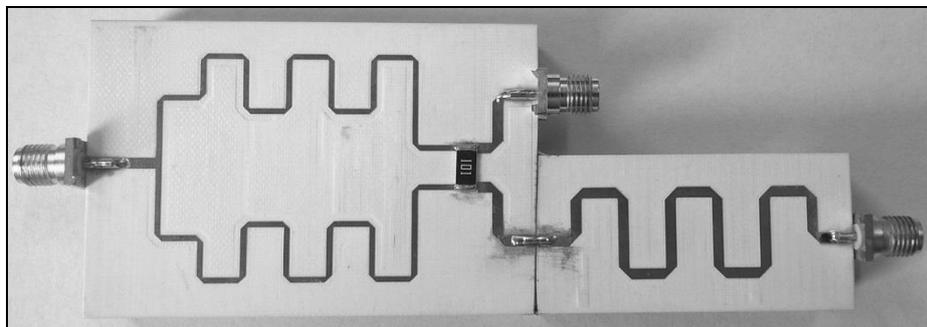


Abbildung 4.26: Einbaufertiges Eingangsnetzwerk

Damit ist der Entwurf des Eingangsnetzwerkes abgeschlossen und es kann weiter für den Aufbau des Gesamtverstärkers verwendet werden.

5 Hauptverstärker

In diesem Projekt wird, als aktives Element, im Hauptverstärker ein LDMOS-Transistor AFT05MS004N von Freescale (NXP) mit folgenden Kenngrößen verwendet [18]:

- Frequenzbereich: 136 – 941MHz
- Eingangsleistung: $P_{in} = 0.12W$
- Ausgangsleistung (435MHz): $> 4W$
- Betriebsspannung: $U_{DS} = 7.5V_{DC}$
- Drain-Strom [AP. für Klasse-AB]: $I_{DQ} = 50mA$
- Leistungsverstärkung: $G_{ain} > 15dB$
- Drain Efficiency: $DE > 50\%$
- VSWR: $> 65:1$

5.1 Simulation der Transistorkennlinien

Um den richtigen Arbeitspunkt für den Transistorverstärker zu wählen, müssen die Steuer- und Ausgangskennlinie des Transistormodels aufgenommen werden (siehe Abbildung 5.1). Die Schaltung besteht aus dem Transistormodel, welches vom Hersteller zur Verfügung gestellt wurde und einem IVCURVE-Measurement. Dieser Messblock stellt eine Kombination aus einem XY-Schreiber und Netzteilen dar.

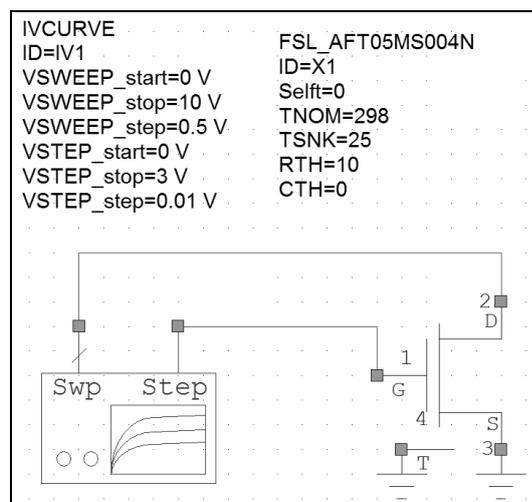


Abbildung 5.1: Schaltung für die Simulation der Transistorkennlinien

Die Steuerkennlinie stellt die Abhängigkeit des Drain-Stromes I_{DS} zur angelegten Gate-Source Spannung U_{GS} dar. Das Ergebnis der Simulation kann aus der Abbildung 5.2 entnommen werden:

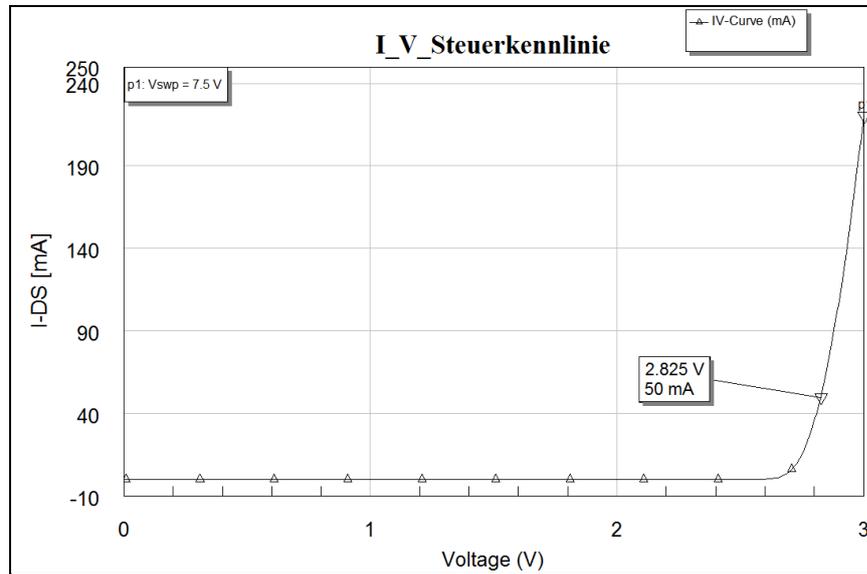


Abbildung 5.2: Steuerkennlinie des Transistors für $U_{DS} = 7.5V$

Mit Hilfe eines Markers wird die gesuchte $U_{GS} = 2.852V$ ermittelt. Bei dieser Spannung entspricht der simulierte Arbeitspunkt des Transistors dem Arbeitspunkt aus dem Datenblatt. Im nächsten Schritt wird die Ausgangskennlinie des Transistors simuliert:

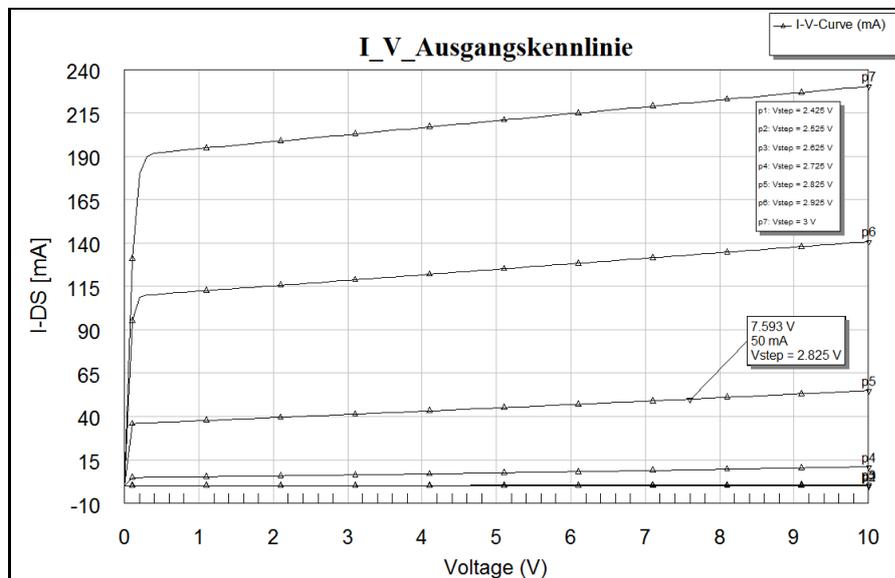


Abbildung 5.3: Ausgangskennlinie des Transistors für $U_{GS} = 2.825V$

Diese Simulation zeigt, wie sich der Drain-Strom I_{DS} in Abhängigkeit der Drain-Source Spannung bei einer festen U_{GS} Spannung verhält.

Für weitere Implementierung des Verstärkers in AWR wurde folgender Arbeitspunkt gewählt: $U_{DS} = 7.5V$ und $U_{GS} = 2.825V$.

5.2 Simulation und Berechnung der Anpassnetzwerke

Um einen möglichst effizienten Transistorverstärker bauen zu können, muss die Ein- bzw. Ausgangsimpedanz des aktiven Bauelements an die Systemimpedanz angepasst werden. Das Datenblatt [18] gibt für den AFT05MS004N folgende Impedanzen für diesen Arbeitspunkt bei 433MHz an:

$$Z_{Source} = (2.78 + j2.43\Omega)$$

$$Z_{Load} = (3.82 + j0.48\Omega)$$

Z_{Source} und Z_{Load} sind die Ausgangs- bzw. Eingangsimpedanzen des Anpassnetzwerks (siehe Abbildung 5.4).

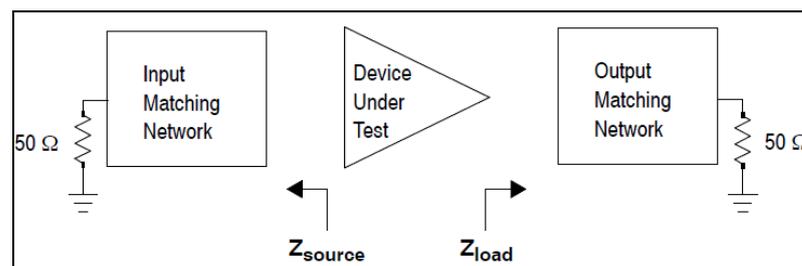


Abbildung 5.4: Impedanzen des Anpassnetzwerks [18]

Um mit diesen Werten die Anpassung aus dem Abschnitt 2.4 realisieren zu können, müssen diese Impedanzen in die Transistorimpedanzen konvertiert werden. Das geschieht durch die Konjugation der gegebenen Impedanzen Z_{Source} und Z_{Load} .

$$Z_{Source}^* = Z_{Gate} = 2.78 - j2.43\Omega$$

$$Z_{Load}^* = Z_{Drain} = 3.82 - j0.48\Omega$$

5.2.1 Eingangs-Anpassnetzwerk

Da die mathematische Berechnung von einer idealen Schaltung ausgeht, ohne die HF-Eigenschaften der Leiterplatte und der Microstrip-Linien zu berücksichtigen, wird für die Anpassung ein Teil des Eingangs-Anpassnetzwerks aus der Testschaltung [18] analysiert und danach in das AWR übertragen und vervollständigt (siehe Abbildung 5.5).

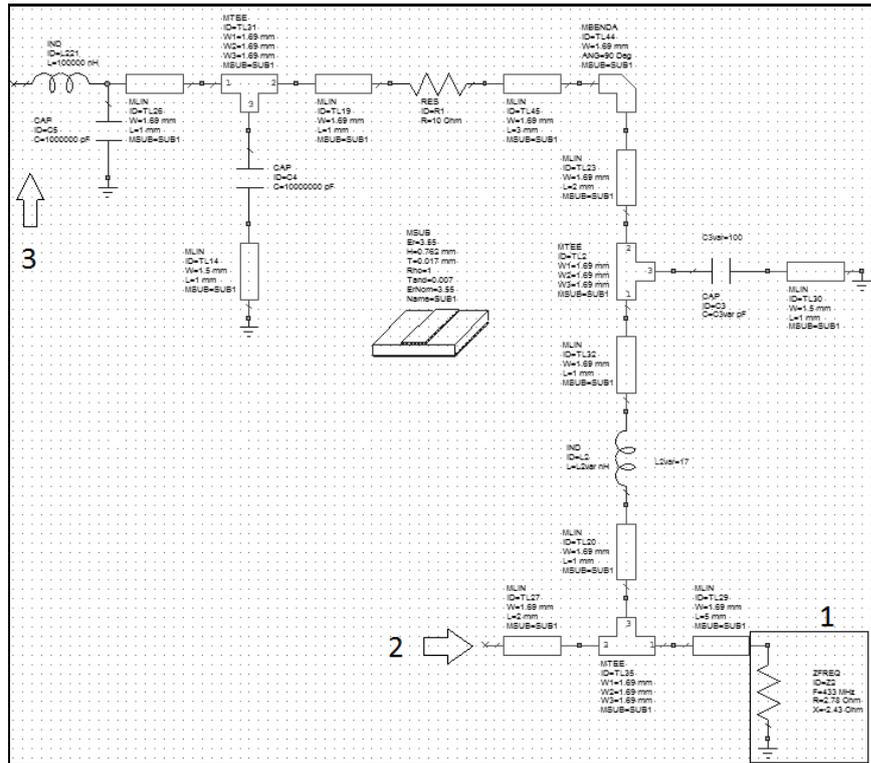


Abbildung 5.5: Teil-Eingangsnetzwerk nach [18]

Diese Test-Schaltung zeigt Elemente der Gate-Source-Spannungsversorgung (3) und die Gate-Impedanz (1) $Z_{Gate} = 2.78 - j2.43\Omega$. Demnächst wird die Zwischenimpedanz Z_{zw} im Punkt (2) der Schaltung ermittelt:

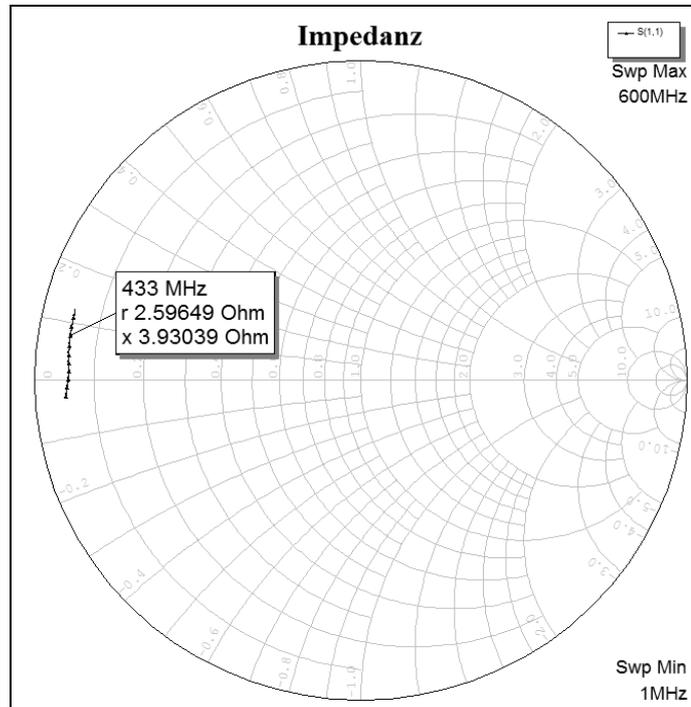


Abbildung 5.6: Zwischenimpedanz des Eingangsnetzwerks

Die Zwischenimpedanz $Z_{zw.} = 2.5965 + j \cdot 3.930\Omega$ hat einen reell-induktiven Charakter, damit das Anpassnetzwerk nach Abschnitt 2.4 realisiert werden kann, muss der induktive Anteil kompensiert werden. Im nächsten Schritt wird die Anpassung nach Abschnitt 2.4 vorgenommen (Berechnung siehe Anhang).

Das gesamte Eingangs-Netzwerk (Abbildung 5.7) besteht aus folgenden Komponenten: Eingangs-Port 2, Gate-Anschluss 3 und die Gate-Source-Spannungsversorgung (1).

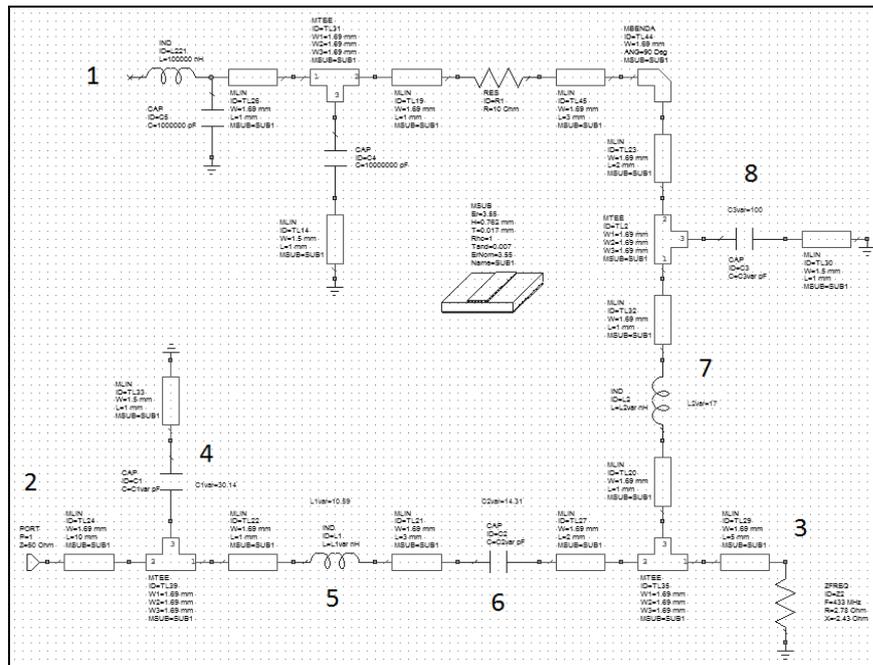


Abbildung 5.7: Eingangs-Netzwerk

Mit berechneten Werten: $L_{Gesamt-opt.} = 10.53\text{nH}$ (5), $C_{quer-opt.} = 30.14\text{pF}$ (4) und $C_{S-opt.} = 14.31\text{pF}$ (6) optimiert wurde, konnte folgende Anpassung erreicht werden:

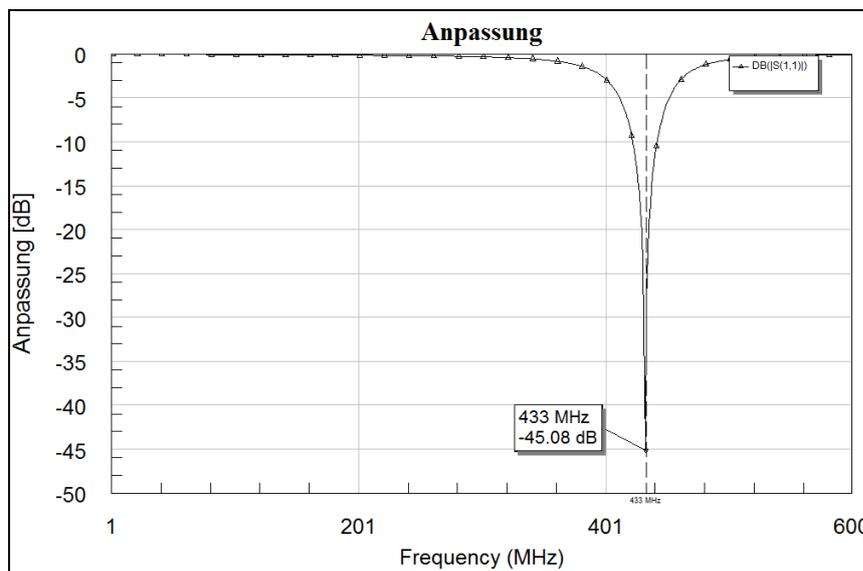


Abbildung 5.8: Anpassung des Eingangs-Netzwerks

Mit der Formel 2.26 und 2.28 folgt, dass bei dieser Anpassung von -45.08dB nur $3.1 \cdot 10^{-3}\%$ der gespeisten Leistung reflektiert wird.

5.2.2 Ausgangs-Anpassnetzwerk

Das Ausgangs-Anpassnetzwerk wird ähnlich dem Eingangs-Netzwerk angepasst. Das Element des Ausgangs-Netzwerks, welches unter Berücksichtigung der originalen Schaltung aus dem Datenblatt konstruiert wurde, kann dem nächsten Bild entnommen werden. Diese Schaltung besteht aus dem Spannungsversorgungs-Zweig (3) für die $U_{DS} = 7.5\text{V}$, Drain-Anschluss (1) und dem Zwischen-Ausgang (2) für die Bestimmung der Impedanz.

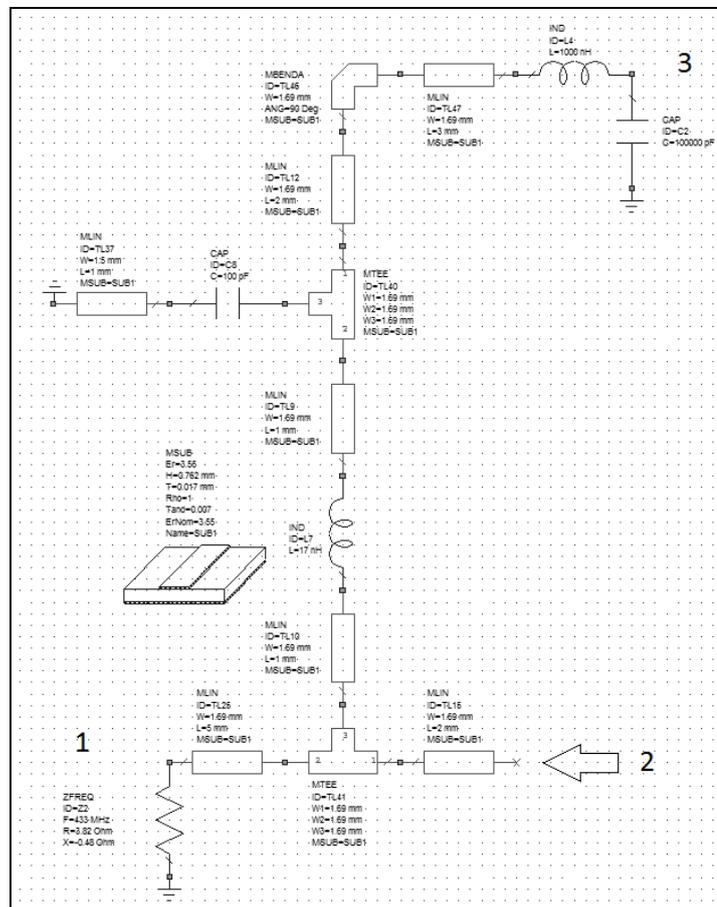


Abbildung 5.9: Teil-Ausgangsnetzwerk nach [18]

Mit der Drain-Impedanz Z_{Drain} (1) kann die Zwischenimpedanz im Punkt (2) ermittelt werden (siehe der Arbeit beigelegte Simulationsdatei).

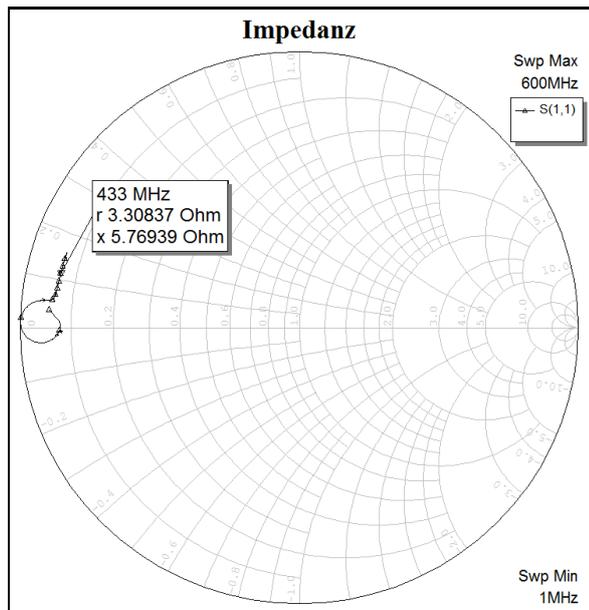


Abbildung 5.10: Zwischenimpedanz des Ausgangs-Netzwerks

Diese Zwischenimpedanz $Z_{zw.} = 3.308 + j * 5.769 \Omega$ hat einen reell-induktiven Charakter, damit die Anpassung mit einem Halbglied vorgenommen werden konnte, musste das induktive Anteil mit einer Serienkapazität kompensiert werden (siehe Anhang).

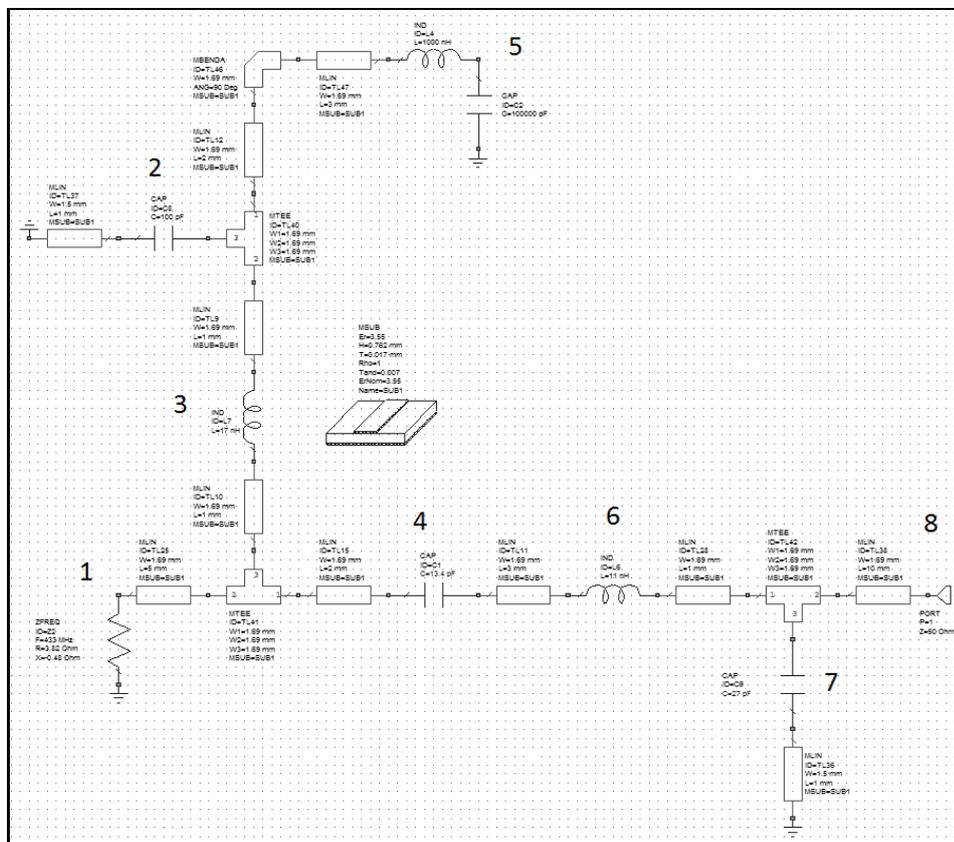


Abbildung 5.11: Ausgangs-Netzwerk

Das gesamte Ausgangs-Netzwerk (Abbildung 5.11) besteht aus folgenden Elementen: Drain-Anschluss (1), Elemente der Anpassung (2-4,6-7), U_{DS} Anschluss (5) und die Ausgangsbuchse (8).

Mit optimierten Werten: $L_{Gesamt-Opt.} = 11\text{nH}$ (6), $C_{S-Opt.} = 13.46\text{pF}$ (4), $C_{quer-Opt.} = 26.6\text{pF}$ (7) konnte folgende Anpassung erreicht werden:

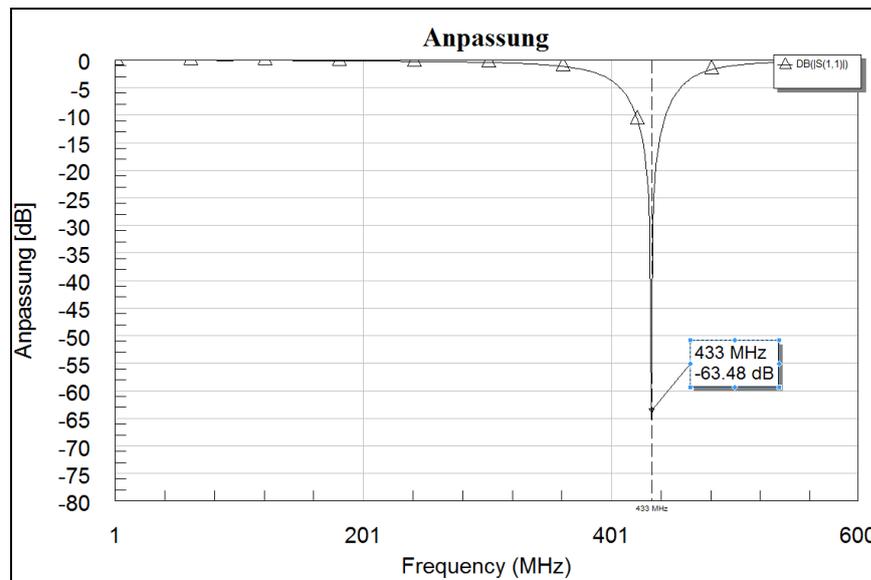


Abbildung 5.12: Anpassung des Ausgangs-Netzwerks

Mit den Formeln 2.26 und 2.28 folgt, dass bei dieser Anpassung $0.019 \cdot 10^{-3}\%$ der vom Transistor abgegebenen Leistung zurück zum Transistor reflektiert wird.

5.2.3 Simulation der Anpassnetzwerke mit realen Bauteilen

Um die Wirkung der Bauteilestreuung auf die Anpassung abschätzen zu können, werden die kritische Bauteile (Induktivitäten und Kapazitäten) mit 5% Toleranz angenommen und die Netzwerke werden erneuert simuliert. Die Ergebnisse der Simulation für Eingang und Ausgang werden in der Abbildung 5.13 und 5.14 abgebildet.

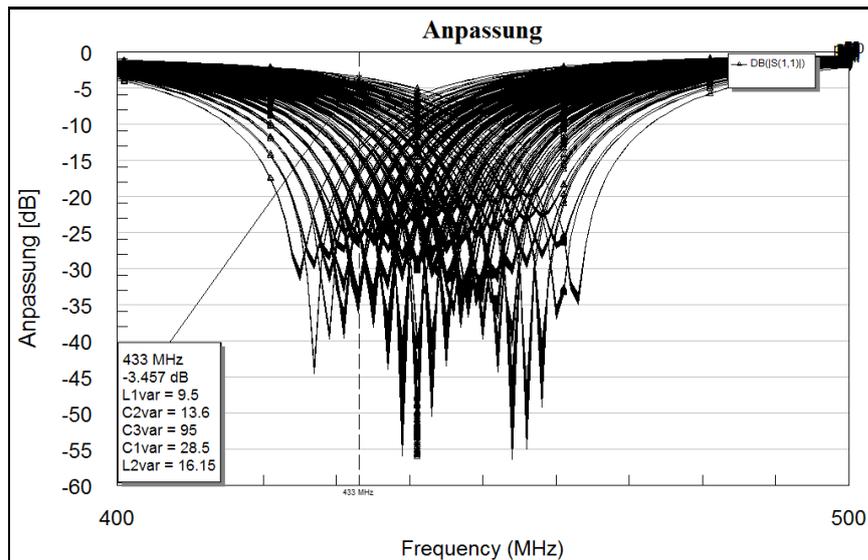


Abbildung 5.13: Eingang-Anpassung mit 5% Bauteil-Streuung

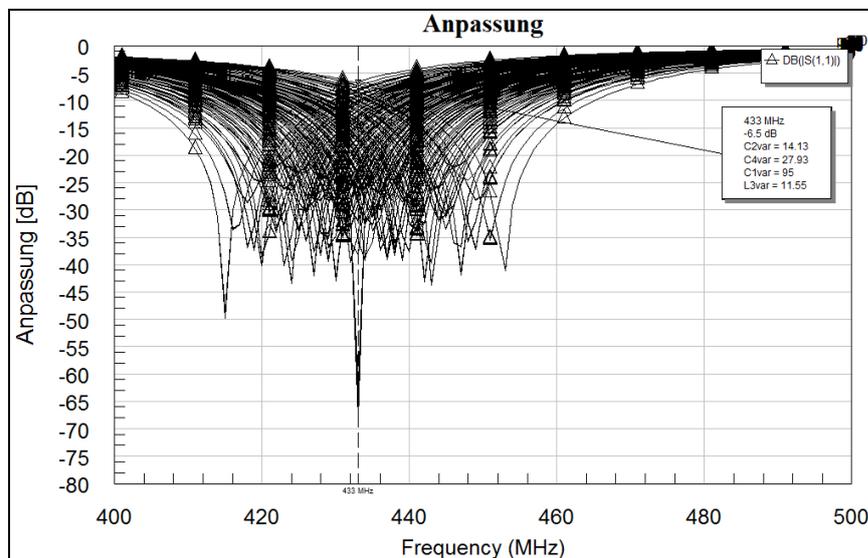


Abbildung 5.14: Ausgang-Anpassung mit 5% Bauteil-Streuung

Die Analyse der Ergebnisse zeigt, dass eine geringe Streuung bei Bauteilen eine starke Änderung der Anpassung verursachen kann, im ungünstigsten Fall liegen die Werte bei -3.457dB für das Eingangs-Netzwerk und bei -6.5dB für das Ausgangs-Netzwerk. Solch eine Abweichung, in einer fertigen Schaltung, wird sich negativ auf die Effizienz, Stabilität und Ausgangsleistung der Endstufe auswirken. Um diese Situation zu vermeiden, werden die Anpassnetzwerke separat aufgebaut und vermessen. Damit ist die Simulation der Netzwerke abgeschlossen und sie können in der Hardware realisiert werden.

