

# **Load-Pull-Messungen mit digital-modulierten Signalen der modernen Drahtloskommunikation**

Bachelor-Thesis von  
Alessandro Haist  
Matr.-Nr.:181521

Betreuer:  
Prof. Dr.-Ing. Martin Alles  
Dipl.-Ing. (FH) Joachim Kircher

Heilbronn, 22.07.2016

## Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b> .....	<b>1</b>
<b>1.1 Praktische Bedeutung</b> .....	<b>1</b>
<b>1.2 Aufgabenstellung</b> .....	<b>1</b>
<b>1.3 Übersicht der Messungen</b> .....	<b>2</b>
<b>2.Theoretische Hintergründe</b> .....	<b>3</b>
<b>2.1 Grundlagen zur Hochfrequenztechnik</b> .....	<b>3</b>
2.1.1 Spannungs- und Stromwellen auf verlustfreien Zweidrahtleitungen.....	3
2.1.2 Ersatzschaltbild der Leitungstheorie .....	3
2.1.3 Wellenwiderstand einer Zweidrahtleitung .....	6
2.1.4 Reflexionsfaktor an einer abgeschlossenen Zweidrahtleitung .....	7
2.1.5 Reflexionsfaktortransformation .....	8
2.1.6 Smith-Diagramm.....	11
2.1.7 Anwendung des Smith-Diagramm .....	14
<b>2.2 Die Hilfsmaßeinheit Dezibel</b> .....	<b>15</b>
<b>2.3 Load-Pull-Messung</b> .....	<b>16</b>
2.3.1 Streuparameter zur Repräsentation des Verstärkerverhaltens.....	16
2.3.2 Definition von Streuparametern .....	16
2.3.3 Ziel von Load-Pull-Messungen .....	17
2.3.4 Grundprinzip der Load-Pull-Messung .....	17
<b>2.4 HF-Verstärker</b> .....	<b>19</b>
2.4.1 Nichtlineares Verhalten eines HF-Verstärkers.....	19
2.4.2 Verwendete Verstärker-Modelle .....	20
<b>3. Aufbau des Load-Pull-Messplatz</b> .....	<b>21</b>
<b>3.1 Komponenten des Messplatzes</b> .....	<b>21</b>
<b>3.2 Bussystem und Steuerungssoftware</b> .....	<b>22</b>
<b>3.3 Bias</b> .....	<b>22</b>
<b>3.4 Load-Pull-Messung</b> .....	<b>23</b>
<b>3.7 Power-Sweep-Messung</b> .....	<b>23</b>
<b>4. Messverfahren bei verschiedenen Eingangssignalen</b> .....	<b>24</b>
<b>4.1 Continuous-Wave-Messungen</b> .....	<b>24</b>
<b>4.2 Zweitonmessung, Intermodulation</b> .....	<b>26</b>
4.2.1 Entstehung von Harmonischen bei Verstärkern mit nichtlinearem Verhalten.....	26
4.2.2 Entstehung von Intermodulationsprodukten bei Zweitonansteuerung.....	27
4.2.3 Charakterisierung von Verzerrungen mithilfe des Intercept-Point .....	30
<b>4.3 Digitale Signalmodulationsverfahren</b> .....	<b>31</b>
4.3.1 Grundprinzip der Modulation .....	31
4.3.2 Zweck der Modulation .....	31
4.3.3 Digitale Modulation .....	31
4.3.4 Konstellationsdiagramm .....	32
4.3.5 BPSK und QPSK.....	32

4.3.6 Verminderung von Störanteilen bei Phasenumtastung .....	34
4.3.7 $\pi/4$ -QPSK .....	34
4.3.8 OQPSK .....	35
4.3.9 GMSK .....	35
4.3.10 QAM .....	36
<b>4.4 Messung der Nachbarkanalleistung (Adjacent Channel Power – ACP).....</b>	<b>38</b>
4.4.1 Entstehung von Nachbarkanalleistung .....	38
<b>5. Dokumentation der Messungen .....</b>	<b>39</b>
<b>V1: Atmel Bluetooth 2.4-GHz Power Amplifier T7023 .....</b>	<b>39</b>
V1.1 CW-Messungen .....	39
V1.2 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall .....	44
V1.3 Zweitonmessungen .....	45
V1.4 Load-Pull-Messungen im Zweiton-Fall .....	49
V1.5 EVM-Messung .....	52
V1.6 ACP-Messung .....	56
<b>V2: Connectorized Amplifier ZX60-6013E+.....</b>	<b>61</b>
V2.1 CW-Messungen .....	61
V2.2 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall .....	65
V2.3 Zweitonmessungen mit Connectorized Amplifier ZX60-6013E+ .....	66
V2.4 Messung von Intermodulationsprodukten im Bereich zwischen 2GHz und 4GHz .....	72
V2.5 Load-Pull-Messungen im Zweiton-Fall .....	74
<b>V3: Coaxial Amplifier ZJL-6G+ - Low Power .....</b>	<b>76</b>
V3.1 CW-Messungen .....	76
V3.2 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall .....	80
V3.3 Zweitonmessungen mit Coaxial Amplifier ZJL-6G+ .....	81
V3.4 Messung von Intermodulationsprodukten im Bereich zwischen 2GHz und 4GHz .....	83
V3.5 Load-Pull-Messungen im Zweiton-Fall .....	85
<b>V4: Coaxial Low Noise Amplifier ZFL-1000LN+ .....</b>	<b>87</b>
V4.1 CW-Messungen .....	87
V4.2 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall .....	91
V4.3 Zweitonmessungen .....	92
V4.4 Messung von Intermodulationsprodukten im Bereich zwischen 2GHz und 4GHz .....	94
V4.5 Load-Pull-Messungen im Zweiton-Fall .....	95
<b>V5: Maxim MAX2650 .....</b>	<b>97</b>
V5.1 Leiterplattenaufbau des <i>Maxim MAX2650</i> .....	97
V5.2 CW-Messungen .....	98
V5.3 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall .....	102
V5.4 Zweitonmessungen .....	103
V5.5 Load-Pull-Messungen im Zweiton-Fall .....	105
<b>6. Gegenüberstellung der Leistungsverstärker .....</b>	<b>107</b>
<b>7. Zusammenfassung und Ausblick.....</b>	<b>110</b>

## Formelzeichen und Symbole

$a_n$	Wellengröße, zum Tor hinlaufend	$\sqrt{W}$
$a$	Dämpfung	dB
$\alpha$	Dämpfungskonstante	$m^{-1}$
$b$	Wellengröße, vom Tor weglauend	$\sqrt{W}$
$\beta$	Phasenkonstante	$m^{-1}$
$C'$	Kapazitätsbelag	F/m
dB	Dezibel	---
$e$	Eulersche Zahl	2,7183
$\varphi$	Phasenwinkel	rad oder °
$f$	Frequenz	Hz
$\gamma$	Ausbreitungskonstante	$m^{-1}$
$G'$	Leitwertbelag	S/m
$I$	elektrischer Strom	A
$j$	imaginäre Einheit	$\sqrt{-1}$
log	Logarithmus zur Basis 10	---
$\lambda$	Wellenlänge	m
$L'$	Induktivitätsbelag	H/m
$\omega$	Kreisfrequenz	$s^{-1}$
$P$	Leistung	W
$P$	Leistungspegel	dBm
$r$	Reflexionsfaktor	---
$R_0$	Radius (im Smith-Diagramm)	m
$R$	Widerstand	$\Omega$
$R'$	Widerstandsbelag	$\Omega/m$
$s_{nm}$	Streuparameter	---
$t$	Zeit	s
$U$	elektrische Spannung	V
$V$	Verstärkung	dB
$x_0, y_0$	Koordinaten des Mittelpunkts im Smith-Diagramm	---
$Z_0$	Wellenwiderstand einer Leitung	$\Omega$



## Abbildungsverzeichnis

Abb. 1: Leitungsersatzschaltbild einer verlustbehafteten Zweidrahtleitung [1].....	4
Abb. 2: Mit Abschlussimpedanz $Z_A$ abgeschlossene Zweidrahtleitung [4] .....	7
Abb. 3: Zeigerdarstellung zur Ermittlung der stehenden Welle [6]. .....	9
Abb. 4: Spannungsverlauf einer Stehwelle [6].....	10
Abb. 5: Aus den Gitternetzlinien der Impedanzebene entstehen Kreise in der Reflexionsfaktorebene [2]. Anhand der Linienmuster können die Geraden der linken Abbildung den Kreisen der rechten Abbildung zugeordnet werden. ....	12
Abb. 6: Mittelpunkte der Kreise mit konstantem Real- und Imaginärteil [9] .....	13
Abb. 7: Beschaltung eines Übertragungszweitors [13] .....	16
Abb. 8: Screenshot des Diagramms einer Power-Sweep-Messung.....	20
Abb. 9: Blockschaltbild des gesamten Load-Pull-Messplatzes .....	22
Abb. 10: Grafische Konstruktion des IP3-Punkts [10].....	30
Abb. 11: Blockschaltbild für die Quadraturmodulation .....	32
Abb. 12: Konstellationsdiagramm der BPSK-Modulation .....	33
Abb. 13: Konstellationsdiagramm der QPSK-Modulation.....	33
Abb. 14: Konstellationsdiagramm bei $\pi/4$ -QPSK mit allen möglichen Übergängen .....	34
Abb. 15: Übergänge bei QPSK und OQPSK zum Vergleich. Keine Übergänge durch den Ursprung bei OQPSK. ....	35
Abb. 16: Konstellationsdiagramm der GMSK mit kreisförmigen Übergängen .....	36
Abb. 17: Konstellationsdiagramm der 16-QAM .....	37
Abb. 18: PIN=-5dBm; POUT_max=21,1dBm @State 191.....	39
Abb. 19: PIN=0dBm; max POUT=22,0dBm @State 26.....	39
Abb. 20: PIN=2dBm; max P_OUT=22,1dBm @State 26.....	39
Abb. 21: PIN=4dBm; max P_OUT=22,2dBm @State 26.....	39
Abb. 22: PIN=6dBm; max POUT=22,3dBm @State26.....	40
Abb. 23: PIN=-5dBm; max EFF=25,9% @State392.....	40
Abb. 24: PIN=0dBm; max EFF=28,4% @State385.....	40
Abb. 25: PIN=2dBm; max EFF=28,3% @State148.....	41
Abb. 26: PIN=4dBm; max EFF=28,2% @State385.....	41
Abb. 27: PIN=6dBm; max EFF=27,9% @State148.....	41
Abb. 28: Power-Sweep-Messung mit State 385 .....	42
Abb. 29: PIN=2dBm; max EFF=28,4% @State210.....	43
Abb. 30: Ausgangsspektrum bei PIN=-10dBm .....	46
Abb. 31: Ausgangsspektrum bei PIN=-8dBm .....	46
Abb. 32: Ausgangsspektrum bei PIN=-6dBm .....	47
Abb. 33: Ausgangsspektrum bei PIN=-4dBm .....	47
Abb. 34: Ausgangsspektrum bei PIN=-2dBm .....	47
Abb. 35: Ausgangsspektrum bei PIN=0dBm .....	47

Abb. 36: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei PIN=-5dBm [25] .....	50
Abb. 37: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei PIN=0dBm [25] .....	50
Abb. 38: Lage der Vektoren zur EVM-Bestimmung im Konstellationsdiagramm [24].....	52
Abb. 39: Lage der Last-Zustände für einen minimalen/maximalen EVM-Wert bei PIN=-8dBm [25] .....	54
Abb. 40: Ausgangsspektrum bei PIN=-20dBm .....	56
Abb. 41: Ausgangsspektrum bei PIN=-10dBm .....	57
Abb. 42: Ausgangsspektrum bei PIN=0dBm .....	57
Abb. 43: Lage der Last-Zustände für einen minimalen/maximalen Störabstand bzw. Ausgangsleistung [25] .....	60
Abb. 44: Power-Sweep-Messung an 50Ω .....	61
Abb. 45: PIN=0dBm; POUT=13,9dBm @State29 .....	62
Abb. 46: PIN=2dBm; POUT=14,5dBm @State29 .....	62
Abb. 47: PIN=4dBm; POUT=14,8dBm @State29 .....	62
Abb. 48: PIN=6dBm; POUT=14,8dBm @State29 .....	62
Abb. 49: PIN=8dBm; POUT=14,5dBm @State29 .....	62
Abb. 50: PIN=10dBm; POUT=14,1dBm @State29 .....	62
Abb. 51: PIN=0dBm; EFF_max=4,7% @State 29 .....	63
Abb. 52: PIN=2dBm; EFF_max=5,2% @State 29 .....	63
Abb. 53: PIN=4dBm; EFF_max=5,5% @State 29 .....	64
Abb. 54: PIN=6dBm; EFF_max=5,3% @State 29 .....	64
Abb. 55: PIN=8dBm; EFF_max=4,4% @State 29 .....	64
Abb. 56: PIN=10dBm; EFF_max=3,1% @State 29 .....	64
Abb. 57: Abstandsverlauf der Harmonischen über dem Eingangspegel .....	65
Abb. 58: Ausgangsspektrum bei PIN-22dBm .....	66
Abb. 59: Ausgangsspektrum bei PIN=-17dBm .....	66
Abb. 60: Ausgangsspektrum bei PIN=-12dBm .....	66
Abb. 61: Ausgangsspektrum bei PIN=-7dBm .....	66
Abb. 62: Ausgangsspektrum bei PIN=-2dBm .....	66
Abb. 63: Ausgangsspektrum bei PIN=3dBm .....	66
Abb. 64: Ausgangsspektrum bei PIN=8dBm .....	66
Abb. 65: Ausgangsspektrum bei PIN=-7dBm .....	67
Abb. 66: Ausgangsspektrum bei PIN=-6dBm .....	67
Abb. 67: Ausgangsspektrum bei PIN=-5dBm .....	67
Abb. 68: Ausgangsspektrum bei PIN=-4dBm .....	67
Abb. 69: Ausgangsspektrum bei PIN=-3dBm .....	67
Abb. 70: Ausgangsspektrum bei PIN=-2dBm .....	67

Abb. 71: Harmonischen Oberwellen und Intermodulationsprodukte höherer Ordnung bis ca. 4GHz (Auszug).....	70
Abb. 72: Ausgangsspektrum zwischen 995MHz und 1,005GHz bei PIN=-2dBm .....	72
Abb. 73: Ausgangsspektrum zwischen 1,995MHz und 2,005GHz bei PIN=-2dBm .....	72
Abb. 74: Ausgangsspektrum zwischen 2,995MHz und 3,005GHz bei PIN=-2dBm .....	72
Abb. 75: Ausgangsspektrum zwischen 3,995MHz und 4,005GHz bei PIN=-2dBm .....	72
Abb. 76: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei PIN=-5dBm [25].....	74
Abb. 77: Power-Sweep-Messung an 50Ω.....	76
Abb. 78: PIN=-1dBm; POUT=12,6dBm @State29 .....	77
Abb. 79: PIN=0dBm; POUT=12,8dBm @State29.....	77
Abb. 80: PIN=1dBm; POUT=13,2dBm @State29.....	77
Abb. 81: PIN=2dBm; POUT=13,4dBm @State29.....	77
Abb. 82: PIN=3dBm; POUT=13,6dBm @State29.....	77
Abb. 83: PIN=4dBm; POUT=13,6dBm @State182.....	77
Abb. 84: PIN=-1dBm; EFF_max=3,4% @State 29.....	78
Abb. 85: PIN=0dBm; EFF_max=3,5% @State 29.....	78
Abb. 86: PIN=0dBm; EFF_max=3,8% @State 29.....	79
Abb. 87: PIN=2dBm; EFF_max=3,9% @State 29.....	79
Abb. 88: PIN=3dBm; EFF_max=4,0% @State 29.....	79
Abb. 89: PIN=4dBm; EFF_max=3,9% @State 29.....	79
Abb. 90: Ausgangsspektrum bei PIN=-12dBm .....	81
Abb. 91: Ausgangsspektrum bei PIN=-10dBm .....	81
Abb. 92: Ausgangsspektrum bei PIN=-8dBm .....	81
Abb. 93: Ausgangsspektrum bei PIN=-6dBm .....	81
Abb. 94: Ausgangsspektrum bei PIN=-4dBm .....	81
Abb. 95: Ausgangsspektrum bei PIN=-2dBm .....	81
Abb. 96: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei PIN=0dBm [25].....	86
Abb. 97: Power-Sweep-Messung an 50Ω.....	87
Abb. 98: PIN=-10dBm; POUT=10,4dBm @State3 .....	88
Abb. 99: PIN=-9dBm; POUT=10,6dBm @State3 .....	88
Abb. 100: PIN=-8dBm; POUT=10,7dBm @State3 .....	88
Abb. 101: PIN=-7dBm; POUT=10,8dBm @State3 .....	88
Abb. 102: PIN=-6dBm; POUT=10,8dBm @State3 .....	88
Abb. 103: PIN=-5dBm; POUT=10,8dBm @State3 .....	88
Abb. 104: PIN=-10dBm; EFF_max=1,4% @State 3.....	89
Abb. 105: PIN=-9dBm; EFF_max=1,4% @State 3.....	89
Abb. 106: PIN=-8dBm; EFF_max=1,4% @State 3.....	89