5.2.4 Aufbau und Vermessung der Anpassnetzwerke

Die fertig aufgebauten Anpassnetzwerke können den Abbildungen 5.15 und 5.16 entnommen werden.

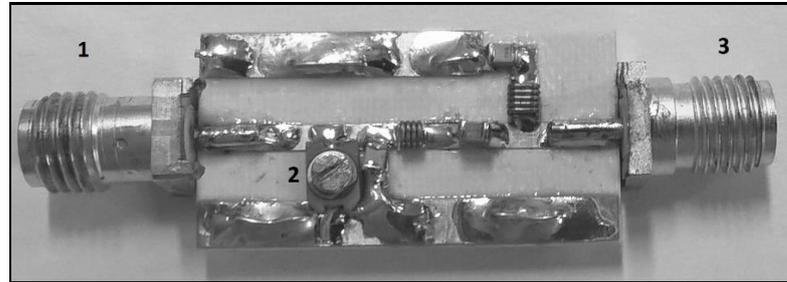


Abbildung 5.15: Eingang-Anpassnetzwerk

Hier ist (1) die Eingangsbuchse und (2) – die Ausgangsbuchse, die den Gate-Anschluss repräsentiert.

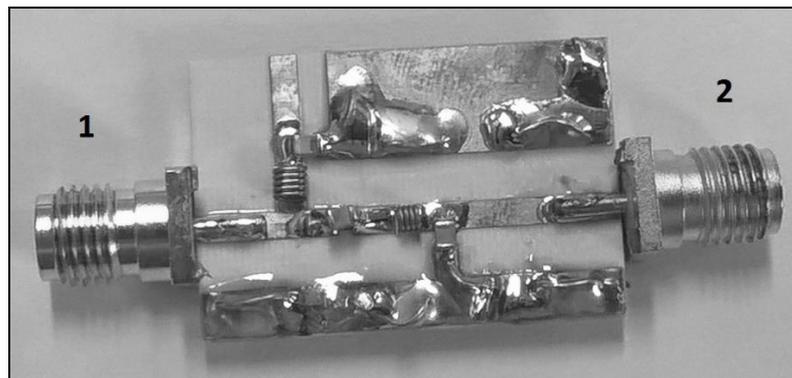


Abbildung 5.16: Ausgang-Anpassnetzwerk

Bei diesem Netzwerk repräsentiert die linke Buchse (1) den Drain-Anschluss und die zweite Buchse (2) den Ausgang. Die aufgebauten Netzwerke haben keine Besonderheiten und können mit einem Netzwerkanalysator kontrolliert werden.

Mit folgendem Messaufbau wurden die angefertigten Elemente getestet:

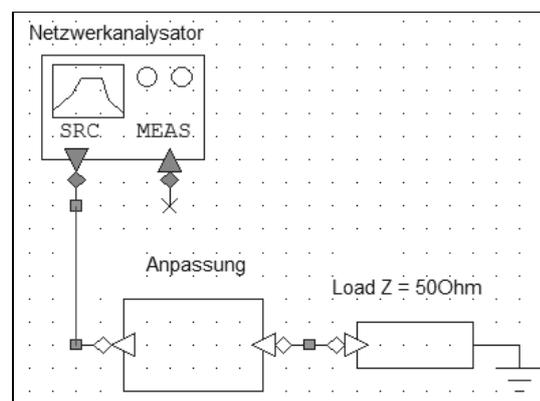


Abbildung 5.17: Messaufbau

Die Theorie besagt [4], dass die Anpassnetzwerke bidirektional verwendet werden können, das bedeutet, dass bei Abschluss mit dem Wellenwiderstand von $Z_W = 50\Omega$ müssen am anderen Port die im Datenblatt [18] vorgegebene Impedanzen erscheinen. Die Ergebnisse der Vermessung werden in folgenden Abbildungen präsentiert.

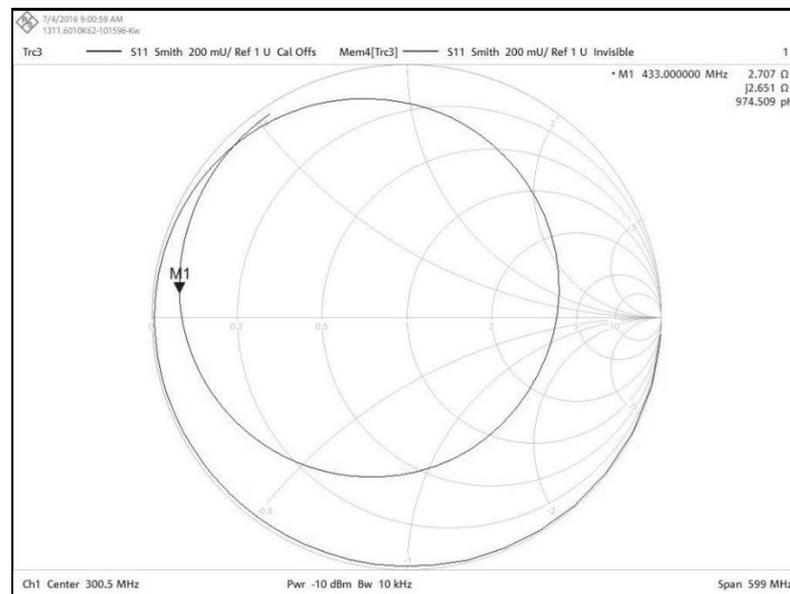


Abbildung 5.18: Impedanz des Eingangs-Netzwerks

Der gemessene Wert liegt bei $Z_{\text{Source}} = 2.707 + j * 2.651\Omega$. Ersichtlich, dass er von der Sollimpedanz $Z_{\text{Source-soll}} = 2.78 + j * 2.43\Omega$ leicht abweicht. Um diese Abweichung zu reduzieren, wurde ein 6pF-Trimmkondensator (siehe Abbildung 5.15) verwendet.

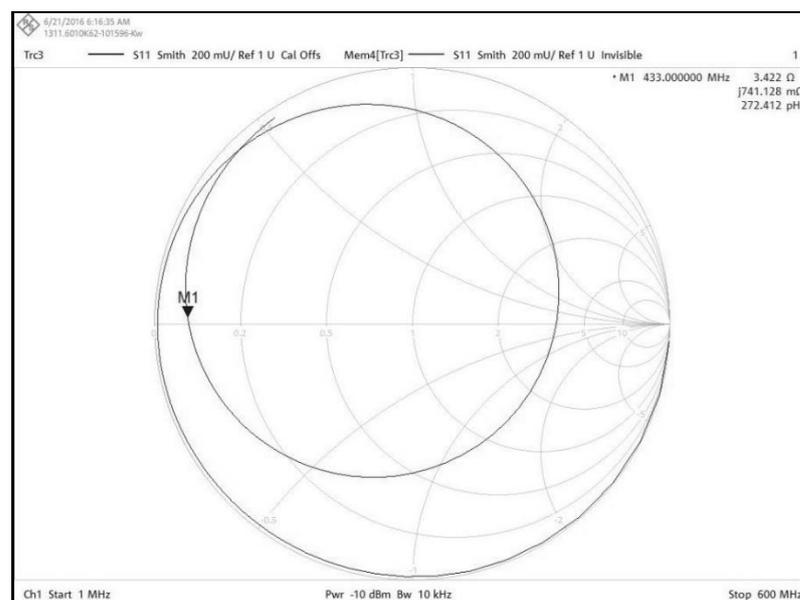


Abbildung 5.19: Impedanz des Ausgangs-Netzwerks

Die Impedanz des Ausgangs-Netzwerks liegt bei $Z_{\text{Load}} = 3.422 + j \cdot 0.741\Omega$ und hat eine geringe Abweichung von der Sollimpedanz $Z_{\text{Load-soll}} = 3.82 + j \cdot 0.48\Omega$. Dieses Anpassnetzwerk wird ohne weitere Abgleichmöglichkeiten im Verstärker verwendet.

Endgültige Anpassungsnetzwerke haben folgende Form:

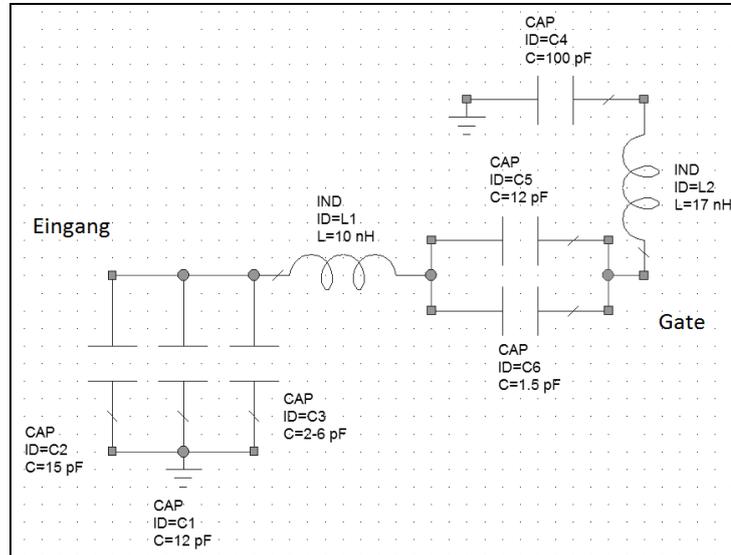


Abbildung 5.20: Eingangs-Anpassnetzwerk

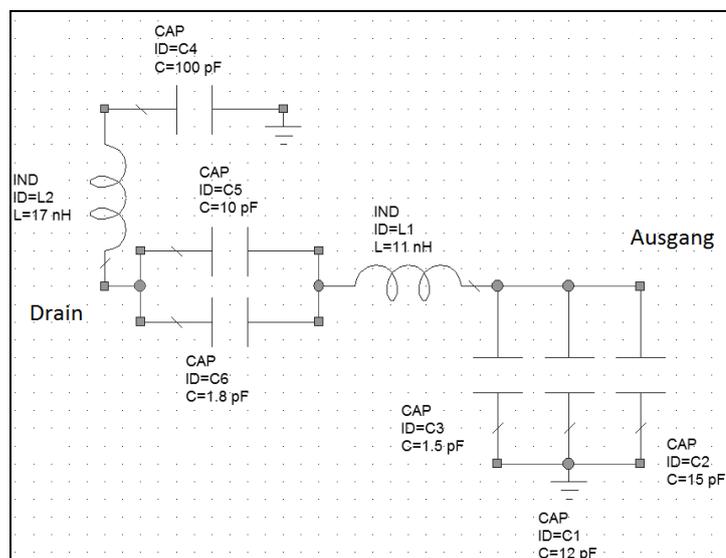


Abbildung 5.21: Ausgangs-Anpassnetzwerk

Die abgebildeten Netzwerke bestehen aus angepassten Bauelementen mit Berücksichtigung der Eigenschaften der Microstrip-Linien, die nicht abgebildet wurden. Für den Nachbau müssen die beigelegten Simulationsdateien verwendet werden. Diese Dateien sind auf einer zusätzlichen DVD zu finden. Damit ist die Entwicklung der Anpassnetzwerke abgeschlossen und sie können in der Verstärkerschaltung eingebaut werden.

5.3 Simulation des Hauptverstärkers

Mit den im Kapitel 5.2 in AWR optimierten Anpassnetzwerken kann der Hauptverstärker simuliert werden.

5.3.1 Simulation bei variabler Eingangsleistung

Um den ersten Überblick über die Eigenschaften des Verstärkers zu ermöglichen, werden G_{ain} , DE, P_{out} (siehe Abschnitt 2.5.2 und 2.5.3) in Abhängigkeit der Eingangsleistung simuliert.

Die Gesamtschaltung des Hauptverstärkers kann der Abbildung 5.22 entnommen werden.

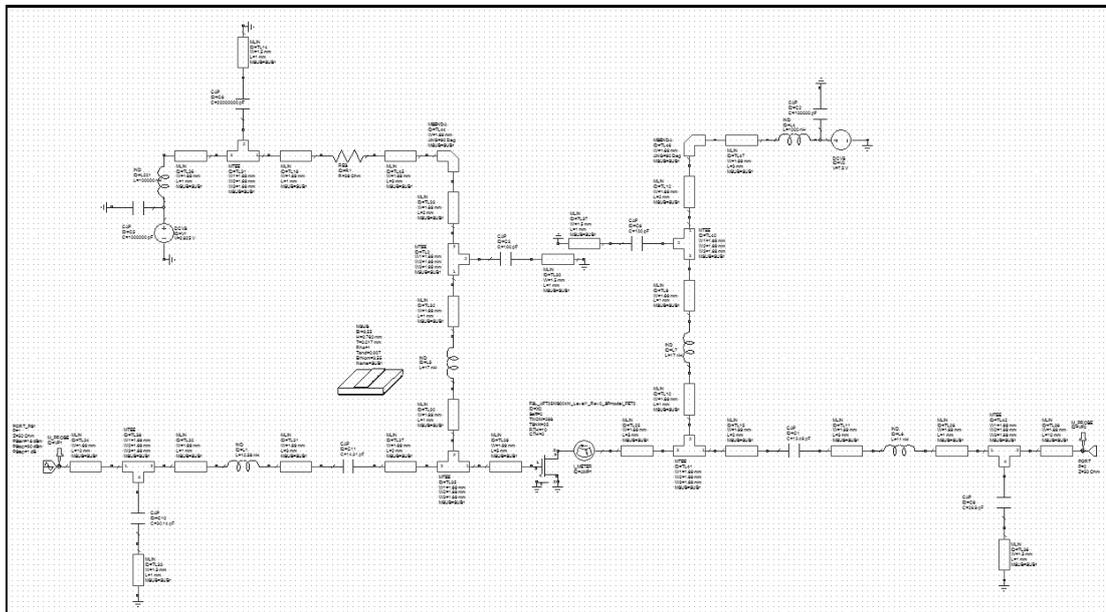
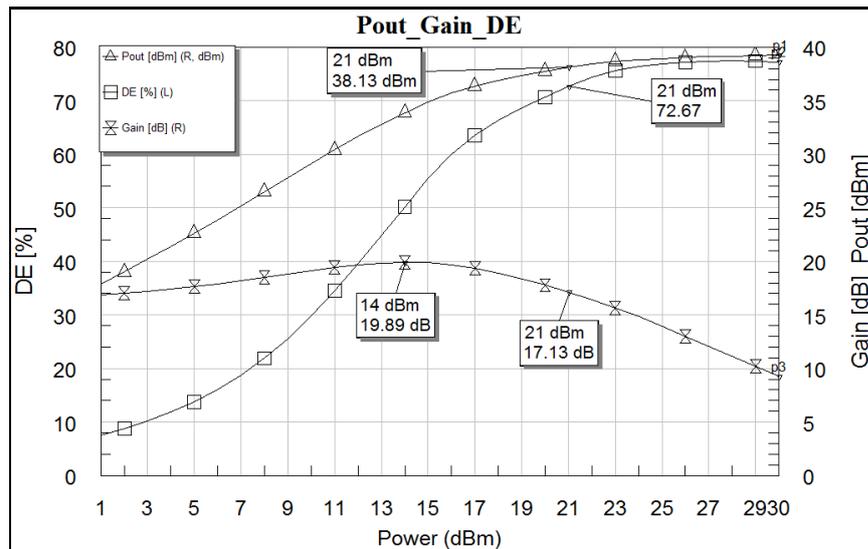


Abbildung 5.22: 433MHz Klasse-AB Hauptverstärker

Für diesen Verstärker wird folgender Arbeitspunkt verwendet:

$$U_{\text{DS}} = 7.5\text{V}, U_{\text{GS}} = 2.825\text{V}$$

Mit diesem Arbeitspunkt ergeben sich folgende Simulationsergebnisse:

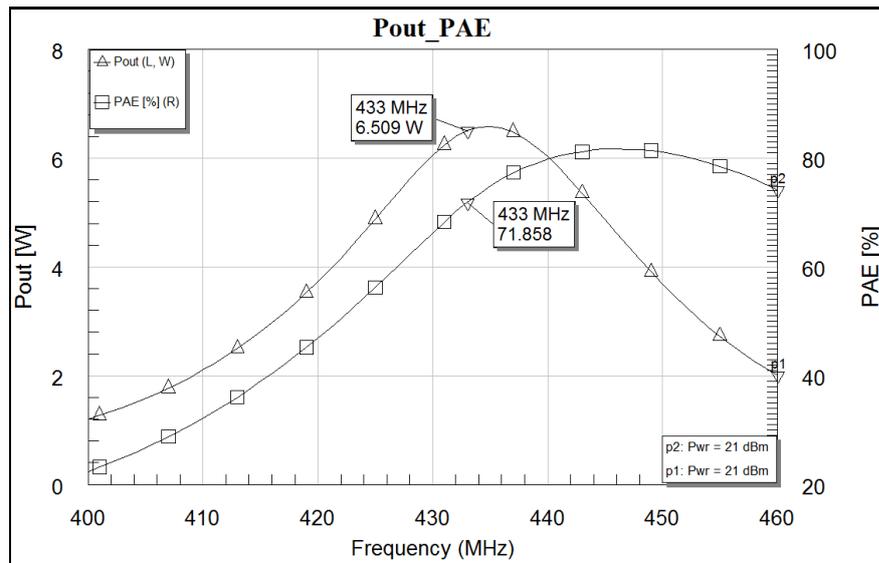
Abbildung 5.23: P_{out} , G_{ain} und DE des Hauptverstärkers

Mit dem 1dB - Kompressionspunkt $P_{1dB} = 35.8\text{dBm}$ (graphische Lösung siehe Anhang) und bei vorgegebener Eingangsleistung $P_{In} = 21\text{dBm}$ [18] wird der Verstärker in dem Kompressionsbereich betrieben (siehe P_{Out} -Verlauf), gleichzeitig konnten die vorgegebene Parameter nahezu erreicht werden.

Eine mögliche Ursache der Abweichung liegt am nicht idealen Transistormodell. Nachdem das Verhalten des Verstärkers bei variabler Leistung untersucht wurde, wird als nächstes das Verhalten bei verschiedenen Frequenzen untersucht.

5.3.2 Simulation bei variabler Frequenz

In diesem Abschnitt soll die Ausgangsleistung und das PAE in Abhängigkeit der Eingangsfrequenz bei konstanter Eingangsleistung untersucht werden. Die Abbildung 5.24 zeigt die Ergebnisse der Simulation im Frequenzbereich.

Abbildung 5.24: P_{out} und PAE des Hauptverstärkers

Die Simulation zeigt, dass der Verstärker seine maximale Ausgangsleistung und die Effizienz oberhalb der gewünschten Frequenz von 433 MHz aufweist und die Bandbreite beträgt $B = 34.12 \text{ MHz}$. Die geringe Differenz zwischen den im Datenblatt angegebenen Ergebnissen und den simulierten Werten bei 433 MHz macht eine weitere Optimierung des Verstärkers wünschenswert, aber nicht notwendig.

5.3.3 Simulation des Ausgangsspektrums

Um die Ausgangssignalreinheit beurteilen zu können, muss das Spektrum des Ausgangssignals simuliert werden.

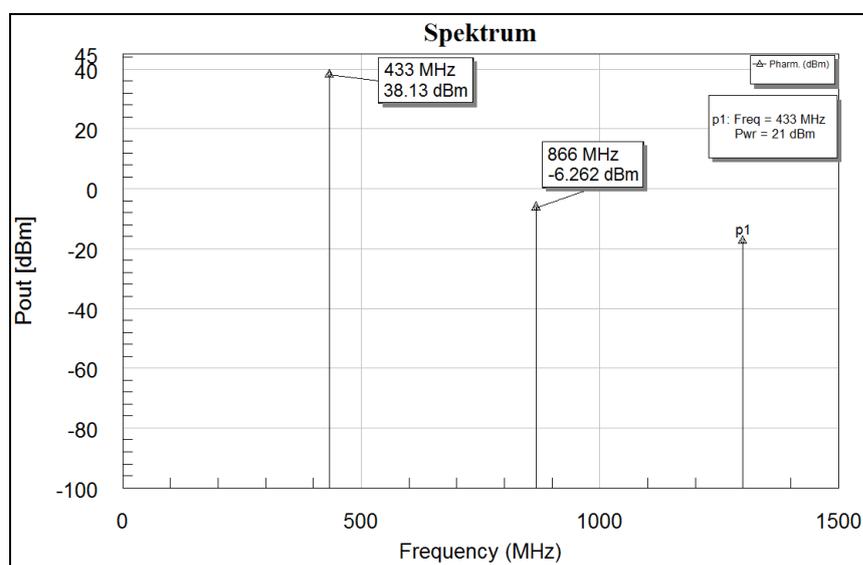


Abbildung 5.25: Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers

Die Analyse des Simulationsergebnisses zeigt, dass das Ausgangsnetzwerk die erste harmonische Frequenz bei 866MHz um mehr als 44dB unterdrückt. Eine bessere Unterdrückung der Harmonischen ist mittels mehrstufigen Filtern möglich.

5.3.4 Simulation im Zeitbereich

Abschließend wird das Ausgangssignal und der Drain-Strom in Abhängigkeit der Eingangsleistung im Zeitbereich simuliert.

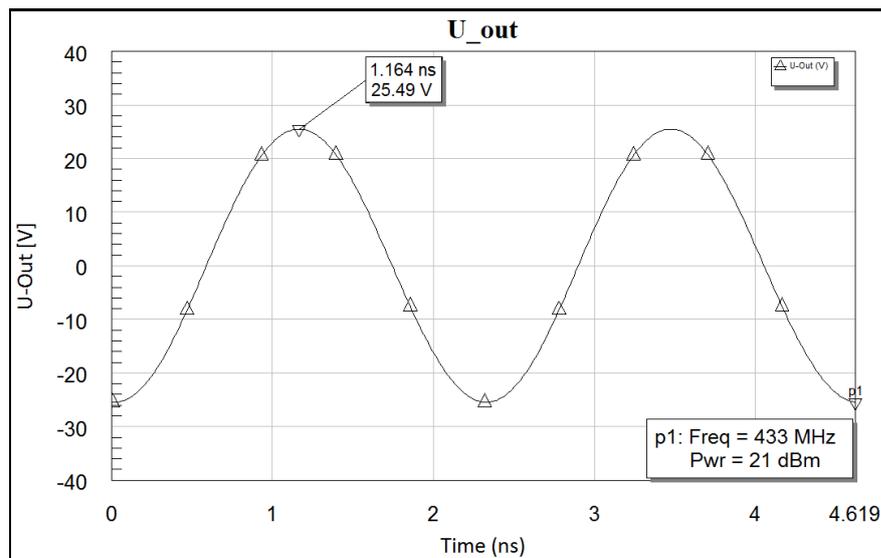


Abbildung 5.26: Ausgangsspannung des Hauptverstärkers

Die Spannung erreicht einen Spitze-Spitze-Wert bei $P_{in} = 21\text{dBm}$ von $U_{pp} = 50.98\text{V}$ und hat einen sinusförmigen Verlauf ohne sichtbaren Verzerrungen, die auf größere Pegel der Harmonischen hinweisen könnten.

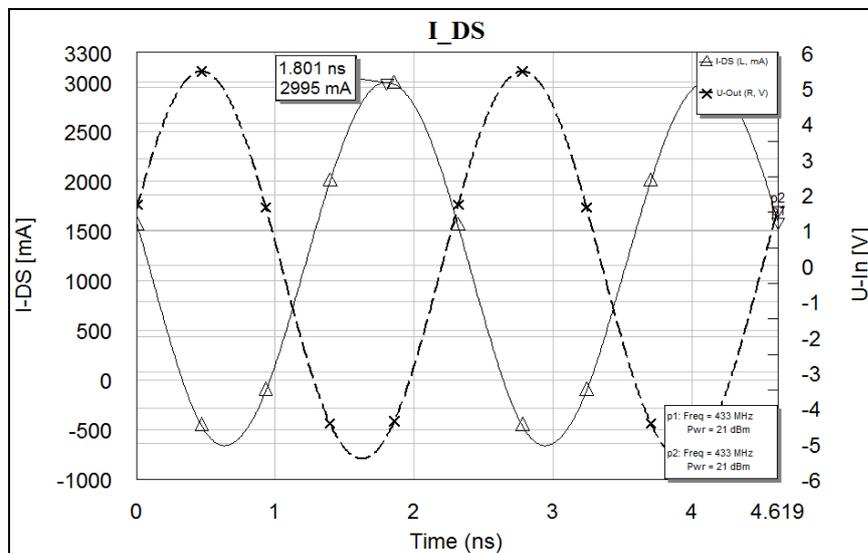


Abbildung 5.27: Drain-Strom und die Eingangsspannung des Hauptverstärkers

Die Form des Drain-Stroms zeigt einen klassischen Verlauf für Klasse-AB, mit einem, für diese Verstärker-Klasse charakteristischem, Stromflusswinkel von größer 180° [6].

5.4 Aufbau und Messung

Die Abbildung 5.28 zeigt den fertig aufgebauten Hauptverstärker. Links im Bild ist der Eingang und rechts ist der Ausgang.

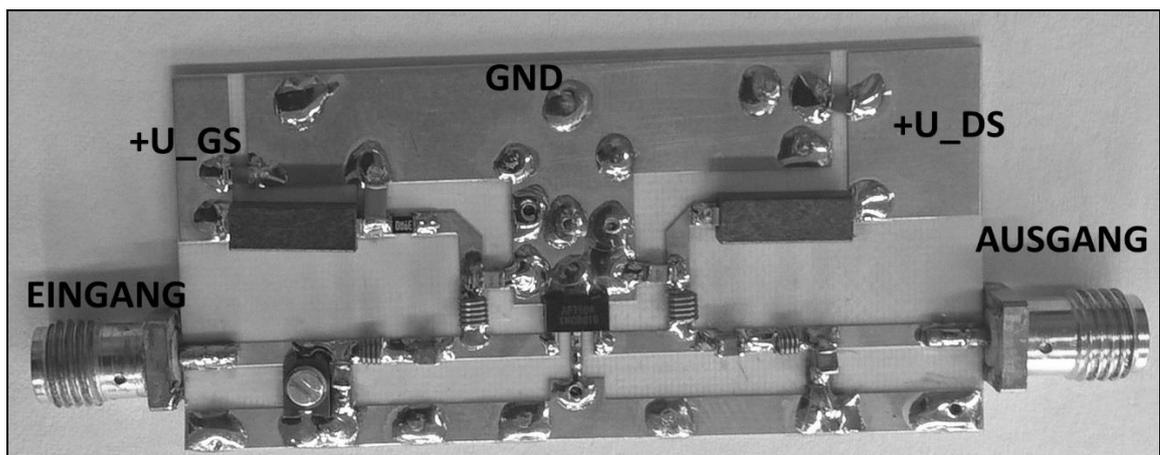


Abbildung 5.28: Klasse-AB Hauptverstärker

5.4.1 Messung des Reflexionsfaktors

Zur Kontrolle der Anpassung wird der Reflexionsfaktor gemessen. Mit dem folgenden Messaufbau wurde diese Messung durchgeführt.

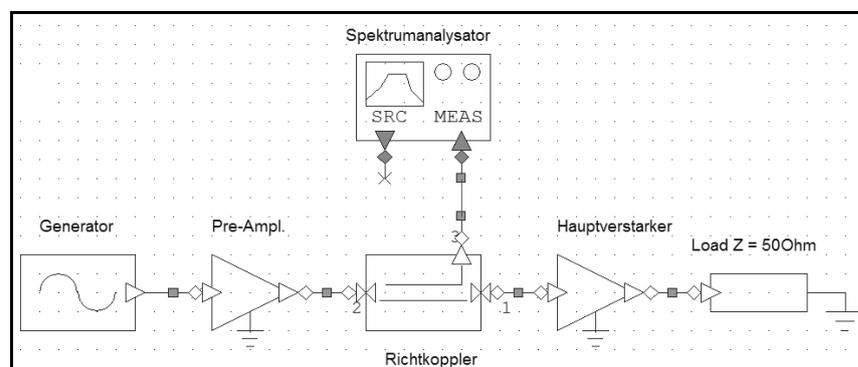


Abbildung 5.29: Messaufbau für die Messung des Reflexionsfaktors

Mithilfe eines 6dB Richtkopplers konnte folgendes Ergebnis erreicht werden:

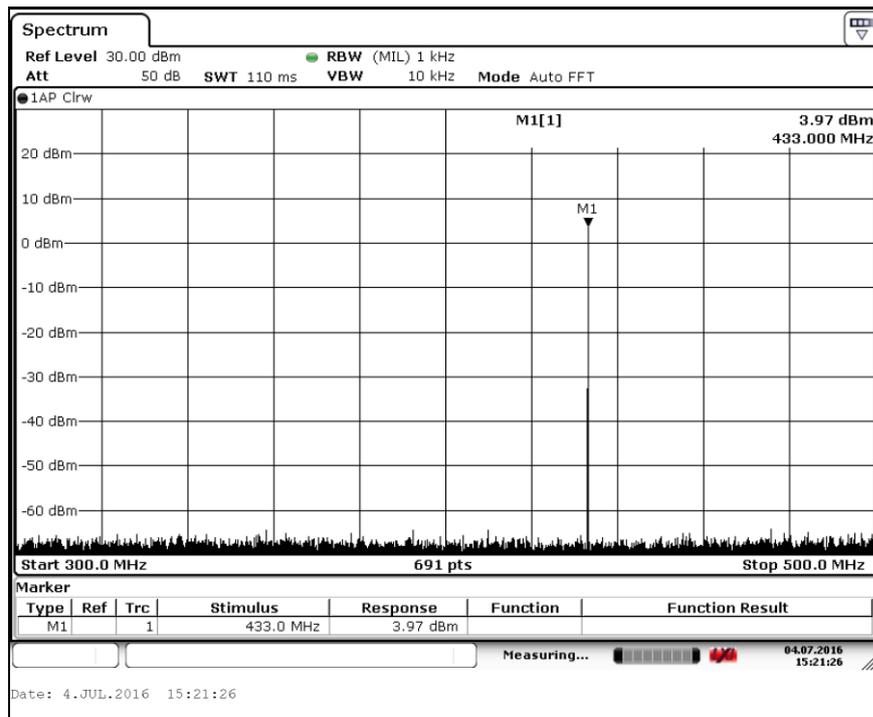


Abbildung 5.30: Reflektierte Leistung am gekoppelten Tor

Die reflektierte Leistung liegt bei $P_{\text{Rück.}} = 9.97\text{dBm}$ (Koppelfaktor wurde berücksichtigt) und zusammen mit der hinlaufenden Leistung $P_{\text{Hin.}} = 21.05\text{dBm}$ kann der Reflexionsgrad bestimmt werden.

$$\text{Return Loss [dB]} = |P_{\text{Rück.}} - P_{\text{Hin.}}| = 11.08\text{dB} \quad (5.1)$$

Mit der 2.26 folgt für das Reflexionsfaktor $\Gamma = 0.279$ und entspricht dem $\text{VSWR} = 1.77$. Bei dieser Anpassung wird $P_{\text{Rück.}} = 0.078\text{W}$ zurück zur Quelle reflektiert. Obwohl diese Anpassung eine große Differenz zur simulierten Anpassung aufweist (siehe Abschnitt 5.2.1), wird der Verstärker trotzdem in dieser Variante weiterverwendet.