Abb. 107: PIN=-7dBm; EFF_max=1,5% @State 3.....	89
Abb. 108: PIN=-6dBm; EFF_max=1,5% @State 3.....	90
Abb. 109: PIN=-5dBm; EFF_max=1,5% @State 3.....	90
Abb. 110: Ausgangsspektrum bei PIN=-22dBm.....	92
Abb. 111: Ausgangsspektrum bei PIN=-20dBm.....	92
Abb. 112: Ausgangsspektrum bei PIN=-18dBm.....	92
Abb. 113: Ausgangsspektrum bei PIN=-16dBm.....	92
Abb. 114: Ausgangsspektrum bei PIN=-14dBm.....	92
Abb. 115: Ausgangsspektrum bei PIN=-12dBm.....	92
Abb. 116: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei PIN=-10dBm [25].....	96
Abb. 117: IC-Beschaltung laut Datenblatt [22].....	97
Abb. 118: Schaltungsentwurf in Eagle.....	97
Abb. 119: Leiterplatten-Layout in Eagle.....	97
Abb. 120: Power-Sweep-Messung an 50Ω.....	98
Abb. 121: PIN=-20dBm; max POUT=-0,7dBm @State 211.....	99
Abb. 122: PIN=-18dBm; max POUT=0,1dBm @State 211.....	99
Abb. 123: PIN=-16dBm; max POUT=0,9dBm @State 288.....	99
Abb. 124: PIN=-14dBm; max POUT=1,5dBm @State 51.....	99
Abb. 125: PIN=-12dBm; max POUT=1,8dBm @State 51.....	99
Abb. 126: PIN=-10dBm; max POUT=2,1dBm @State 51.....	99
Abb. 127: PIN=-20dBm; EFF_max=0,88% @State 211.....	100
Abb. 128: PIN=-18dBm; EFF_max=1,05% @State 211.....	100
Abb. 129: PIN=-16dBm; EFF_max=1,25% @State 288.....	101
Abb. 130: PIN=-14dBm; EFF_max=1,41% @State 51.....	101
Abb. 131: PIN=-12dBm; EFF_max=1,46% @State 51.....	101
Abb. 132: PIN=-10dBm; EFF_max=1,53% @State 51.....	101
Abb. 133: Ausgangsspektrum bei PIN=-25dBm.....	103
Abb. 134: Ausgangsspektrum bei PIN=-23dBm.....	103
Abb. 135: Ausgangsspektrum bei PIN=-21dBm.....	103
Abb. 136: Ausgangsspektrum bei PIN=-19dBm.....	103
Abb. 137: Ausgangsspektrum bei PIN=-17dBm.....	104
Abb. 138: Ausgangsspektrum bei PIN=-15dBm.....	104
Abb. 139: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei PIN=0dBm [25].....	106

## Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Signalabstand der Harmonischen bei Atmel Bluetooth 2.4-GHz Power Amplifier T7023 mit $f_0 = 1\text{GHz}$ .....	44
Tabelle 2: Übersicht an Messergebnissen des T7023 im Zweitonfall .....	47
Tabelle 3: Störabstände im Zweiton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen.....	51
Tabelle 4: EVM in % in Abhängigkeit des Eingangspegels.....	53
Tabelle 5: EVM in % in Abhängigkeit der Last bei $\text{PIN} = -8\text{dBm}$ .....	54
Tabelle 6: Messung der Nachbarkanalleistung in Abhängigkeit von PIN.....	58
Tabelle 7: Messung der Nachbarkanalleistung in Abhängigkeit der Last .....	59
Tabelle 8: Störabstand der Harmonischen bei Connectorized Amplifier ZX60-6013E+.....	65
Tabelle 9: Störabstände von Intermodulationsprodukten des ZX60-6013E+ .....	73
Tabelle 10: Störabstände im Zweiton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen.....	74
Tabelle 11: Störabstand der Harmonischen bei Coaxial Amplifier ZJL-6G+ .....	80
Tabelle 12: Übersicht an Messergebnissen des ZJL-6G+ im Zweiton-Fall .....	82
Tabelle 13: Störabstände von Intermodulationsprodukten des ZJL-6G+ .....	83
Tabelle 14: Veränderungsintervalle der Hauptkomponente und der Störabstände .....	83
Tabelle 15: Störabstände im Zweiton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen.....	85
Tabelle 16: Störabstand der Harmonischen bei ZFL-1000LN+ .....	91
Tabelle 17: Übersicht an Messergebnissen des ZFL-1000LN+ im Zweiton-Fall .....	93
Tabelle 18: Störabstände von Intermodulationsprodukten des ZFL-1000LN+.....	94
Tabelle 19: Störabstände im Zweiton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen.....	95
Tabelle 20: Störabstand der Harmonischen bei MAX2650 .....	102
Tabelle 21: Übersicht an Messergebnissen des MAX2650 im Zweiton-Fall .....	104
Tabelle 22: Störabstände im Zweiton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen.....	105
Tabelle 23: Vergleich von Messergebnissen zur Verstärker-Charakterisierung .....	107
Tabelle 24: Erreichbare Maximalleistungen am Ausgang unter Einhaltung von Mindestanforderungen an den Störabstand.....	109

# 1. Einleitung

## 1.1 Praktische Bedeutung

Im Rahmen der sich ausbreitenden Digitalisierung ist die Forderung nach mehr Bandbreite in aller Munde. Das Schlagwort ist allerdings ein umgangssprachlicher Begriff, welcher nicht korrekt verwendet wird. Gemeint ist dabei vielmehr die Übertragungsrate. Bandbreite beschreibt im eigentlichen Sinn den Frequenzumfang, für den ein System ausgelegt wurde. Die Übertragungsrate ist mittlerweile zu einem Standortfaktor für Unternehmen geworden und kann als ein Merkmal der Infrastruktur angesehen werden. Für manche Unternehmen ist eine hohe Übertragungsrate unerlässlich um wettbewerbsfähig zu bleiben. Aus technischer Sicht gibt es verschiedene Ansätze zur Steigerung der Übertragungsrate. Zunächst wird versucht, ohne Veränderungen der Hardware eine kostengünstige Verbesserung zu erzielen. Beispielsweise lässt sich eine Steigerung auf dem Weg der Modulation realisieren, indem mehrere Trägerfrequenzen verwandt werden. Letztlich ist eine Optimierung der Hardware trotzdem notwendig. Ursächlich für niedrige Übertragungsraten sind momentan noch die Netze. Die Empfangseinheiten sind längst für höhere Geschwindigkeiten konzipiert. Sie enthalten neben der Antenne einen Hochfrequenzverstärker, der die schwachen Antennensignale zur anschließenden Demodulation und weiteren Verarbeitung verstärkt. Hohe Frequenzen produzieren in den Leistungsverstärkern große Verlustleistungen aufgrund der Häufigkeit von Umladevorgängen. Daraus resultieren schlechte Wirkungsgrade. Doch nicht nur an die Übertragungsrate, sondern auch an den Wirkungsgrad werden hohe Anforderungen gestellt. Dahinter steht der Bedarf an Mobilität. Von Smartphones und Tablets wird die Fähigkeit erwartet, mit hoher Geschwindigkeit umfangreiche Datenmengen zu laden. Gleichzeitig wird eine maximale Akkulaufzeit gefordert.

## 1.2 Aufgabenstellung

Im Mittelpunkt dieser Arbeit steht die optimale Betriebsweise von Hochfrequenzverstärkern. Die Verstärker selbst wurden von den Herstellern optimiert. Darüber hinaus wirkt sich die Auswahl der Betriebsparameter sehr stark auf den Wirkungsgrad und die Verzerrung und damit auf die Signalqualität aus.

Aufgabe dieser Arbeit ist es, diverse Messungen mit Hochfrequenzverstärkern durchzuführen um daraus die optimale Einstellung der Betriebsgrößen zu ermitteln. Die Messungen erfolgen zunächst mit vier vorgefertigten Verstärkern. Darüber hinaus wird ein Verstärker auf der Basis eines Verstärker-ICs auf einer Leiterplatte selbst hergestellt, mit welchem anschließend die selben Messungen erfolgen.

### **1.3 Übersicht der Messungen**

Die Messungen erfolgen mit drei unterschiedlichen Typen von Eingangssignalen:

- CW-Signalen entsprechend Sinus-Signalen.
- Zweitonmessungen. Zwei Sinus-Signale unterschiedlicher Frequenz am Eingang.
- Digitale Telekommunikationsstandards.

Alle nachfolgend genannten Messungen werden im Laufe der Dokumentation erklärt.

Im CW-Fall werden Load-Pull- und Power-Sweep-Messungen durchgeführt. Es folgen Spektralmessungen zur Bewertung der harmonischen Oberwellen bei Einton-Ansteuerung. Im Zweiton-Fall werden Spektralmessungen im Bereich der Grundfrequenzen und anschließend im Bereich der harmonischen Oberwellen durchgeführt. Auf diese Weise sollen Intermodulationsprodukte bewertet werden. Ebenfalls im Zweiton-Fall erfolgen Load-Pull-Messungen. Die Betrachtung des Spektrums erfolgt unter Variation der Last. Die Auswirkung der Last auf den Störabstand wird dabei untersucht. Im Fall der digitalen Ansteuerung werden unter verschiedenen Betriebsgrößen Messungen der Nachbarkanalleistung durchgeführt.

Der Ausdruck Load-Pull-Messung hat verschiedene Bedeutungen. Zum einen werden mit Load-Pull-Messungen umgangssprachlich sämtliche Messungen bezeichnet, die zur Charakterisierung von Hochfrequenzverstärkern dienen. Zum anderen steht Load-Pull-Messung für ein Messverfahren, bei welchem die Lastimpedanz variiert wird. Die letztgenannte Load-Pull-Messung stellt die zentrale Messung in dieser Arbeit dar. Um ihre Bedeutung verständlich zu machen ist eine Auseinandersetzung mit den Grundlagen der Hochfrequenztechnik von Nöten. Im Folgenden werden all jene Aspekte der Hochfrequenztechnik behandelt, die zum Verständnis der Messungen dieser Arbeit notwendig sind.

## 2.Theoretische Hintergründe

### 2.1 Grundlagen zur Hochfrequenztechnik

#### 2.1.1 Spannungs- und Stromwellen auf verlustfreien Zweidrahtleitungen

Die Leitungstheorie befasst sich mit dem Verhalten elektrischer Leitungen für den Fall hochfrequenter Spannungen und Ströme. Für den Gleichstrom- und Wechselstromfall niedriger Frequenzen genügt ein einfaches Leitungsersatzschaltbild, das lediglich den ohmschen Widerstand der Leitung miteinbezieht. Treten jedoch Wellenlängen in der Größendimension von Leitungslängen auf, wie dies in der Hochfrequenztechnik oder bei Überseeleitungen der Fall ist, muss ein präzisiertes Ersatzschaltbild angewandt werden.

Die Leitungstheorie stellt eine Möglichkeit dar, Gleichungen zur Beschreibung des Wellenverhaltens von Strom und Spannung, herzuleiten. Dabei werden aus einem Ersatzschaltbild, das Leitungsbeläge berücksichtigt, Differentialgleichungen mithilfe der kirchhoffschen Gesetze hergeleitet. Die Lösungen der Differentialgleichungen führen zu den gesuchten Wellenfunktionen.

#### 2.1.2 Ersatzschaltbild der Leitungstheorie

Das Ersatzschaltbild der Leitungstheorie beinhaltet Leitungsbeläge, wobei es sich um Leitungseigenschaften handelt, die bezogen auf die Leitungslänge betrachtet werden.

Folgende Leitungsbeläge sind relevant:

$$\text{Widerstandsbelag: } R' = \frac{R}{\Delta z}$$

$$\text{Induktivitätsbelag: } L' = \frac{L}{\Delta z}$$

$$\text{Leitwertbelag: } G' = \frac{G}{\Delta z}$$

$$\text{Kapazitätsbelag: } C' = \frac{C}{\Delta z}$$

Der Widerstandsbelag beschreibt die ohmschen Verluste, wie sie auch im Gleichstromfall auftreten. Er wird im Ersatzschaltbild als serielles Element eingesetzt. Der Induktivitätsbelag berücksichtigt das induktive Verhalten der Leitung, das durch das magnetische Wechselfeld hervorgerufen wird und ist durch ein weiteres serielles Bauelement im Ersatzschaltbild dargestellt. Der Leitwertbelag beschreibt Verluste, die durch das Isolationsmaterial, welches nicht als ideal betrachtet werden kann, hervorgerufen wird. Der Kapazitätsbelag berücksichtigt kapazitive Eigenschaften, die mit der Entstehung elektrischer Wechselfelder einhergehen. Leitwert- und Kapazitätsbelag werden als parallele, konzentrierte Bauelemente im Ersatzschaltbild eingefügt [1].



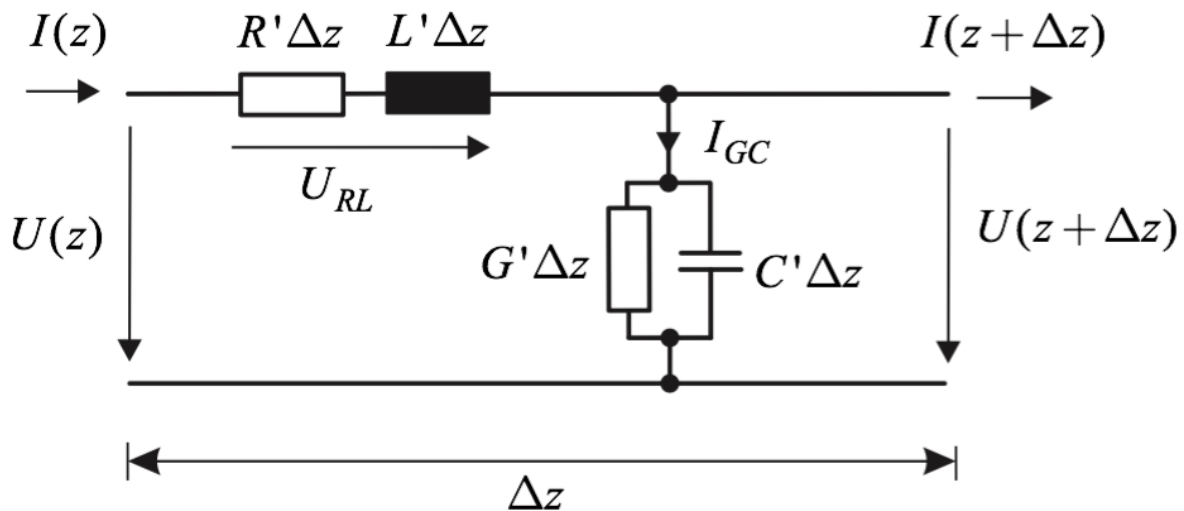


Abb. 1: Leitungsersatzschaltbild einer verlustbehafteten Zweidrahtleitung [1]

Mithilfe der kirchhoffschen Gesetze können unter Hinzunahme des Ersatzschaltbilds die Spannungs- und Stromgleichungen hergeleitet werden. Für die Bestimmungsgleichung der Spannung findet die Maschenregel und für die Stromgleichung die Knotenregel Anwendung.

$$U(z) = I(z) \cdot (R' + j\omega L') \cdot \Delta z + U(z + \Delta z) \quad (1a)$$

$$I(z) = U(z + \Delta z) \cdot (G' + j\omega C') \cdot \Delta z + I(z + \Delta z) \quad (1b)$$

Als nächstes werden die Gleichungen (1a) und (1b) nach einem Differenzenquotienten umgestellt:

$$\frac{U(z) - U(z + \Delta z)}{\Delta z} = I(z) \cdot (R' + j\omega L') \quad (2a)$$

$$\frac{I(z) - I(z + \Delta z)}{\Delta z} = U(z + \Delta z) \cdot (G' + j\omega C') \quad (2b)$$

Bei der Grenzwertbestimmung von  $\Delta z \rightarrow 0$  bildet sich aus den Differenzenquotienten, negative Differentiale und führen zu folgenden Differentialgleichungen:

$$-\frac{dU(z)}{dz} = I(z) \cdot (R' + j\omega L') \quad \leftrightarrow \quad I(z) = -\frac{dU(z)}{dz} \cdot \frac{1}{R' + j\omega L'} \quad (3a)$$

$$-\frac{dI(z)}{dz} = U(z) \cdot (G' + j\omega C') \quad (3b)$$

Die Differentialgleichungen (3a) und (3b) werden im Folgenden zusammengeführt. Dazu wird Gleichung (3a) nach dem Strom umgestellt und in Gleichung (3b) eingesetzt, wodurch eine homogene Differentialgleichung 2. Ordnung entsteht, die anschließend in eine polynomartige Form umgestellt wird [1].

$$\frac{d^2}{dz^2} U(z) \cdot \frac{1}{R' + j\omega L'} = U(z) \cdot (G' + j\omega C') \Leftrightarrow$$

$$\frac{d^2}{dz^2} U(z) - (R' + j\omega L')(G' + j\omega C') \cdot U(z) = 0 \quad (4)$$

Im nächsten Schritt soll die Differentialgleichung gelöst werden, um eine Funktion für den Spannungsverlauf auf der Leitung zu erhalten. Dazu wird aus der Differentialgleichung (4) das charakteristische Polynom abgeleitet, eine algebraische Gleichungsform, die mit den herkömmlichen Mitteln der Analysis gelöst werden kann. Daraus entsteht folgende quadratische Gleichung:

$$\gamma^2 - (R' + j\omega L')(G' + j\omega C') = 0$$

Auflösen nach  $\gamma$  führt zu dem Resultat:

$$\gamma_{1,2} = \pm \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + j\beta \quad (5)$$

Der Realteil wird dabei zur Dämpfungskonstante  $\alpha$  und der Imaginärteil zur Phasenkonstante  $\beta$  zusammengefasst.

Aus  $\gamma$  lässt sich die Lösung der Differentialgleichung nach folgender Bestimmungsgleichung finden [1]:

$$U(z) = \hat{U}_h \cdot e^{-\gamma z} + \hat{U}_r \cdot e^{\gamma z} \quad (6)$$

Da in Gleichung (6) der Exponent komplex ist, handelt es sich um eine harmonische Schwingung, eine Darstellung in trigonometrischer Form wäre ebenfalls möglich. Die Gleichung (6) stellt als Summe aus hin- und rücklaufender Welle die Spannungsverteilung einer resultierenden stehenden Welle dar, worauf später noch genauer eingegangen wird.

Zu Gleichung (6) ist noch anzumerken, dass der Exponent der hinlaufenden Welle negativ und der Exponent, der rücklaufenden Welle positiv ist. Begründet werden kann dies mit einer negativen Verlaufsrichtung der z-Achse von rechts nach links. In diesem Zusammenhang bewegt sich die hinlaufende Welle entgegen der z-Achse, die rücklaufende Welle in Richtung der z-Achse.

### 2.1.3 Wellenwiderstand einer Zweidrahtleitung

Der Wellenwiderstand ist durch das Verhältnis von Spannungs- zu Stromwelle definiert. In folgender Herleitung soll verdeutlicht werden, wie der Wellenwiderstand aus den Leitungsbelägen berechnet werden kann.

Zunächst wird in Gleichung (3a) für die Spannung die Gleichung (6) eingesetzt:

$$-\frac{d}{dz}(\hat{U}_h \cdot e^{-\gamma z} + \hat{U}_r \cdot e^{\gamma z}) = I(z) \cdot (R' + j\omega L')$$

Die Ableitung wird ausgeführt und  $\gamma$  wird ausgeklammert:

$$\gamma \cdot (\hat{U}_h \cdot e^{-\gamma z} - \hat{U}_r \cdot e^{\gamma z}) = I(z) \cdot (R' + j\omega L')$$

Der linke Klammerausdruck wird durch  $U(z)$  ersetzt. Die Gleichung wird nach dem Verhältnis aus Spannung und Strom aufgelöst. Für  $\gamma$  wird Gleichung (5) eingesetzt [1]:

$$Z_0 = \frac{U(z)}{I(z)} = \frac{R' + j\omega L'}{\gamma} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (7)$$

Aus Gleichung (7) lässt sich erkennen, dass der Wellenwiderstand einer Leitung nicht von ihrer Länge abhängt, sondern ausschließlich durch die Leitungsbeläge bestimmt ist. Darüber hinaus lässt sich feststellen, dass der Wellenwiderstand verlustbehafteter Zweidrahtleitungen von der Frequenz abhängig ist. Werden verlustlose Leitungen betrachtet, vereinfacht sich Gleichung (7) zu folgendem Ausdruck [2]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (8)$$

Für diesen Fall ist eine Unabhängigkeit des Wellenwiderstands von der Frequenz festzustellen. In dieser Arbeit werden die verwendeten Leitungen als verlustfrei angesehen.

### 2.1.4 Reflexionsfaktor an einer abgeschlossenen Zweidrahtleitung

Der Leitungswellenwiderstand  $\underline{Z}_0$  berechnet sich aus dem Verhältnis von Spannungswelle zu Stromwelle. Dies gilt sowohl für die hinlaufenden als auch für die rücklaufenden Wellen, wie in folgender Gleichung deutlich wird:

$$\frac{\underline{U}_h}{\underline{I}_h} = \frac{\underline{U}_r}{\underline{I}_r} = \underline{Z}_0 \Leftrightarrow \underline{I}_h = \frac{\underline{U}_h}{\underline{Z}_0}; \quad \underline{I}_r = \frac{\underline{U}_r}{\underline{Z}_0} \quad (9)$$

Des Weiteren gelten für die messbare Spannung und den messbaren Strom nachfolgende Zusammenhänge:

$$\underline{U} = \underline{U}_h + \underline{U}_r \quad (10a)$$

$$\underline{I} = \underline{I}_h - \underline{I}_r \quad (10b)$$

Für das Leitungsende mit der Abschlussimpedanz  $\underline{Z}_A$  gilt der Zusammenhang:

$$\frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \underline{Z}_A \quad (11)$$

Nun werden die Bestimmungsgleichungen (10a) und (10b) für Spannung und Strom in die Gleichung (11) eingesetzt:

$$\underline{Z}_A = \frac{\underline{U}_h + \underline{U}_r}{\underline{I}_h - \underline{I}_r} \quad (12)$$

Anschließend werden  $\underline{I}_h$  und  $\underline{I}_r$  aus (9) in Gleichung (12) eingefügt. Wird der entstandene Ausdruck nach dem Quotienten  $\frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_h}$  aufgelöst, bei welchem es sich um die Definition des Reflexionsfaktors handelt, erhält man schlussendlich die Bestimmungsgleichung für den Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von Abschlussimpedanz  $\underline{Z}_A$  und Wellenwiderstand  $\underline{Z}_0$  [3]:

$$\underline{r} = \frac{\underline{Z}_A - \underline{Z}_0}{\underline{Z}_A + \underline{Z}_0} \quad (13)$$

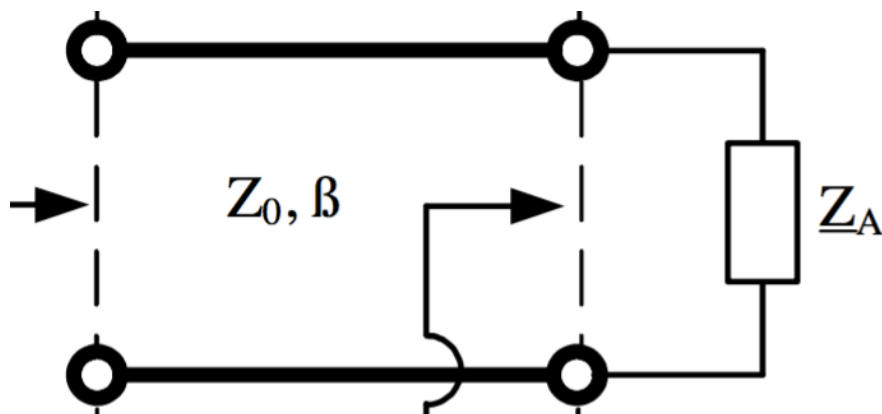


Abb. 2: Mit Abschlussimpedanz  $Z_A$  abgeschlossene Zweidrahtleitung [4]

### 2.1.5 Reflexionsfaktortransformation

Stehende Wellen sind ein Phänomen aus der Physik, das immer dann eintritt, wenn sich harmonische Wellen gleicher Frequenz entgegenlaufen [5]. Diese Grundvoraussetzungen sind auch bei den Spannungs- und Stromwellen im Falle einer fehlangepassten Leitung erfüllt. Dabei wird die hinlaufende Welle an der Ausgangsimpedanz reflektiert [3]. Die dadurch entstehende rücklaufende Welle kann in Abhängigkeit vom Lastreflexionsfaktor in der Amplitude und der Phase verändert sein, ist jedoch in der Frequenz gleichbleibend. Die auftretende Stehwelle ist meist unerwünscht. Grund ist, dass die Spannungsverteilung entlang der Leitung Maxima und Minima aufweist, sodass an bestimmten Stellen nur geringe Leistungen abgegriffen werden können. Für diesen Fall sind konkrete Leitungslängen erforderlich. Stehende Wellen werden vermieden, in dem ein Abschlussreflexionsfaktor vom Betrag 0 herbeigeführt wird, worauf später noch genauer eingegangen wird.

Die Spannungsverteilung berechnet sich zu:

$$U(z) = \hat{U}_h \cdot e^{-\gamma z} + \hat{U}_r \cdot e^{\gamma z}$$

mit

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + j\beta.$$

Im Fall einer verlustfreien Zweidrahtleitung wird die Dämpfungskoeffizient  $\alpha$  gleich 0 gesetzt.

Demnach gilt:

$$U(z) = \hat{U}_h \cdot e^{-j\beta z} + \hat{U}_r \cdot e^{j\beta z}$$

Bei der Reflexionsfaktortransformation wird ermittelt, wie groß der Reflexionsfaktor an einer beliebigen Stelle  $z$  auf der Leitung ist. Die dazugehörige Funktionsgleichung gibt dementsprechend die Verteilung des Reflexionsfaktors auf der Leitung an. Hergeleitet wird die Gleichung durch die Definition des Reflexionsfaktors als Quotient aus rücklaufender zu hinlaufender Welle [6]:

$$r(z) = \frac{\hat{U}_r \cdot e^{-j\beta z}}{\hat{U}_h \cdot e^{j\beta z}} = \frac{\hat{U}_r}{\hat{U}_h} \cdot e^{-j2\beta z}$$

Mit der Phasenkonstante  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

ergibt sich:

$$r(z) = |r_A| \cdot e^{(-j \cdot 4\pi \frac{z}{\lambda})} \quad (14)$$

Wird Gleichung (14) als rotierender Zeiger in der komplexen Ebene dargestellt, so ergibt sich für  $z = \lambda/2$  je eine komplette Zeigerumdrehung. Infolgedessen treten bei der Darstellung des Spannungsverlaufs über der Leitung, Maxima und Minima jeweils im Abstand von  $\lambda/2$  auf.

Für die Ermittlung der Spannungsamplitude an einer bestimmten Position  $z$ , wird vom Leitungsende unter Berücksichtigung von Betrag und Phase des Abschlussreflexionsfaktor  $r_A$  ausgegangen. Der Spannungszeiger der rücklaufenden Welle wird mit dem Ausgangsphasenwinkel  $\varphi_A$  in positiver Winkelrichtung bezogen auf die Realteilachse aufgetragen. Die Zeigerlänge berechnet sich aus dem Produkt der Spannungsamplitude der hinlaufenden Welle  $\hat{U}_h$  und dem Betrag des Abschlussreflexionsfaktors  $|r_A|$ . Auf die Realteilachse wird der Spannungszeiger der hinlaufenden Welle gesetzt. Beim Abschreiten der Leitung von der Last in Richtung Quelle wird der Spannungszeiger der rücklaufenden Welle in negativer Winkelrichtung rotiert [6].

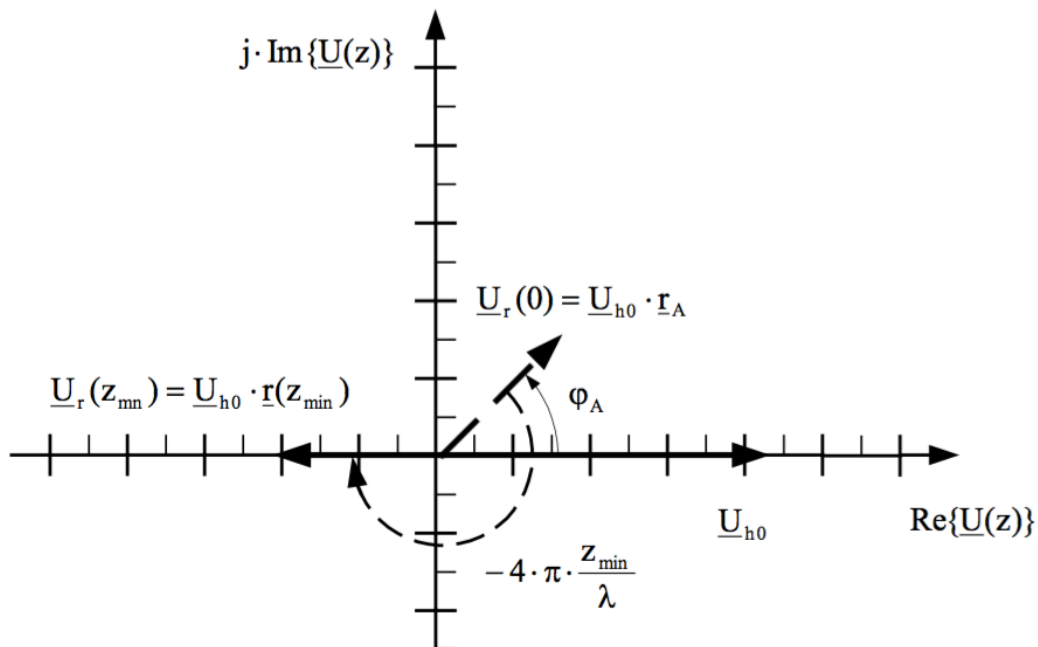


Abb. 3: Zeigerdarstellung zur Ermittlung der stehenden Welle [6].

Maxima entstehen, wenn die Zeiger der hin- und rücklaufenden Welle aufeinanderliegen, Minima, wenn sie entgegengerichtet zeigen. Durch Zeigeraddition berechnen sich die Amplituden der stehenden Welle.

Maxima und Minima können direkt durch folgende Gleichungen berechnet werden [6]:

$$\hat{U}_{max} = \hat{U}_h + \hat{U}_r = \hat{U}_h \cdot (1 + |r_A|) \quad (15a)$$

$$\hat{U}_{min} = \hat{U}_h - \hat{U}_r = \hat{U}_h \cdot (1 - |r_A|) \quad (15b)$$

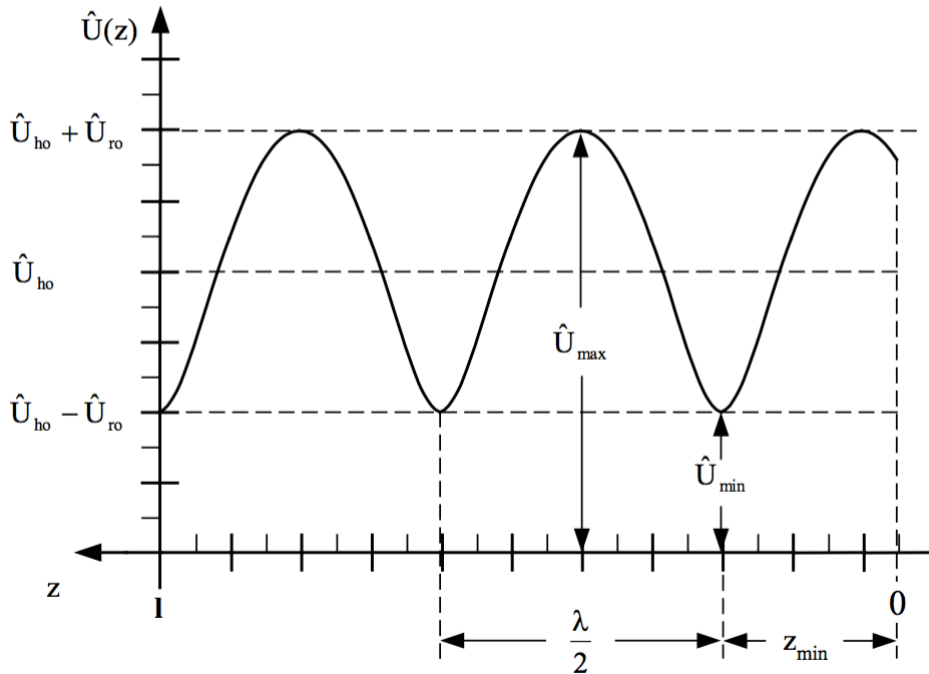


Abb. 4: Spannungsverlauf einer Stehwelle [6]

Für den Fall einer kurzgeschlossenen Leitung befindet sich am Leitungsende immer ein Minimum:

$$|r_A| = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} = \frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} = -1$$

$$U_r(0) = U_h(0) \cdot |r_A| = U_h(0) \cdot (-1) = -U_h(0)$$

In der Zeigerdarstellung zeigen sich am Ende der Leitung die Spannungszeiger entgegen.

Im Fall einer leerlaufenden Leitung befindet sich am Ende der Leitung immer ein Maximum:

$$|r_A| = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} \stackrel{|\div \infty}{=} \frac{\left(1 - \frac{Z_0}{\infty}\right)}{\left(1 + \frac{Z_0}{\infty}\right)} = 1$$

$$U_r(0) = U_h(0) \cdot |r_A| = U_h(0) \cdot 1 = U_h(0)$$

Beide Spannungszeiger liegen am Leitungsende aufeinander.

### 2.1.6 Smith-Diagramm

Das Smith-Diagramm dient als Hilfsmittel zur geometrischen Lösung von Problemstellungen der komplexen Wechselstromrechnung und wird schwerpunktmäßig in der Hochfrequenztechnik eingesetzt [7]. Entwickelt wurde das Diagramm von dem US-amerikanischen Ingenieur Phillip Smith in den 1930er Jahren [8]. Das Diagramm besteht aus einer Zeigerdarstellung des Reflexionsfaktors in der komplexen Zahlenebene innerhalb des Einheitskreises und beinhaltet zusätzlich eine Darstellung der rechten komplexen Halbebene der Impedanz oder Admittanz. Im Folgenden soll nur die Impedanzebene betrachtet werden.

#### Konstruktion des Smith-Diagramm

Zur Darstellung von Impedanzwerten in der Reflexionsfaktorebene wird folgendermaßen vorgegangen:

Normierung der Reflexionsfaktorgleichung auf den Leitungswellenwiderstand  $Z_0$  mit der normierten Impedanz  $z = \frac{Z_A}{Z_0}$ .

$$r = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \Big|_{\div Z_0} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad [2] \quad (16)$$

Darstellung der Impedanz  $z$  durch die komplexen Komponenten:

$$r = \frac{\operatorname{Re}\{z\} + j\operatorname{Im}\{z\} - 1}{\operatorname{Re}\{z\} + j\operatorname{Im}\{z\} + 1}$$

Konjugiert komplexes Erweitern des Nenners zur Aufteilung des Reflexionsfaktors in Real- und Imaginärteil:

$$r = \frac{\operatorname{Re}^2\{z\} + \operatorname{Im}^2\{z\} - 1 + j2\operatorname{Im}\{z\}}{(\operatorname{Re}\{z\} + 1)^2 + \operatorname{Im}^2\{z\}}$$
$$r = \frac{\operatorname{Re}^2\{z\} + \operatorname{Im}^2\{z\} - 1}{(\operatorname{Re}\{z\} + 1)^2 + \operatorname{Im}^2\{z\}} + j \frac{2\operatorname{Im}\{z\}}{(\operatorname{Re}\{z\} + 1)^2 + \operatorname{Im}^2\{z\}} = \operatorname{Re}\{r\} + j\operatorname{Im}\{r\} \quad [4] \quad (17)$$

Aus der Impedanzebene sollen die Gitternetzlinien möglichst engmaschig in die Reflexionsfaktorebene übertragen werden, um ein präzises Arbeiten mit dem Smith-Diagramm auf rein geometrischer Basis zu ermöglichen. In nachfolgender Darstellung lässt sich erkennen, dass horizontale Gitternetzlinien stets einen konstanten Imaginärteil und einen variablen Realteil aufweisen, während bei den vertikalen Linien der Realteil konstant bleibt und der Imaginärteil variiert wird. Ein punktuell Übertragen von Einzelwerten stellt eine Möglichkeit dar, die Gitternetzlinien in das Smith-Diagramm zu transformieren. Dabei lässt sich erkennen, dass sich die Gitternetzlinien der Impedanzebene als Kreise in der Reflexionsfaktorebene wiederfinden. Dementsprechend lässt sich ein Ansatz der analytischen Geometrie zur Beschreibung der Kreise durch Koordinatengleichungen anwenden.