5.4.2 Messung bei variabler Eingangsleistung

Nachdem der Reflexionsfaktor kontrolliert wurde, können die Verstärkereigenschaften aufgenommen werden. Mit dem folgenden Messaufbau wurden P_{Out} und G_{ain} bestimmt.

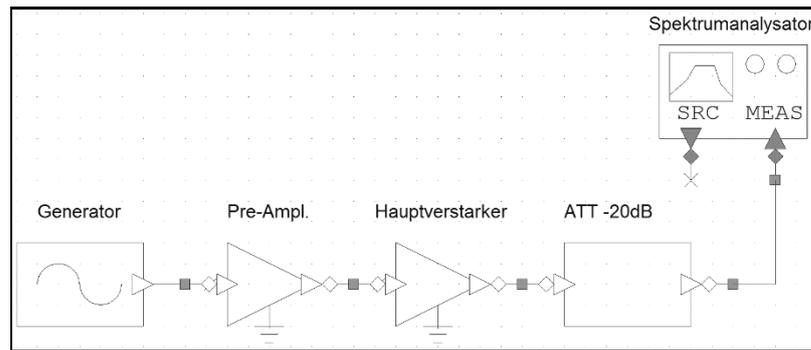
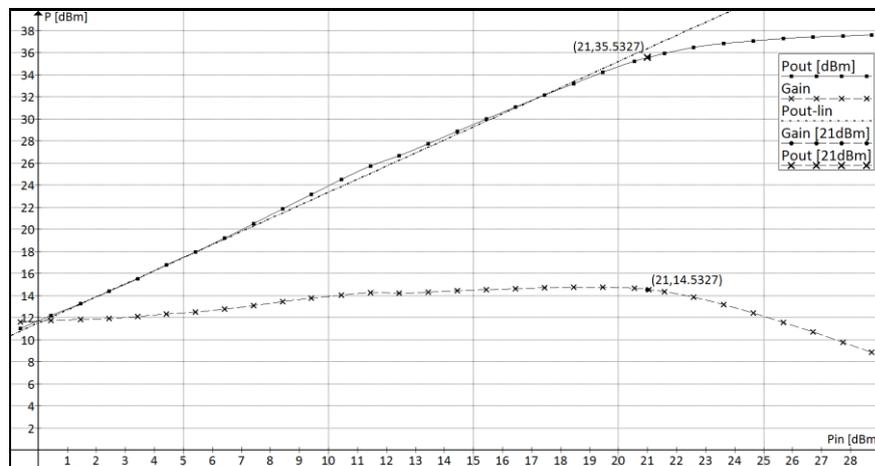


Abbildung 5.31: Messaufbau für die Messung der Ausgangsleistung

Die Ergebnisse können der Abbildung 5.32 entnommen werden.

Abbildung 5.32: P_{out} und G_{ain} bei variabler Eingangsleistung

Die Analyse der Messergebnisse zeigt, dass die Ausgangsleistung bis $P_{\text{in}} = 20\text{dBm}$ linear verläuft. Danach fängt der Verstärker an, die Ausgangsleistung zu komprimieren. Die graphische Ermittlung des 1dB – Kompressionspunktes (siehe Anhang) führte zu folgendem Ergebnis: $P_{1\text{dB}} = 35.75\text{dBm}$ bei dem Eingangspegel $P_{\text{in}} = 21.3\text{dBm}$.

Die im Datenblatt angegebene Ausgangsleistung von $P_{\text{out}} = 36\text{dBm}$, für den $P_{\text{in}} = 21\text{dBm}$, wurde nahezu erreicht und liegt bei $P_{\text{out}} = 35.533\text{dBm}$. Im nächsten Schritt wird die Drain-Effizienz kontrolliert.

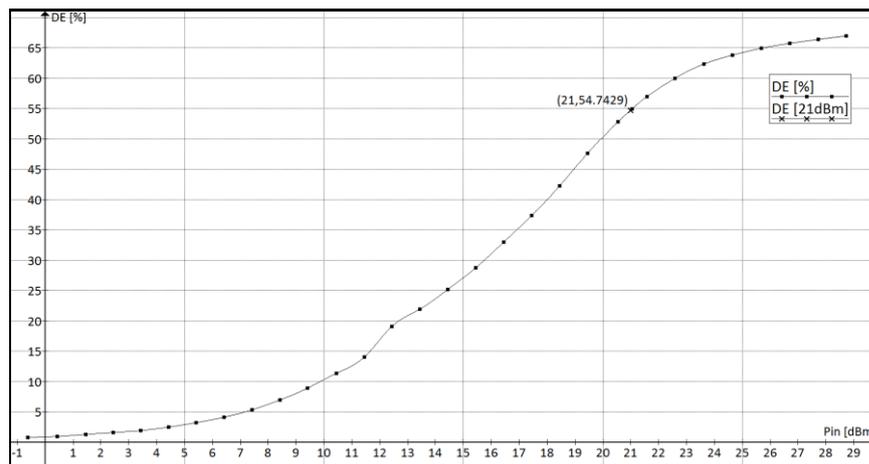


Abbildung 5.33: DE bei variabler Eingangsleistung

Aus dem Graph wird ersichtlich, dass der Verstärker seine maximale Effizienz von über $DE = 65\%$ bei sehr höheren Eingangsleistungen erreicht. Das entspricht der Theorie, da der Klasse-AB-Verstärker seine maximale Effizienz in dem Kompressionsbereich aufweist [1]. Allerdings erreicht bei $P_{in} = 21\text{dBm}$ die Drain-Effizienz einen Wert von 54.7% . Die folgende Tabelle bietet den Vergleich der Simulations- und Messergebnisse.

Tabelle 4: P_{out} , Gain, DE, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 21\text{dBm}$

	Simulation	Messung	Δ
P_{out} [dBm/W]	38.13/6.5	35.533/3.575	45%
Gain [dB]	17.13	14.53	2.6dB
DE [%]	72.67	54.7	17.97%

Die große Abweichung zwischen den simulierten und gemessenen Parametern lässt sich einerseits durch das idealisierte Transistormodel erklären, andererseits könnten die falsche Angaben zu den Transistorimpedanzen im Datenblatt [18] bei beiden Anpassnetzwerken zur nicht optimaler Auslegung geführt haben sowie die Ablese- und Messungenauigkeit bei der Durchführung der Messreihen.

5.4.3 Messung bei variabler Frequenz

In diesem Unterkapitel sollen die Eigenschaften des Verstärkers im Frequenzbereich kontrolliert werden. Mit dem Messaufbau nach der Abbildung 5.31 wurden folgende Verläufe aufgenommen:

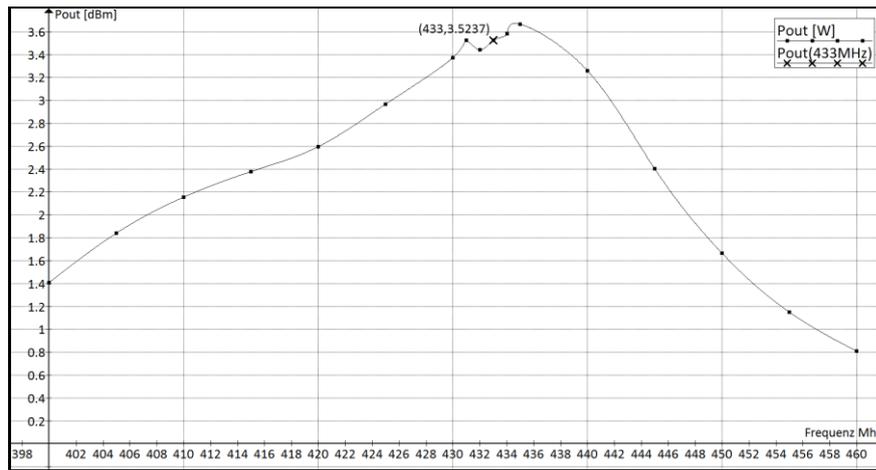


Abbildung 5.34: Pout bei variabler Frequenz

Der Graph zeigt den Bereich der maximalen Werte, die zwischen 430MHz und 440MHz liegen. Nun kann die Bandbreite des Hauptverstärkers ermittelt werden, mit der -3dB Grenze folgt:

$$B = f_{GO} - f_{GU} = 448.9\text{MHz} - 404.9\text{MHz} = 44\text{MHz} \quad (5.2)$$

Aufgrund der starken Schwankung der Messwerte im Frequenzbereich zwischen 430MHz und 435MHz (Abbildung 5.34) und der Asymmetrie um den Punkt der maximalen Ausgangsleistung, lässt sich die Mittenfrequenz f_0 nur annähernd bestimmen. Die Mittenfrequenz soll im Bereich 431 - 435MHz liegen. Das ist eine Bestätigung für die korrekte Auslegung der Anpassnetzwerke für den Hauptverstärker.

Für den vollständigen Vergleich mit der Simulation kann der Abbildung 5.35 der PAE-Verlauf entnommen werden.

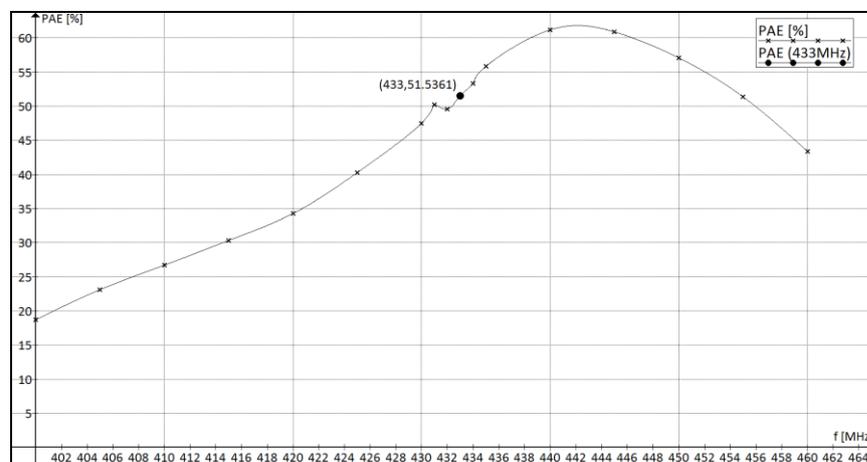


Abbildung 5.35: PAE bei variabler Frequenz

Die Kurve hat ihr Maximum um die 442MHz. Der Vergleich mit dem Simulationsergebnis (Abbildung 5.24) zeigt, dass abgesehen von der Abweichung bei der maximal erreichten Leistung und Effizienz, haben die Simulations- und Messergebnisse die ähnliche Kurvenformen und vergleichbare Bereiche der maximalen Werten.

5.4.4 Messung des Ausgangsspektrums

Eine weitere Kontrollmöglichkeit besteht darin, den Abstand zwischen der Grundfrequenz $f = 433\text{MHz}$ und der ersten Oberwelle $f = 866\text{MHz}$ auszumessen (siehe Abbildung 5.36)

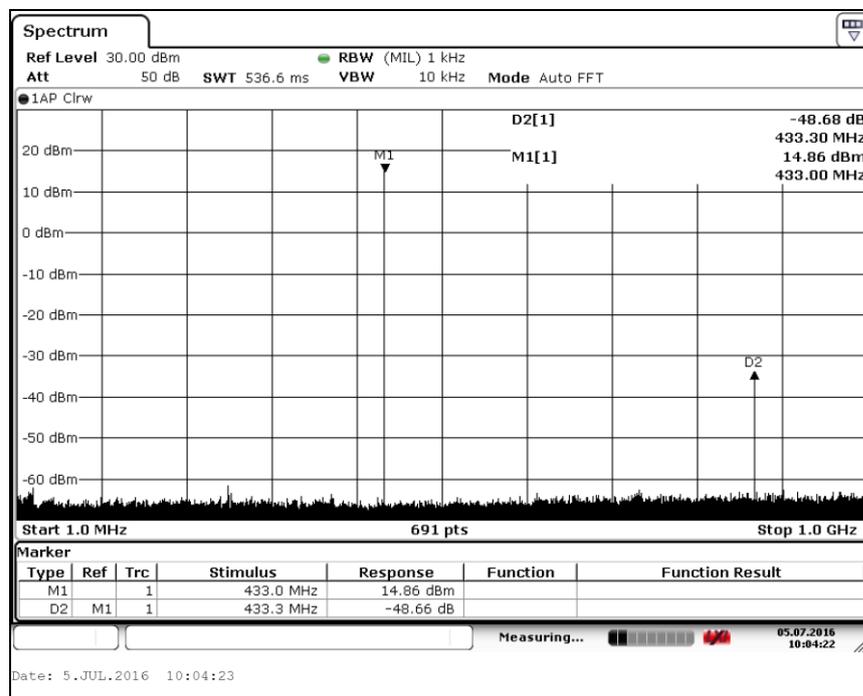


Abbildung 5.36: Das Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers

Der Ausgangspegel, unter Berücksichtigung der Streckendämpfung (siehe Abschnitt 10.3), beträgt $P_{\text{out}} = 35,377\text{dBm}$, das entspricht einer Leistung von $P_{\text{out}} = 3.45\text{W}$. Parallel dazu beträgt der Abstand zu der ersten Oberwelle 48.68dB und erreicht damit einen zufriedenstellenden Wert.

Tabelle 5: Ausgangsspektrum, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{\text{in}} = 21\text{dBm}$

	Simulation	Messung	Δ
P_{out} [dBm/W]	38.13/6.5	35.377/3.45	/46.9%
Abstand zu 1 – Oberwelle [dB]	44.39	48.68	4.29dB

Im Spektrum sind gleichzeitig keine zusätzlichen Frequenzanteile vorhanden, das lässt den Schluss ziehen, dass der Hauptverstärker bei $P_{in} = 21\text{dBm}$ sich im stabilen Zustand befindet.

5.4.5 Messung im Zeitbereich

Als letztes wurde die Signalform mithilfe eines Oszilloskops kontrolliert.

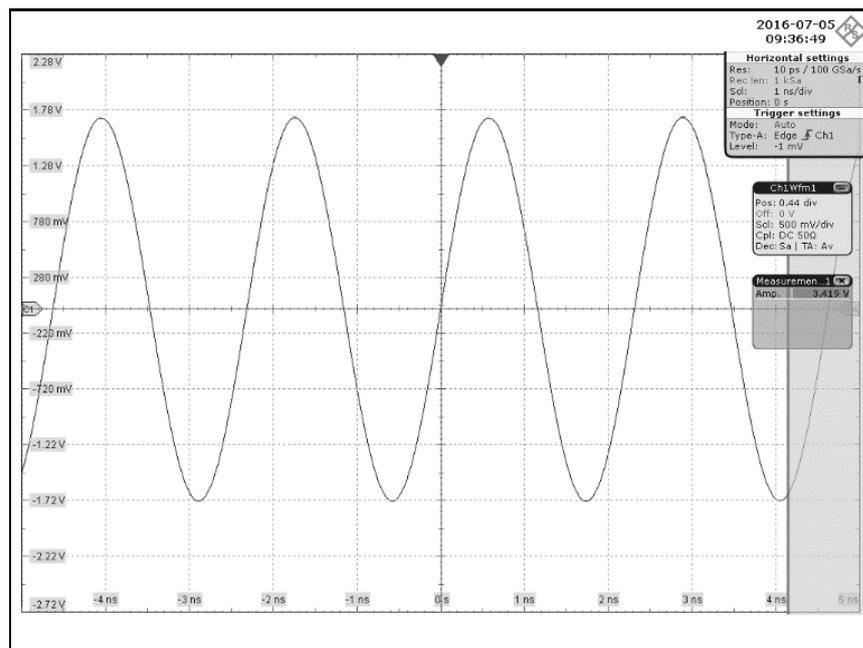


Abbildung 5.37: Die Ausgangssignalform des Hauptverstärkers

Unter Berücksichtigung der Gesamtstreckendämpfung von -20.517dB kann die abgegebene Leistung aus dem Spitze-Spitze-Wert berechnet werden (siehe Anhang).

Tabelle 6: Ausgangssignalform, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 21\text{dBm}$

	Simulation	Messung	Δ
U_{pp} [V]	50.96	36.287	28.8%
P_{Out} [W]	6.49	3.3	49.2%

Die Unterschiede in den gemessenen Werten lassen sich durch die Ausgangsleistungsdrift beim Vorverstärker erklären. Mit $P_{Out} = 3.3\text{W}$ stimmt das Messergebnis mit vorher gemessenen Werten in guter Näherung überein.

6 Spitzenverstärker

Für die Doherty Architektur kann der gleiche Verstärker verwendet werden wie für die Klasse-AB [19], dadurch entfällt die Notwendigkeit, neue Anpassnetzwerke entwickeln zu müssen und der Gesamtentwicklungsaufwand lässt sich reduzieren. Eine Besonderheit bei dieser Lösung ist die entsprechende Korrektur der Gate-Source-Spannung des Transistors.

6.1 Simulation der Steuerkennlinie

Um den richtigen Arbeitspunkt für den Klasse-C-Verstärker wählen zu können, muss ein Spannungsbereich für U_{GS} , der dem C-Betrieb entspricht, aus der Steuerkennlinie des Transistors ermittelt werden. Die Steuerkennlinie kann der Abbildung 6.1 entnommen werden.

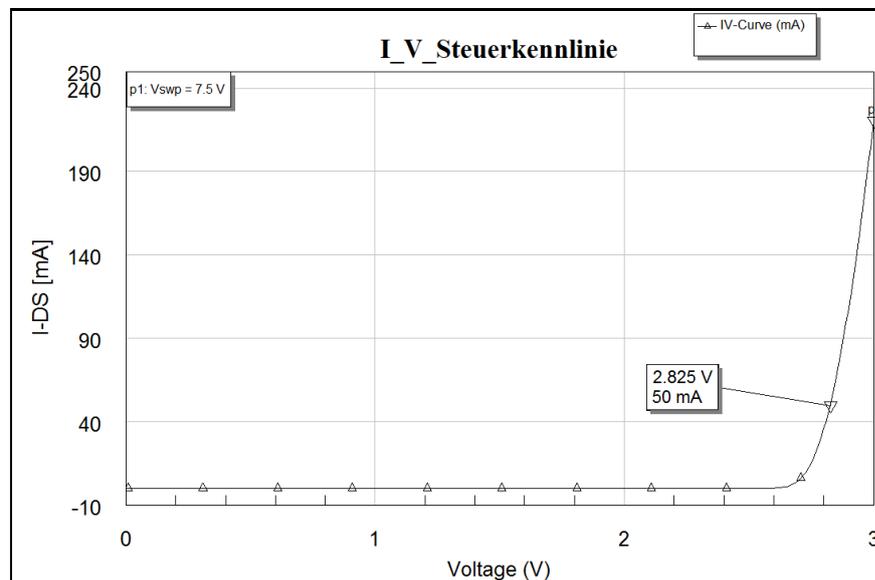


Abbildung 6.1: Steuerkennlinie des Transistors für $U_{DS} = 7.5V$

Ergebnisse der Simulation zeigen, dass Klasse-C Betrieb im Bereich zwischen 0V und 1.5V liegt. Als nächstes muss die Ausgangsleistung des Verstärkers als Funktion der Gate-Source-Spannung U_{GS} simuliert werden.

6.2 Simulation der Ausgangsleistung bei variabler U_{GS}

Um den Simulationsaufwand zu reduzieren wird die obere Spannungsgrenze auf $U_{GS} = 1V$ festgelegt. Die Ergebnisse der Simulation können der Abbildung 6.2 entnommen werden.

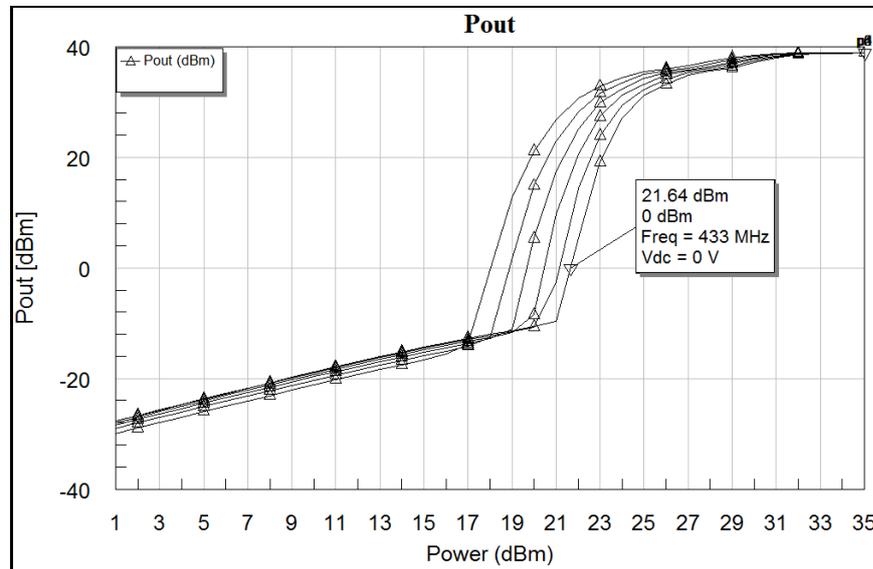


Abbildung 6.2: $P_{out}(P_{in})$ bei variabler U_{GS} (0.2 V Schritte)

Entscheidend bei der Festlegung der Gate-Source-Spannung ist die Kompensation des P_{Out} -Verlustes (Kompressionsbereich) beim Hauptverstärker. Im Abschnitt 5.3.1 wurde der 1dB-Kompressionspunkt $P_{1dB} = 35.8dBm$ ermittelt. Das bedeutet, dass bei diesem Ausgangspegel die Verstärkung 1dB unterhalb ihrem idealen linearen P_{out} -Verlauf liegt. Um diesen Abfall zu kompensieren muss der Spitzenverstärker bei $P_{in} = 16.2dBm$ (siehe Anhang) eine Leistungsabgabe aufweisen. Da die Addition der zwei Pegel nicht ohne eine Zwischenumrechnung in die Leistung erlaubt ist [20], muss die Simulation unter Berücksichtigung des G_{ain} , erneut durchgeführt werden (siehe Abbildung 6.3). Um die Genauigkeit der Simulation zu erhöhen, wird sie bei einem erhöhten Eingangspegel (ab $P_{in} = 19dBm$) stattfinden, gleichzeitig entspricht ein solcher Bereich den realen Eingangspegeln des Verstärkers.

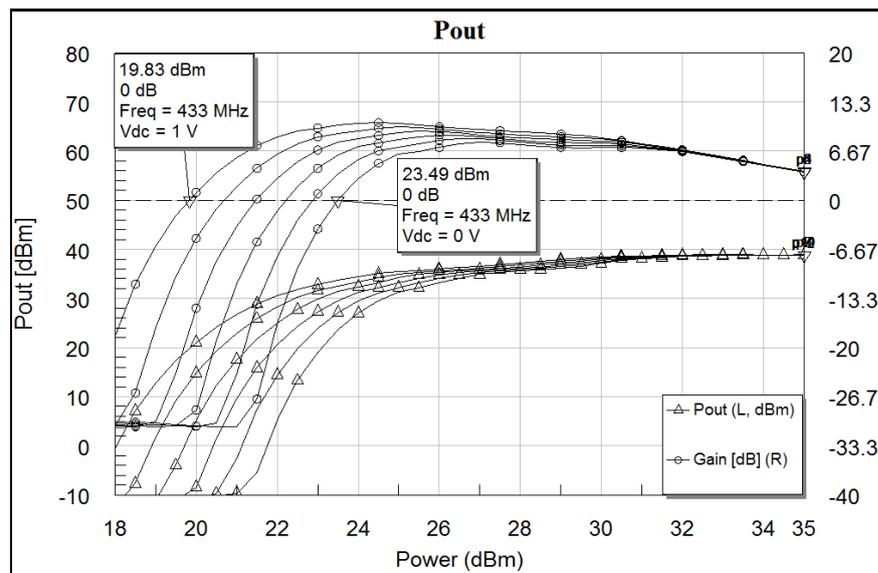


Abbildung 6.3: $P_{out}(P_{in})$ und G_{ain} bei variabler U_{GS} (0.2 V Schritte)

Gesucht werden die Eingangspegel, bei denen die Verstärkung den positiven Wert annimmt. Laut der Simulation ist der optimale Punkt bei $P_{in} = 19.83\text{dBm}$ mit der Gate-Source-Spannung $U_{GS} = 1\text{V}$, allerdings kann dieser Punkt die korrekte Funktion des Doherty-Verstärkers beeinflussen, da er nahezu an dem B-Betriebspunkt liegt (vgl. Abbildung 6.1). Aus diesem Grund wird der Spitzenverstärker mit $U_{GS} = 0.4\text{V}$ simuliert.

6.3 Simulation des Spitzenverstärkers

Mit der im Kapitel 6.2 ermittelten Gate-Source-Spannung $U_{GS} = 0.4\text{V}$ kann der Spitzenverstärker simuliert werden.

6.3.1 Simulation bei variabler Eingangsleistung

Im ersten Schritt werden G_{ain} , DE und P_{out} in Abhängigkeit der Eingangsleistung simuliert. Die Gesamtschaltung des Spitzenverstärkers ist mit der Abbildung 5.22 identisch und kann dem Abschnitt 5.3.1 entnommen werden.

Für Klasse-C Verstärker wird folgender Arbeitspunkt verwendet:

$$U_{DS} = 7.5\text{V}, U_{GS} = 0.4\text{V}$$

Eine Besonderheit dieser Simulation ist, dass die Simulation nur dann fehlerfrei verläuft, solange der Spitzenverstärker eine positive Verstärkung aufweist. Damit darf, für den festgelegten Arbeitspunkt, der Eingangspegel nicht unter 22dBm liegen.

Mit dem obengenannten Arbeitspunkt wurden folgende Simulationsergebnisse erhalten:

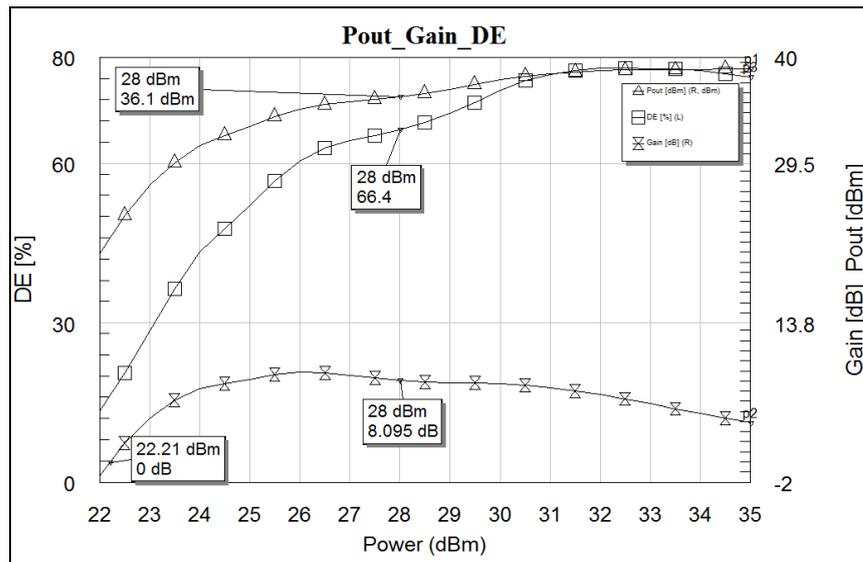


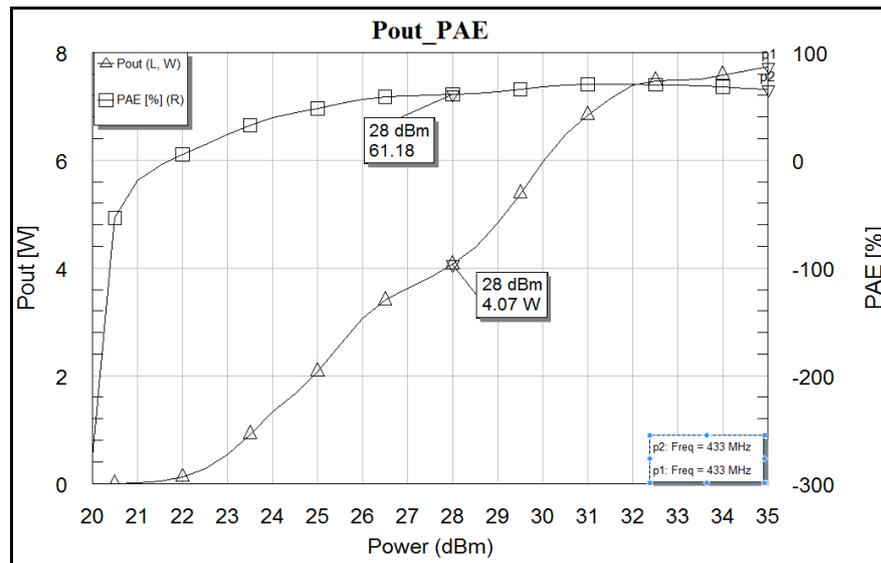
Abbildung 6.4: P_{out} , G_{ain} und DE des Spitzenverstärkers

Der Referenzeingangspegel bei allen Messungen wurde auf $P_{in} = 28\text{dBm}$ gesetzt, da die genaue Ermittlung des $P_{1\text{dB}}$ -Punktes aufgrund des nichtlinearen Verlaufs des Ausgangspegels dadurch erschwert ist. Eine graphische Ermittlung von $P_{1\text{dB}}$ führte zu dem Ausgangspegel $P_{out} = 38.7\text{dBm}$ (siehe Abschnitt 10.2.2).

Bei dem Referenzeingangspegel erreicht der Verstärker die Drain Effizienz von 66.4% bei dem Ausgangspegel von 36.1dBm und $G_{ain} = 8.095\text{dB}$.

Ersichtlich ist, dass der Klasse-C-Verstärker eine geringere Verstärkung im Vergleich zu Klasse-AB-Verstärker aufweist (8.095dB gegen 18.89dB), gleichzeitig erfüllt der Spitzenverstärker seine Aufgabe – erst bei den höheren Eingangsleistungen zu verstärken. Bei den Pegeln, bei denen der Hauptverstärker in den Kompressionsbereich übergeht, fängt der Klasse-C-Verstärker erst dann an, die Leistung zu liefern.

Im weiteren Schritt wird die Ausgangsleistung P_{out} und PAE gemessen.

Abbildung 6.5: P_{out} und PAE des Spitzenverstärkers

Charakteristisch für diese Simulation ist der PAE-Verlauf. Hier kann PAE bei den Eingangspegeln unter 22dBm die negativen Werte erreichen. Das liegt daran, dass der Verstärker bei $P_{in} = 22.21\text{dBm}$ (siehe Abbildung 6.3) als ein Attenuator¹⁰ fungiert ($G_{ain} < 0\text{dB}$) und nur danach fängt er an, als richtiger Verstärker zu arbeiten. Im Arbeitspunkt $P_{in} = 28\text{dBm}$ werden folgende Werte erreicht: PAE = 61.18% und $P_{out} = 4.07\text{W}$. Der PAE-Wert ist geringer als der korrespondierende DE-Wert in der Abbildung 6.4. Die Ursache für ein solches Verhalten liegt in der Eingangsleistung, die bei der Berechnung von PAE mitberücksichtigt wird.

6.3.2 Simulation bei variabler Frequenz

Die Abbildung 6.6 zeigt die Simulation von PAE und P_{out} im Frequenzbereich.

¹⁰ Abschwächer/Dämpfungsglied

Der Abstand zwischen der ersten Oberschwingung bei 866MHz und der Grundfrequenz (433MHz) beträgt 37.532dB und ist damit geringer als beim Hauptverstärker (siehe Abschnitt 5.3.3). Das Spektrum zeigt keine Auffälligkeiten und befindet sich, ähnlich dem Hauptverstärker, im stabilen Zustand.

6.3.4 Simulation im Zeitbereich

Abschließend wird noch die Ausgangsspannung und der Drain-Strom in Abhängigkeit der Eingangsleistung im Zeitbereich simuliert.

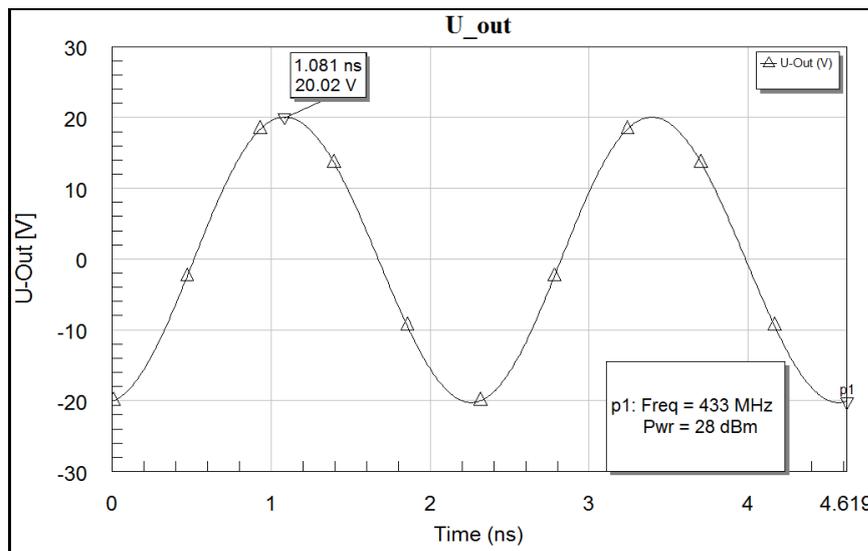


Abbildung 6.8: Ausgangsspannung des Spitzenverstärkers

Die Spannung erreicht einen Spitze-Spitze-Wert bei $P_{in} = 28\text{dBm}$ von $U_{pp} = 40.04\text{V}$ und hat einen verzerrungsfreien Verlauf.

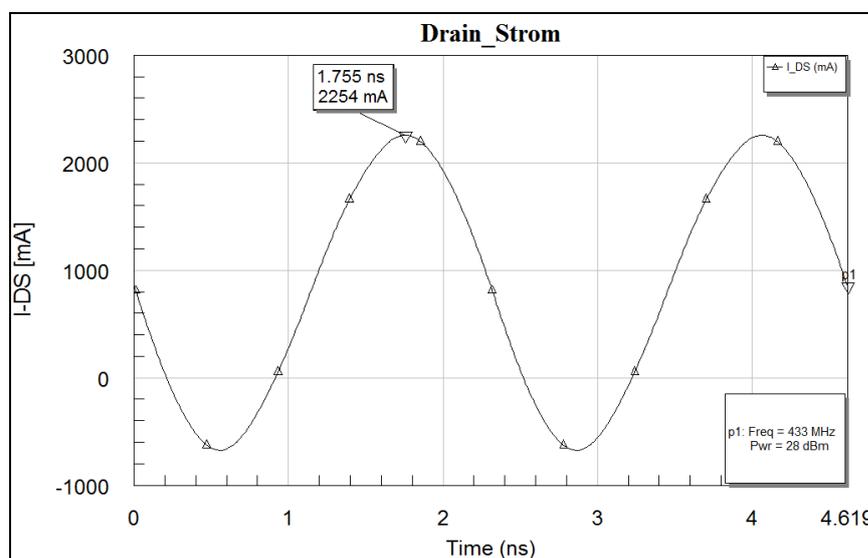


Abbildung 6.9: Drain-Strom des Spitzenverstärkers

Die Form des Stromes ist ähnlich dem Strom des Hauptverstärkers. Das an sich ist ein Widerspruch, da für den C-Betrieb ein Stromflusswinkel kleiner 180° charakteristisch sein soll [6]. Der Grund eines solchen Verlaufes kann sowohl am Transistormodel liegen als auch am Design des Eingangssatzwerks des Spitzenverstärkers liegen.

6.4 Aufbau und Messung

Der fertige Spitzenverstärker wurde ähnlich dem Hauptverstärker aufgebaut und kann der Abbildung 5.28 entnommen werden.

6.4.1 Messtechnische Ermittlung der Ausgangsleistung bei variabler U_{GS}

Als Verifikation der Simulationsergebnisse aus dem Abschnitt 6.2 wurde das Verhalten des Spitzenverstärkers bei variabler Gate-Source-Spannung kontrolliert.

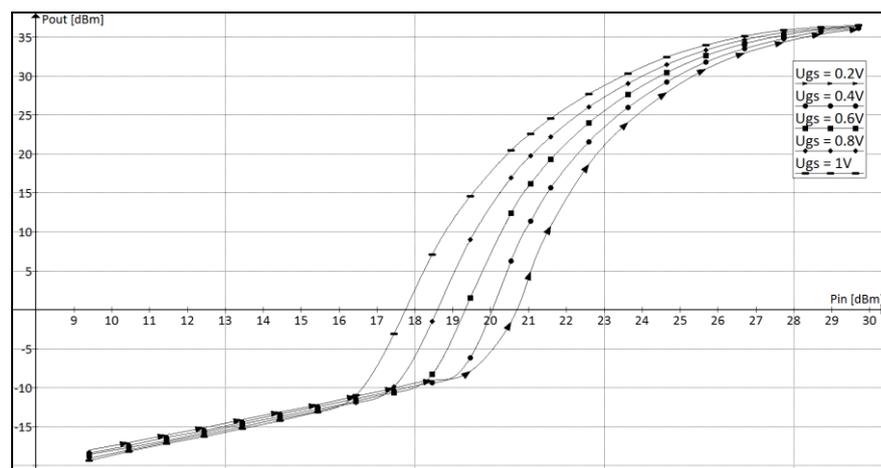


Abbildung 6.10: Messung $P_{out}(P_{in})$ bei variabler U_{GS} (0.2 V Schritte)

Der Vergleich mit dem Simulationsergebnis (Abbildung 6.2) zeigt eine starke Ähnlichkeit beim Verhalten des realen Spitzenverstärkers.

6.4.2 Messung des Reflexionsfaktors

Um beurteilen zu können ob das Eingangnetzwerk beim Spitzenverstärker korrekt eingestellt wurde, muss die Eingangsreflexion gemessen werden.

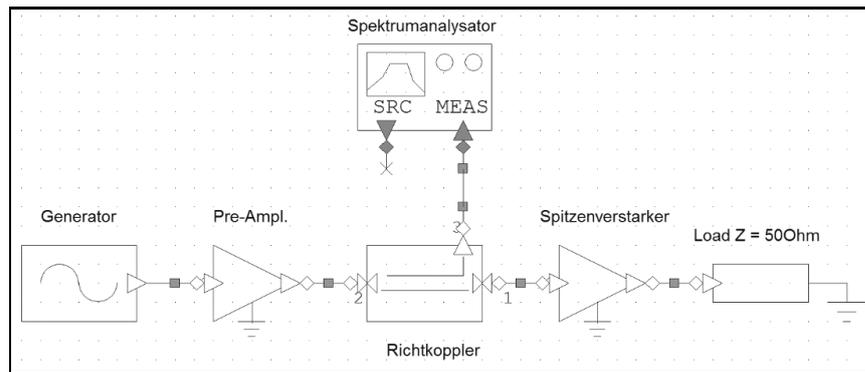


Abbildung 6.11: Messaufbau für die Messung des Reflexionsfaktors

Mit dem 6dB-Richtkoppler wurde folgendes Ergebnis erzielt:

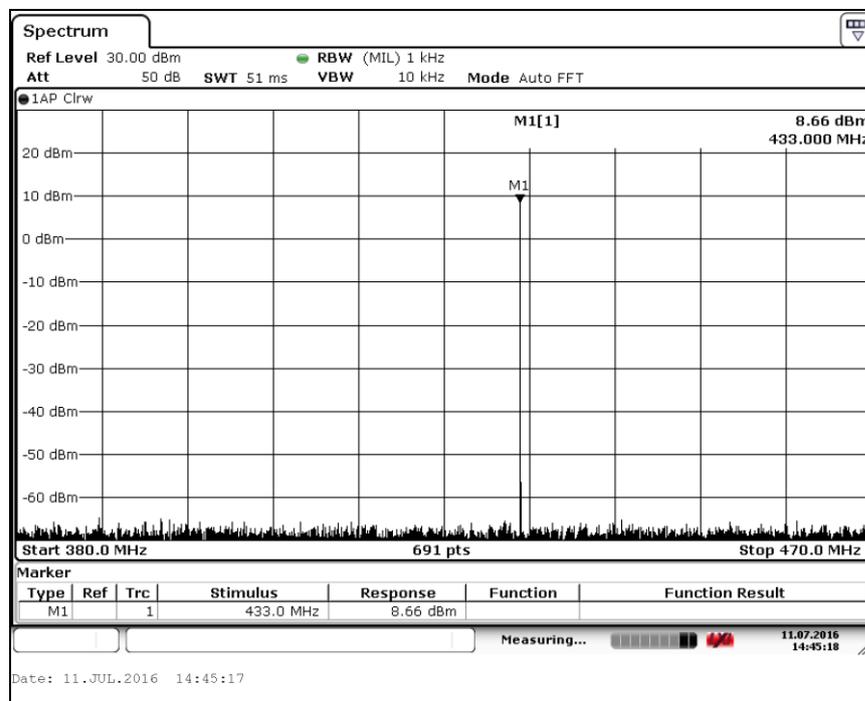


Abbildung 6.12: Reflektierte Leistung des Spitzenverstärkers

Die reflektierte Leistung liegt bei $P_{\text{Rück.}} = 14.66\text{dBm}$ und zusammen mit der hinlaufenden Leistung $P_{\text{Hin.}} = 28\text{dBm}$ kann der Reflexionsgrad bestimmt werden.

$$\text{Return Loss [dB]} = |P_{\text{Rück.}} - P_{\text{Hin.}}| = 13.34\text{dB} \quad (6.1)$$

Mit der 2.26 folgt für den Reflexionsfaktor $\Gamma = 0.215$ und entspricht dem $\text{VSWR} = 1.55$, dabei liegt die reflektierte Leistung bei $P_{\text{Rück.}} = 0.046\text{W}$. Der Vergleich des Reflexionsfaktors zeigt eine Verbesserung beim Spitzenverstärker im Vergleich zu dem Reflexionsfaktor des Hauptverstärkers (0.215 vs. 0.279).

6.4.3 Messung bei variabler Eingangsleistung

Für die Bestimmung der Ausgangsleistung wurde folgender Messaufbau verwendet:

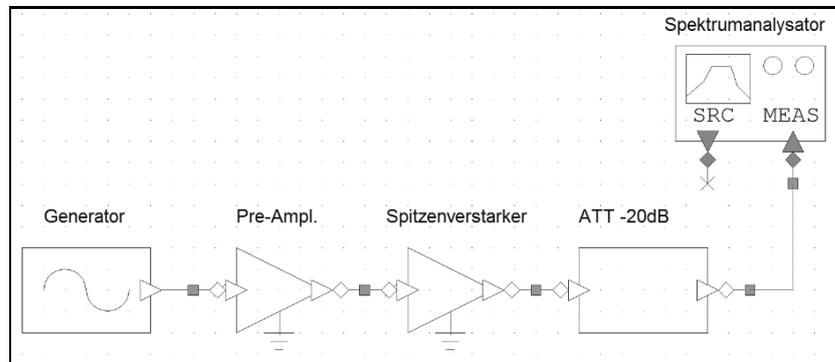


Abbildung 6.13: Messaufbau für die Messung der Ausgangsleistung

Die Ergebnisse können der Abbildung 6.14 entnommen werden.

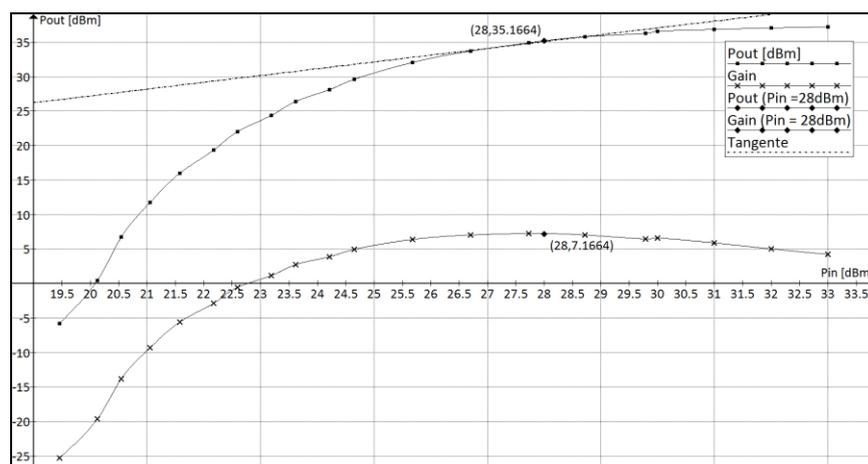


Abbildung 6.14: P_{Out} und G_{ain} bei variabler Eingangsleistung

Ähnlich der Simulation hat die gemessene Verstärkung einen negativen Bereich bis zu einem Eingangspegel von 22.79dBm. Bis zu diesem Bereich ist der Ausgangspegel stark nichtlinear (siehe Abbildung 6.14). Dieser Dämpfungsglied-Betrieb kann negative Folgen beim Doherty-Verstärker hervorrufen, ist aber zurzeit noch nicht abschätzbar.

Für die weiteren Messungen wird der $P_{1\text{dB}}$ benötigt. Eine genaue Bestimmung des 1dB-Kompressionspunktes wurde durch den maximalen Ausgangspegel des ursprünglichen Vorverstärkers von +30dBm negativ beeinflusst, da der Spitzenverstärker nicht voll angesteuert wurde. Aus diesem Grund wurde ab dem Eingangspegel von +30dBm ein

250W Breitbandverstärker von R&S¹¹ verwendet. Damit lassen sich auch die Stufen im Bereich zwischen $P_{in} = 29.5\text{dBm}$ und 30dBm erklären, weil der $+30\text{dBm}$ Vorverstärker bei diesem Pegel seine maximale Ausgangsleistung erreicht hat und als Folge - die Reduktion seiner Verstärkung aufweist. Die annähernde Analyse des Graphs und der Vergleich mit der Simulation lassen den Kompressionspunkt bei $P_{out} = 36.85\text{dBm}$ vermuten, weil der P_{out} bei diesem Pegel noch keinen Übergang in den horizontalen Verlauf aufweist. (graphische Ermittlung siehe Anhang)

Die Drain-Effizienz sieht wie folgt aus:

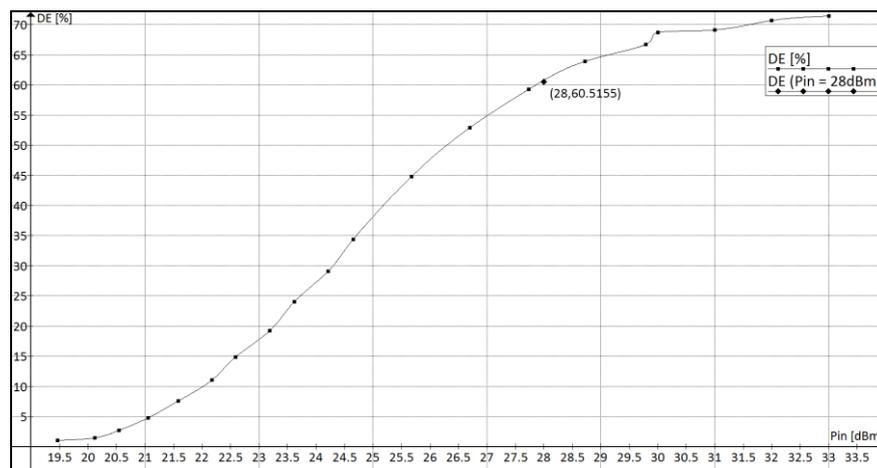


Abbildung 6.15: DE bei variabler Eingangsleistung

Der Verstärker erreicht bei Teilaussteuerung mit $P_{in} = 28\text{dBm}$ den Wirkungsgrad über $DE = 60.5\%$.

Die folgende Tabelle bietet den Vergleich der Simulations- und Messergebnisse.

Tabelle 7: P_{out} , G_{ain} , DE, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 28\text{dBm}$

	Simulation	Messung	Δ
P_{out} [dBm/W]	36.1/4.07	35.17/3.29	/19.16%
G_{ain} [dB]	8.1	7.2	0.9dB
DE [%]	66.4	60.5	5.9%

Die Ergebnisse zeigen eine geringe Differenz zwischen den simulierten und gemessenen Werten. Das ist ein Zeichen dafür, dass das Transistormodel für AWR den realen Transistor detailgetreu nachbildet.

¹¹ BBA 150 Broadband Amplifier von Rohde & Schwarz

6.4.4 Messung bei variabler Frequenz

Als nächstes wurden der Frequenzgang und seine Effizienz im Frequenzbereich untersucht.

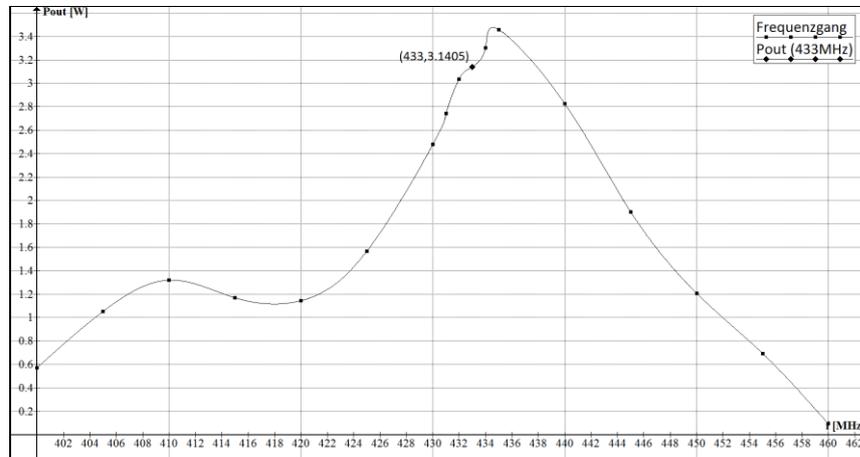


Abbildung 6.16: P_{out} bei variabler Frequenz

Bei dem Spitzenverstärker beträgt die Bandbreite $B = 20.3\text{MHz}$ mit -3dB von der maximalen Leistung. Damit ist der Spitzenverstärker wesentlich schmalbandiger als der Hauptverstärker: 44MHz vs. 20.3MHz . Das wird eine Auswirkung auf das Verhalten des Doherty-Verstärkers haben.

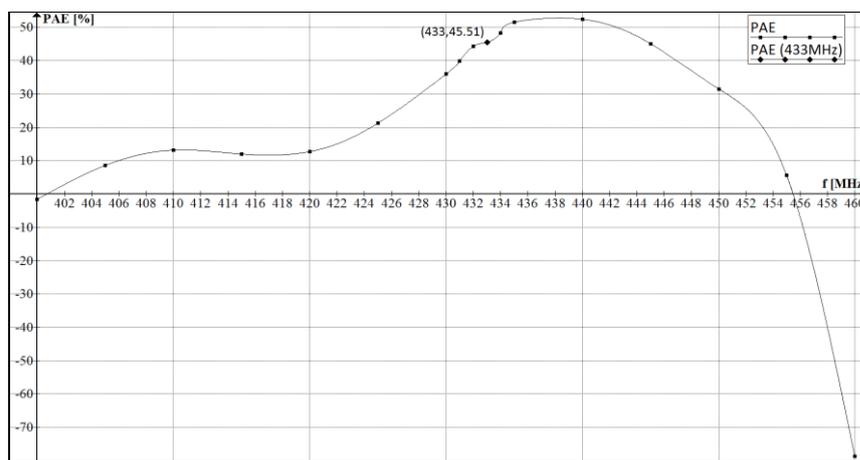


Abbildung 6.17: PAE bei variabler Frequenz

Tabelle 8: Simulations- und Messergebnisse bei variabler Frequenz

	Simulation	Messung	Δ
P_{out} [W]	4.07	3.14	22.85%
PAE [%]	61.2	45.51	15.69%

Abweichend von der Simulation erreicht der PAE-Verlauf die negativen Werte. Die Ursache für ein solches Verhalten liegt am Ein- bzw. Ausgangsnetzwerk des Verstärkers, weil bei diesen Frequenzen die Verstärkung negativ wird (siehe Tabelle 19) und der Verstärker nur als ein Dämpfungsglied arbeitet. Es lässt sich sagen, dass mit den simulierten Netzwerken ein breitbandigeres Verhalten des Verstärkers erreicht wurde als mit den realen (vgl. Abbildung 6.6 und Abbildung 6.16).

6.4.5 Messung des Ausgangsspektrums

Der Abbildung 6.18 kann das Ausgangsspektrum des Spitzenverstärkers entnommen werden.

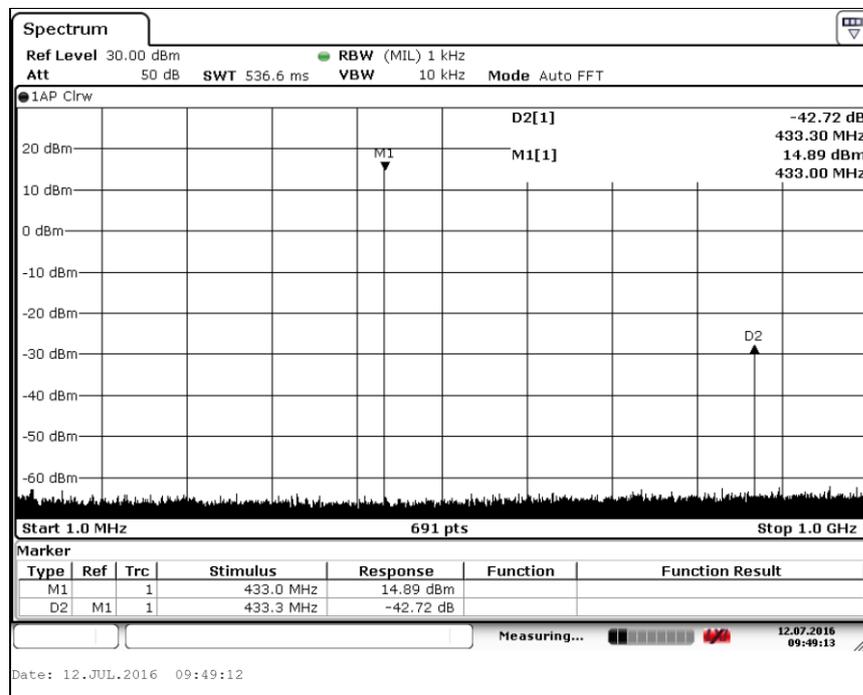


Abbildung 6.18: Das Ausgangsspektrum des Spitzenverstärkers

Der Ausgangspegel beträgt $P_{\text{out}} = 35,39\text{dBm}$, das entspricht einer Leistung von $P_{\text{out}} = 3.46\text{W}$. Der Abstand zu ersten Oberwelle beträgt 42.72dB .

Tabelle 9: Ausgangsspektrum, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{\text{in}} = 28\text{dBm}$

	Simulation	Messung	$ \Delta $
P_{out} [dBm/W]	36.1/4.07	35.39/3.46	/15%
Abstand zu 1 – Oberwelle [dB]	37.53	42.72	5.19dB

6.4.6 Messung im Zeitbereich

Als letztes wurde die Signalform mithilfe eines Oszilloskops kontrolliert.

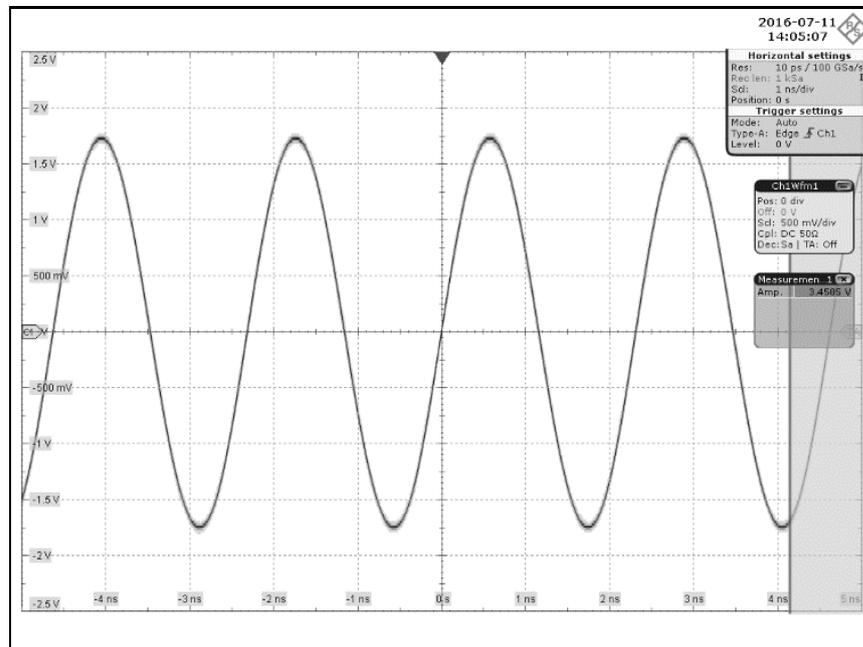


Abbildung 6.19: Die Ausgangssignalform des Spitzenverstärkers

Der Spitze-Spitze-Wert erreicht 3.4585V. Mit dieser Information kann aus der Signalform die entsprechende Leistung berechnet werden (siehe Kapitel 10.4.2).

Tabelle 10: Ausgangssignalform, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 28\text{dBm}$

	Simulation	Messung	Δ
U_{PP} [V]	40.04	36.711	8.31%
P_{Out} [W]	4.01	3.37	15.96%

Der direkte Vergleich der Simulation und Messung zeigt eine geringe Abweichung im Vergleich mit den Ergebnissen bei der Untersuchung des Hauptverstärkers (vgl. Tabelle 6). Nachdem der Spitzenverstärker realisiert wurde, kann das Ausgangsnetzwerk des Doherty-Verstärkers entworfen werden.

7 Ausgangsnetzwerk

Um den Doherty-Verstärker aufbauen zu können, wird das letzte Element benötigt: Ein Ausgangsnetzwerk, welches Haupt- und Spitzenverstärker miteinander verbindet und von denen die zur Verfügung stehende Leistung aufaddiert wird. Auf die Funktionsweise dieses Elements wurde im Abschnitt 3 dieser Arbeit eingegangen.

7.1 Berechnung des Ausgangsnetzwerkes

Das Netzwerk kann in zwei unabhängige Teile zerlegt werden. Ein Teil stellt eine $\lambda/4$ -Mikrostrip-Linie mit der Impedanz Z_0 dar, ein weiteres ist die $\lambda/4$ -Mikrostrip-Linie mit der Impedanz $Z_0/0.707$ [1].

Die Konstruktion des Netzwerkes kann der Abbildung 7.1 entnommen werden.