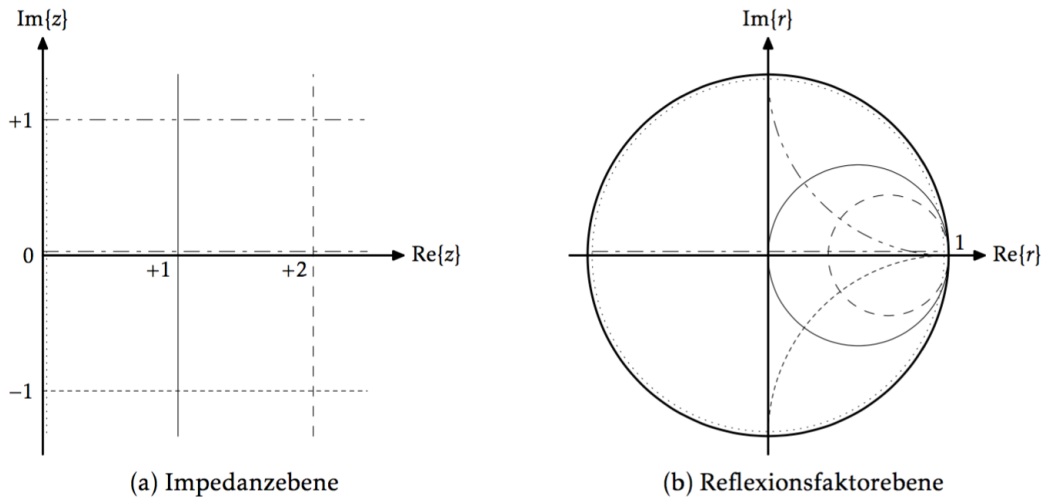


Abb. 5: Aus den Gitternetzlinien der Impedanzebene entstehen Kreise in der Reflexionsfaktorebene [2]. Anhand der Linienmuster können die Geraden der linken Abbildung den Kreisen der rechten Abbildung zugeordnet werden.

Ein Kreis im kartesischen Koordinatensystem lässt sich nach folgender Gleichung darstellen:

$$(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = R_0^2$$

Dabei stellen  $x_0$  und  $y_0$  die Koordinaten des Kreismittelpunkts dar;  $R_0$  steht für den Radius.

Die Reflexionsfaktorgleichung lässt sich in Kreisgleichungen umwandeln, mit deren Hilfe die Impedanzlinien des Smith-Diagramm konstruieren lassen [4].

Für die vertikalen Gitternetzlinien konstanten Realteils und variierten Imaginärteils ergeben sich im Smith-Diagramm Kreise mit folgender Koordinatengleichung:

$$\left(\operatorname{Re}\{r\} - \frac{\operatorname{Re}\{z\}}{1 + \operatorname{Re}\{z\}}\right)^2 + \operatorname{Im}^2\{r\} = \left(\frac{1}{1 + \operatorname{Re}\{z\}}\right)^2 \quad (18)$$

Die Koordinaten des Kreismittelpunkts lauten dabei:

$$x_0 = \frac{\operatorname{Re}\{z\}}{1 + \operatorname{Re}\{z\}}; \quad y_0 = 0;$$

Radius:

$$R_0 = \frac{1}{1 + \operatorname{Re}\{z\}} \quad [9]$$

Die Mittelpunkte aller Kreise mit konstantem Realteil liegen auf der Realteilachse. Die Kreislinien verlaufen stets durch den Punkt  $r = 1 + j0$  [8]. Der Radius  $R_0$  lässt sich dementsprechend auch aus der Differenz dieses Punktes und dem Kreismittelpunkt berechnen:

$$R_0 = 1 - \frac{\operatorname{Re}\{z\}}{1 + \operatorname{Re}\{z\}} = \frac{1}{1 + \operatorname{Re}\{z\}}$$

Aus den horizontalen Gitternetzlinien mit konstantem Imaginärteil und variiertem Realteil lassen sich die Kreise für die Reflexionsfaktorebene nach folgender Gleichung konstruieren:

$$(\operatorname{Re}\{r\} - 1)^2 + \left(\operatorname{Im}\{r\} - \frac{1}{\operatorname{Im}\{z\}}\right)^2 = \left(\frac{1}{\operatorname{Im}\{z\}}\right)^2 \quad (19)$$

Die Kreismittelpunktkoordinaten lauten:

$$x_0 = 1; \quad y_0 = \frac{1}{\operatorname{Im}\{z\}};$$

Radius:

$$R_0 = \frac{1}{\operatorname{Im}\{z\}} [5]$$

Die Mittelpunkte aller Kreise mit konstantem Imaginärteil liegen auf einer Parallelen zur Imaginärteilachse, die die Realteilachse bei 1 schneidet. Alle Kreislinien verlaufen hier ebenfalls durch den Punkt  $r = 1 + j0$  [8]. Der Radius  $R_0$  kann durch Differenzbildung aus diesem Punkt und dem Kreismittelpunkt berechnet werden:

$$R_0 = \left| 1 + j \frac{1}{\operatorname{Im}\{z\}} - 1 \right| = \frac{1}{\operatorname{Im}\{z\}} \quad (20)$$

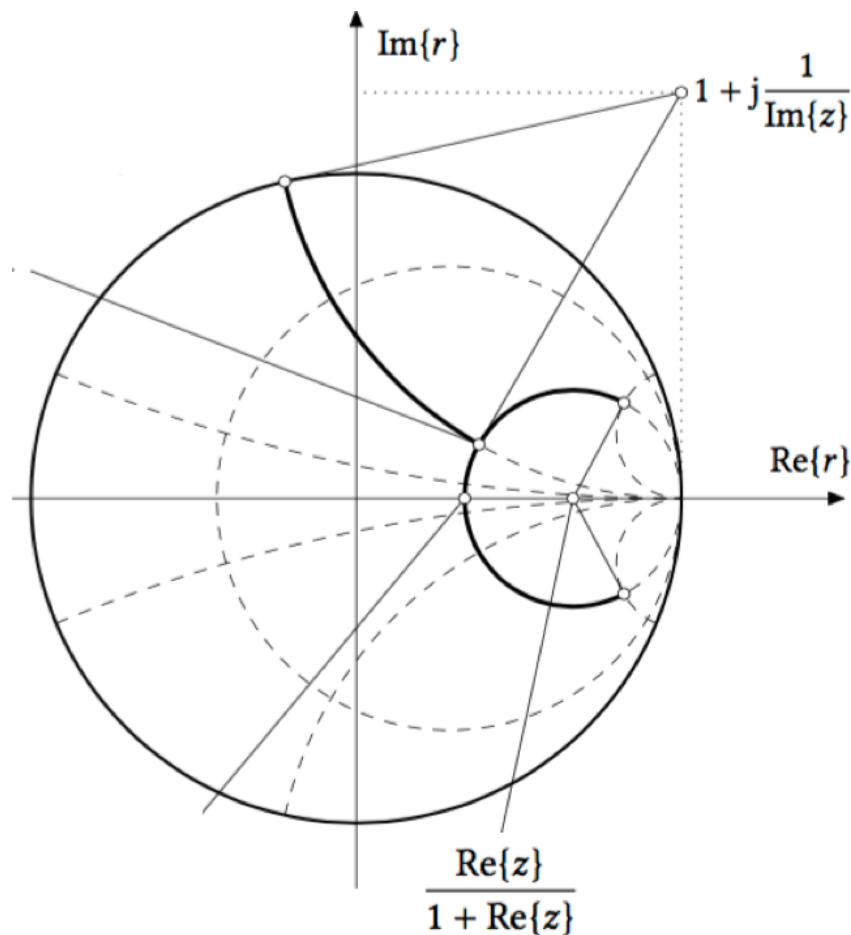


Abb. 6: Mittelpunkte der Kreise mit konstantem Real- und Imaginärteil [9]

### 2.1.7 Anwendung des Smith-Diagramm

Das Smith-Diagramm bildet die Impedanzwerte auf der Reflexionsfaktorebene konform ab [10]. Daher ist es möglich, Impedanz- und Reflexionsfaktorwerte gleichzeitig abzulesen. Häufig wird das Smith-Diagramm auch zur Synthese von Anpassnetzwerken eingesetzt. Hierbei wird die Eigenschaft ausgenutzt, dass sich Admittanzen durch Spiegelung der Impedanzen am Mittelpunkt bestimmen lassen [7]. Bei der Anordnung von seriellen und parallelen Elementen in Anpassnetzwerken wird diese Eigenschaft ausgenutzt.

Darüber hinaus lässt sich das Smith-Diagramm auch zur Durchführung von Reflexionsfaktor- bzw. Impedanztransformationen anwenden. Das Abschreiten der Leitung von der Last in Richtung Quelle wird durch eine Rotation des Reflexionsfaktorzeigers in negativer Winkelrichtung dargestellt. Entsprechend lässt sich daraus der Reflexionsfaktor und die dazugehörige Impedanz an einer beliebigen Stelle  $z$  auf der Leitung ablesen. Am Umfang des Smith-Diagramms ist eine Skala mit der Einheit der normierten Leitungslänge  $l/\lambda$  angebracht. Die Skalierung beginnt mit dem Nullpunkt bei  $\varphi(r) = 180^\circ$ . Eine komplette Rotation im Smith-Diagramm entspricht der normierten Leitungslänge  $\frac{l}{\lambda} = 0,5$ . Mithilfe der Skalierung lässt sich der Drehwinkel bei gegebener Leitungs- und Wellenlänge ohne weitere Winkelberechnung konstruieren [2].

Der Load-Pull-Messplatz zur Charakterisierung von Hochfrequenz-Bauteilen verwendet ebenfalls eine Darstellung per Smith-Diagramm. Ablesbar sind dabei die Werte der Lastimpedanz bzw. des Abschlussreflexionsfaktors. Durch eine Vorkalibration wird das verbindende Leitungsstück berücksichtigt, sodass es bei den folgenden Messungen ignoriert werden kann.

## 2.2 Die Hilfsmaßeinheit Dezibel

Das Dezibel (dB) ist das 10-fache eines Bels. Das Bel verweist darauf, dass es sich bei der angegebenen Zahl um den Zehnerlogarithmus eines Verhältnisses handelt. In dieser Arbeit tritt das Dezibel in drei Formen auf:

- dB zur Angabe der Verstärkung
- dBm zur Angabe von Leistungspegeln
- dBc zur Angabe von Störabständen bezogen auf den Träger (engl. Carrier)

Verstärkungen  $V$  und Dämpfungen  $a$  können in dB nach folgenden Gleichungen berechnet werden:

$$V[\text{dB}] = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{OUT}}{P_{IN}}\right) \quad (21)$$

$$a[\text{dB}] = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{IN}}{P_{OUT}}\right) \quad (22)$$

Sind beide Größen des Verhältnisses Variabel, wird von Maßen gesprochen. Gibt es einen festen Bezugswert, so ist von Pegeln die Rede. Bei Leistungspegel dBm wird die Leistung auf den Referenzwert 1mW bezogen:

$$P[\text{dBm}] = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{1\text{mW}}\right) \quad (23)$$

Das Dezibel dient dazu, Leistungen und Verstärkungen, die große Wertebereiche von mehreren Zehnerpotenzen umfassen, in kleineren Zahlen auszudrücken, die leichter zu handhaben sind. Darüber hinaus führt der Einsatz des Dezibels zu Vereinfachungen in der Berechnung.

Die Quasi-Einheit Dezibel wird in der Hochfrequenztechnik verwendet, da Leistungswerte über einen Größenbereich von mehreren Zehnerpotenzen auftreten und so mit überschaubaren Zahlen besser zu handhaben sind. Ein weiterer Vorteil ergibt sich aus der leichteren Berechnung. Durch Anwendung des Logarithmusgesetzes

$$\log_n(x \cdot y) = \log_n x + \log_n y$$

kann die multiplikative Berechnung der Verstärkung

$$P_{OUT} = P_{IN} \cdot V$$

nun mittels Addition erfolgen:

$$P_{OUT}[\text{dBm}] = P_{IN}[\text{dBm}] + V[\text{dB}]$$

Werden zwei gleichgroße Leistungen addiert, gelten folgende Zusammenhänge:

$$P[\text{dBm}] = 10 \cdot \log(2 \cdot P_1) = 10 \cdot \log(2) + 10 \cdot \log(P_1) = 3\text{dB} + P_1[\text{dBm}]$$

Bei Verdoppelung der Leistung lässt sich das Ergebnis also durch Addition von 3dB zum Leistungspegel berechnen [11] [12].

## 2.3 Load-Pull-Messung

In dieser Arbeit sollen Hochfrequenzverstärker vermessen und charakterisiert werden. Das Ersatzschaltbild, bestehend aus hochfrequenter, realer Quelle, Verstärker in Zweitordarstellung und Lastimpedanz ist im Folgenden dargestellt:

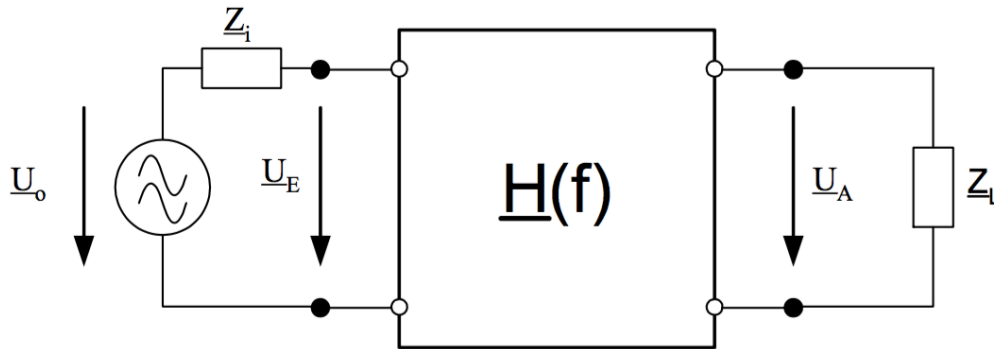


Abb. 7: Beschaltung eines Übertragungszweiters [13]

### 2.3.1 Streuparameter zur Repräsentation des Verstärkerverhaltens

#### Normierte Wellen

Zur Beschreibung eines Zweitors mithilfe von Streuparametern wird auf normierte Wellen zurückgegriffen. Normierte Wellen lassen sich unter Hinzunahme des Wellenwiderstands der Leitung aus den Spannungs- oder Stromwellen nach folgenden Gleichungen berechnen:

$$a(z) = \frac{U_h(z)}{\sqrt{Z_0}} = I_h(z) \cdot \sqrt{Z_0} \quad (24)$$

$$b(z) = \frac{U_r(z)}{\sqrt{Z_0}} = I_r(z) \cdot \sqrt{Z_0} \quad (25)$$

Die Indizierung der normierten Wellen bezieht sich immer auf die Nummer des Tors. Zulaufende Wellen werden mit a, weglauende Wellen mit b bezeichnet [13].

### 2.3.2 Definition von Streuparametern

Die Verhältnisse, die zwischen den normierten Wellen bestehen, charakterisieren das Übertragungs- und Reflexionsverhalten des Zweitors und werden als Streuparameter oder auch S-Parameter bezeichnet. Der Eingangsreflexionsfaktor sowie der Vorwärtstransmissionsfaktor lassen sich für den Fall eines reflexionsfrei abgeschlossenen Ausgangs durch folgende Gleichungen berechnen [13]:

Eingangsreflexionsfaktor:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (26)$$

Vorwärtstransmissionsfaktor:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (27)$$

Zur Bestimmung des Ausgangsreflexionsfaktors und des Rückwärtstransmissionsfaktors müssen die Plätze von Quelle und Last vertauscht werden. Eine hochfrequente Leistungsquelle wird mit dem Ausgang des Zweitorts verbunden. Der Eingang wird reflexionsfrei mit einer Last abgeschlossen. Bei diesem Aufbau lassen sich  $S_{22}$  und  $S_{12}$  mithilfe folgender Gleichungen bestimmen [13]:

Ausgangsreflexionsfaktor:

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (28)$$

Rückwärtstransmissionsfaktor:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (29)$$

### 2.3.3 Ziel von Load-Pull-Messungen

Die oben dargestellte Charakterisierung eines Verstärkers mittels Streuparameter setzt ein lineares Übertragungsverhalten des Zweitorts voraus. Notwendig hierfür sind konstante Transmissions- und Reflexionsfaktoren, unabhängig vom Leistungspegel am Eingang. PAs weisen allgemein eine gewisse Nichtlinearität auf, die im Kompressionsbereich stark zunimmt. Durch eine Darstellung mit konstanten Streuparametern wird diesem Verhalten nicht Rechnung getragen. Hochfrequente Leistungsverstärker können im Kleinsignalfall linear angenähert mit Streuparametern beschrieben werden. In dieser Arbeit sind jedoch auch Großsignalfälle zu betrachten. Mehrheitlich werden Leistungsverstärker zur Verstärkung nichtharmonischer Signale verwendet. Treffen diese auf den Verstärkereingang als Summensignale verschiedener Frequenzkomponenten, führt das nichtlineare Verstärkerverhalten dabei zu unerwünschten Erscheinungen im Frequenzspektrum, wie z.B. Intermodulation. Diese Effekte werden mit der Beschreibung durch Streuparameter ebenfalls nicht berücksichtigt [14].