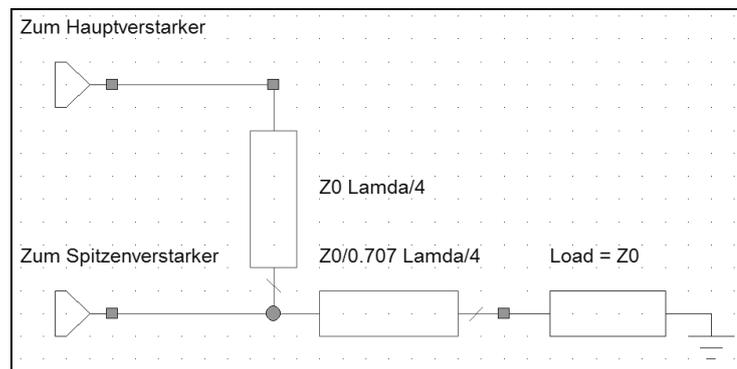


Abbildung 7.1: Das Ausgangsnetzwerk

Um die einzelnen Elemente des Netzwerkes berechnen zu können, muss die Systemimpedanz bekannt sein. In dieser Arbeit wird $Z_0 = 50\Omega$ verwendet. Mit dieser Impedanz kann der Wellenwiderstand der 90° -Mikrostrip-Linien berechnet werden. Da eine Mikrostrip-Linie die Impedanz Z_0 hat, wird nur die gesuchte Impedanz der zweiten Mikrostrip-Linie berechnet:

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} = \frac{50}{\sqrt{2}} = 35.36\Omega \quad (7.1)$$

Nachdem alle Wellenwiderstände bekannt geworden sind, muss die Geometrie der einzelnen Mikrostrip-Linien bestimmt werden. Mit Hilfe des TxLine wurden folgende physikalische Parameter erhalten:

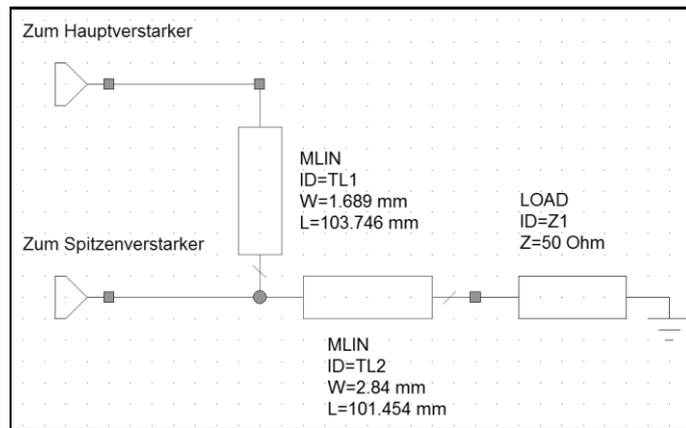


Abbildung 7.2: Physikalische Parameter der Mikrostrip-Linien

Im nächsten Schritt werden die Eigenschaften dieser Schaltung in AWR kontrolliert.

7.2 Simulation in AWR

Mit der Theorie aus dem Kapitel 4.2.1 wurde folgende Testschaltung für die Parameterkontrolle entworfen:

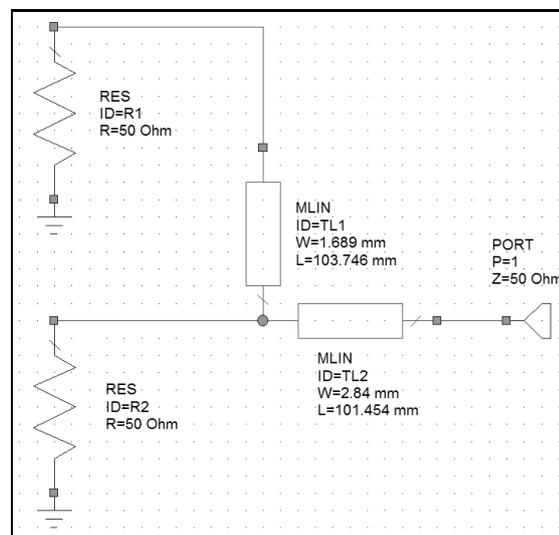


Abbildung 7.3: Testschaltung

Diese Schaltung funktioniert nach folgendem Prinzip: Die 50Ω $\lambda/4$ -Mikrostrip-Linie (TL1) transformiert die 50Ω Eingangsimpedanz R_1 in die gleiche Ausgangsimpedanz. Diese 50Ω liegen nun parallel zu der zweiten 50Ω Impedanz R_2 , das ergibt:

$$Z_{\text{Parallel}} = \frac{Z_{\text{Ausgang}} * Z_2}{Z_{\text{Ausgang}} + Z_2} = \frac{50 * 50}{50 + 50} = 25\Omega \quad (7.2)$$

Z_{Parallel} stellt eine Eingangsimpedanz für die 35.36Ω $\lambda/4$ -Mikrostrip-Linie (TL2) dar. Nach der Formel 4.1 (siehe Kapitel 4.1.1) transformiert diese Mikrostrip-Linie diese Impedanz in eine Ausgangsimpedanz $Z_{\text{Ausgang}} = 50\Omega$. Diese Impedanz ist gleich der Systemimpedanz und damit wird die Leistungsanpassung gewährleistet.

Um die Theorie zu verifizieren wurde nach einer Simulation folgendes Ergebnis erzielt:

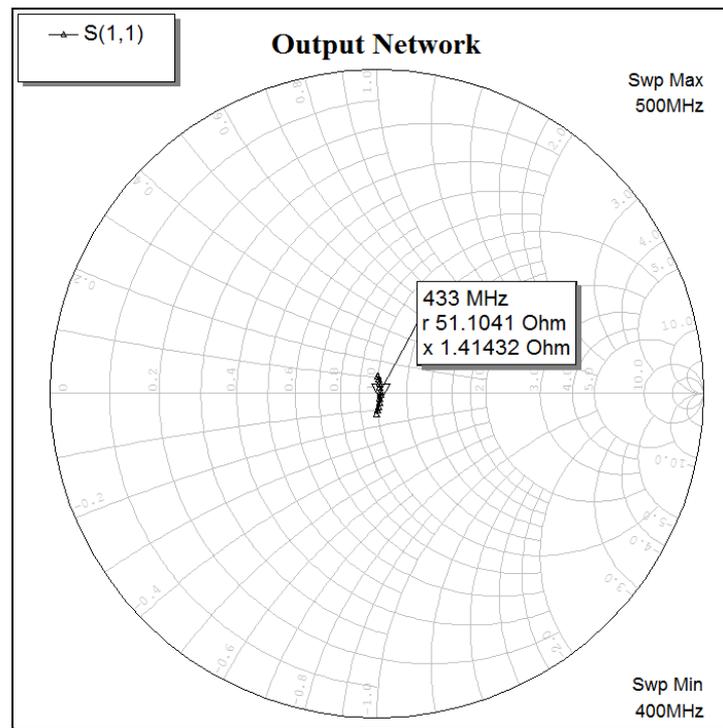


Abbildung 7.4: Simulation von S11 der Testschaltung

Es wird ersichtlich, dass diese Schaltung das vorüberlegte Verhalten aufweist und für die Simulation des Doherty-Verstärkers verwendet werden kann.

Als nächstes wird die PCB¹² für dieses Element in AWR entwickelt. Eine Besonderheit bei diesem Schritt ist, dass die 1:1 Umsetzung der in der Abbildung 7.2 dargestellten Schaltung in eine Platine nicht möglich ist. Das liegt daran, weil die einzelnen Mikrostrip-Linien nur über Verbindungselemente miteinander verbunden werden sollten um korrekt simuliert zu werden.

Aus diesem Grund, und um die physikalische Größe des Ausgangsnetzwerkes gering zu halten, werden die einzelnen Komponenten des Netzwerkes eine komplizierte Form annehmen.

¹² Printed circuit board (Eng.)

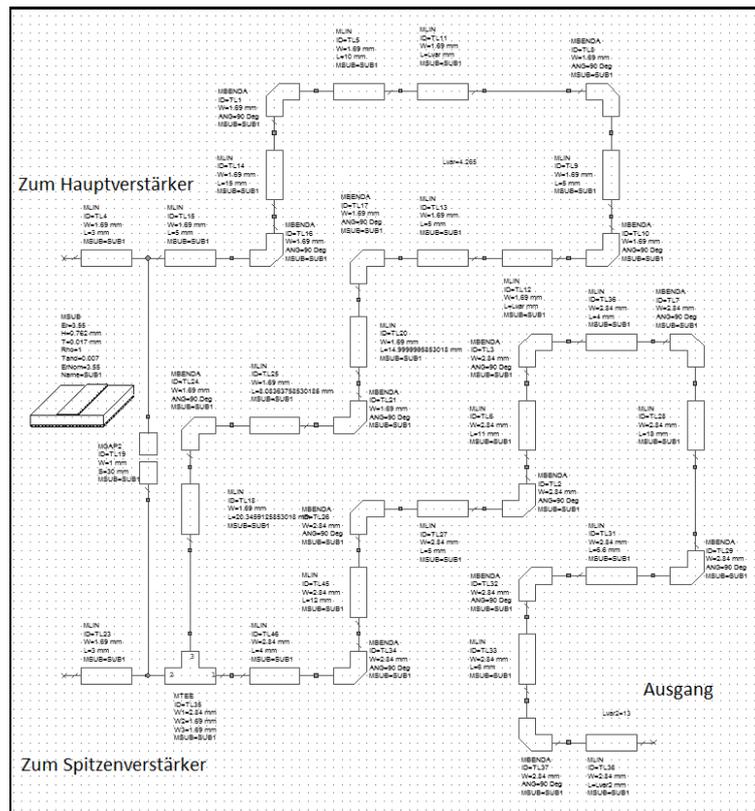


Abbildung 7.5: Testschaltung unter Berücksichtigung der PCB-Eigenschaften

Eine in AWR entworfene Schaltung nach Abbildung 7.5 wurde der Simulation mit zwei Impedanzen unterzogen. In der folgenden Abbildung werden Ergebnisse der Simulation präsentiert.

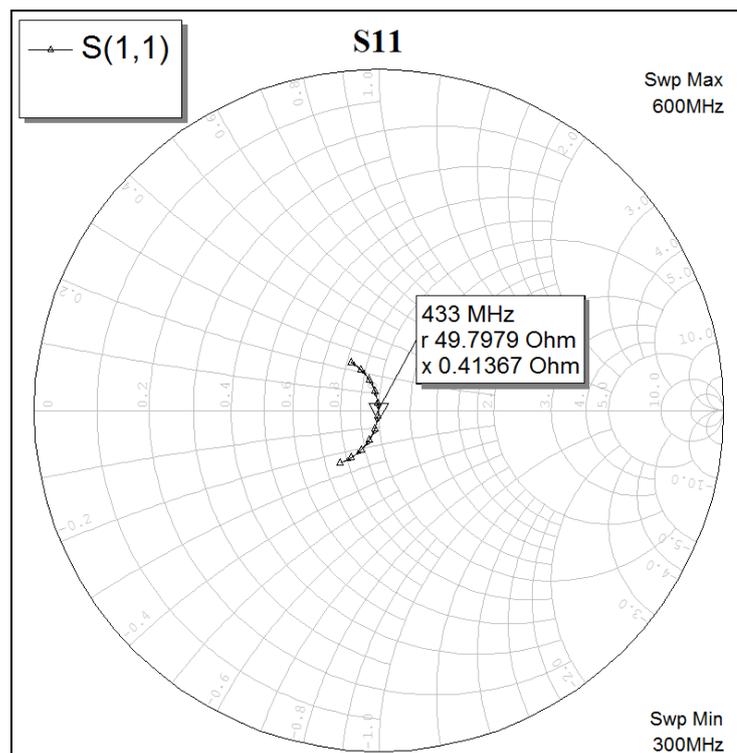


Abbildung 7.6: Simulation von S11 unter Berücksichtigung der PCB Eigenschaften

Die simulierte Ausgangsimpedanz liegt bei $Z_{\text{Ausgang}} = 49.78 + 0.4\Omega$. Eine weitere Optimierung wird nicht benötigt und das PCB kann erstellt werden.

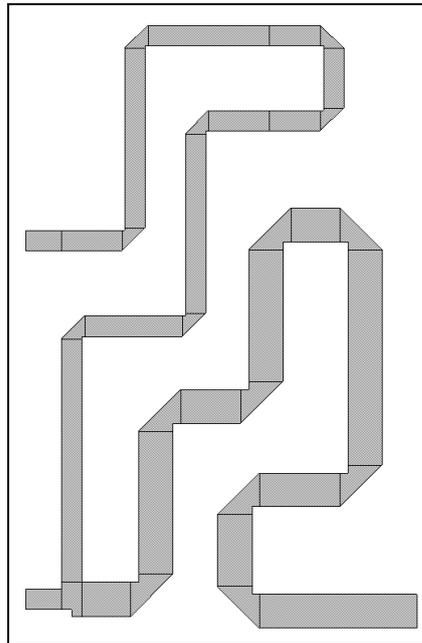


Abbildung 7.7: In AWR entworfene Leiterplatte

Im nächsten Schritt wird diese PCB in der Hardware aufgebaut und nach seinen Eigenschaften kontrolliert.

7.3 Aufbau und Messung

Die Abbildung 7.8 zeigt das vollständig aufgebaute Ausgangsnetzwerk.

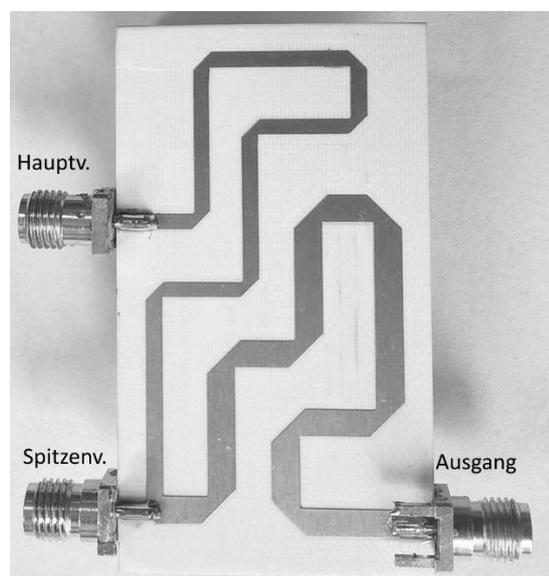


Abbildung 7.8: Ausgangsnetzwerk

Nachdem das Ausgangsnetzwerk aufgebaut ist und seine Stabilität nach im Abschnitt 4.1.4 beschriebene Methode verbessert wurde, konnten seine Eigenschaften kontrolliert werden.

Für die Kontrollzwecke wurde folgender Messaufbau verwendet:

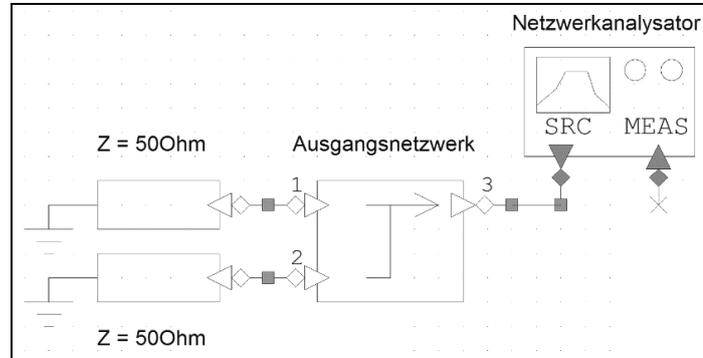


Abbildung 7.9: Messaufbau

Die Messergebnisse können der Abbildung 7.10 entnommen werden.

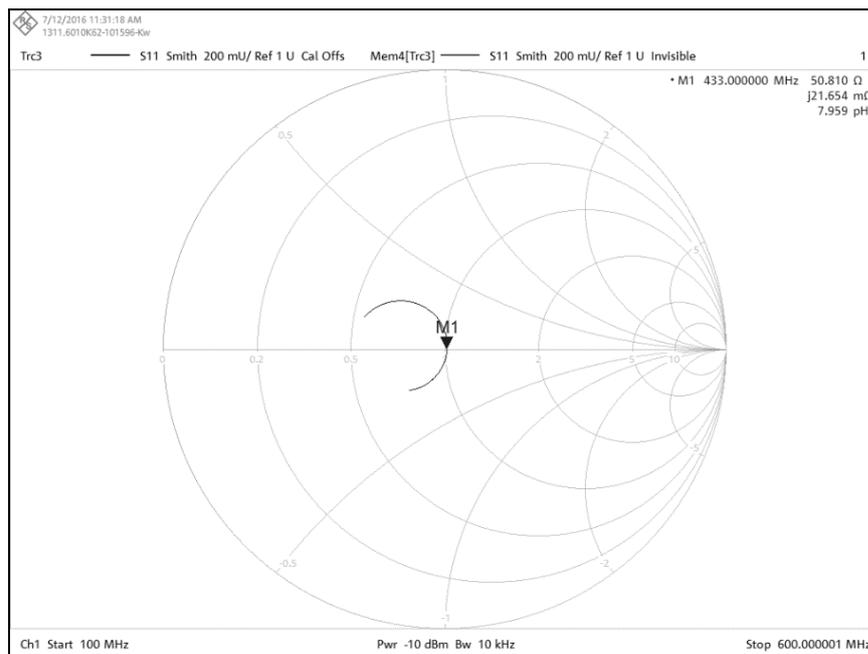


Abbildung 7.10: Messung von S11 des Ausgangsnetzwerkes

Die Messergebnisse zeigen, dass das Netzwerk korrekt funktioniert. Eine geringere Abweichung der Ausgangsimpedanz wird die Eigenschaften des gesamten Doherty-Verstärkers minimal beeinflussen, weil bei der Ausgangsimpedanz $Z_{\text{Ausgang}} = 50.8\Omega$ beträgt der Reflexionsfaktor $\Gamma = 0.008$ und damit erreicht das Return Loss den Wert von -41.9dB . Im nächsten Schritt wird der Gesamtaufbau der einzelnen Komponenten zu einem Doherty-Verstärker erfolgen.

8 Doherty-Verstärker

Nachdem alle Komponente für den Doherty-Verstärker separat entwickelt und simuliert wurden, wird in diesem Kapitel das Zusammenspiel dieser Komponenten als ein einziger Verstärker simuliert und messtechnisch kontrolliert.

8.1 Simulation des Doherty-Verstärkers

8.1.1 Simulation bei variabler Eingangsleistung

Um den Überblick über die Gesamtschaltung zu behalten, wurden die einzelnen Komponenten des Verstärkers in separate Subblöcke untergebracht. Die daraus entstandene Schaltung für die Simulation kann der Abbildung 8.1 entnommen werden.

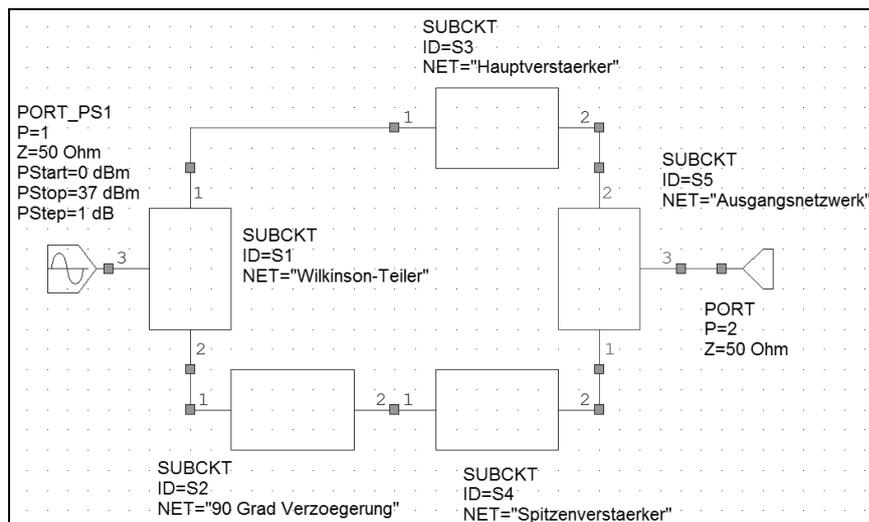


Abbildung 8.1: 433MHz Doherty-Verstärker

Diese Lösung ermöglicht schnelles Ändern oder Anpassen der Eigenschaften oder Parametern bei den einzelnen Komponenten des Verstärkers. Für diesen Verstärker wird folgender Arbeitspunkt verwendet:

$$U_{DS} = 7.5V, U_{GS-Haupt.} = 2.825V, U_{GS-Spitzen.} = 0.4V$$

Im ersten Schritt muss der 1dB-Kompressionspunkt des Verstärkers ermittelt werden, dafür wird die graphische Methode verwendet und die Einzelheiten können im Anhang (siehe Abschnitt 10.2.3) angesehen werden. Mit dem oben genannten Arbeitspunkt

wurde folgender Kompressionspunkt ermittelt: $P_{1dB} = 41.6\text{dBm}$ bei der Eingangsleistung $P_{in} = 31.49\text{dBm}$

Die mit dieser Eingangsleistung als Referenzwert simulierten Parameter werden in der nächsten Abbildung präsentiert.

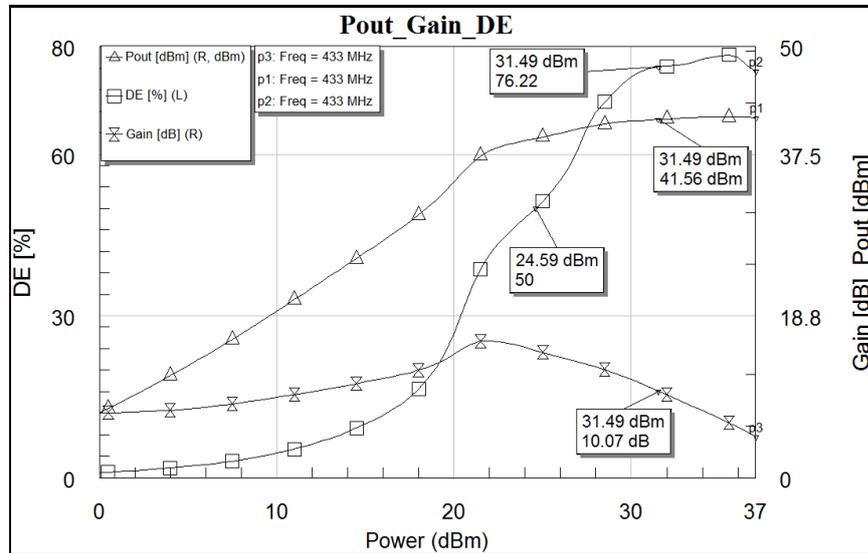


Abbildung 8.2: P_{out} , G_{ain} und DE des Doherty-Verstärkers

Die Simulationsergebnisse zeigen eine Erhöhung der maximalen Ausgangsleistung auf 41.56dBm , gleichzeitig sinkt die Verstärkung der Gesamtschaltung bei steigender Effizienz auf 76.22% . Der G_{ain} -Verlauf besteht aus zwei Bereichen, ein Bereich bis $P_{in} = 22\text{dBm}$ kann dem Hauptverstärker zugeordnet werden. In diesem Bereich liegt die maximale Verstärkung bei 15.9dB und ist damit etwa 3dB kleiner als die entsprechende Verstärkung des Hauptverstärkers unter Berücksichtigung der Differenz in Eingangsleistungen aufgrund des verwendeten Wilkinson-Teilers. Der zweite Bereich fängt mit 22dBm an und ergibt sich aus der Zusammenarbeit der beiden Verstärker. Das hat als Ergebnis die resultierende Verstärkung des gesamten Doherty-Verstärkers, die insgesamt kleiner ist als beim Hauptverstärker.

Eine interessante Besonderheit bei dem P_{out} -Verlauf ist, dass er zwei gut erkennbare lineare Bereiche hat. Der erste Bereich erstreckt sich von $P_{in} = 0$ bis 22dBm und kann dem Hauptverstärker zugeordnet werden. Der zweite lineare Bereich wird durch den Spitzenverstärker verursacht und verstärkt die höheren Eingangsleistungen bis zum Kompressionspunkt.

8.1.2 Simulation bei variabler Eingangsleistung Doherty- und Hauptverstärker

Damit die Unterschiede zwischen beiden Verstärkern noch detaillierter bewertet werden können, werden diese Verstärker parallel simuliert und ihre Parameter verglichen.

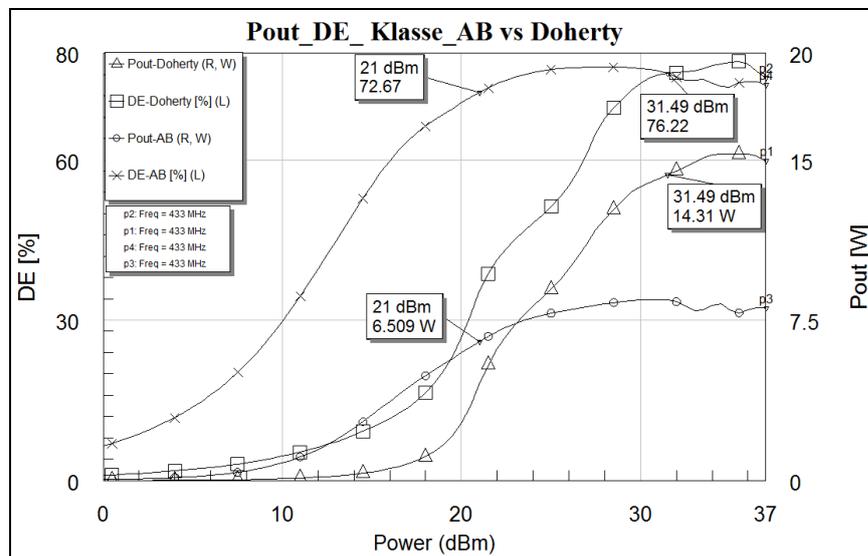


Abbildung 8.3: P_{out} und DE bei Doherty- und Hauptverstärker

Die Simulation macht die Unterschiede deutlich: Durch die Verwendung des Wilkinson-Teilers im Doherty-Verstärker wird für die Ansteuerung der einzelnen Verstärker ein höherer Eingangspegel als für einen einzelnen Klasse-AB-Verstärker benötigt.

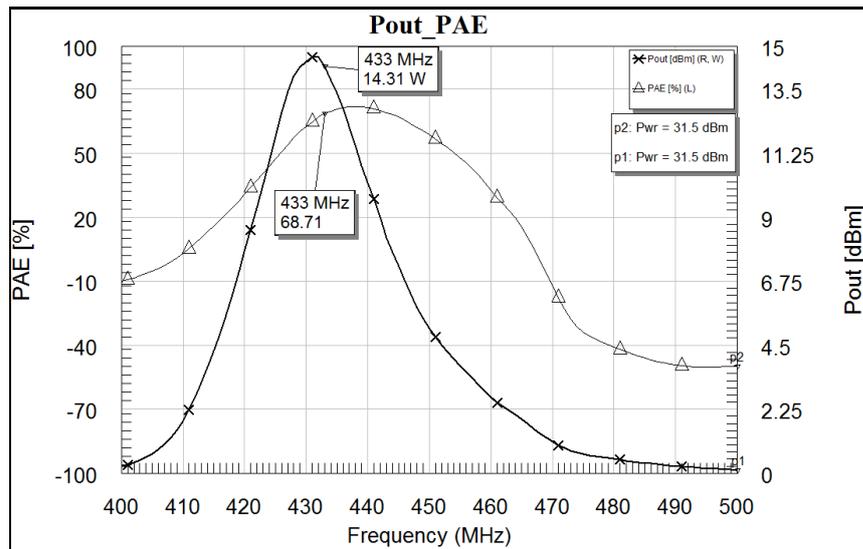
$$P_{\text{In Doherty}} = P_{\text{In-AB}} + 3\text{dB} \quad (9.1)$$

Damit kann einerseits die Verschiebung des P_{out} - Verlaufs von DPA¹³ erklärt werden, andererseits zeigt der Doherty Verstärker einen geringeren Dynamikbereich. Der Vergleich der Effizienz der beiden Verstärkerklassen zeigt eine Verbesserung der Drain-Effizienz im optimalen Arbeitspunkt bei mehr als doppelter Ausgangsleistung. Der maximale Effizienzwert beim Hauptverstärker liegt unter 80% und bestätigt damit die Theorie. Der Anstieg der DE zeigt ungefähr den gleichen Anstiegswinkel mit gleichzeitiger Versetzung in den Bereich der höheren Eingangsleistungen. Das ist ein Zeichen dafür, dass der simulierte Verstärker optimal als eine Endstufe verwendet werden könnte.

8.1.3 Simulation bei variabler Frequenz

Für die Vervollständigung der Verstärkerparameter werden auch die Eigenschaften im Frequenzbereich kontrolliert.

¹³ Doherty Power Amplifier

Abbildung 8.4: P_{out}, und PAE des Doherty-Verstärkers

Die Verläufe zeigen, dass bei Doherty-Architektur eine optimale Balance zwischen der Ausgangsleistung und der Effizienz erreicht wurde. Der Verstärker ist schmalbandiger geworden, die Bandbreite $B = 25.4\text{MHz}$ und die Gesamteffizienz ist geringer (siehe Abbildung 5.24) als bei einem einzelnen Klasse-AB Verstärker mit einer deutlich höheren Ausgangsleistung (vgl. Abbildung 8.3).

8.1.4 Simulation des Ausgangsspektrums

Aufgrund der Aufbau Besonderheit bei einem Doherty-Verstärker ist es zwingend erforderlich, das Ausgangsspektrum zu kontrollieren.

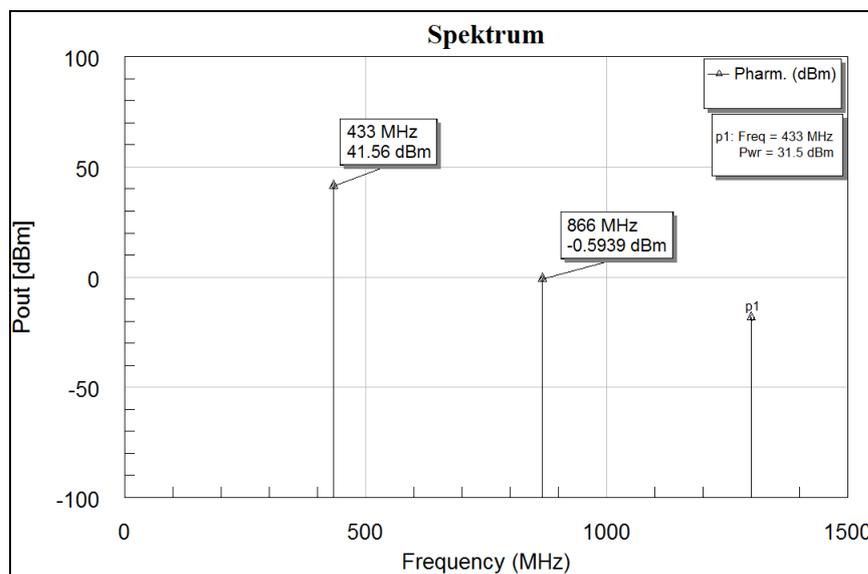


Abbildung 8.5: Ausgangsspektrum des Doherty-Verstärkers

Das Spektrum weist keine parasitären Signalkomponenten auf. Der Abstand zwischen dem Ausgangspegel der Grundfrequenz und der ersten Oberschwingung liegt bei 42.154dB und ist damit 2.24dB geringer als bei dem Klasse-AB Verstärker (siehe Abschnitt 5.3.3).

8.1.5 Simulation im Zeitbereich

Um zu zeigen, dass das Ausgangssignal frei von Verzerrungen ist, wird es im Zeitbereich simuliert.

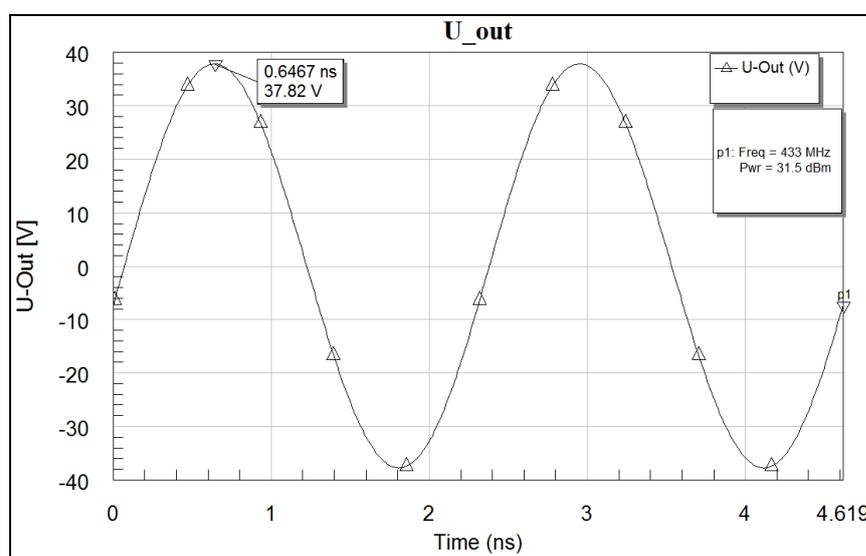


Abbildung 8.6: Ausgangsspannung beim Doherty-Verstärker

Die Form des Ausgangssignals ist verzerrungsfrei und die maximale Amplitude erreicht 37.82V. Die Simulation des Stromes im Zeitbereich ist bei diesem Verstärkertyp nicht sinnvoll, da er sich aus zwei unabhängigen Verstärkern zusammensetzt und deren Simulation in entsprechenden Abschnitten erläutert wurde.

Mit diesem Schritt wird die Simulation des Doherty-Verstärkers abgeschlossen.

8.2 Aufbau und Messung

Die Abbildung 8.7 zeigt den fertig aufgebauten Doherty-Verstärker.

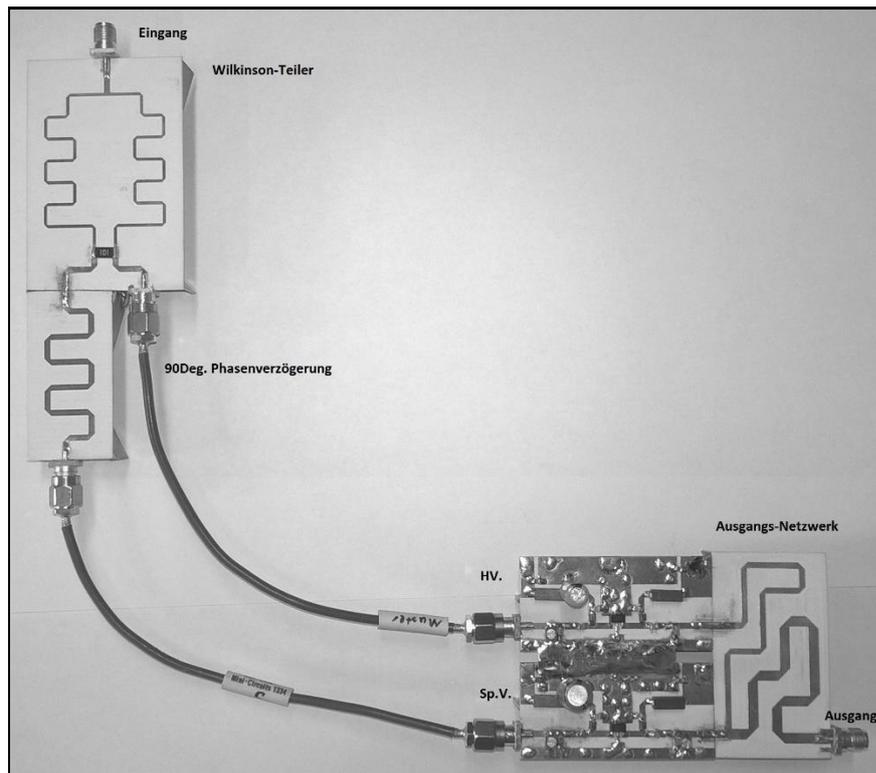


Abbildung 8.7: Doherty-Verstärker

Der Verstärker besteht aus drei Hauptelementen. Das Eingangsnetzwerk (oben links im Bild) wird mithilfe von zwei speziellen Koaxialleitungen mit dem Verstärkermodul verbunden. Diese Leitungen müssen eine gleiche Phasenverzögerung verursachen, damit die Phasenbeziehungen zwischen den beiden Eingängen konstant bleiben. Beide Verstärker werden direkt mit dem letzten Element der Schaltung verbunden - dem Ausgangsnetzwerk.

8.2.1 Messung bei variabler Eingangsleistung

Damit die simulierten Werte mit den gemessenen verglichen werden können, wurden die Verstärker-Parameter mit folgendem Aufbau gemessen.

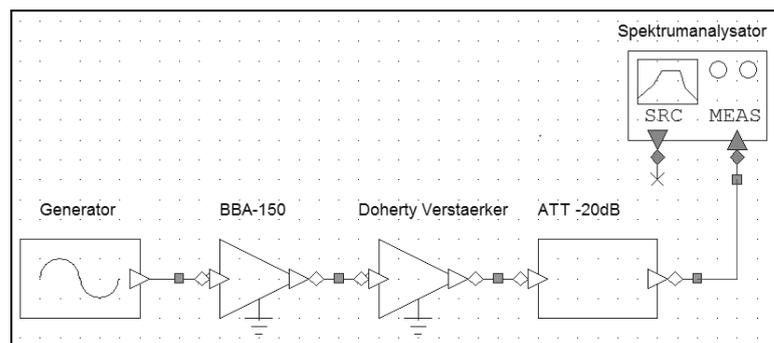


Abbildung 8.8: Messaufbau für die Messung der Ausgangsleistung

Die Ergebnisse können der Abbildung 8.9 entnommen werden.

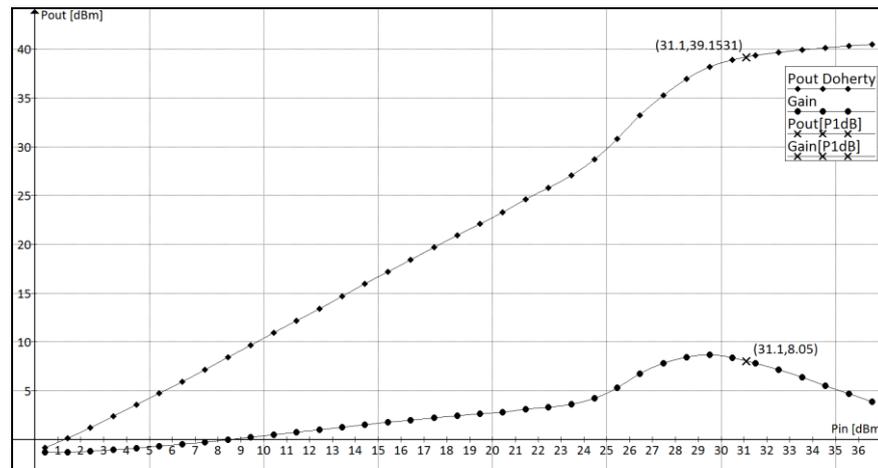


Abbildung 8.9: P_{Out} und G_{ain} bei variabler Eingangsleistung

Die durchgeführten Messungen zeigen ein unerwartetes Ergebnis. So entspricht die Verstärkung bei kleineren Eingangsleistungen nicht der von der Klasse-AB, sondern zeigt einen linearen Anstieg über die Eingangsleistung bis 23dBm.

Aus der Theorie [4] ist bekannt, dass bei einem linearen P_{Out} -Verlauf ein konstanter waagerechter G_{ain} -Verlauf erwartet wird, allerdings durch die Load-Modulation von beiden einzelnen Verstärkern führte es zu einem besonderen Verhalten der Gesamtverstärkung. Ab $P_{\text{in}} = 24\text{dBm}$ steigt die Verstärkung nicht linear auf das Maximum an, in diesem Bereich haben beide Verstärker die optimalen Impedanzen erreicht und arbeiten mit höherer Effizienz, weil der Hauptverstärker bei diesen Eingangspegeln im Kompressionsbereich arbeitet und der Spitzenverstärker auch den Bereich den höchsten Effizienzwerten erreicht hat (siehe Abbildung 6.15).

Die Erweiterung des Aussteuerungsbereichs wird mit dem zusätzlichen Abschnitt, der vom Spitzenverstärker zur Verfügung gestellt wird, erkennbar. Bei diesem Verlauf ist darauf zu achten, dass der Verlauf einen leichten Anstieg aufweist und ist dadurch nicht linear. Das liegt daran, da bei diesem Aufbau kein separat entworfener Spitzenverstärker verwendet wurde, sondern ein Klasse-AB-Verstärker mit dem geänderten Arbeitspunkt, wobei das ein Nachteil bei dieser Bauweise darstellte.

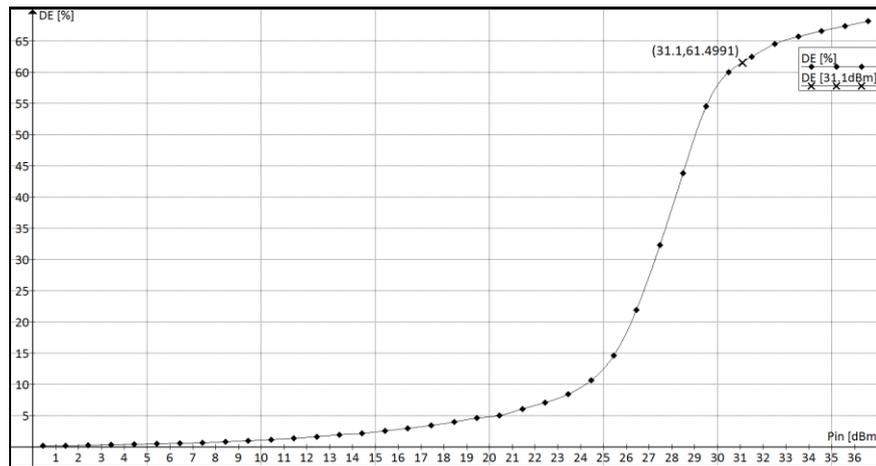


Abbildung 8.10: DE bei variabler Eingangsleistung

Die Unterschiede mit der Simulation sind hier deutlich zu sehen. Im Gegensatz zu dem einzelnen Hauptverstärker liegt bei diesem Aufbau der Arbeitspunkt bei $P_{in} = 27-28\text{dBm}$. In diesem Punkt ist auch die 3dB Leistungsreserve für die Spitzen des modulierten Eingangssignals vorhanden. Nur mit wachsender Eingangsleistung erreicht der Verstärker den erwarteten Wirkungsgrad und zeigt eine Steigerung der Effizienz um 6.8% im Kompressionspunkt (siehe Abbildung 8.11).

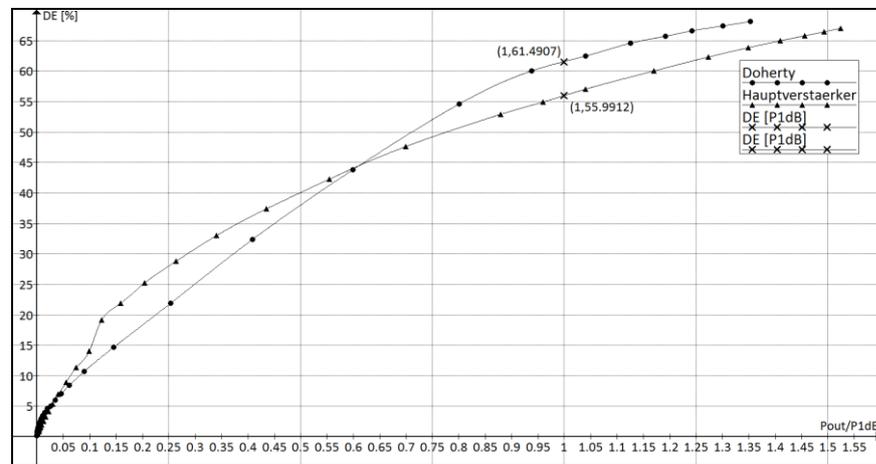


Abbildung 8.11: DE bei Doherty- und Hauptverstärker

Tabelle 11: P_{out} , G_{ain} , DE, Simulations- und Messergebnisse in P_{1dB}

	Simulation	Messung	Δ
P_{out} [dBm/W]	41.56/14.32	39.15/8.23	/42.6%
G_{ain} [dB]	10.07	8.05	2.02dB
DE [%]	76.22	61.5	14.72%

Um die Unterschiede besser bewerten zu können, werden zusätzlich zu dem Effizienzverlauf beide Ausgangsleistungen in einer Graphik dargestellt.

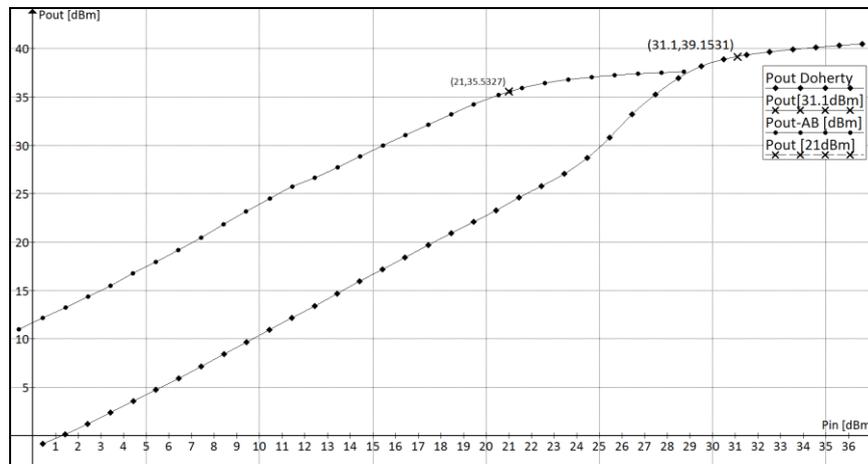


Abbildung 8.12: Ausgangsleistung bei Doherty- und Hauptverstärker

Die letzten beiden Abbildungen zeigen deutlich, wie stark die Eingangsempfindlichkeit beim Doherty-Verstärker reduziert wurde. Allerdings konnte der Übergang in den Kompressionsbereich beim Doherty-Verstärker deutlich verzögert werden (siehe Abbildung 8.12).

8.2.2 Messung bei variabler Frequenz

Aufgrund der verwendeten Mikrostrip-Linien und einer schmalbandigen Anpassung, müssen die Verstärkereigenschaften im Frequenzbereich kontrolliert werden. Um die Bandbreite vom DPA beurteilen zu können, muss sein Frequenzgang aufgenommen werden. Mit dem Messaufbau von der Abbildung 8.8 konnten die dafür benötigten Daten aufgenommen und bewertet werden.

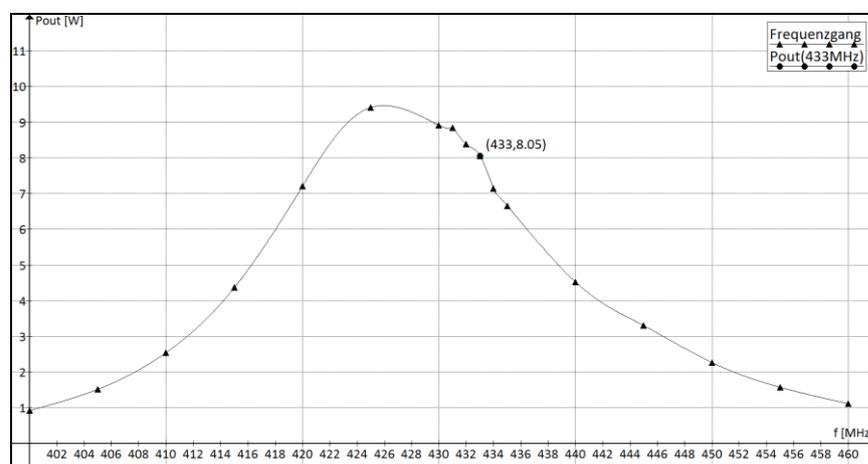


Abbildung 8.13: P_{out} bei variabler Frequenz

Der Frequenzgang nimmt die klassische Form einer Glockenkurve mit einem Maximum um 425MHz an, in diesem Punkt liefert der Doherty-Verstärker mehr als 9.4W an HF-Leistung. Damit kann die Bandbreite des Doherty-Verstärkers ermittelt werden. Mit $f_{G0} = 439.6\text{MHz}$ und $f_{GU} = 415.6\text{MHz}$ ergibt sich die Bandbreite zu $B = 24\text{MHz}$. Daraus folgt, dass für die effektive Bandbreite des Doherty-Verstärkers der Spitzenverstärker mit seiner geringsten Bandbreite $B = 20.3\text{MHz}$ eine entscheidende Rolle spielt. Das Gesamtergebnis der Zusammenschaltung zu einem Doherty-Verstärker ist die geringere Bandbreite (vgl. Abbildung 5.24).

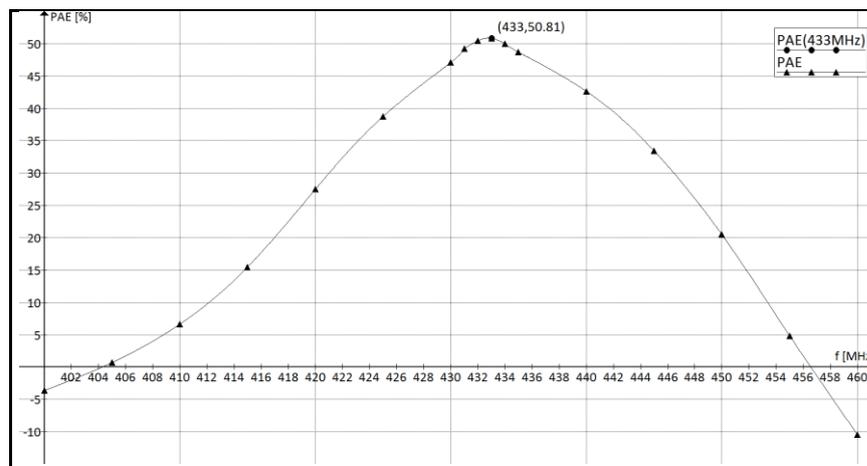


Abbildung 8.14: PAE bei variabler Frequenz

Es ist deutlich zu erkennen, dass der Verstärker nicht auf eine maximale Ausgangsleistung optimiert wurde, sondern auf die beste Effizienz. Die Ursache liegt in dem übernehmenden Arbeitspunkt und den dazugehörigen Transistorimpedanzen [18]. Der Vergleich der Effizienz, die nach unterschiedlichen Methoden bestimmt wurden, zeigt einen deutlichen Unterschied zwischen dem PAE- und dem DE-Wert. Allgemein liegt die PAE unterhalb der DE. Der Grund dafür ist die zusätzliche Berücksichtigung der Eingangsleistung bei der Effizienzbestimmung (siehe Abschnitt 2.5.3).

8.2.3 Messung des Ausgangsspektrums

Nachdem die einzelnen Verstärkerspektren kontrolliert wurden, soll das Spektrum vom DPA zeigen, ob die Zusammenschaltung die spektrale Reinheit von dem Ausgangssignal beeinflussen wird. Das Spektrum kann der Abbildung 8.15 entnommen werden.

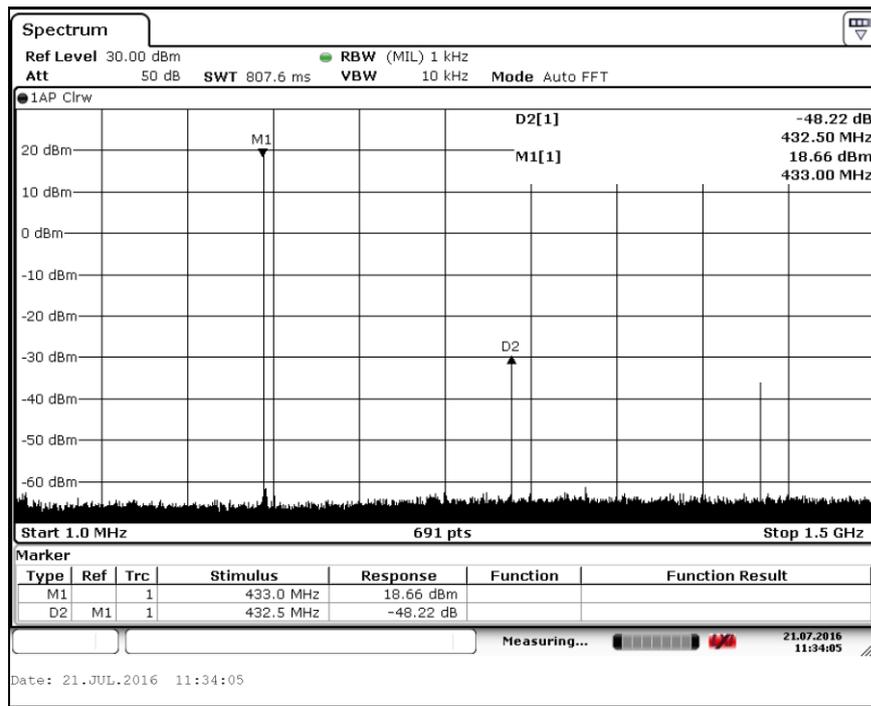


Abbildung 8.15: Das Ausgangsspektrum des DPA

Das Spektrum zeigt einen Leistungsanstieg auf 39,177dBm, das entspricht einer Ausgangsleistung von 8.28W. Ein weiterer kritischer Punkt ist die Differenz zwischen der Grundschwingung und weiteren spektralen Komponenten. Je nach Messergebnis können die Rückschlüsse auf den Signalverlauf im Zeitbereich gezogen werden. Mit 48.22dB Abstand zwischen den beiden ersten Spektrallinien werden keine sichtbaren Signalverzerrungen im Zeitbereich erwartet. Als Beweis dafür wird im nächsten Abschnitt das Ausgangssignal gemessen und untersucht.

Tabelle 12: Ausgangsspektrum, Simulations- und Messergebnisse in P_{1dB}

	Simulation	Messung	Δ
Pout [dBm/W]	41.56/14.32	39.18/8.28	/42.18%
Abstand zu 1 – Oberwelle [dB]	42.15	48.22	6.07dB

8.2.4 Messung im Zeitbereich

Das Oszillogramm des Ausgangssignals kann der folgenden Abbildung entnommen werden.

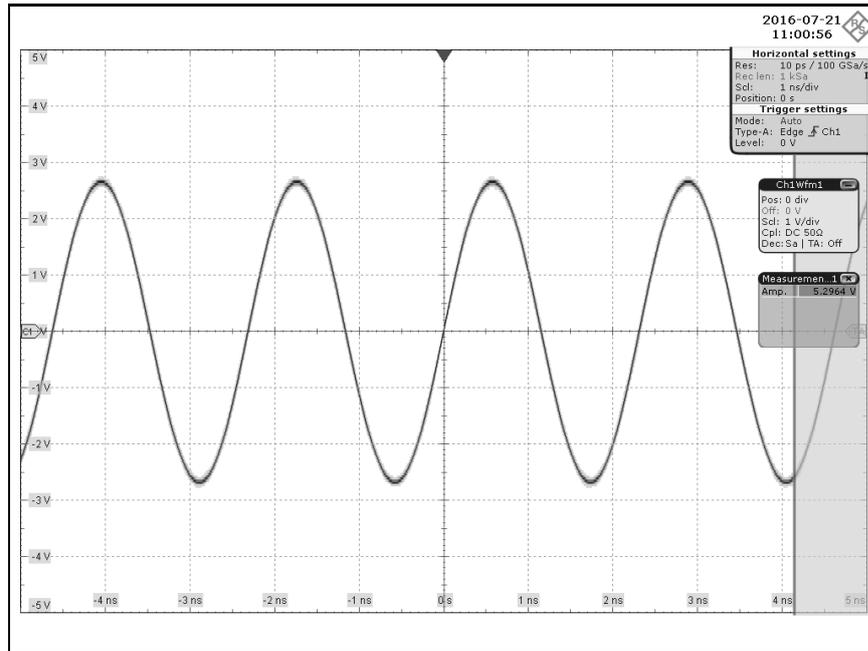


Abbildung 8.16: Die Ausgangssignalform des Doherty-Verstärkers

Wie erwartet hat das Sinus keine sichtbaren Verzerrungen. Um die an dem 50Ω Last zur Verfügung stehende HF-Leistung zu kontrollieren, wird die gemessene Amplitude in Leistung umgerechnet (siehe Anhang).

Tabelle 13: Ausgangssignalform im Zeitbereich in P_{1dB}

	Simulation	Messung	Δ
U_{PP} [V]	75.64	56.23	25.66%
P_{Out} [W]	14.3	7.9	44.76%

Die Abweichungen in berechneten Messergebnissen lassen sich durch Ablese- und Messungenauigkeiten bei der Durchführung der einzelnen Messungen erklären.

Als Abschluss dieser Arbeit werden noch alle wichtigen Parameter den einzelnen Verstärkern in nachfolgender Tabelle präsentiert.

Tabelle 14: Zusammenfassung: Doherty-Verstärker

	Simulation (in P_{1dB})	Messung (in P_{1dB})	Δ
P_{out} [dBm/W] Hauptverstärker	38.13/6.15	35.533/3.575	-/41.87%
P_{out} [dBm/W] Spitzenverstärker	36.1/4.07	35.17/3.29	-/19.16%
P_{out} [dBm/W] Doherty-Verstärker	41.56/14.32	39.15/8.23	-/42.53%

DE [%] Hauptverstärker	72.67	54.7	17.97%
DE [%] Spitzenverstärker	66.4	60.5	5.9%
DE [%] Doherty-Verstärker	76.22	61.5	14.72%

9 Fazit

9.1 Zusammenfassung

In der durgeführten Arbeit wurde ein asymmetrischer Doherty-Verstärker simuliert und aufgebaut. Die Funktionsweise der einzelnen Baugruppen wurde theoretisch und praktisch untersucht und kritisch bewertet. Der Doherty-Verstärker in der Simulation erreicht bei 433MHz eine Verstärkung von $G_{\text{ain}} = 10.07\text{dB}$, eine Ausgangsleistung $P_{\text{Out}} = 14.32\text{W}$ bei der Effizienz von $DE = 76,22\%$ und hat eine Bandbreite von 25.4MHz. Damit führt das Doherty-Prinzip zu einer Verbesserung der Effizienz um 3.55% und der Ausgangsleistung um 7.801W. Diese Verbesserung der Effizienz und des Großsignalverhaltens um den Arbeitspunkt des Verstärkers wurde durch die Erweiterung des linearen Bereiches erreicht. Gleichzeitig zeigt der Doherty-Verstärker eine Reduktion der Verstärkung um 7.06dB und die Verringerung der Bandbreite um 8.72MHz.

Parallel zeigt der real aufgebaute Verstärker deutliche Unterschiede zum vorher simulierten Verstärker. Er erreicht bei 433MHz folgende Werte: Verstärkung $G_{\text{ain}} = 8.05\text{dB}$, Ausgangsleistung $P_{\text{Out}} = 8.23\text{W}$, Effizienz $DE = 61.5\%$ und die Bandbreite $B = 24\text{MHz}$. Damit konnten die Ausgangsleistung um 4.655W und die Effizienz um 6.8% verbessert werden. Bei der Verstärkung und bei der Bandbreite wurde dagegen die Reduktion der Parameter festgestellt: die Bandbreite um 20MHz und die Verstärkung um 6.49dB.

Als eine mögliche Ursache für dieses Verhalten können Besonderheiten des verwendeten Transistors, fehlerhafte Angaben im Datenblatt oder falsche Dimensionierung der Ein- bzw. Ausgangsnetzwerke der einzelnen Verstärker sein. Obwohl der aufgebaute Verstärker nicht alle erhofften Eigenschaften zeigt, kann er im optimalen Arbeitspunkt, bei mittleren bis höheren Eingangsleistungen, mit mehr als 40% Effizienz, in Kombination mit einem Vorverstärker, als eine Endstufe für ISM¹⁴-Band verwendet werden.

Für den Doherty-Verstärker sprechen folgende Punkte: ein guter Wirkungsgrad, der symmetrische Aufbau reduziert die Entwicklungskosten, bessere spektrale Reinheit bei stark schwankender Steuerleistung [1] und er eignet sich als gutes Lernobjekt an den

¹⁴ Industrial, Scientific and Medical

Hochschulen, weil er aus einzelnen Grundbausteinen der HF-Technik besteht. Dagegen spricht die erhöhte Komplexität der Schaltung, schwer abschätzbare parasitäre Wechselwirkungen im Verstärker und Schwierigkeiten bei der Auswahl des Arbeitspunktes.

9.2 Ausblick

Um diesen Verstärker korrekt dimensionieren und simulieren zu können, empfiehlt sich die Verwendung der Spezial-Tools (Load-Pull-Analyse) aus dem AWR. Damit lassen sich die wichtigsten Transistorparameter für die nachfolgende Simulationen ermitteln. Mit den gewonnenen Daten lassen sich strukturiert verschiedene Verstärkermodelle möglichst nahe der Realität simulieren und analysieren. Die wichtigste Voraussetzung dafür ist die Verwendung der verifizierten Transistormodelle für die Simulation. Die Auswahl der Transistoren nach ihren Eigenschaften und deren Anbietern muss mit Sorgfalt erfolgen. Die in Datenblättern angegebenen Parameter sollten nur nach einer gründliche Analyse und Kontrolle verwendet werden.

Die Entwicklung und Aufbau der Anpassnetzwerke darf nicht unterschätzt werden, es ist ratsam die Auswirkungen bei der Verwendung von mehrstufigen Netzwerken separat zu untersuchen sowie deren Empfindlichkeit auf die Bauteilestreuung.

Die Architektur, die bei dieser Arbeit gezeigt wurde, ist einfach zu realisieren, zeigt aber Nachteile auf: z.B. andere Steigung der Ausgangsleistungsgerade des Spitzenverstärkers. Um sie zu reduzieren, kann z.B. bei dem Spitzenverstärker ein intelligentes System zur Arbeitspunkteinstellung in Abhängigkeit der Eingangsleistung eingesetzt werden. Um bei dem Verstärker eine bessere Linearität zu gewährleisten, können mehrstufige Spitzenverstärker mit den angepassten Eigenschaften verwendet werden.

Heutzutage werden Doherty-Verstärker vermehrt in GSM-Basisstationen, für die drahtlose Kommunikation und bei der Broadcast-Übertragungstechnik eingesetzt. Das bedeutet die Arbeit bei den Frequenzen im Bereich von mehreren GHz. Als Folge reduzieren sich die physikalischen Größen der einzelnen Bauelemente (Induktivitäten werden in Microstrip-Technik realisierbar) und die komplette Entwicklung kann mit höherer Genauigkeit in AWR durchgeführt werden.