### 2.3.4 Grundprinzip der Load-Pull-Messung

Nach dem Load-Pull-Verfahren wird die Lastimpedanz unter ständiger Messung der Ausgangsleistung variiert. Nach den Gesetzen der Leistungsanpassung wird ein Maximum der Leistung dann erreicht, wenn die Ausgangsimpedanz des Verstärkers dem konjugiert Komplexen der Lastimpedanz gleicht.

$$Z_L = Z_A^*$$

Anders ausgedrückt, gleicht der Ausgangsreflexionsfaktor dem konjugiert Komplexen des Lastreflexionsfaktors, was im Folgenden deutlich gemacht werden soll.

Allgemein gilt:

$$r = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0}$$

Mit  $Z_A$  eingesetzt für  $Z_L$  soll  $r$  nachfolgend berechnet werden:

$$\begin{aligned} r &= \frac{\operatorname{Re}\{Z_L\} + j\operatorname{Im}\{Z_L\} - Z_0}{\operatorname{Re}\{Z_L\} + j\operatorname{Im}\{Z_L\} + Z_0} = \\ &= \frac{\operatorname{Re}^2\{Z_L\} + \operatorname{Im}^2\{Z_L\} - Z_0^2}{(\operatorname{Re}\{Z_L\} + Z_0)^2 + \operatorname{Im}^2\{Z_L\}} + j \frac{2Z_0 \cdot \operatorname{Im}\{Z_L\}}{(\operatorname{Re}\{Z_L\} + Z_0)^2 + \operatorname{Im}^2\{Z_L\}} = \operatorname{Re}\{r\} + j\operatorname{Im}\{r\} \end{aligned}$$

Im Folgenden wird in der Bestimmungsgleichung für  $r$  nun  $Z_A$  durch  $Z_L^*$  ersetzt.

$$\begin{aligned} r &= \frac{\operatorname{Re}\{Z_L\} - j\operatorname{Im}\{Z_L\} - Z_0}{\operatorname{Re}\{Z_L\} - j\operatorname{Im}\{Z_L\} + Z_0} = \\ &= \frac{\operatorname{Re}^2\{Z_L\} + \operatorname{Im}^2\{Z_L\} - Z_0^2}{(\operatorname{Re}\{Z_L\} + Z_0)^2 + \operatorname{Im}^2\{Z_L\}} - j \frac{2Z_0 \cdot \operatorname{Im}\{Z_L\}}{(\operatorname{Re}\{Z_L\} + Z_0)^2 + \operatorname{Im}^2\{Z_L\}} = \operatorname{Re}\{r\} - j\operatorname{Im}\{r\} \end{aligned}$$

Daraus wird deutlich, dass für die Leistungsanpassung folgende Zusammenhänge gelten:

$$Z_L = Z_A^* \quad \text{und} \quad r_L = r_A^*$$

Durch Impedanzvariation soll eine Annäherung an die optimale Impedanz stattfinden. Die Load-Pull-Messungen werden dabei mit verschiedenen Eingangssignalen durchgeführt. Das Verstärkerverhalten kann mit unterschiedlichen Eingangsleistungen und Frequenzen charakterisiert werden. Das Eingangssignal beeinflusst die Ausgangsimpedanz des Zweitorts. Dementsprechend muss für ein Leistungsmaximum die Lastimpedanz jeweils neu angepasst werden. Ein ähnliches Verfahren stellt die Source-Pull-Messung mit einer Variation der Eingangsimpedanz dar. Auf diese Methode wird hier nicht näher eingegangen [14].

## 2.4 HF-Verstärker

### 2.4.1 Nichtlineares Verhalten eines HF-Verstärkers

Bei Leistungsverstärkern der Hochfrequenztechnik besteht kein linearer Zusammenhang zwischen der Ein- und Ausgangsleistung. Ursächlich hierfür sind die verbauten Halbleiterkomponenten, die immer ein nichtlineares Verhalten aufweisen [10]. Des Weiteren ist auch die Obergrenze der Versorgungsspannung für die nichtlineare Verstärkerkennlinie verantwortlich. Die Leistung zur Verstärkung des Signals wird über die Versorgungsspannung aufgenommen. Dabei ist es nicht möglich, dass eine größere Leistung den Verstärker verlässt, als aufgenommen wird. Vielmehr ist die Ausgangsleistung verringert, da die Materialeigenschaften im Hochfrequenzbereich zu großen Verlusten führen. So handelt es sich im Extremfall um nur einstellige Prozentzahlen. Somit ist die Ausgangsleistung eines HF-Verstärkers begrenzt. Bei der Verwendung linearer Größen berechnet sich die Verstärkung  $V$  als Verhältnis aus Ausgangs- zu Eingangsleistung.

$$V = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (30)$$

Für logarithmische Größen berechnet sich die Verstärkung in dB aus der Differenz zwischen Ausgangs- und Eingangspegel:

$$V[\text{dB}] = P_{OUT}[\text{dBm}] - P_{IN}[\text{dBm}] \quad (31)$$

Bei niedrigen Eingangsleistungen verhält sich die Ausgangsleistung im Wesentlichen proportional zur Eingangsleistung. Dies führt sowohl in linearer als auch in logarithmischer Darstellung zu einer konstanten Verstärkung. Mit Annäherung der Ausgangsleistung an die Obergrenze verringert sich ihre Steigung. Das Verhältnis bzw. die Differenz aus Ausgangs- und Eingangsleistung verändern sich. Die Verstärkung nimmt sukzessive ab. Dieser Zustand wird Kompression bezeichnet. Nachteile entstehen dabei hauptsächlich für die Signalqualität. Im Kompressionsbereich werden unterschiedliche Leistungswerte am Eingang unterschiedlich verstärkt. Am Ausgang resultiert ein verzerrtes Signal. Der Rückgang der Verstärkung repräsentiert die Stärke der Verzerrung. Bei Analogsignalen sind die Verzerrungen durch den Benutzer direkt zu wahrzunehmen. Bei Digitalsignalen stellen Verzerrungen eine Erschwernis für die Demodulation und Dekodierung dar. Abhängig von der Intensität der Verzerrung steigt die Häufigkeit an Bitfehlern. Infolge der Nichtlinearität treten zudem harmonische Oberwellen und Intermodulationsprodukte auf, welche mit Frequenzkomponenten in Nachbarkanälen andere Systeme in der Informationsübertragung beeinträchtigen können. Nähere Details werden später behandelt. Zur Beschreibung der Verzerrung werden Kompressionspunkte verwendet. Häufig zu finden sind dabei der 1dB- und der 3dB-Kompressionspunkt. Angegeben wird der Eingangspegel, bei welchem sich die Verstärkung gegenüber dem linearen Bereich um 1dB bzw. 3dB verringert. Eine weitere Möglichkeit zur Beschreibung der Verzerrung stellt der Intercept-Point dar, auf den im Kapitel 4.2 *Zweittonmessung, Intermodulation* noch genauer eingegangen wird. Festzuhalten ist nun, dass bei größeren Eingangspegeln die Verzerrung



zunimmt. Häufig lässt sich jedoch gerade bei hohen Eingangsleistungen ein hoher Wirkungsgrad erzielen. Verantwortlich dafür ist das Halbleiterverhalten im Verstärker, da die Diodenkennlinie eine Abnahme des Widerstands mit ansteigender Spannung aufzeigt. Mithilfe der Power-Sweep-Messung, welche in Kapitel 3.7 beschrieben wird, wird das Verstärkerverhalten in Abhängigkeit der Eingangsleistung untersucht. Die erzeugten Diagramme (Abb. 8) stellen die Ausgangsleistung, die Verstärkung und den Wirkungsgrad über der Eingangsleistung dar. Ziel ist das Finden einer Eingangsleistung, bei der sowohl die Verstärkung und damit die Verzerrung, als auch der Wirkungsgrad in einem akzeptablen Bereich sind.

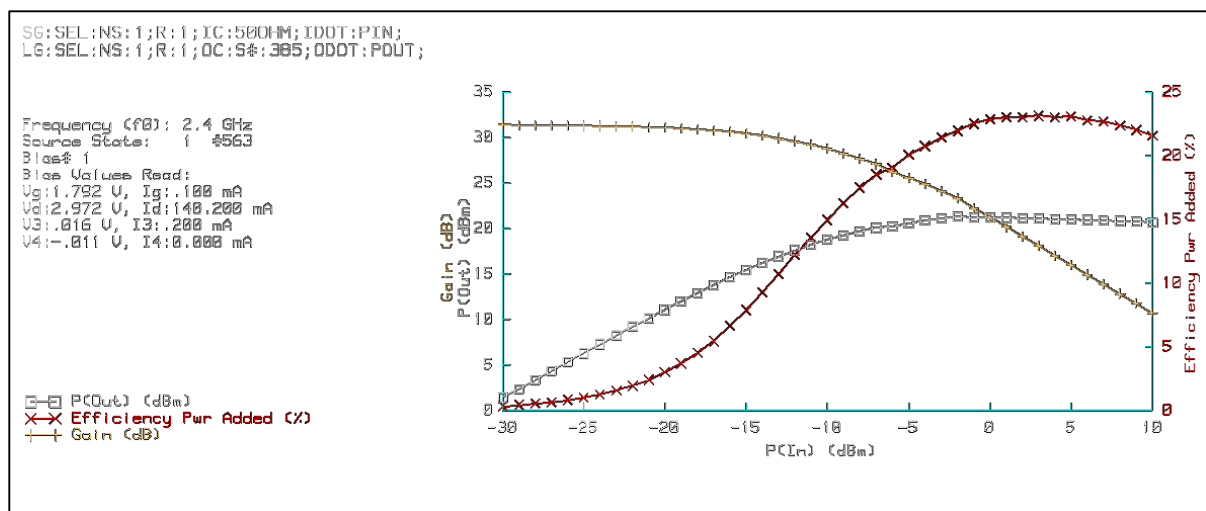


Abb. 8: Screenshot des Diagramms einer Power-Sweep-Messung

#### 2.4.2 Verwendete Verstärker-Modelle

In dieser Arbeit werden folgende 5 Verstärker-Modelle untersucht:

- V1: *Atmel Bluetooth 2.4-GHz Power Amplifier T7023*
- V2: *Connectorized Amplifier ZX60-6013E+*
- V3: *Coaxial Amplifier ZJL-6G+ - Low Power*
- V4: *Coaxial Low Noise Amplifier ZFL-1000LN+*
- V5: *Maxim MAX2650*

Alle Verstärker werden am Ein- und Ausgang über SMA-Stecker mit den Tunern des Messplatzes verbunden. Der *T7023* ist als IC auf einer offenen Leiterplatte mit zugehöriger Beschaltung untergebracht. Angewendet wird er hauptsächlich zur Verstärkung von Bluetooth-Signalen, aber auch für weitere Standards, wie z. B. DECT und WLAN. Die Verstärker V2 bis V4 liegen in Gehäuse integriert vor. Der *ZX60-6013E+* kommt überwiegend in Mobiltelefonen zum Einsatz. Der *ZJL-6G+* eignet sich speziell für Radar. Der *ZFL-1000LN+* ist ein Kleinsignal-Verstärker und wird überwiegend für UKW verwendet. Bei V5 handelt es sich um ein ICs, welches eigenhändig mit entsprechender Beschaltung auf einer Leiterplatten aufgebaut wurde. Unter mehreren Anwendungsgebieten eignet sich der *MAX2650* für GPS.

## 3. Aufbau des Load-Pull-Messplatz

### 3.1 Komponenten des Messplatzes

Der Load-Pull-Messplatz der Hochschule Heilbronn enthält einen Netzwerkanalysator des Typs *Agilent 8720ES*. Netzwerkanalysatoren (NWAs) werden im Allgemeinen zur Messung von Streuparametern eingesetzt. In diesem Aufbau dient der NWA als Quelle für harmonische HF-Signale zur Ansteuerung des Verstärkers und zur Messung der Ausgangsleistung. Zentrale Einheiten des Systems stellen die beiden Tuner dar, die vom Hersteller *atn microwave* stammen und auch als ELM (Electronic Load Modules) bezeichnet werden. Diese Komponenten werden mit dem Ein- und Ausgang des Messobjekts verbunden, welches DUT (Device under Test) genannt wird. Die verbundenen Tuner wirken als Eingangsimpedanz bzw. als abschließende Lastimpedanz. Die Funktion der Tuner ist das Einstellen und Variieren komplexer Impedanzzustände (States). Die Tuner werden über ein mehrteiliges Load-Pull-System, ebenfalls von *atn microwave* stammend, gesteuert. Dieses System enthält einen Verstärker, bezeichnet als PAM (Power Amplifier Module), ein Filter Isolator Module (FIM), ein Signal Conditioning Module (SCM) und ein Electronic Mainframe (EM). Das EM ist über Ansteuerleitungen mit den Tunern verbunden um Impedanzzustände einzustellen. Das SCM ist über Signalleitungen mit den Tunern verbunden, die zur Quellspeisung und zum Leistungsabgriff genutzt werden. Zusätzlich besteht noch eine Verbindung zwischen dem Netzwerkanalysator und dem Signal Conditioning Module. Koordiniert wird die Messung von einem PC. Er gibt Informationen zum Eingangspegel an den NWA und zum Impedanzzustand an das Load-Pull-System ab und nimmt die gemessene Eingangsleistung auf. Zwischen dem NWA und dem eingangsseitigen Tuner befinden sich Verstärker und Abschwächer zur Anpassung des Eingangspegels für das DUT. Auf den ausgangsseitigen Tuner folgen ebenfalls Abschwächer, um den Pegel für die nachfolgenden Messgeräte, wie NWA und Spektrumanalysator (SA) anzupassen. Als SA wird der *Agilent E4406 A – VSA Series Transmitter Tester* verwendet. Für die Analyse von IQ-Komponenten kommt später der *Rohde & Schwarz FSQ Signal Analyzer* zum Einsatz. Das im Messplatz integrierte Netzgerät *Hewlett Packard 6627A System DC Power Supply* dient zur Bereitstellung von Versorgungs- und Steuerspannung für die Testobjekte. Diese beiden Größen werden auch als Bias bezeichnet. Der NWA enthält bereits einen integrierten HF-Synthesizer für harmonische Signale. Für digitale Modulationen werden externe Synthesizer verwendet, wie z. B. der *Marconi Instruments Digital & Vector Signal Generator 2051* und der *Rohde & Schwarz Vector Signal Generator SMJ 100A*.

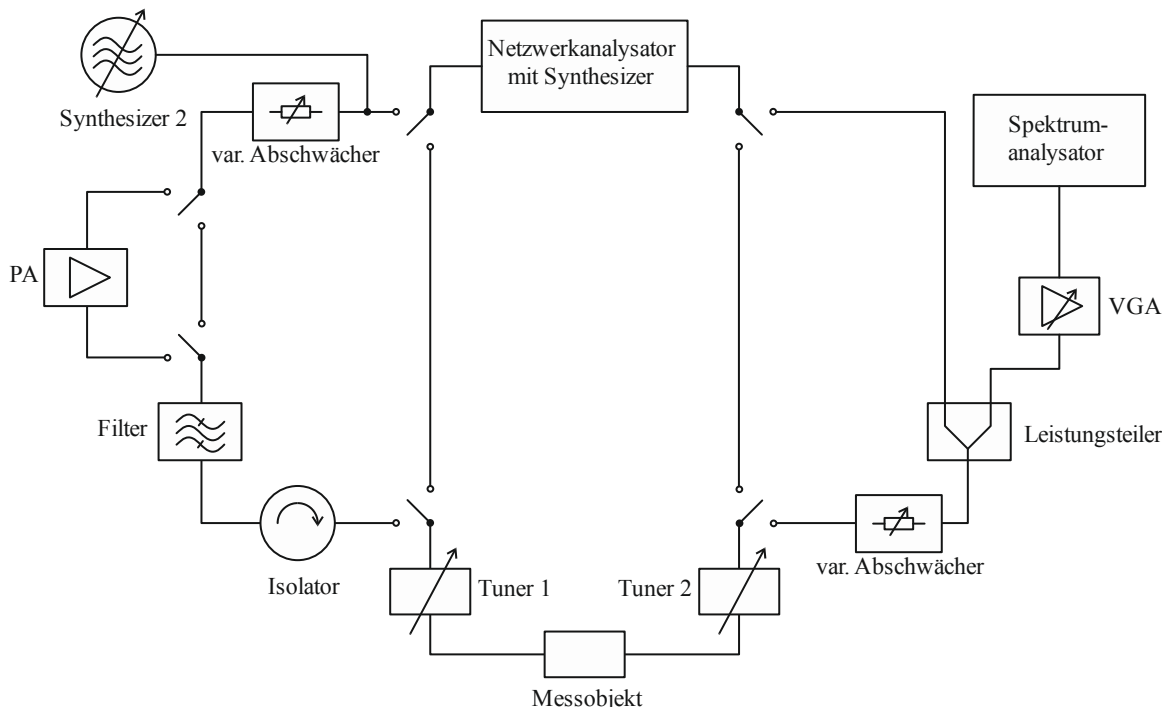


Abb. 9: Blockschaltbild des gesamten Load-Pull-Messplatzes

### 3.2 Bussystem und Steuerungssoftware

Alle Komponenten sind über den GPIB-Bus (IEEE 488) mit einem PC verbunden. Die zugehörige Messsoftware atn microwave Load Pull Measurement System LP2.04.026 ermöglicht einen automatisierten Messablauf. Das Programm arbeitet unter HP BASIC, einer Programmiersprache, die mittlerweile unter dem Namen HTBasic auf dem Markt ist. Dabei handelt es sich um ein BASIC-Dialekt, einer imperativen Programmiersprache. Darunter zu verstehen ist ein Programmierparadigma, das durch Befehle, Zeilennummern und Sprungbefehle (GOTO) gekennzeichnet ist und dabei keine strukturierte Programmierung darstellt. Die Software liegt in unkompilierter Form vor und wird durch einen Interpreter ausgeführt. Dabei befindet sich die Software als Quellcode im System und wird erst bei der Programmausführung übersetzt. Dieser Hintergrund gibt dem Benutzer die Möglichkeit das Programm individuell zu erweitern, um beispielsweise neue Hardware-Komponenten in den Messablauf einzubinden.

### 3.3 Bias

Die Software ist an das Netzgerät HP 6627A gekoppelt. Damit ist es möglich vier Gleichspannungsausgänge anzusteuern, die als BNC-Buchsen in einer Leiste des Racks untergebracht sind und die Bezeichnungen V1 bis V4 tragen. Jeder Verstärker benötigt eine Verbindung zur Versorgungsspannung ( $V_{DC}$ ). Darüber hinaus besitzen einige Verstärker noch einen Eingang für eine Ramp-Spannung ( $V_{Ramp}$ ) zur Ansteuerung. Diese als Bias bezeichneten Größen werden entsprechend der Angaben des Datenblatts eingestellt. Über das Pulldown-Menü *Measure* wird das Fenster *Load Pull Setup and Measurement* geöffnet. Mit der Einstellung *Manual Bias* lassen sich unter *Set Value* Spannungswerte festlegen. Neben

konstanten Werten ist auch eine Variation der Bias möglich. Auf diese Weise lässt sich beispielsweise das Verstärkerverhalten mit unterschiedlichen Versorgungs- oder Ramp-Spannungen charakterisieren. Die Einstellung *Auto Bias* greift auf Werte zu, die zuvor in einer Liste gespeichert wurden. In dieser Einstellung werden die Bias beim Start der Messung automatisch aktiviert und nach der Messung deaktiviert.

### **3.4 Load-Pull-Messung**

Bei der eigentlichen Load-Pull-Messung wird unter Konstanthaltung aller Größen ausschließlich die Lastimpedanz geändert. Im Fenster *Load Pull Setup and Measurement* wird für PIN mit der Einstellung *Single Point* ein konstanter Impedanzzustand für die Quelle gewählt. Eine gleichbleibende Eingangsleistung lässt sich einstellen, indem im Fenster *Power Setup* in der Box *Power Tune (dBm)* der entsprechende Leistungswert eingetragen wird. Der anschließende Klick auf *Sweep=Tune* bewirkt die Übernahme als konstante Eingangsleistung. Als nächstes werden die Bias, wie oben beschrieben, eingestellt. Für POUT wird die Einstellung *# about center* gewählt. Das Nummernzeichen (#) deutet darauf hin, dass eine Anzahl mehrerer Impedanzzustände festgelegt werden soll. Bei der Load-Pull-Messung werden die Zustände um einen definierten Mittelpunkt angeordnet und durchlaufen. Als Mittelpunkt können u. A. der  $50\Omega$ -Zustand oder beliebige Zustände gewählt werden. Die Position des Mittelpunkts wird über die Polarkoordinatendarstellung des Reflexionsfaktors, bestehend aus Betrag und Winkel, angegeben. Des Weiteren wird eingestellt, wie viele Zustände in einem bestimmten Radius um den Mittelpunkt angeordnet werden. Die Messung wird mit Klick auf *Measure* gestartet.

### **3.7 Power-Sweep-Messung**

Power Sweep ist der englische Ausdruck für eine Abfolge an Leistungswerten. Bei dieser Messung wird unter Konstanthaltung aller anderer Größen ausschließlich die Eingangsleistung verändert. Mit dieser Messung soll das Verstärkerverhalten hinsichtlich Verstärkung und Wirkungsgrad bei verschiedenen Eingangsleistungen untersucht werden. Im Einstellungs-Fenster *Load Pull Setup and Measurement* bleibt die Konfiguration für PIN unverändert bei einem Einzelzustand. Für POUT wird ebenfalls mit der Einstellung *single point* ein Einzelzustand festgelegt. Erneut erfolgt die Einstellung der *Bias*. Die Einstellungen für eine Variation der Eingangsleistung werden im *Power Setup* vorgenommen. In der Zeile *Power Sweep* können der Anfangs- und Endwert sowie die Schrittweite für die Abfolge an Leistungswerten eingetragen werden.

## 4. Messverfahren bei verschiedenen Eingangssignalen

### 4.1 Continuous-Wave-Messungen

Zunächst werden mit allen Verstärkern Messungen durchgeführt, bei welchen die Messobjekte mit reinen Sinussignalen einer Frequenz angesteuert werden. Dieser Fall wird auch mit CW (engl. Continuous Wave) gekennzeichnet. CW-Messungen können zur Basischarakterisierung verwendet werden, um allgemeine Tendenzen im Verstärkerverhalten ersichtlich zu machen. Die gewonnenen Erkenntnisse lassen sich jedoch nur bedingt auf die Praxisanwendung übertragen. In der Nachrichtentechnik werden ausschließlich modulierte Signale verwendet, unter welchen der Verstärker untersucht werden muss. Aus diesem Grund folgen den CW-Messungen noch Zweittonmessungen sowie Messungen mit digitaler Modulation. Dabei sollen Vergleiche angestellt werden, um zu klären, inwiefern aus den Messergebnissen der CW-Messung auf die Zweittonmessung und die Messung mit digital modulierten Signalen geschlossen werden kann. Dabei soll auch geprüft werden, ob sich aus den Messdaten der Zweittonmessung Schlussfolgerungen auf den digitalen Modulationsfall machen lassen.

Bei der CW-Messung wird das Verstärkerverhalten für Unstetigkeiten im Signal nicht überprüft. Jegliche Form von Modulation führt zur Entstehung vielfältiger Frequenzanteile. Im Fall der CW-Messung kann nur untersucht werden, wie sich das DUT bei verschiedenen, einzelnen Frequenzen verhält.

Zur Charakterisierung des Verstärkerverhaltens wird ein iterativer Messprozess benötigt. Bei den Messungen treten Abhängigkeiten in dreierlei Hinsicht auf:

1. Verstärkung und Wirkungsgrad sind von der Abschlussimpedanz abhängig.
2. Verstärkung und Wirkungsgrad sind vom Pegel der Eingangsleistung abhängig.
3. Die optimale Abschlussimpedanz (für 1.) ist von der Eingangsleistung (aus 2.) abhängig.

#### Kombinatorische Vorgehensweise

Die Load-Pull-Messung sowie die Power-Sweep-Messung setzen sich aus Einzelmessungen diskreter Werte zusammen. Eine mögliche Vorgehensweise ist, alle Kombinationen aus Lastimpedanz und Eingangsleistung einzustellen und dabei die Verstärkung und den Wirkungsgrad zu messen. Für die Betrachtung von 31 Leistungspegeln (-15...15dBm) und 43 Load-States ergibt sich ein Messumfang von 1333 Einzelmessungen.

Für eine effizientere Vorgehensweise kann angenommen werden, dass sich die optimale Abschlussimpedanz in Abhängigkeit der Eingangsleistung (3.) nur in geringfügigem Maße verändert. Die Eingangsleistung hingegen sollte über einen breiten Bereich betrachtet werden, da im Praxisfall sehr variable Pegel auftreten können.

Eine sinnvolle Vorgehensweise setzt sich aus abwechselnden Load-Pull- und Power-Sweep-Messungen zusammen. Bei einem mittleren Pegel der Eingangsleistung werden Load-Pull-Messungen mit verschiedenen Eingangsleistungen durchgeführt. Dabei werden Darstellungen der Power Added Efficiency (PAE) und der Ausgangsleistung auf Smith-Charts erzeugt. Die ermittelte optimale Impedanz wird anschließend in einer Power-Sweep-Messung verwendet. Bei dieser Messung wird der ideale Pegel der Eingangsleistung festgestellt. Mit diesem Wert wird abschließend eine weitere Load-Pull-Messung ausgeführt, um zu überprüfen, ob sich eine andere Last zur weiteren Optimierung eignet. Optional kann eine weitere Power-Sweep-Messung durchgeführt werden, um erneut die optimale Eingangsleistung festzustellen.

## 4.2 Zweitonmessung, Intermodulation

### 4.2.1 Entstehung von Harmonischen bei Verstärkern mit nichtlinearem Verhalten

Generell können Leistungsverstärker nicht als vollständig linear bezeichnet werden. Insbesondere in Übersteuerung betriebene Verstärker weisen eine hohe Nichtlinearität auf. Nichtlinear kann ein Übertragungssystem dann bezeichnet werden, wenn die Eingangs- und Ausgangsfunktion nicht proportional zueinander sind. Im Fall eines Verstärkers sind Veränderungen der Eingangs- und Ausgangsleistung im Kompressionsbereich nicht proportional. In diesem Bereich verändert sich der Verstärkungsfaktor, der als Verhältnis von Ausgangsleistung zu Eingangsleistung definiert ist. Bei Leistungsverstärkern rührt die nichtlineare Eigenschaft von der Diodenkennlinie her, die sich auch auf Transistoren übertragen lässt [2]. Wird ein nichtlinearer Verstärker mit einem harmonischen Signal angesteuert, so werden die einzelnen Spannungswerte der Sinusschwingung abhängig ihres Betrags ungleich verstärkt. Am Ausgang resultiert ein verzerrtes Sinussignal. Die Spektralanalyse mittels Fourier-Transformation zeigt auf, dass neben der Grundschwingung zusätzlich Oberschwingungen den Verstärker verlassen. Auf mathematischem Weg lässt sich die Entstehung von Oberwellen mithilfe der Additionstheoreme erklären. Das Übertragungsverhalten nichtlinearer Systeme lässt sich beispielsweise mit Potenzfunktionen beschreiben. Man nehme an, das Ausgangssignal des Verstärkers lasse sich durch folgende Gleichung ausdrücken [3]:

$$y(t) = a \cdot x(t) - b \cdot x^3(t)$$

Dabei soll ein Sinussignal eingespeist werden, beschrieben mit nachfolgender Gleichung:

$$x(t) = \hat{x} \cdot \cos(\omega t)$$

Daraus folgt die nachstehende Ausgangsfunktion:

$$y(t) = a \cdot \hat{x} \cdot \cos(\omega t) - b \cdot [\hat{x} \cdot \cos(\omega t)]^3$$

Unter Zuhilfenahme der Additionstheoreme lassen sich Potenzen trigonometrischer Funktionen umschreiben. Für diesen Fall wird folgendes Theorem angewandt:

$$\cos^3(x) = \frac{1}{4} \cdot [3 \cdot \cos(x) + \cos(3x)] \quad (32)$$

Hierbei ist zu erkennen, dass sich der Exponent als Faktor zur Vervielfachung der Grundfrequenz  $\omega$  wiederfindet. Die vollständige Ausgangsfunktion lautet:

$$y(t) = \left(a\hat{x} - \frac{3}{4}b\hat{x}^3\right) \cdot \cos(\omega t) - \frac{1}{4}b\hat{x}^3 \cdot \cos(3 \cdot \omega t)$$

In diesem Fall tritt eine Harmonische mit der 3-fachen Grundfrequenz zusätzlich auf. Als Übertragungsfunktion wurde beispielhaft eine einfache kubische Funktion angenommen [3].

In der Praxis stellt sich das nichtlineare Übertragungsverhalten wesentlich komplexer dar. Häufig dient ein Taylor-Polynom zur näherungsweisen Charakterisierung [3]:

$$y(t) = k_0 + k_1 \cdot x(t) + k_2 \cdot x^2(t) + \dots + k_n \cdot x^n(t) \quad (33)$$

Das Polynom enthält weitere Potenzen höherer Ordnung. Das Einsetzen trigonometrischer Funktionen führt nach Anwendung der Additionstheoreme entsprechend zur Entstehung höherer Harmonischer.

#### 4.2.2 Entstehung von Intermodulationsprodukten bei Zweitonansteuerung

Bei der Ansteuerung mit mehreren Signalen unterschiedlicher Frequenzen führt die Nichtlinearität zu weiteren besonderen Effekten, die berücksichtigt werden müssen. In der Praxis werden Leistungsverstärker zur Verstärkung modulierter Signale verwendet. Dabei handelt es sich um nichtharmonische Signalformen mit enthaltenen Oberwellen. Besonders aber müssen sich Messverstärker für mehrere Signale verschiedener Frequenzen eignen. Im Folgenden wird das Verstärkerverhalten für den Fall einer Zweitonansteuerung beschrieben.

Zuvor wurde schon darauf eingegangen, wie harmonische Oberwellen im Fall der monofrequenten Ansteuerung bei nichtlinearen Verstärkern entstehen. Im Zweitonfall treten aus dem Verstärker neben den Grundschwingungen und ihrer harmonischen Vielfachen zusätzlich noch sog. Intermodulationsprodukte aus. Die Frequenzen der Intermodulationskomponenten berechnen sich aus den Summen und Differenzen der Grundschwingungen und ihrer Vielfachen, wie in folgender Gleichung [2]:

$$f = |\pm m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2| \quad (34)$$

Die Ordnungszahl  $v$  berechnet sich wie folgt:

$$v = m + n \quad (35)$$

Die Intermodulationsprodukte bis zur dritten Ordnung berechnen sich zu:

2. Ordnung:

$$\begin{aligned} f_1 + f_2 \\ |f_1 - f_2| \end{aligned}$$

3. Ordnung:

$$\begin{aligned} 2 \cdot f_1 + f_2 \\ |2 \cdot f_1 - f_2| \\ f_1 + 2 \cdot f_2 \\ |f_1 - 2 \cdot f_2| \end{aligned}$$



Zur Klärung der Entstehung von Intermodulationsprodukten bezieht man sich erneut auf die Additionstheoreme. Zur Verdeutlichung soll das Entstehen von Intermodulationsprodukten bis zur dritten Ordnung betrachtet werden, da diese für die Störung der Datenübertragung von besonderer Relevanz sind. Dieses Prinzip lässt sich danach auch auf Fälle höherer Ordnung anwenden. Für Intermodulationsprodukte dritter Ordnung kann das Taylor-Polynom nach dem kubischen Glied abgebrochen werden. Ein wesentlicher Unterschied gegenüber der Eintonmessung ist, dass im Zweitonfall eine Summe aus zwei Eingangssignalen potenziert wird. Hierbei wird der Binomische Lehrsatz zur Hilfe genommen [2].

In die Übertragungsfunktion

$$y(t) = k_0 + k_1 \cdot x(t) + k_2 \cdot x^2(t) + k_3 \cdot x^3(t)$$

wird folgendes Eingangssignal eingesetzt:

$$x(t) = \hat{x}_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + \hat{x}_2 \cdot \cos(\omega_2 t).$$

Im nächsten Schritt, wird die erste binomischen Formel für das quadratische Glied verwendet:

$$(x + y)^2 = x^2 + \underline{2xy} + y^2 \quad (36)$$

Die Auswertung des Binoms enthält das Produkt beider Eingangssignale, welches oben unterstrichen wurde. Auf diesen Ausdruck wird nun folgendes Additionstheorem angewandt:

$$\cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_2 t) = \frac{1}{2} [\cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t)] \quad (37)$$

Für die fettgedruckten quadratischen Ausdrücke der Eingangssignale wird folgendes Additionstheorem benutzt:

$$\cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)] \quad (38)$$

Beim kubischen Glied wird der binomische Lehrsatz für Potenzen dritter Ordnung benutzt:

$$(x + y)^3 = x^3 + \underline{3x^2y} + 3xy^2 + y^3 \quad (39)$$

Bei den unterstrichenen Elementen werden zunächst die Potenzen ausgewertet und anschließend die Produkte gebildet, wozu erneut die oben verwendeten Additionstheoreme zum Einsatz kommen. Die Potenzen dritter Ordnung bei den fettgedruckten Gliedern lassen sich mit folgendem Additionstheorem errechnen [2]:

$$\cos^3(\omega t) = \frac{1}{4} [3 \cos(\omega t) + \cos(3\omega t)] \quad (40)$$

Nach der vollständigen Ausformulierung wird der Ausdruck summandenweise nach gleichen Kreisfrequenzen gegliedert. Dabei wird sichtbar, aus welchen Einzelkomponenten sich das Ausgangssignal aufbaut [2]:

$y(t) = k_0 + \frac{1}{2}k_2\hat{x}_1^2 + \frac{1}{2}k_2\hat{x}_2^2$ $+ (k_1\hat{x}_1 + \frac{3}{4}k_3\hat{x}_1^3 + \frac{3}{2}k_3\hat{x}_1\hat{x}_2^2) \cdot \cos(\omega_1 t)$ $+ (k_1\hat{x}_2 + \frac{3}{4}k_3\hat{x}_2^3 + \frac{3}{2}k_3\hat{x}_1^2\hat{x}_2) \cdot \cos(\omega_2 t)$ $+ \frac{1}{2}k_2\hat{x}_1^2 \cdot \cos(2\omega_1 t)$ $+ \frac{1}{2}k_2\hat{x}_2^2 \cdot \cos(2\omega_2 t)$ $+ k_2\hat{x}_1\hat{x}_2 \cdot \cos((\omega_2 - \omega_1)t)$ $+ k_2\hat{x}_1\hat{x}_2 \cdot \cos((\omega_1 + \omega_2)t)$ $+ \frac{1}{4}k_3\hat{x}_1^3 \cdot \cos(3\omega_1 t)$ $+ \frac{1}{4}k_3\hat{x}_2^3 \cdot \cos(3\omega_2 t)$ $+ \frac{3}{4}k_3\hat{x}_1^2\hat{x}_2 \cdot \cos((2\omega_1 - \omega_2)t)$ $+ \frac{3}{4}k_3\hat{x}_1^2\hat{x}_2 \cdot \cos((2\omega_1 + \omega_2)t)$ $+ \frac{3}{4}k_3\hat{x}_1\hat{x}_2^2 \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1)t)$ $+ \frac{3}{4}k_3\hat{x}_1\hat{x}_2^2 \cdot \cos((2\omega_2 + \omega_1)t)$	<p>Gleichanteil</p> <p>Grundschiwingung von <math>f_1</math></p> <p>Grundschiwingung von <math>f_2</math></p> <p>2. Harmonische von <math>f_1</math></p> <p>2. Harmonische von <math>f_2</math></p> <p>Intermodulationsprodukte 2. Ordnung</p> <p style="text-align: center;">”</p> <p>3. Harmonische von <math>f_1</math></p> <p>3. Harmonische von <math>f_2</math></p> <p>Intermodulationsprodukte 3. Ordnung</p> <p style="text-align: center;">”</p> <p style="text-align: center;">”</p> <p style="text-align: center;">”</p>
--	---