10 Anhang

10.1 Mathematische Berechnung der Anpassnetzwerke

10.1.1 Eingangsnetzwerk

Im ersten Schritt muss der induktive Anteil von Z_{Zwischen} kompensiert werden:

Die Bedingung $|X_L| = |X_C|$ muss erfüllt werden, damit folgt:

$$|X_L| = |X_C| = 3.93\Omega$$

Mit der Gleichung 2.14 folgt.

$$C_S = \frac{1}{\omega * X_C} = \frac{1}{2 * \pi * f * 3.93\Omega} = 93.53\text{pF} \quad (10.1)$$

Nach der Kompensation mit C_S muss nur die Anpassung für den $\text{RE}[Z_{\text{Zw.}}] = 2.5965\Omega$ vorgenommen werden. Die Impedanz nach der Kompensation kann der Abbildung 10.1 entnommen werden.

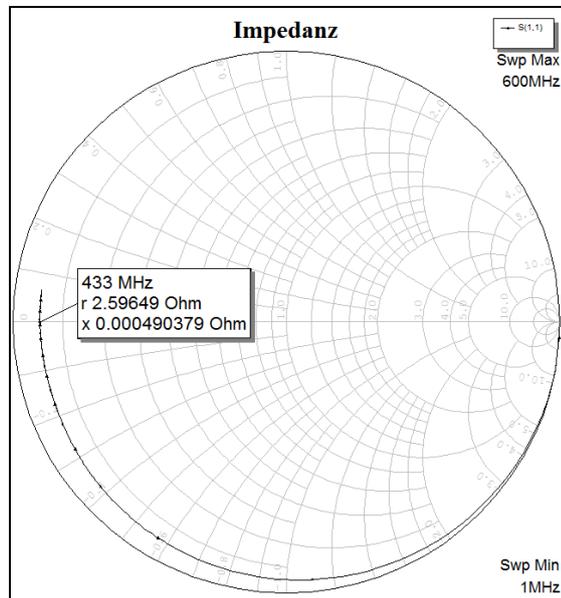


Abbildung 10.1: Zwischenimpedanz nach der Kompensation

Es muss eine Anpassung für folgendes Netzwerk realisiert werden:

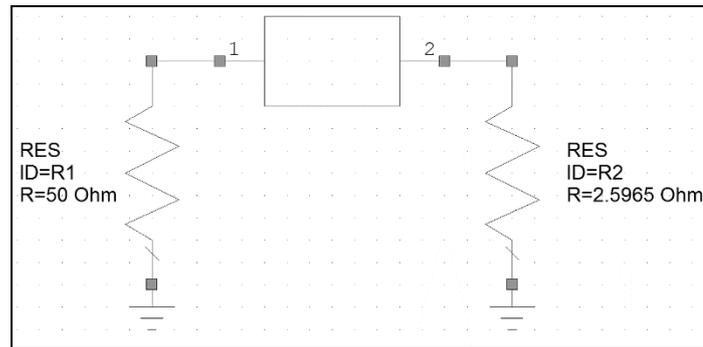


Abbildung 10.2: Eingangsnetzwerk nach Kompensation mit C_s

Der Eingangswiderstand R_1 ist größer als R_2 , damit lässt sich die Anpassung mit der Transformationsschaltung 2 (Tabelle 1) realisieren.

$$R_1 = R_E = 50\Omega$$

$$R_2 = R_L = 2.5965\Omega$$

$$L = \frac{R_L}{2 * \pi * f} * \sqrt{\frac{R_E - R_L}{R_L}} = \frac{2.5965}{2 * \pi * f} * \sqrt{\frac{50 - 2.5965}{2.5965}} = 4.08\text{nH} \quad (10.2)$$

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f * R_E} * \sqrt{\frac{R_E - R_L}{R_L}} = \frac{1}{2 * \pi * f * 50} * \sqrt{\frac{50 - 2.5965}{2.5965}} = 31.41\text{pF} \quad (10.3)$$

An dieser Stelle müssen die berechneten Werte mit Eigenschaften der realen Bauelementen verglichen werden. Bei der Frequenz von 433MHz stellen schon wenige Millimeter eines Leiters die gewünschte Induktivität dar. Das Verbauen von solchen kleinen Induktivitäten in die Schaltung ist riskant und mit unberechenbaren Schwierigkeiten verbunden. Aus diesem Grund wurde eine feste Induktivität von 10nH gewählt.

Um die gewünschte Induktivität erreichen zu können, muss bei dem ersten Schritt die Überkompensation mit einer Serienkapazität C_s stattfinden. Das bedeutet, dass die resultierende Impedanz nicht rein reell wird, sondern in den kapazitiven Bereich transformiert wird. Um das zu erreichen, muss die Kapazität neu berechnet werden.

Für die Berechnung der Kapazität muss die zusätzliche Induktivität bekannt sein:

$$L_{\text{Zusatz.}} = L_{\text{Soll}} - L_{\text{Ist}} = 10\text{nH} - 4.08 = 5.92\text{nH} \quad (10.4)$$

Mit der Bedingung $|X_L| = |X_C|$ und Gleichung 2.15 wird die Impedanz der Induktivität berechnet: $|Z_L| = 16.106\Omega$. Nachdem die Z_L berechnet wurde, kann mit der Gleichung

2.14 die fehlende Kapazität berechnet werden: $C_{S\text{-Zusatz.}} = 22.82\text{pF}$. Die beiden Kapazitäten sind in Serie geschaltet und damit ergibt sich die resultierende Kapazität zu:

$$C_{S\text{-Eff.}} = \frac{C_S * C_{S\text{-Zusatz.}}}{C_S + C_{S\text{-Zusatz.}}} = \frac{93.53 * 22.82}{93.53 + 22.82} = 18.344\text{pF} \quad (10.5)$$

Da diese Berechnung eine Idealisierung darstellt wird in AWR, aufgrund der verwendeten Microstrip-Elemente, eine weitere Optimierung benötigt.

10.1.2 Ausgangsnetzwerk

Im ersten Schritt muss der induktive Anteil von $Z_{Zw.}$ kompensiert werden:

Die Bedingung $|X_L| = |X_C|$ muss erfüllt werden, damit folgt:

$$|X_L| = |X_C| = 5.769\Omega$$

Mit der Gleichung 2.14 folgt.

$$C_S = \frac{1}{\omega * X_L} = \frac{1}{2 * \pi * f * 5.769\Omega} = 63.71\text{pF} \quad (10.6)$$

Nach diesem Schritt hat das Teil-Ausgangsnetzwerk nur einen rein reellen Widerstand $RE[Z_{Zw.}] = 3.308\Omega$

Es muss eine Anpassung für folgendes Netzwerk realisiert werden:

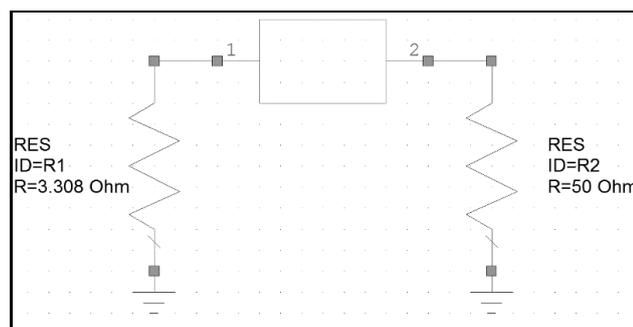


Abbildung 10.3: Ausgangsnetzwerk nach Kompensation mit C_S

Der Eingangswiderstand $R_1 < R_2$, damit lässt sich die Anpassung mit der Transformationsschaltung 1 (Tabelle 1) realisieren.

$$R_1 = R_E = 3.308\Omega$$

$$R_2 = R_L = 50\Omega$$

$$L = \frac{R_E}{2 * \pi * f} * \sqrt{\frac{R_L - R_E}{R_E}} = \frac{3.308}{2 * \pi * f} * \sqrt{\frac{50 - 3.308}{3.308}} = 4.568\text{nH} \quad (10.7)$$

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f * R_L} * \sqrt{\frac{R_L - R_E}{R_E}} = \frac{1}{2 * \pi * f * 50} * \sqrt{\frac{50 - 3.308}{3.308}} = 27.618 \text{pF} \quad (10.8)$$

Die mathematisch berechnete Anpassung ist korrekt und könnte im Verstärker verwendet werden.

Um das Problem mit dem kleinen Induktivitätswert zu lösen, wurde für das Ausgangsnetzwerk eine feste Induktivität von 11nH gewählt.

Damit kann die zusätzliche Serieninduktivität berechnet werden. Mit der Gleichung 10.4 folgt:

$$L_{\text{Zusatz.}} = L_{\text{Soll}} - L_{\text{Ist}} = 11 \text{nH} - 4.568 = 6.432 \text{nH} \quad (10.9)$$

Diese zusätzliche Induktivität verursacht eine Verschiebung der Impedanz in den induktiven Bereich des Smith-Diagramms (vgl. Abbildung 10.4).

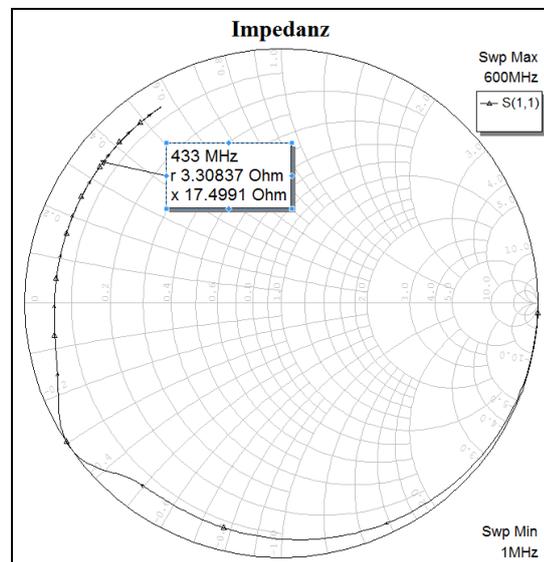


Abbildung 10.4: Ausgangsnetzwerk nach Erweiterung mit $L_s = 6.432 \text{nH}$

Für weitere Kompensation muss die Bedingung $|X_L| = |X_C|$ erfüllt werden, somit folgt:

$$|X_L| = |X_C| = 17.499 \Omega$$

Mit der Gleichung 2.14 folgt:

$$C_{S\text{-Zusatz.}} = \frac{1}{\omega * X_C} = \frac{1}{2 * \pi * f * 17.499 \Omega} = 21.00 \text{pF} \quad (10.10)$$

Die effektive Kapazität berechnet sich zu:

$$C_{S\text{-Eff.}} = \frac{C_S * C_{S\text{-Zusatz.}}}{C_S + C_{S\text{-Zusatz.}}} = \frac{63.71 * 21.00}{63.71 + 21.00} = 15.794 \text{pF} \quad (10.11)$$

Nach der Kompensation mit $C_{S\text{-Eff.}}$, können die oben berechneten Werte für das Anpassnetzwerk mit $RE[Z_{zw.}] = 3.308 \Omega$ eingesetzt werden.

10.2 Graphische Ermittlung des P_{1dB}

10.2.1 P_{1dB} des Hauptverstärkers

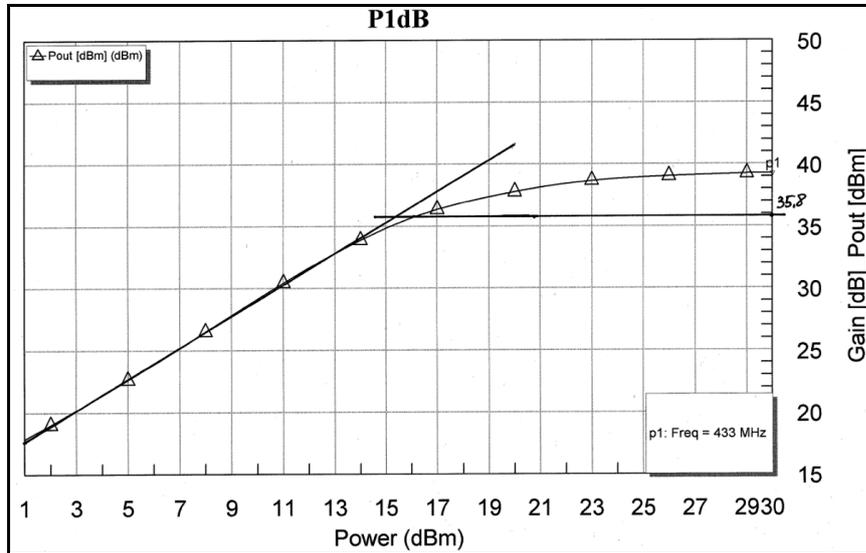


Abbildung 10.5: P_{1dB} Simulation Hauptverstärker

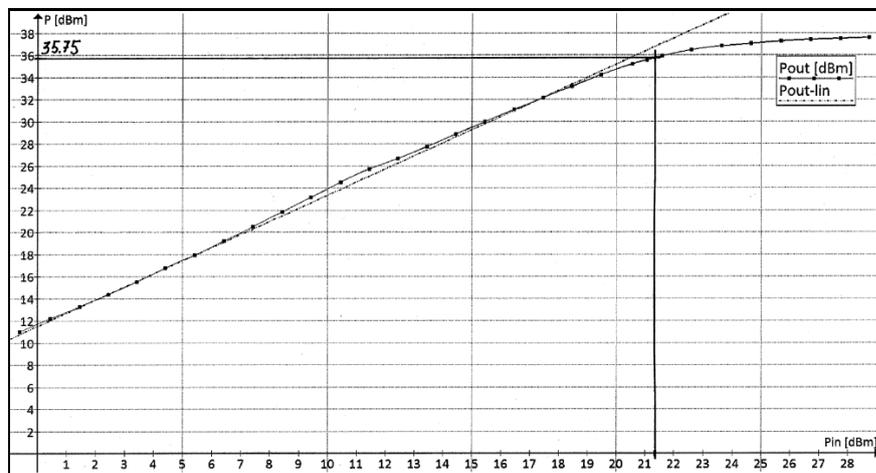


Abbildung 10.6: P_{1dB} Messung Hauptverstärker

10.2.2 P_{1dB} des Spitzenverstärkers

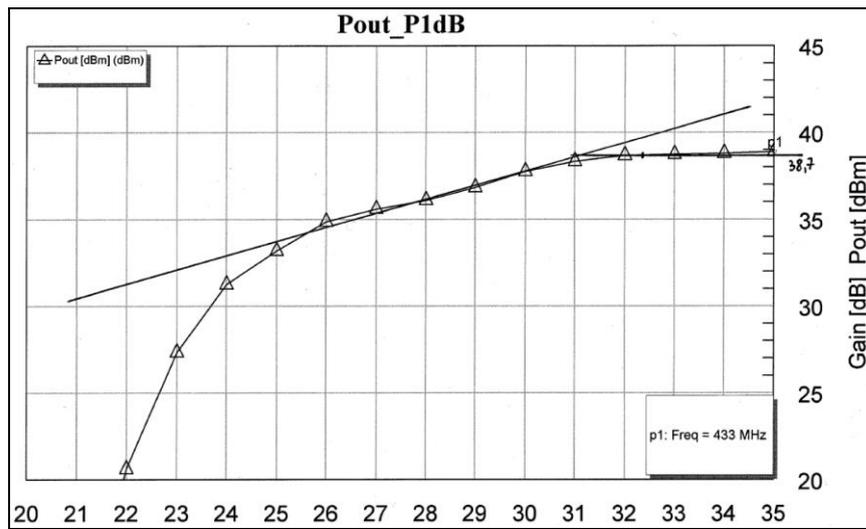


Abbildung 10.7: P_{1dB} Simulation Spitzenverstärker

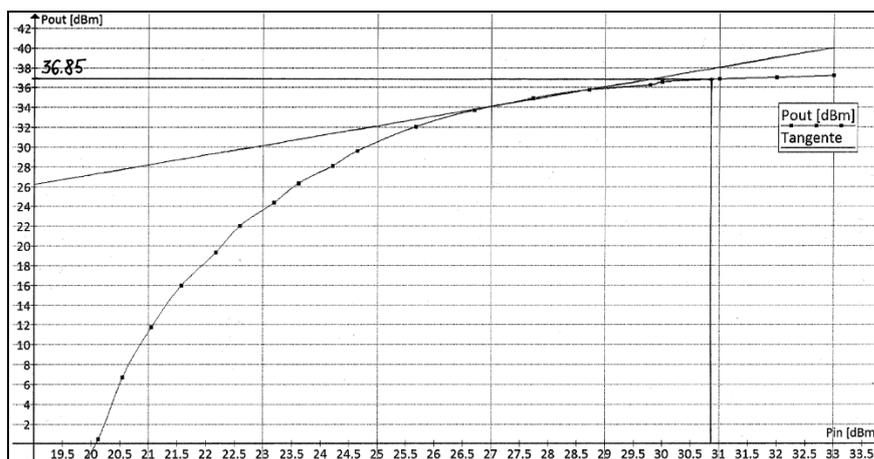


Abbildung 10.8: P_{1dB} Messung Spitzenverstärker

10.2.3 P_{1dB} des Doherty-Verstärkers

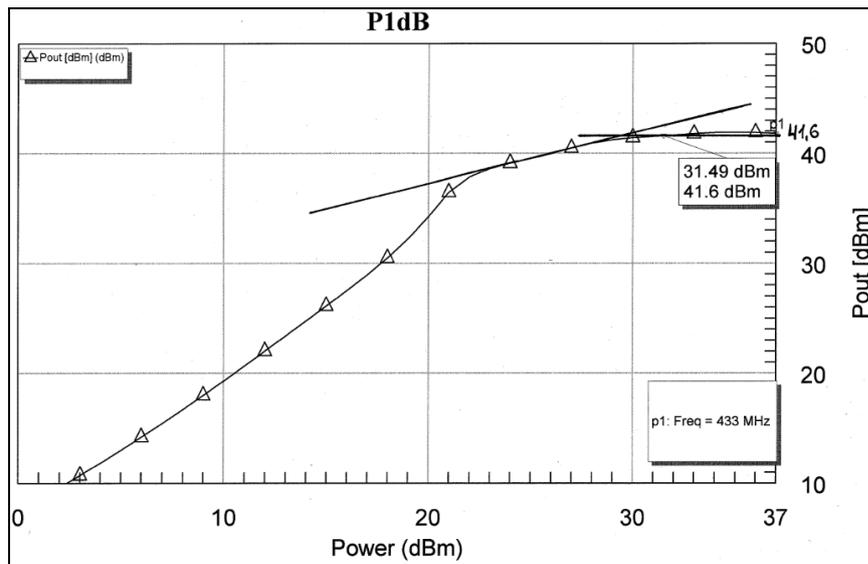


Abbildung 10.9: P_{1dB} Simulation Doherty-Verstärker

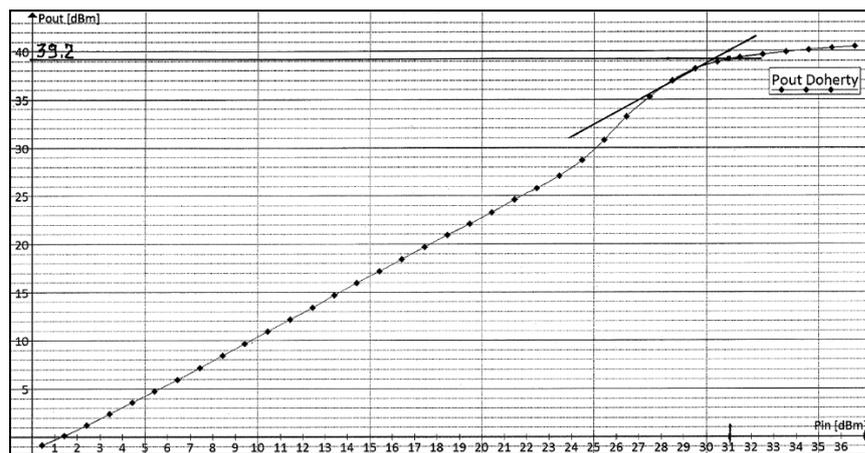


Abbildung 10.10: P_{1dB} Messung Doherty-Verstärker

Tabelle 15: Zusammenfassung: P_{1dB}

	Simulation	Messung	Δ
Hauptverstärker	35.8dBm	35.75 dBm	0.05dB
Spitzenverstärker	38.7dBm	36.85 dBm	1.85dB
Doherty-Verstärker	41.6dBm	39.2 dBm	2.4dB

10.3 Ausmessen des 20dB-Dämpfungsgliedes

Um korrekte Messwerte zu erhalten, muss der Messaufbau auf mögliche Leistungsverluste analysiert werden. Bei dem Messaufbau (Abbildung 5.31) stellen die Verbindungsleitungen, HF-Adapter und der 20dB Attenuator eine solche Fehlerquelle dar. Deswegen wurde der Attenuator zusammen mit Anschlussleitungen nachgemessen. Die Messergebnisse können der Abbildung 10.11 entnommen werden.

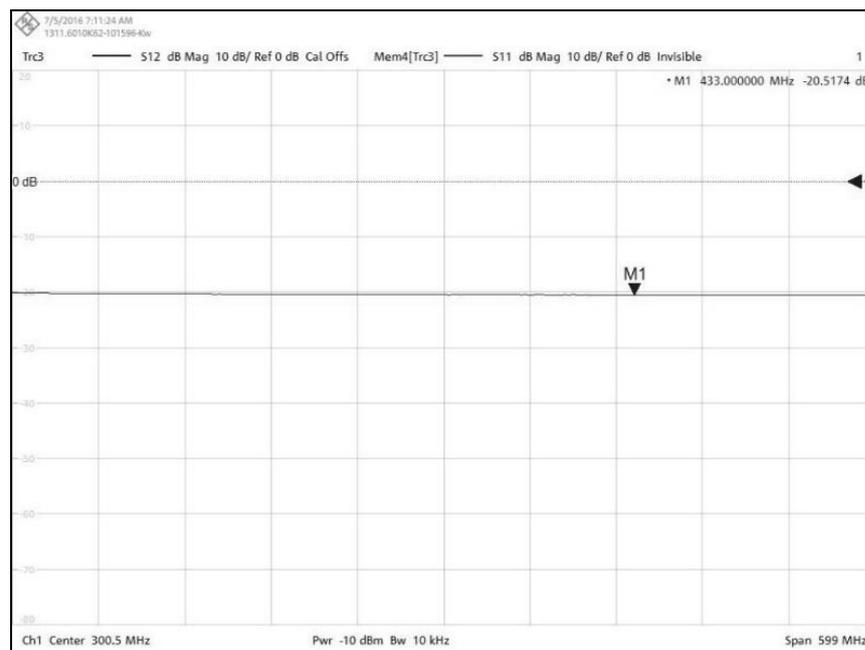


Abbildung 10.11: Gesamtdämpfung des Attenuators

Es wird ersichtlich, dass die Gesamtdämpfung bei -20.517dB liegt. Diese Dämpfung muss bei den Messungen mit den Messgeräten extra berücksichtigt werden. Falls es nur -20dB Korrekturfaktor berücksichtigt wurde, können sich die fehlenden 0.517dB negativ auf die Effizienzberechnungen auswirken.

10.4 Leistungsberechnung

10.4.1 Leistungsberechnung aus der Amplitude für den Hauptverstärker

Der gemessene Spitze-Spitze-Wert beträgt $U_{pp} = 3.419V$. Mit dem Dämpfungskoeffizient $A = 20.517dB$ folgt:

$$K = 10^{\frac{-A}{20}} = 10^{\frac{-20.517dB}{20}} = 0.0942 \quad (10.12)$$

Damit kann der Spitze-Spitze-Wert $U_{PP-Ampl.}$ am Ausgangsport des Verstärkers berechnet werden:

$$U_{PP-Ampl.} = \frac{U_{PP}}{K} = \frac{3.419V}{0.0942} = 36.287V \quad (10.13)$$

Um die Ausgangsleistung berechnen zu können wird der Effektivwert der Ausgangsamplitude $U_{Eff.}$ benötigt.

$$U_{Eff.} = \frac{U_{PP-Ampl.}/2}{\sqrt{2}} = \frac{36.287V/2}{\sqrt{2}} = 12.83V \quad (10.14)$$

Damit gilt für die Ausgangsleistung P_{Out} folgende Beziehung:

$$P_{Out} = \frac{U_{Eff.}^2}{50\Omega} = \frac{12.83V^2}{50\Omega} = 3.3W \quad (10.15)$$

10.4.2 Leistungsberechnung aus der Amplitude für den Spitzenverstärker

Mit dem gemessenen Spitze-Spitze-Wert von $U_{pp} = 3.4585V$ und den Formeln 10.12 bis 10.15 folgt:

$$U_{PP-Ampl.} = \frac{U_{PP}}{K} = \frac{3.4585V}{0.0942} = 36.711V \quad (10.16)$$

$$U_{Eff.} = \frac{U_{PP-Ampl.}/2}{\sqrt{2}} = \frac{36.711V/2}{\sqrt{2}} = 12.98V \quad (10.17)$$

$$P_{Out} = \frac{U_{Eff.}^2}{50\Omega} = \frac{12.98V^2}{50\Omega} = 3.37W \quad (10.18)$$

10.4.3 Leistungsberechnung aus der Amplitude für den Doherty-Verstärker

Der Spitze-Spitze-Wert erreicht $U_{pp} = 5.2964V$. Mit bekannten Formeln folgt:

$$U_{PP-Ampl.} = \frac{U_{PP}}{K} = \frac{5.2964V}{0.0942} = 56.23V \quad (10.19)$$

$$U_{Eff.} = \frac{U_{PP-Ampl./2}}{\sqrt{2}} = \frac{56.23V/2}{\sqrt{2}} = 19.88V \quad (10.20)$$

$$P_{Out} = \frac{U_{Eff.}^2}{50\Omega} = \frac{19.88V^2}{50\Omega} = 7.9W \quad (10.21)$$

10.5 Messergebnisse

10.5.1 Hauptverstärker

Tabelle 16: Messergebnisse des Hauptverstärkers im Zeitbereich

$P_{\text{Gen.}}$ [dBm]	P_{Out} Vorverstärker [dBm]	$P_{\text{Out AB}}$ [dBm]	$P_{\text{in AB}}$ [W]	$P_{\text{Out AB}}$ [W]	I_{DC} [A]	P_{DC} [W]	PAE	DE [%]	G_{ain} [dB]
-30	-0.62	10.99	0.001	0.013	0.210	1.575	0.74	0.80	11.61
-29	0.44	12.19	0.001	0.017	0.220	1.650	0.94	1.00	11.75
-28	1.45	13.27	0.001	0.021	0.220	1.650	1.20	1.29	11.82
-27	2.44	14.37	0.002	0.027	0.230	1.725	1.48	1.59	11.93
-26	3.43	15.51	0.002	0.036	0.240	1.800	1.85	1.98	12.08
-25	4.42	16.75	0.003	0.047	0.250	1.875	2.38	2.52	12.33
-24	5.42	17.93	0.003	0.062	0.257	1.928	3.04	3.22	12.51
-23	6.42	19.17	0.004	0.083	0.266	1.995	3.92	4.14	12.75
-22	7.42	20.48	0.006	0.112	0.277	2.078	5.11	5.38	13.06
-21	8.42	21.84	0.007	0.153	0.290	2.175	6.70	7.02	13.42
-20	9.41	23.16	0.009	0.207	0.309	2.318	8.56	8.93	13.75
-19	10.45	24.48	0.011	0.281	0.330	2.475	10.89	11.34	14.03
-18	11.45	25.72	0.014	0.373	0.355	2.663	13.49	14.02	14.27
-17	12.44	26.63	0.018	0.460	0.321	2.408	18.39	19.12	14.19
-16	13.44	27.75	0.022	0.596	0.362	2.715	21.13	21.94	14.31
-15	14.44	28.86	0.028	0.769	0.407	3.053	24.29	25.20	14.42
-14	15.44	29.97	0.035	0.993	0.460	3.450	27.77	28.79	14.53
-13	16.44	31.07	0.044	1.279	0.517	3.878	31.86	33.00	14.63
-12	17.45	32.14	0.056	1.637	0.583	4.373	36.16	37.43	14.69
-11	18.45	33.19	0.070	2.084	0.657	4.928	40.88	42.30	14.74
-10	19.46	34.2	0.088	2.630	0.736	5.520	46.05	47.65	14.74
-9	20.54	35.19	0.113	3.304	0.833	6.248	51.07	52.88	14.65
-8.5	21.05	35.57	0.127	3.606	0.875	6.563	53.00	54.95	14.52
-8	21.58	35.92	0.144	3.908	0.914	6.855	54.92	57.02	14.34
-7	22.59	36.43	0.182	4.395	0.977	7.328	57.51	59.99	13.84
-6	23.62	36.8	0.230	4.786	1.024	7.680	59.32	62.32	13.18
-5	24.65	37.05	0.292	5.070	1.059	7.943	60.16	63.83	12.4
-4	25.68	37.24	0.370	5.297	1.087	8.153	60.43	64.97	11.56
-3	26.70	37.38	0.468	5.470	1.109	8.318	60.14	65.77	10.68
-2	27.73	37.49	0.593	5.610	1.126	8.442	59.44	66.46	9.76
-1	28.72	37.58	0.745	5.728	1.140	8.550	58.28	66.99	8.86

Tabelle 17: Messergebnisse des Hauptverstärkers im Frequenzbereich

F [MHz]	P _{IN} [dBm]	P _{Out AB} [dBm]	P _{IN AB} [W]	P _{Out AB} [W]	I _{DC} [A]	P _{DC} [W]	PAE [%]	DE [%]	G _{ain} [dB]
400	21.05	31.49	0.1274	1.409	0.914	6.86	18.70	20.56	10.44
405	21.05	32.65	0.1274	1.841	0.99	7.43	23.08	24.79	11.60
410	21.05	33.33	0.1274	2.153	1.01	7.58	26.74	28.42	12.28
415	21.05	33.76	0.1274	2.377	0.99	7.43	30.30	32.01	12.71
420	21.05	34.14	0.1274	2.594	0.96	7.20	34.26	36.03	13.09
425	21.05	34.72	0.1274	2.965	0.939	7.04	40.29	42.10	13.67
430	21.05	35.28	0.1274	3.373	0.911	6.83	47.50	49.37	14.23
431	21.05	35.47	0.1274	3.524	0.902	6.77	50.20	52.09	14.42
432	21.05	35.37	0.1274	3.444	0.892	6.69	49.60	51.50	14.32
433	21.05	35.47	0.1274	3.524	0.879	6.59	51.54	53.47	14.42
434	21.05	35.54	0.1274	3.581	0.864	6.48	53.33	55.29	14.49
435	21.05	35.64	0.1274	3.664	0.844	6.33	55.86	57.88	14.59
440	21.05	35.13	0.1274	3.258	0.682	5.12	61.19	63.68	14.08
445	21.05	33.81	0.1274	2.404	0.499	3.74	60.85	64.26	12.76
450	21.05	32.21	0.1274	1.663	0.359	2.69	57.10	61.83	11.16
455	21.05	30.60	0.1274	1.148	0.265	1.99	51.36	57.77	9.55
460	21.05	29.07	0.1274	0.807	0.209	1.57	43.37	51.50	8.02