#### 4.2.3 Charakterisierung von Verzerrungen mithilfe des Intercept-Point

Im linearen Bereich beträgt die Steigung der Ausgangsleistung der Grundwelle 1. Die Steigung eines Intermodulationsprodukts  $n$ -ter Ordnung beträgt  $n$ . In der Praxis verringern sich die Steigungen im Kompressionsbereich. Mit Extrapolation kann mathematisch ein Schnittpunkt der Leistungslinien bestimmt werden. Die Ausgangsleistungen von Grundwelle und Intermodulationskomponente werden linear fortgesetzt. Angegeben wird die Eingangsleistung, bei welcher sich die Fortsetzungsgeraden schneiden. Bei der ermittelten Eingangsleistung sind also die theoretisch berechneten Leistungen beider Komponenten gleich groß [10]. Ein Intercept-Point kann als Schnittpunkt der Grundwelle mit verschiedenen Intermodulationskomponenten bestimmt werden. Die Benennung richtet sich nach der Ordnungszahl des Intermodulationsprodukts. Häufig verbreitet ist der IP3-Punkt, als Schnittpunkt zwischen der Grundfrequenz und einem Intermodulationsprodukt 3. Ordnung. Größere IP-Werte stehen für bessere Verstärkereigenschaften. Im Fall der Angabe einer höheren Eingangsleistung befindet sich der Schnittpunkt weiter rechts. Je weiter der Schnittpunkt rechts liegt, desto niedrigere Leistungen weist das Intermodulationsprodukt auf. Der Störabstand wird größer, die Verzerrung geringer. Der IP3-Punkt lässt sich nach folgender Gleichung berechnen [20]:

$$IP_3 = P_{IN} + \frac{SDR}{2} \quad (41)$$

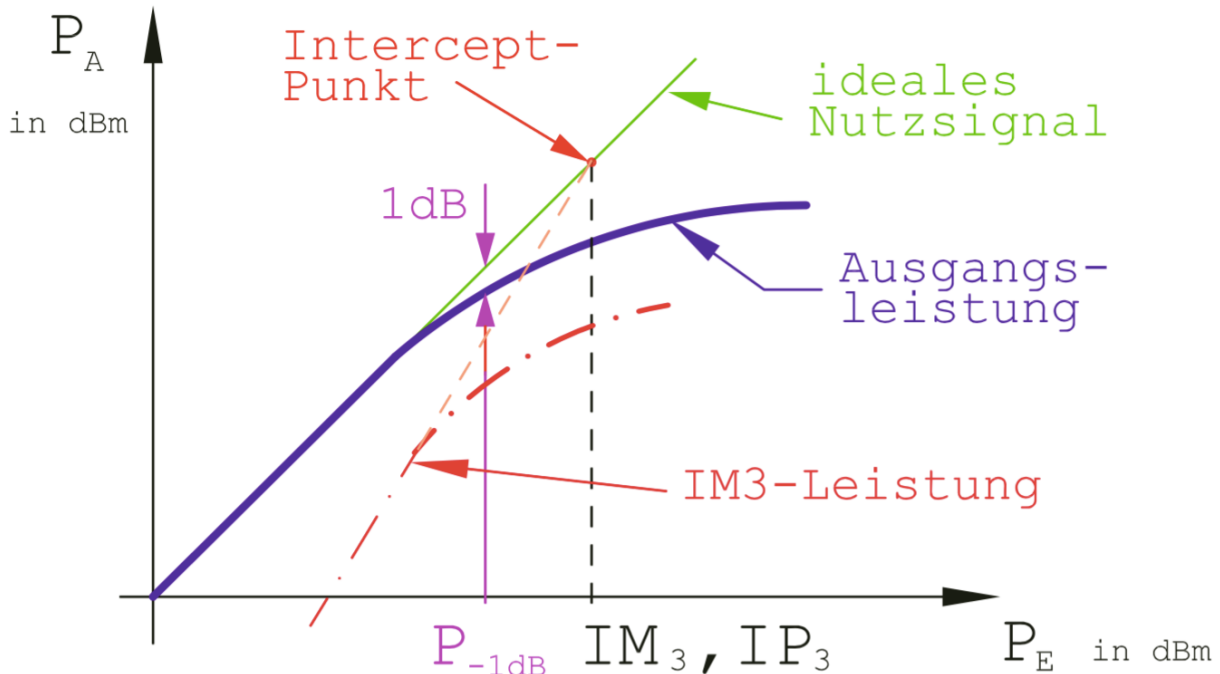


Abb. 10: Grafische Konstruktion des IP3-Punkts [10]

### 4.3 Digitale Signalmodulationsverfahren

Die Verstärker, die im Rahmen dieser Arbeit untersucht werden, sind für spezielle Telekommunikationsstandards konzipiert. Relevant für die Load-Pull-Messung sind im Standard enthaltene Vereinbarungen zur Kanalverteilung und Modulationsart. Bedeutend für diese Arbeit sind Modulationseigenschaften, die zur Entstehung vieler Frequenzanteile führen. Zunächst ist die Anzahl an Frequenzkomponenten innerhalb des Sendekanals zu beachten. Je mehr Frequenzen hierin enthalten sind, umso mehr Oberwellen und Intermodulationsprodukte entstehen in den Nachbarkanälen in Verbindung mit einem nichtlinearen Verstärkerverhalten. Darüber hinaus sind auch Frequenzanteile außerhalb des Sendekanals zu beachten, die die Modulation hervorbringt. Als Ursache können hierfür Amplitudensprünge oder andere Unstetigkeiten im Signalverlauf ausgemacht werden.

#### 4.3.1 Grundprinzip der Modulation

Die Veränderung eines Trägersignals zur Übertragung eines Nutzsignals wird als Modulation bezeichnet. Das niederfrequente Nutzsignal wird Basisbandsignal und das trägermodulierte Signal Bandpasssignal genannt [17]. Die Frequenz des Trägers ist dabei wesentlich höher als die Frequenz des Basisbandsignals. Die Informationen des Nutzsignals sind in der Veränderung des Trägers enthalten. Beim Prozess der Demodulation wird das Nutzsignal aus einem modulierten Signal wieder zurückgewonnen [15, 16].

#### 4.3.2 Zweck der Modulation

Unter physikalischer Betrachtung beeinflusst die Trägerfrequenz das Ausbreitungsverhalten elektromagnetischer Wellen. Die Modulation dient dazu, Informationen in einem bestimmten Frequenzband zu übertragen [15]. Als Funkwellen werden elektromagnetische Wellen im Frequenzbereich zwischen 3kHz und 3THz bezeichnet [18]. Entsprechend dieser Festlegung müssen Nutzsignale durch Modulation auf diesen Frequenzbereich angepasst werden. Hauptvorteil der Modulation ist die Möglichkeit zum gleichzeitigen Senden auf verschiedenen Frequenzen. Nur auf diese Weise ist überhaupt ein paralleles Funktionieren verschiedener Übertragungssysteme denkbar. Ein weiterer Vorteil liegt in der Realisierung diverser Multiplex-Verfahren. Hierbei werden mehrere Datenströme mithilfe eines Trägers übermittelt.

#### 4.3.3 Digitale Modulation

Die Unterscheidung in analoge bzw. digitale Modulation beruht auf die Form des zu modulierenden Basisbandsignals. Bei digitaler Modulation liegt das meist komplexe Basisbandsignal zeit- und wertdiskret in Symbolen vor. Zu beachten ist, dass digitale Nutzsignale, besonders in Form von Rechtecksignalen, in modulierten Signalen Unstetigkeiten hervorrufen. Die damit einhergehenden Frequenzanteile führen bei Verstärkern zu verschiedenen Störphänomenen. Deshalb sind in dieser Arbeit nur digitale Modulationsverfahren von besonderer Relevanz [17].

Kennzeichnend für digitale lineare Modulationsverfahren ist einerseits die Abbildung der Daten in einer komplexen Signalkonstellation und andererseits die Impulsformung. Bei der Signalkonstellation handelt es sich um eine Darstellung des Bitstroms in der komplexen Zahlenebene. Die Daten werden in zwei Teilströme aufgeteilt und in Form eines komplexen Basisbandsignals dargestellt, dessen Komponenten I – wie In-phase Component und Q – wie Quadrature Component bezeichnet werden. Das komplexe Basisbandsignal wird mittels Quadraturmodulation in ein komplexes Bandpasssignal umgewandelt. Bei diesem Verfahren kommt ein zweifacher Träger zum Einsatz, dessen Komponenten eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  aufweisen. In (Abb. 11) ist zu erkennen, wie durch multiplikative Mischung der Realteil des Basisbandsignals auf einen Cosinus-Träger aufmoduliert wird. Der Imaginärteil wird auf einen invertierten Sinus-Träger aufmoduliert. Die modulierten Komponenten werden anschließend addiert und als Gesamtsignal auf den Kanal gegeben [17].

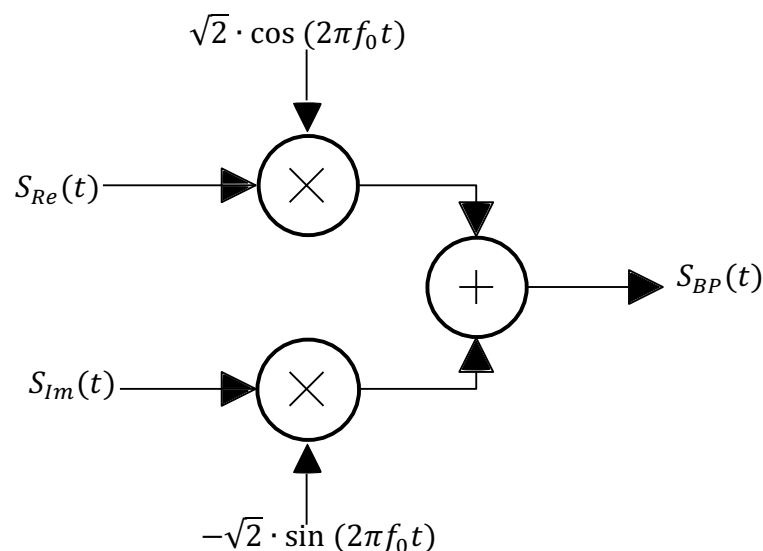


Abb. 11: Blockschaltbild für die Quadraturmodulation

#### 4.3.4 Konstellationsdiagramm

Die graphische Darstellung quadraturmodulierter Signale erfolgt über das Konstellationsdiagramm. Dabei wird die Amplitude der I-Komponente auf die horizontale und die Amplitude der Q-Komponente auf die vertikale Achse eines kartesischen Koordinatensystems aufgetragen. Die Länge des Zeigers zwischen Ursprung und einem bestimmten Konstellationspunkt entspricht der Amplitude. Der Winkel zwischen Zeiger und I-Achse entspricht dem Phasenwinkel.

#### 4.3.5 BPSK und QPSK

Eine häufig verwendete Methode ist die Phasenumtastung (PSK, engl. Phase Shift Keying). Bei diesem Verfahren werden Informationen in jeder Trägerkomponente durch Phasenunterschiede bezogen auf ein Referenzsignal dargestellt. Gegenüber der analogen Phasenmodulation werden hierbei stufenartige Phasensprünge verwendet. Bei einem Phasenwinkel von  $0^\circ$  wird der Betrag

der verwendeten Amplitude auf der entsprechenden Achse in positiver Pfeilrichtung eingezeichnet. Bei  $180^\circ$  wird die Amplitude invertiert eingezeichnet, d. h. vom Ursprung aus in negativer Pfeilrichtung. Ein häufig verwendetes Verfahren ist 2-PSK bzw. BPSK (Binary Phase Shift Keying). Bei diesem Modulationstyp wird das einfache Basisbandsignal auf einen Träger moduliert. Dennoch ist eine Darstellung mit einem zweidimensionalen Konstellationsdiagramm möglich. Die Q-Achse bleibt dabei unverwendet. Die beiden Zustände  $0^\circ$  und  $180^\circ$  entsprechen den Amplituden 1 und -1 auf der I-Achse (vgl. Abb. 1) [17].

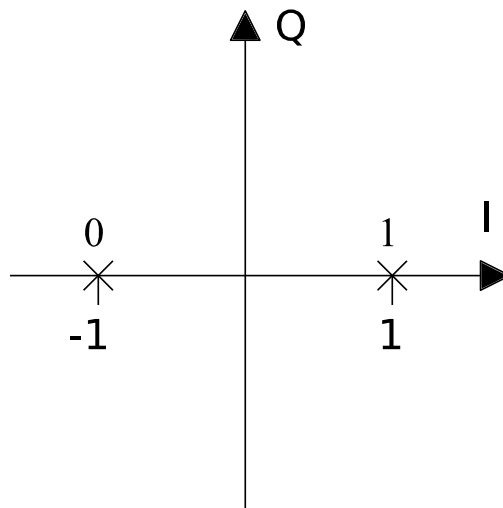


Abb. 12: Konstellationsdiagramm der BPSK-Modulation

Jeder mögliche Zustand entspricht einem sog. Symbol, einer informationstechnischen Zeicheneinheit. Die Symbole werden binär nummeriert. Ist der Umfang des Symbolalphabets größer als zwei, bestehen die Symbole aus mehreren Bits. Eine weitere Variante der Phasenumtastung ist 4-PSK bzw. QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Bei QPSK findet die Modulation des komplexen Basisbandsignals auf beiden Trägerkomponenten statt (vgl. Abb.2). Dabei werden vier Symbole übermittelt, die jeweils zwei Bit enthalten [17].

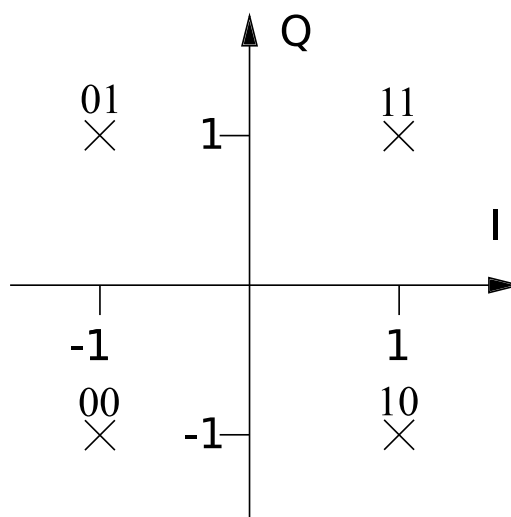


Abb. 13: Konstellationsdiagramm der QPSK-Modulation

#### 4.3.6 Verminderung von Störanteilen bei Phasenumtastung

Bei QPSK führt ein Symbolwechsel mit Veränderung beider Bits zu einem Phasensprung des resultierenden Gesamtsignals um  $180^\circ$ . Im Konstellationsdiagramm entspricht das einem Übergang zwischen gegenüberliegenden Zuständen durch den Koordinatenursprung. Symbolwechsel mit einfacher Bit-Änderung führen lediglich zu Phasensprüngen von  $90^\circ$ . Im Konstellationsdiagramm liegen diese Zustände benachbart. Ein Phasensprung um  $180^\circ$  bedeutet eine Vorzeichenumkehr mit kurzzeitigem Nullstand der Spannung. Aus dem Konstellationsdiagramm ist ebenfalls ersichtlich, dass direkte geradlinige Übergänge zwischen den Zuständen zu Amplitudenveränderungen im Gesamtsignal führen. Derartige Eigenschaften führen im Spektrum zur Entstehung vieler Frequenzanteile außerhalb der Trägerfrequenz. Die Leistung in den Störkomponenten kann Nachbarkanäle behindern. Sie fehlt außerdem im Sendekanal, wodurch das Kommunikationsverfahren ineffizienter wird. Im Folgenden soll auf Modulationsmethoden eingegangen werden, die durch Verringerung von Phasensprüngen das Entstehen von Störprodukten reduzieren [19].

#### 4.3.7 $\pi/4$ -QPSK

Bei  $\pi/4$ -QPSK werden auf dem Einheitskreis des Konstellationsdiagramms zwischen den vier bestehenden Symbolen vier weitere Zustände eingefügt. Diese sind in Abb. 3 als kleine Kreise auf den Achsen dargestellt. Der Abstand zwischen allen acht Zuständen beträgt  $\pi/4$  bzw.  $45^\circ$ . Nach jedem Symboltakt läuft das Gesamtsignal unabhängig der Daten zum benachbarten Zwischenzustand um  $45^\circ$ . Beim Wechsel zum nächsten Symbol kann nun für jede der vier Übergangsmöglichkeiten ein Nulldurchlauf verhindert werden. In Abb. 3 sind alle möglichen Übergänge von den vier Zwischenzuständen zu sehen. Von jedem Zwischenzustand aus sind vier Routen möglich. Jeweils zwei zu den benachbarten Symbolen sowie zwei zu den gegenüberliegenden Symbolen, die am Ursprung vorbeiführen [19].