10.5.2 Spitzenverstärker

Tabelle 18: Messergebnisse des Spitzenverstärkers im Zeitbereich ($U_{GS} = 0.4V$)

$P_{Gen.}$ [dBm]	P_{Out} Vorverstärker [dBm]	$P_{Out AB}$ [dBm]	$P_{in AB}$ [W]	$P_{Out AB}$ [W]	I_{DC} [A]	P_{DC} [W]	PAE	DE [%]	G_{ain} [dB]
-20.0	9.41	-18.20	0.009	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.61
-19.0	10.45	-17.10	0.011	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.55
-18.0	11.45	-16.20	0.014	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.65
-17.0	12.44	-15.20	0.018	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.64
-16.0	13.44	-14.20	0.022	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.64
-15.0	14.44	-13.15	0.028	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.59
-14.0	15.44	-12.15	0.035	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.59
-13.0	16.44	-11.13	0.044	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.57
-12.0	17.45	-10.10	0.056	0.000	0.000	0.000	-	-	-27.55
-11.0	18.45	-9.00	0.070	0.000	0.000	0.003	-2328.61	4.20	-27.45
-10.0	19.46	-5.82	0.088	0.000	0.003	0.026	-345.28	1.03	-25.28
-9.5	20.12	0.47	0.103	0.001	0.010	0.078	-130.37	1.43	-19.65
-9.0	20.54	6.71	0.113	0.005	0.023	0.173	-62.66	2.71	-13.83
-8.5	21.05	11.77	0.127	0.015	0.042	0.316	-35.57	4.76	-9.28
-8.0	21.58	15.99	0.144	0.040	0.070	0.521	-19.98	7.62	-5.59
-7.5	22.17	19.33	0.165	0.086	0.104	0.777	-10.18	11.03	-2.84
-7.0	22.59	22.00	0.182	0.158	0.143	1.070	-2.16	14.82	-0.59
-6.5	23.19	24.35	0.208	0.272	0.189	1.415	4.51	19.25	1.16
-6.0	23.62	26.35	0.230	0.432	0.239	1.793	11.23	24.07	2.73
-5.5	24.21	28.09	0.264	0.644	0.295	2.213	17.19	29.11	3.88
-5.0	24.65	29.60	0.292	0.912	0.354	2.656	23.36	34.34	4.95
-4.0	25.68	32.06	0.370	1.607	0.478	3.587	34.49	44.81	6.38
-3.0	26.70	33.72	0.468	2.355	0.594	4.454	42.38	52.88	7.02
-2.0	27.73	34.94	0.593	3.119	0.702	5.264	47.98	59.25	7.21
-1.0	28.72	35.77	0.745	3.776	0.788	5.910	51.29	63.89	7.05
0.0	29.79	36.26	0.953	4.227	0.845	6.339	51.65	66.68	6.47
-	30.00	36.59	1.000	4.560	0.885	6.636	53.65	68.72	6.59
-	31.00	36.86	1.259	4.853	0.936	7.022	51.19	69.11	5.86
-	32.00	37.05	1.585	5.070	0.957	7.175	48.57	70.66	5.05
-	33.00	37.21	1.995	5.260	0.982	7.366	44.33	71.41	4.21

Tabelle 19: Messergebnisse des Spitzenverstärkers im Frequenzbereich ($U_{GS} = 0.4V$)

F [MHz]	P_{IN} [dBm]	$P_{Out c}$ [dBm]	$P_{IN c}$ [W]	$P_{Out c}$ [W]	I_{DC} [A]	P_{DC} [W]	PAE [%]	DE [%]	G_{ain} [dB]
400	28	27.58	0.63	0.57	0.493	3.70	-1.57	15.49	-0.42
405	28	30.22	0.63	1.05	0.659	4.95	8.51	21.27	2.22
410	28	31.20	0.63	1.32	0.699	5.24	13.11	25.15	3.20
415	28	30.68	0.63	1.17	0.598	4.48	12.02	26.09	2.68
420	28	30.58	0.63	1.14	0.540	4.05	12.64	28.21	2.58
425	28	31.95	0.63	1.57	0.587	4.40	21.27	35.61	3.95
430	28	33.94	0.63	2.48	0.684	5.13	35.98	48.27	5.94
431	28	34.38	0.63	2.74	0.706	5.29	39.89	51.81	6.38
432	28	34.82	0.63	3.03	0.722	5.42	44.35	56.00	6.82
433	28	34.97	0.63	3.14	0.735	5.51	45.51	56.96	6.97
434	28	35.19	0.63	3.30	0.739	5.54	48.23	59.61	7.19
435	28	35.39	0.63	3.46	0.732	5.49	51.56	63.06	7.39
440	28	34.51	0.63	2.82	0.558	4.18	52.44	67.52	6.51
445	28	32.79	0.63	1.90	0.376	2.82	45.00	67.36	4.79
450	28	30.81	0.63	1.21	0.244	1.83	31.41	65.93	2.81
455	28	28.40	0.63	0.69	0.146	1.10	5.56	63.18	0.40
460	28	19.72	0.63	0.09	0.091	0.68	-78.62	13.72	-8.28

Tabelle 20: Messergebnisse $P_{\text{out}}(P_{\text{in}})$ bei variabler U_{GS} des Spitzenverstärkers (0.2V Schritte)

$P_{\text{Gen.}}$ [dBm]	P_{Out} Vorverstärker [dBm]	0.2V	0.4V	0.6V	0.8V	1V
-20	9.41	-18.02	-18.40	-18.60	-19	-19.32
-19	10.45	-17.03	-17.44	-17.70	-18	-18.2
-18	11.45	-16.05	-16.40	-16.80	-16.97	-17.2
-17	12.44	-15.11	-15.50	-15.75	-16.01	-16.25
-16	13.44	-14.12	-14.40	-14.65	-14.99	-15.28
-15	14.44	-13.11	-13.40	-13.70	-13.98	-14.21
-14	15.44	-12.15	-12.41	-12.73	-13	-13.13
-13	16.44	-11.1	-11.43	-11.72	-11.89	-10.97
-12	17.45	-10.06	-10.40	-10.65	-9.9	-3.08
-11	18.45	-9.07	-9.37	-8.29	-1.47	7.07
-10	19.46	-7.89	-6.13	1.55	8.99	14.59
-9	20.54	-1.57	6.25	12.43	16.93	20.48
-8.5	21.05	4.94	11.35	16.20	19.75	22.59
-8	21.58	10.73	15.66	19.30	22.19	24.57
-7	22.59	18.67	21.58	24.01	26	27.7
-6	23.62	24.03	25.94	27.66	29.07	30.33
-5	24.65	27.9	29.26	30.47	31.5	32.42
-4	25.68	30.87	31.79	32.62	33.33	33.99
-3	26.7	32.93	33.53	34.13	34.67	35.13
-2	27.73	34.34	34.80	35.24	35.59	35.86
-1	28.72	35.37	35.67	35.93	36.11	36.28
0	29.71	36.01	36.17	36.33	36.43	36.53

10.5.3 Doherty-Verstärker

Tabelle 21: Messergebnisse des Doherty-Verstärkers im Zeitbereich

$P_{\text{Gen.}}$ [dBm]	BBA-150 P_{Out} [dBm]	$P_{\text{Out-Doherty}}$ [dBm]	$P_{\text{In-Doherty}}$ [W]	$P_{\text{Out-Doherty}}$ [W]	I_{bc} [A]	P_{Dc} [W]	PAE [%]	DE [%]	Gain [dB]
-56	0.44	-0.83	0.00	0.00	0.06	0.44	-0.06	0.19	-1.27
-55	1.42	0.12	0.00	0.00	0.06	0.46	-0.08	0.22	-1.30
-54	2.42	1.23	0.00	0.00	0.06	0.48	-0.09	0.27	-1.19
-53	3.43	2.40	0.00	0.00	0.07	0.52	-0.09	0.34	-1.03
-52	4.43	3.57	0.00	0.00	0.07	0.56	-0.09	0.41	-0.86
-51	5.43	4.74	0.00	0.00	0.08	0.60	-0.09	0.49	-0.69
-50	6.43	5.95	0.00	0.00	0.09	0.66	-0.07	0.60	-0.48
-49	7.43	7.17	0.01	0.01	0.10	0.73	-0.04	0.71	-0.26
-48	8.43	8.43	0.01	0.01	0.11	0.82	0.00	0.85	0.00
-47	9.42	9.67	0.01	0.01	0.12	0.92	0.06	1.01	0.25
-46	10.43	10.92	0.01	0.01	0.14	1.04	0.13	1.19	0.49
-45	11.42	12.18	0.01	0.02	0.16	1.18	0.22	1.39	0.76
-44	12.43	13.42	0.02	0.02	0.18	1.35	0.33	1.63	0.99
-43	13.42	14.70	0.02	0.03	0.21	1.54	0.49	1.91	1.28
-42	14.42	15.94	0.03	0.04	0.24	1.77	0.66	2.22	1.52
-41	15.42	17.18	0.03	0.05	0.27	2.03	0.86	2.58	1.76
-40	16.42	18.40	0.04	0.07	0.31	2.32	1.09	2.98	1.98
-39	17.45	19.70	0.06	0.09	0.36	2.69	1.40	3.47	2.25
-38	18.46	20.90	0.07	0.12	0.41	3.08	1.72	4.00	2.44
-37	19.45	22.10	0.09	0.16	0.47	3.52	2.10	4.61	2.65
-36	20.45	23.27	0.11	0.21	0.57	4.24	2.39	5.00	2.82
-35	21.45	24.58	0.14	0.29	0.63	4.74	3.11	6.05	3.13
-34	22.45	25.76	0.18	0.38	0.71	5.31	3.78	7.09	3.31
-33	23.45	27.06	0.22	0.51	0.80	6.00	4.78	8.46	3.61
-32	24.46	28.70	0.28	0.74	0.92	6.94	6.66	10.68	4.24
-31	25.46	30.78	0.35	1.20	1.09	8.16	10.36	14.66	5.32
-30	26.45	33.19	0.44	2.08	1.27	9.51	17.26	21.90	6.74
-29	27.47	35.27	0.56	3.36	1.39	10.40	26.96	32.33	7.80
-28	28.49	36.93	0.71	4.93	1.50	11.24	37.56	43.84	8.44
-27	29.49	38.19	0.89	6.59	1.61	12.07	47.20	54.56	8.70
-26	30.49	38.88	1.12	7.72	1.72	12.87	51.31	60.00	8.39
-25	31.50	39.33	1.41	8.56	1.83	13.71	52.17	62.47	7.83
-24	32.52	39.67	1.79	9.26	1.91	14.35	52.11	64.55	7.15
-23	33.54	39.92	2.26	9.81	1.99	14.93	50.59	65.71	6.38
-22	34.56	40.10	2.86	10.23	2.05	15.35	48.00	66.60	5.54
-21	35.59	40.30	3.62	10.71	2.12	15.88	44.63	67.42	4.71
-20	36.61	40.47	4.58	11.14	2.18	16.34	40.13	68.16	3.86

Tabelle 22: Messergebnisse des Doherty-Verstärkers im Frequenzbereich

F [MHz]	P _{IN} [dBm]	P _{Out} Doherty [dBm]	P _{IN} Doherty [W]	P _{Out} Doherty [W]	I _{bc} [A]	P _{Dc} [W]	PAE [%]	DE [%]	Gain [dB]
400	35	32.23	3.16	1.67	2.012	15.09	-9.89	11.07	-2.77
405	35	34.01	3.16	2.52	2.249	16.87	-3.83	14.92	-0.99
410	35	35.92	3.16	3.91	2.500	18.75	3.96	20.83	0.92
415	35	37.87	3.16	6.12	2.800	21.00	14.08	29.14	2.87
420	35	39.60	3.16	9.11	3.070	23.03	25.85	39.58	4.60
425	35	40.55	3.16	11.34	2.907	21.80	37.52	52.02	5.55
430	35	40.27	3.16	10.63	2.440	18.30	40.83	58.11	5.27
431	35	40.13	3.16	10.30	2.315	17.36	41.09	59.30	5.13
432	35	39.95	3.16	9.88	2.180	16.35	41.08	60.42	4.95
433	35	39.53	3.16	8.97	2.041	15.31	37.93	58.59	4.53
434	35	39.28	3.16	8.47	1.901	14.26	37.20	59.38	4.28
435	35	38.98	3.16	7.90	1.763	13.22	35.84	59.76	3.98
440	35	37.31	3.16	5.38	1.175	8.81	25.15	61.03	2.31
445	35	35.60	3.16	3.63	0.813	6.09	7.65	59.53	0.60
450	35	33.90	3.16	2.45	0.592	4.44	-15.97	55.24	-1.10
455	35	32.27	3.16	1.69	0.463	3.47	-42.53	48.54	-2.73
460	35	30.82	3.16	1.21	0.393	2.95	-66.39	40.98	-4.18

10.6 Geräteliste

Tabelle 23: Geräteliste

Gerät	Hersteller	Modell	Sonstiges
HF-Generator	Rohde & Schwarz	SMY-01	9kHz – 1040GHz
Netzwerkanalysator	Rohde & Schwarz	ZNB-20	100kHz – 20GHz
Oszilloskop	Rohde & Schwarz	RTO-1024	2GHz-2GSa/s
Spektrumanalysator	Rohde & Schwarz	FSV	10Hz-30GHz
Spektrumanalysator	Rohde & Schwarz	FSP	9kHz-3GHz
Netzwerkanalysator	Hewlett-Packard	HP-4195A	10Hz-500MHz
HF-Verstärker	Rohde & Schwarz	BBA-150	80MHz-1GHz/250W
HF-Verstärker	EMC Master	WA-1000	100kHz-1.1GHz/30dB
Richtkoppler	Rohde & Schwarz	ZPV-Z-3	-6dB 1MHz-1GHz
Attenuator	Aeroflex/Weinschel	59-20-34	-20dB/100W
Multimeter	Gossen-Metrawatt	28S	MetraHit
Tisch-Multimeter	Fluke	45	
Multimeter	Hewlett-Packard	HP-974A	
Netzteil	Hameg	HM-7042	0-32 V/2A, 2.7-5.5V/3.3A

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Zusammenfassung Resonanztransformation [4]	13
Tabelle 2: Messergebnisse Wilkinson-Teiler	32
Tabelle 3: Messergebnisse 90 ⁰ -Phasenverzögerung	38
Tabelle 4: P_{out} , G_{ain} , DE, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 21dBm$	60
Tabelle 5: Ausgangsspektrum, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 21dBm$	62
Tabelle 6: Ausgangssignalform, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 21dBm$	63
Tabelle 7: P_{out} , G_{ain} , DE, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 28dBm$	74
Tabelle 8: Simulations- und Messergebnisse bei variabler Frequenz	75
Tabelle 9: Ausgangsspektrum, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 28dBm$	76
Tabelle 10: Ausgangssignalform, Simulations- und Messergebnisse bei $P_{in} = 28dBm$...	77
Tabelle 11: P_{out} , G_{ain} , DE, Simulations- und Messergebnisse in P_{1dB}	91
Tabelle 12: Ausgangsspektrum, Simulations- und Messergebnisse in P_{1dB}	94
Tabelle 13: Zusammenfassung: Ausgangssignalform im Zeitbereich in P_{1dB}	95
Tabelle 14: Zusammenfassung: Doherty-Verstärker	95
Tabelle 15: Zusammenfassung: P_{1dB}	105
Tabelle 16: Messergebnisse des Hauptverstärkers im Zeitbereich	109
Tabelle 17: Messergebnisse des Hauptverstärkers im Frequenzbereich	110
Tabelle 18: Messergebnisse des Spitzenverstärkers im Zeitbereich ($U_{GS} = 0.4V$)	111
Tabelle 19: Messergebnisse des Spitzenverstärkers im Frequenzbereich ($U_{GS} = 0.4V$)	112
Tabelle 20: Messergebnisse $P_{out}(P_{in})$ bei variabler U_{GS} des Spitzenverstärkers (0.2 V Schritte)	113
Tabelle 21: Messergebnisse des Doherty-Verstärkers im Zeitbereich	114
Tabelle 22: Messergebnisse des Doherty-Verstärkers im Frequenzbereich	115
Tabelle 23: Geräteliste	116

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Übertragungssystem als Vierpol [4]	8
Abbildung 2.2: Vierpol als Zweitor [4]	9
Abbildung 2.3: Bestimmung einer unbekanntenen Impedanz.....	10
Abbildung 2.4: Das Smith-Diagramm [5]	11
Abbildung 2.5: Varianten der komplexeren Impedanz Z.....	12
Abbildung 2.6: Serienkompensation mit L_S bzw. C_S	13
Abbildung 2.7: Arbeitspunkte auf idealisierter Steuerkennlinie [6].....	14
Abbildung 2.8: Drain-Strom I_{OUT} als Funktion der Eingangsspannung U_{IN} in A-Betrieb	14
Abbildung 2.9: Drain-Strom I_{OUT} als Funktion der Eingangsspannung U_{IN} in B-Betrieb.....	15
Abbildung 2.10: Drain-Strom I_{OUT} als Funktion der Eingangsspannung U_{IN} in AB-Betrieb ..	15
Abbildung 2.11: Drain-Strom I_{OUT} als Funktion der Eingangsspannung U_{IN} in C-Betrieb.....	16
Abbildung 2.12: Bandbreite eines Verstärkers [8].....	17
Abbildung 2.13: 1dB-Kompressionspunkt [7].....	18
Abbildung 2.14: Intercept-Point 3-Ordnung.....	19
Abbildung 2.15: Aufbau einer Microstrip-Linie	20
Abbildung 2.16: Graphische Oberfläche von TxLine.....	21
Abbildung 3.1: Doherty-Verstärker-Prinzip [12].....	22
Abbildung 3.2: Das Doherty-Prinzip [17]	23
Abbildung 3.3: Impedanzverlauf des Doherty-Verstärkers	24
Abbildung 3.4: Idealer Effizienzverlauf für Doherty-Architektur [13]	24
Abbildung 3.5: Variation der Lastgeraden mittels zwei Generatoren [17]	25
Abbildung 4.1: Wilkinson-Teiler für 50 Ohm	26
Abbildung 4.2: $\lambda/4$ -Microstrip-Linie für Wilkinson-Teiler.....	28
Abbildung 4.3: 433MHz-Wilkinson-Teiler.....	28
Abbildung 4.4: Simulation der S-Parameter	29
Abbildung 4.5: Platinen-Layout des Wilkinson-Teilers	29

Abbildung 4.6: 433MHz-Wilkinson-Teiler	30
Abbildung 4.7: Versteifungsrippen beim Wilkinson-Teiler.....	30
Abbildung 4.8: Messaufbau für den Wilkinson-Teiler	31
Abbildung 4.9: S11, S21, S22 für Port-2.....	31
Abbildung 4.10: S11, S21, S22 für Port-3.....	32
Abbildung 4.11: $\lambda/4$ -Phasenverzögerung	33
Abbildung 4.12: S12 und S22 der $\lambda/4$ -Phasenverzögerung	34
Abbildung 4.13: Phasengang der $\lambda/4$ -Leitung	34
Abbildung 4.14: Test-Schaltung 1	35
Abbildung 4.15: Impedanzverlauf.....	35
Abbildung 4.16: Test-Schaltung 2	36
Abbildung 4.17: Frequenzgang	36
Abbildung 4.18: 433MHz $\lambda/4$ -Phasenverzögerung.....	37
Abbildung 4.19: Versteifungsrippen bei 433MHz $\lambda/4$ -Phasenverzögerung.....	37
Abbildung 4.20: Messaufbau für die $\lambda/4$ -Phasenverzögerung.....	37
Abbildung 4.21: S11, S22 und der Phasengang der $\lambda/4$ -Phasenverzögerung	38
Abbildung 4.22: Eingangsnetzwerk zur Vermessung.....	38
Abbildung 4.23: Messaufbau für das Eingangsnetzwerk.....	39
Abbildung 4.24: Phasenverschiebung zwischen Port-2 und Port-3	39
Abbildung 4.25: Phasenverschiebung des SMA-Adapters.....	40
Abbildung 4.26: Einbaufertiges Eingangsnetzwerk	40
Abbildung 5.1: Schaltung für die Simulation der Transistorkennlinien.....	41
Abbildung 5.2: Steuerkennlinie des Transistors für $U_{DS} = 7.5V$	42
Abbildung 5.3: Ausgangskennlinie des Transistors für $U_{GS} = 2.825V$	42
Abbildung 5.4: Impedanzen des Anpassnetzwerks	43
Abbildung 5.5: Teil-Eingangsnetzwerk nach [18]	44
Abbildung 5.6: Zwischenimpedanz des Eingangsnetzwerks	44
Abbildung 5.7: Eingangs-Netzwerk.....	45
Abbildung 5.8: Anpassung des Eingangs-Netzwerks	45
Abbildung 5.9: Teil-Ausgangsnetzwerk nach [18]	46

Abbildung 5.10: Zwischenimpedanz des Ausgangs-Netzwerks.....	47
Abbildung 5.11: Ausgangs-Netzwerk.....	47
Abbildung 5.12: Anpassung des Ausgangs-Netzwerks	48
Abbildung 5.13: Eingang-Anpassung mit 5% Bauteil-Streuung.....	49
Abbildung 5.14: Ausgang-Anpassung mit 5% Bauteil-Streuung.....	49
Abbildung 5.15: Eingangs-Anpassnetzwerk.....	50
Abbildung 5.16: Ausgangs-Anpassnetzwerk.....	50
Abbildung 5.17: Messaufbau	50
Abbildung 5.18: Impedanz des Eingangs-Netzwerks.....	51
Abbildung 5.19: Impedanz des Ausgangs-Netzwerks.....	51
Abbildung 5.20: Eingangs-Anpassnetzwerk.....	52
Abbildung 5.21: Ausgangs-Anpassnetzwerk.....	52
Abbildung 5.22: 433MHz Klasse-AB Hauptverstärker	53
Abbildung 5.23: P_{out} , G_{ain} und DE des Hauptverstärkers	54
Abbildung 5.24: P_{out} , und PAE des Hauptverstärkers	55
Abbildung 5.25: Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers	55
Abbildung 5.26: Ausgangsspannung des Hauptverstärkers	56
Abbildung 5.27: Drain-Strom und die Eingangsspannung des Hauptverstärkers	56
Abbildung 5.28: Klasse-AB Hauptverstärker.....	57
Abbildung 5.29: Messaufbau für die Messung des Reflexionsfaktors	57
Abbildung 5.30: Reflektierte Leistung am gekoppelten Tor.....	58
Abbildung 5.31: Messaufbau für die Messung der Ausgangsleistung.....	59
Abbildung 5.32: P_{Out} und G_{ain} bei variabler Eingangsleistung.....	59
Abbildung 5.33: DE bei variabler Eingangsleistung	60
Abbildung 5.34: P_{out} bei variabler Frequenz	61
Abbildung 5.35: PAE bei variabler Frequenz	61
Abbildung 5.36: Das Ausgangsspektrum des Hauptverstärkers.....	62
Abbildung 5.37: Die Ausgangssignalform des Hauptverstärkers.....	63
Abbildung 6.1: Steuerkennlinie des Transistors für $U_{DS} = 7.5V$	64
Abbildung 6.2: $P_{out}(P_{In})$ bei variabler U_{GS} (0.2V Schritte).....	65

Abbildung 6.3: $P_{out}(P_{in})$ und G_{ain} bei variabler U_{GS} (0.2V Schritte)	66
Abbildung 6.4: P_{out} , G_{ain} und DE des Spitzenverstärkers	67
Abbildung 6.5: P_{out} , und PAE des Spitzenverstärkers	68
Abbildung 6.6: P_{out} , und PAE bei variabler Frequenz.....	69
Abbildung 6.7: Ausgangsspektrum des Spitzenverstärkers.....	69
Abbildung 6.8: Ausgangsspannung des Spitzenverstärkers	70
Abbildung 6.9: Drain-Strom des Spitzenverstärkers.....	70
Abbildung 6.10: Messung $P_{out}(P_{in})$ bei variabler U_{GS} (0.2 V Schritte)	71
Abbildung 6.11: Messaufbau für die Messung des Reflexionsfaktors	72
Abbildung 6.12: Reflektierte Leistung des Spitzenverstärkers.....	72
Abbildung 6.13: Messaufbau für die Messung der Ausgangsleistung.....	73
Abbildung 6.14: P_{Out} und G_{ain} bei variabler Eingangsleistung.....	73
Abbildung 6.15: DE bei variabler Eingangsleistung	74
Abbildung 6.16: P_{out} bei variabler Frequenz	75
Abbildung 6.17: PAE bei variabler Frequenz	75
Abbildung 6.18: Das Ausgangsspektrum des Spitzenverstärkers.....	76
Abbildung 6.19: Die Ausgangssignalform des Spitzenverstärkers.....	77
Abbildung 7.1: Das Ausgangsnetzwerk.....	78
Abbildung 7.2: Physikalische Parameter der Mikrostrip-Linien	79
Abbildung 7.3: Testschaltung	79
Abbildung 7.4: Simulation von S11 der Testschaltung	80
Abbildung 7.5: Testschaltung unter Berücksichtigung der PCB-Eigenschaften	81
Abbildung 7.6: Simulation von S11 unter Berücksichtigung der PCB-Eigenschaften.....	81
Abbildung 7.7: In AWR entworfene Leiterplatte	82
Abbildung 7.8: Ausgangsnetzwerk.....	82
Abbildung 7.9: Messaufbau	83
Abbildung 7.10: Messung von S11 des Ausgangsnetzwerkes	83
Abbildung 8.1: 433MHz Doherty-Verstärker	84
Abbildung 8.2: P_{Out} , G_{ain} und DE des Doherty-Verstärker.....	85
Abbildung 8.3: P_{Out} und DE bei Doherty- und Hauptverstärker	86

Abbildung 8.4: P_{out} , und PAE des Doherty-Verstärkers	87
Abbildung 8.5: Ausgangsspektrum des Doherty-Verstärkers.....	87
Abbildung 8.6: Ausgangsspannung beim Doherty-Verstärker	88
Abbildung 8.7: Doherty-Verstärker	89
Abbildung 8.8: Messaufbau für die Messung der Ausgangsleistung.....	89
Abbildung 8.9: P_{Out} und G_{ain} bei variabler Eingangsleistung.....	90
Abbildung 8.10: DE bei variabler Eingangsleistung	91
Abbildung 8.11: DE bei Doherty- und Hauptverstärker.....	91
Abbildung 8.12: Ausgangsleistung bei Doherty- und Hauptverstärker.....	92
Abbildung 8.13: P_{out} bei variabler Frequenz	92
Abbildung 8.14: PAE bei variabler Frequenz	93
Abbildung 8.15: Das Ausgangsspektrum des DPA.....	94
Abbildung 8.16: Die Ausgangssignalform des Doherty Verstärkers.....	95
Abbildung 10.1: Zwischenimpedanz nach der Kompensation	99
Abbildung 10.2: Eingangsnetzwerk nach Kompensation mit C_s	100
Abbildung 10.3: Ausgangsnetzwerk nach Kompensation mit C_s	101
Abbildung 10.4: Ausgangsnetzwerk nach Erweiterung mit $L_s = 6.432nH$	102
Abbildung 10.5: P_{1dB} Simulation Hauptverstärker	103
Abbildung 10.6: P_{1dB} Messung Hauptverstärker.....	103
Abbildung 10.7: P_{1dB} Simulation Spitzenverstärker	104
Abbildung 10.8: P_{1dB} Messung Spitzenverstärker.....	104
Abbildung 10.9: P_{1dB} Simulation Doherty-Verstärker	105
Abbildung 10.10: P_{1dB} Messung Doherty-Verstärker.....	105
Abbildung 10.11: Gesamtdämpfung des Attenuators.....	106

Literaturverzeichnis

- [1] Die Grundlagen des Doherty-Verstärkers, Beam-Verlag, HF-Praxis 5-2015
- [2] Doherty W. H., A New high-efficient Power Amplifier for Modulating Waves, Bell Telephon Laboratories 1936
- [3] Flüssiggekühlte Senderfamilien R&S THU9_R&S THV9
- [4] Missun J., Vorlesungsskript Analoge Übertragungstechnik, HAW-Hamburg 2013
- [5] Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis, Agilent Technologies Application Note 2013
- [6] Braune J., HF Leistungsverstärker, 2006
- [7] Amplifier Terms Defined, Mini-Circuits AN60-038, 2015
- [8] <https://www.uni-stuttgart.de/int/forschung/PA/Grundlagen/PA-Kenngroessen/Kopie%20von%20Frequenzgang.html>
- [9] Return Loss to VSWR Conversion Table, Marki Microwave
- [10] Power-added efficiency errors with RF power amplifiers, INT. j. Electronics, vol. 82 NO. 3, 1997
- [11] Kijanga P., Microwave Amplifiers Design, Helsinki Metropolia University of Applied Sciences, Helsinki 2014
- [12] Fischer W., Digitale Fernseh- und Hörfunktechnik in Theorie und Praxis, Springer-Verlag, 2016
- [13] Cripps S. C., RF Power Amplifiers for Wireless communication, Artech House INC. 2006
- [14] Bertran E., Gilibert P., Berenguer J., Advanced design features of Doherty power amplifiers, Universitat Politècnica de Catalunya, Catalunya
- [15] Lehmann T., Sequenzielle Verstärkerarchitekturen für effiziente Leistungs-endstufen, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, Kiel 2010
- [16] Weixer R., Doherty Verstärker für 433MHz, HAW Hamburg, Hamburg 2016
- [17] Pozar D. M., Microwave Engineering, 4ed, Wiley, 2012
- [18] RF Power LDMOS Transistor AFT05MS004N, NXP, Rev. 0, 7_2014
- [19] 1.5 GHz Doherty power amplifier for base station applications using the BLF6G15L-250PBRN, Ampleon The Netherlands B.V, AN10923, 2015
- [20] dB or not dB Was Sie schon immer zum Rechnen mit dB wissen wollten..., ROHDE & SCHWARZ, Application Note 1MA98, 2014

Abkürzungsverzeichnis

AM	Amplitudenmodulation
AP.	Arbeitspunkt
dB	Dezibel
DE	Drain efficiency (Engl.)
DPA	Doherty power amplifier (Engl.)
DVD	Digital Versatile Disc (Engl.)
FM	Frequenzmodulation
G_{ain}	Leistungsverstärkung
HF	Hochfrequenz
ISM	Industrial, Scientific and Medical Band (Engl.)
PAE	Power added efficiency (Engl.)
P_{In}	Eingangsleistung
P_{out}	Ausgangsleistung
RF	Rundfunk
SAT	Satellitenrundfunk
S-Parameter	Streuparameter
TV	Television (Engl.)
VSWR	voltage standing wave ratio (Engl.)
Z-Parameter	Impedanzparameter

Versicherung über 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, den _____