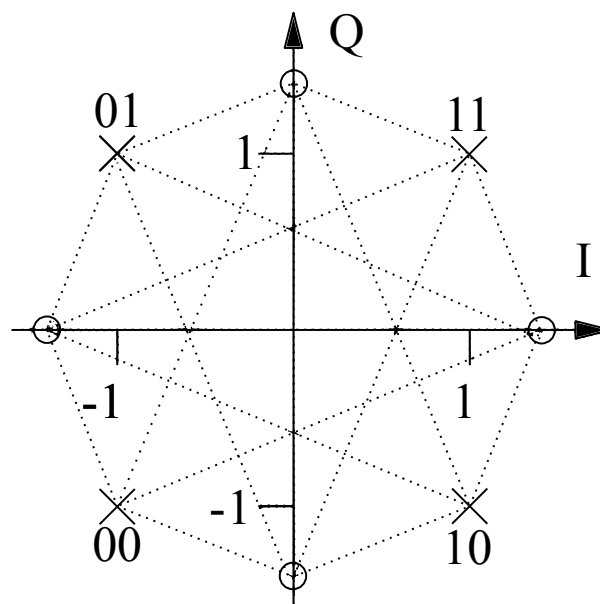


Abb. 14: Konstellationsdiagramm bei  $\pi/4$ -QPSK mit allen möglichen Übergängen

#### 4.3.8 OQPSK

OQPSK (Offset-QPSK) stellt einen weiteren Modulationstyp der QPSK dar, mit dem Nulldurchläufe vermieden werden sollen. Hierbei werden die Komponenten des komplexen Basisbandsignals zeitlich um einen Offset (Verzögerung) von einer halben Symboldauer zueinander verschoben. Die Folge ist, dass die Zeitpunkte für Phasensprünge ebenfalls um eine halbe Symboldauer verschoben vorliegen. Dementsprechend können keine gleichzeitigen Phasensprünge beider Komponenten stattfinden. Bei Symbolübergängen wird nur ein Bit geändert. Das Gesamtsignal springt zu einem gegenüberliegenden Symbol über einen Umweg durch ein benachbartes Symbol. Beim Empfänger dürfen die Zustände nur zu ganz bestimmten Zeitpunkten ausgewertet werden. Die Zwischenzustände dürfen nicht als Symbole demoduliert werden [19].

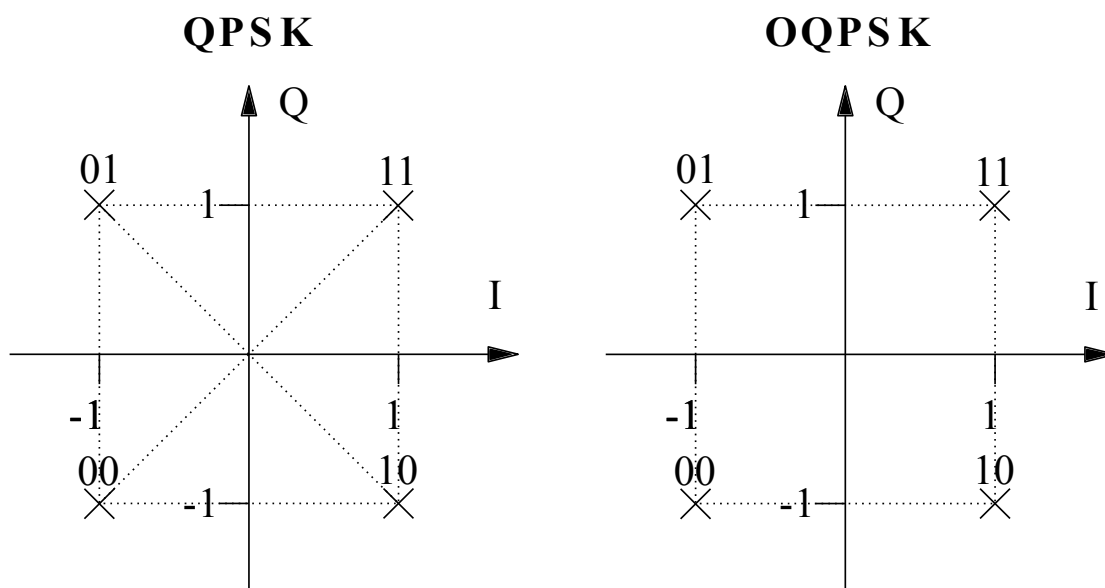


Abb. 15: Übergänge bei QPSK und OQPSK zum Vergleich. Keine Übergänge durch den Ursprung bei OQPSK.

#### 4.3.9 GMSK

Eine Erweiterung der OQPSK stellt der Modulationstyp GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) dar. Neben einer Vermeidung des Nulldurchlaufs soll bei diesem Verfahren auch die Amplitude des Gesamtsignals konstant gehalten werden. Hierzu werden die Komponenten des Basisbandsignals durch ein Gauß-Filter geleitet. Sprünge im Rechtecksignal werden dadurch glockenförmig abgerundet. Bei der Modulation entstehen dadurch keine Phasensprünge mehr. Der Wechsel zwischen Phasenwinkeln in den I-Q-Komponenten findet in einem fließenden Übergang statt. Im Konstellationsdiagramm verlaufen die Übergänge kreisförmig um den Koordinatenursprung. Die Länge des rotierenden Zeigers vom Mittelpunkt aus bleibt dabei unverändert. Dementsprechend bleibt die Amplitude des Summensignals konstant [19].



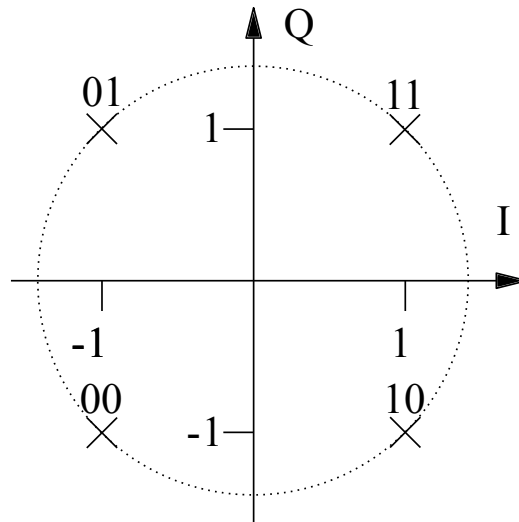
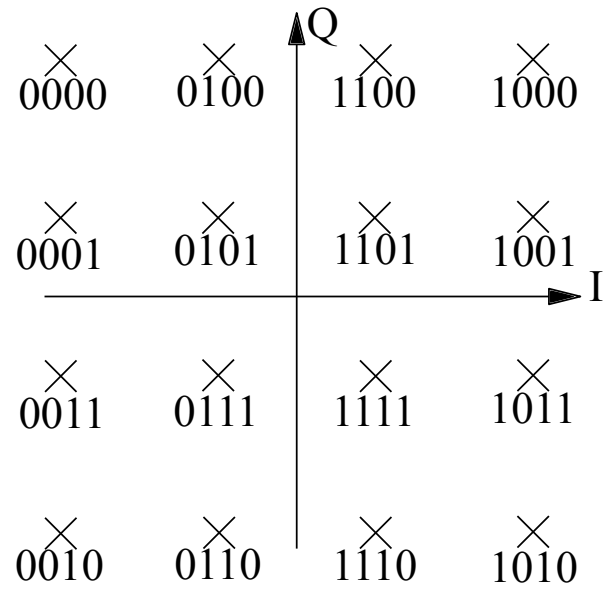


Abb. 16: Konstellationsdiagramm der GMSK mit kreisförmigen Übergängen

Bei der Spektralanalyse sind für GMSK weniger Frequenzkomponenten zu erwarten. GMSK wird u. A. in dem weit verbreiteten Mobilfunk-Standard GSM (Global System for Mobile Communications) verwendet.

#### 4.3.10 QAM

Die QAM (Quadraturamplitudenmodulation) ist ein digitales Modulationsverfahren, das die Quadraturphasenumtastung (QPSK) mit der Amplitudenumtastung (ASK) kombiniert. Bei der ASK werden Symbole durch abgestufte Veränderungen der Amplitude übertragen. Bei QAM können in jeder Komponente des Trägers Informationen durch Phasenwinkel sowie durch Amplituden integriert werden. Nach wie vor erfolgt die Phasensprungmodulation pro Trägerkomponente mit den beiden Phasenwinkeln  $0^\circ$  und  $180^\circ$ . Bei 16QAM kommen zwei verschiedene Amplitudenwerte pro Komponente hinzu. Mit zwei Phasen und zwei Amplituden lassen sich mit jeder Komponente vier Symbole darstellen. Die Kombination beider Komponenten ermöglicht die Darstellung von 16 Symbolen. Im Konstellationsdiagramm wird die QAM als rechteckiges Raster dargestellt. Tritt eine Amplitude zusammen mit einem Phasenwinkel von  $180^\circ$  auf, so wird ihr Vorzeichen invertiert. Im Diagramm wird sie entsprechend im negativen Achsbereich dargestellt. Um den Phasenwinkel mit zu berücksichtigen ist demzufolge jede Achse für die doppelte Anzahl an Amplituden skaliert. Durch die orthogonale Rasterdarstellung sind prinzipiell nur quadratische Symbolanzahlen möglich. Durch Entfernen der Eckpunkte lassen sich weitere Symbolanzahlen realisieren, um jegliche Zweier-Potenzen zu ermöglichen [17]. Üblich sind 16QAM, 32QAM, 64QAM, 256QAM und 1024QAM.



*Abb. 17: Konstellationsdiagramm der 16-QAM*

## 4.4 Messung der Nachbarkanalleistung (Adjacent Channel Power – ACP)

### 4.4.1 Entstehung von Nachbarkanalleistung

Wie schon beschrieben, führt das nichtlineare Übertragungsverhalten von Verstärkern zu unerwünschten Frequenzkomponenten im Ausgangssignal. Bei der Ansteuerung mit Eintonsignalen entstehen harmonische Vielfache der Grundfrequenz. Ansteuerungen mit mehreren Frequenzen haben die Entstehung zusätzlicher Intermodulationsprodukte zur Folge. Mit der Messung der Nachbarkanalleistung wird ermittelt, wieviel Leistung vom Sendekanal in Nachbarkanäle abgegeben wird. Als Nachbarkanäle werden andere Sendekanäle bezeichnet, die dem Sendekanal am nächsten liegen. Über Nachbarkanäle findet beispielsweise die Kommunikation anderer Übertragungssysteme statt. Um deren Informationsaustausch nicht zu stören, ist sicherzustellen, dass möglichst wenig Leistung in diese Nachbarkanäle abgegeben wird. Die Nachbarkanalleistung ist definiert als Verhältnis der Leistung eines oder mehrerer Nachbarkanäle zur gesamten Trägerleistung und wird in dBc angegeben. Die Betrachtung bezieht sich u. A. auf die Leistung von Intermodulationsprodukten die innerhalb des Frequenzbandes eines Nachbarkanals liegen [21].

$$ACP[dBc] = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{Nachbarkanal}}{P_{Sendekanal}}\right) \quad (42)$$

Für die Messung der Nachbarkanalleistung bei nichtlinearen Leistungsverstärkern wird eine betragsmäßige Abnahme des Wertes mit zunehmender Eingangsleistung erwartet. Grund hierfür ist, dass bei größerer Aussteuerung Verzerrungen zunehmen. Daraus folgend nehmen auch die Anteile an Oberwellen zu. Die daraus resultierenden Intermodulationsprodukte steigen bezogen auf die Grundfrequenzen an.

## 5. Dokumentation der Messungen

### V1: Atmel Bluetooth 2.4-GHz Power Amplifier T7023

#### V1.1 CW-Messungen

Zunächst werden Load-Pull-Messungen mit folgenden Eingangsleistungspegeln durchgeführt: -5dBm; 0dBm; 2dBm; 4dBm; 6dBm. Die Ramp-Spannung, welche zur Ansteuerung dient, wird auf 1,8V eingestellt. Die Versorgungsspannung wird zu 3V gewählt. 43 Last-Zustände werden in einem Radius von 0,5 um den 50Ω-Punkt durchlaufen. Mit jeder Messreihe werden zwei Smith-Charts erstellt. Eines mit der Darstellung der Ausgangsleistung und ein weiteres mit der Darstellung der Effizienz. Auf diesem Weg kann überprüft werden, ob sich die optimalen Last-Zustände für ein Maximum der Ausgangsleistung und ein Maximum des Wirkungsgrads unterscheiden. Darüber hinaus kann verfolgt werden, wie sich die optimale Abschlussimpedanz bei unterschiedlichen Pegeln der Eingangsleistung verändert. In den folgenden Smith-Charts ist der Last-Zustand, der zur maximalen Ausgangsleistung führt, mit einem schwarzen Ring markiert.

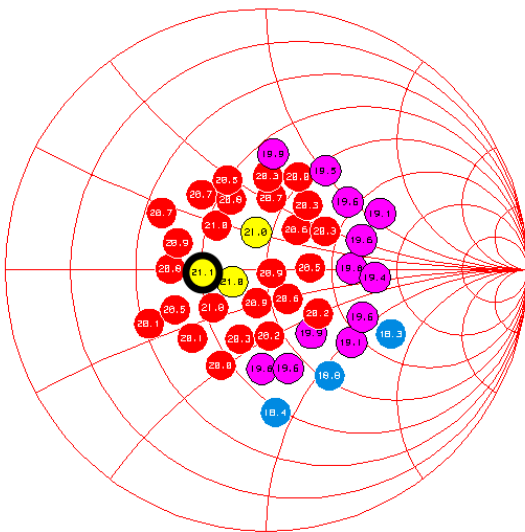


Abb. 18: PIN=-5dBm; POUT\_max=21,1dBm @State 191

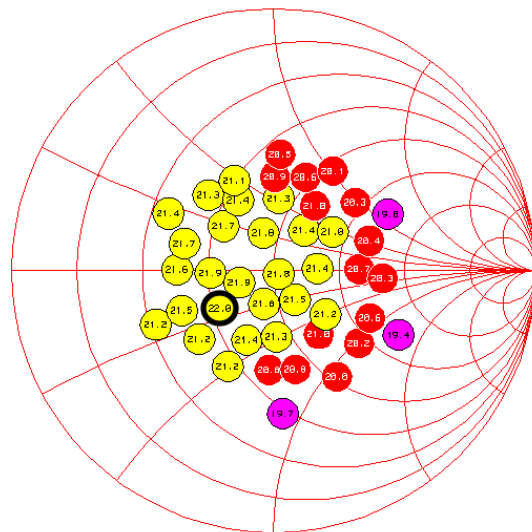


Abb. 19: PIN=0dBm; max POUT=22,0dBm @State 26

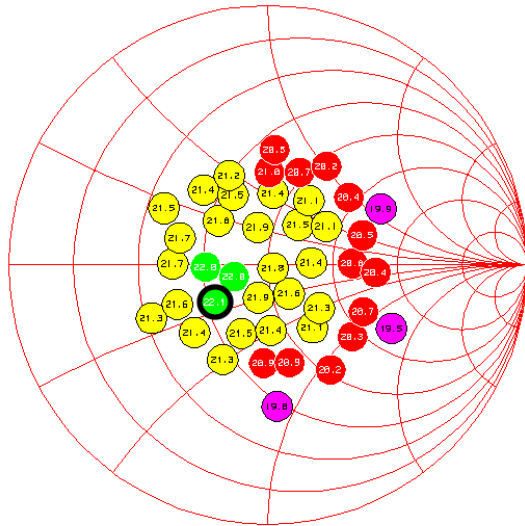


Abb. 20: PIN=2dBm; max P\_OUT=22,1dBm @State 26

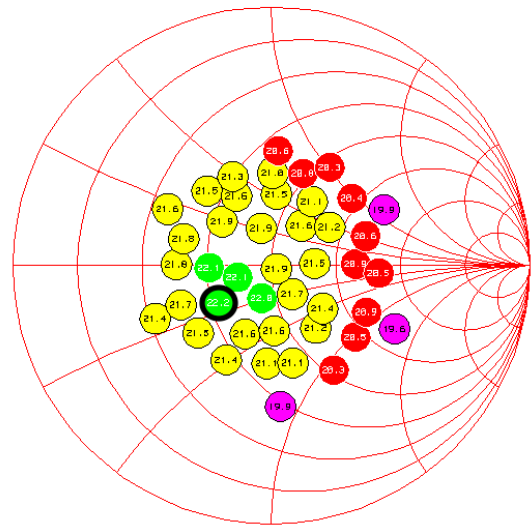


Abb. 21: PIN=4dBm; max P\_OUT=22,2dBm @State 26

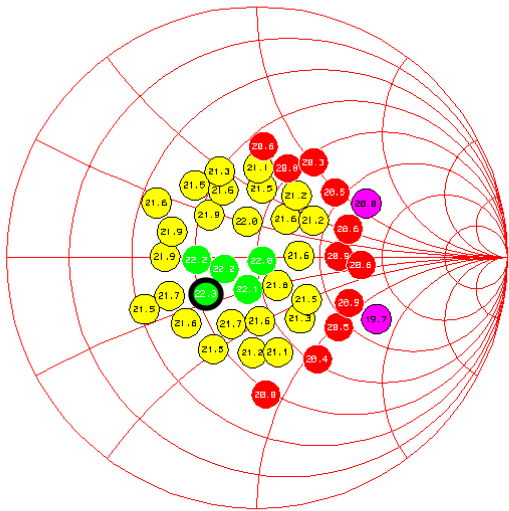


Abb. 22:  $PIN=6\text{dBm}$ ;  $\text{max } POUT=22,3\text{dBm}$  @State26

Erkennbar ist, dass die maximale Ausgangsleistung bei einem Eingangspegel von  $-5\text{dBm}$  bei State 191 mit dem Reflexionsfaktor  $\underline{r} = -0,241 - j0,01$  erreicht wird (Abb. 18). Beim Last-Zustand, der zur höchsten Ausgangsleistung führt, kann immer auch die größte Verstärkung verzeichnet werden. Bei einer Eingangsleistung von  $0\text{dBm}$  (Abb. 19) verändert sich der optimale Abschluss auf State 26 mit dem Reflexionsfaktor  $\underline{r} = -0,204 - j0,146$ . Bei Eingangsleistungen im Bereich zwischen  $0\text{dBm}$  und  $6\text{dBm}$  verändert sich der optimale Abschluss nicht mehr, er bleibt bei State 26. Während die Eingangsleistung von  $-5\text{dBm}$  auf  $6\text{dBm}$  erhöht wird, steigt die Ausgangsleistung währenddessen von  $21,1\text{dBm}$  nur auf  $22,3\text{dBm}$  an. Dies deutet darauf hin, dass sich der Verstärker im gesamten Messbereich schon in Kompression befindet. Aus dem Datenblatt ist zu entnehmen, dass die maximale Ausgangsleistung bei  $23\text{dBm}$  liegt. Die maximale Verstärkung wird mit  $30\text{dB}$  angegeben. Daraus lässt sich schließen, dass der Kompressionsbereich schon unterhalb einer Eingangsleistung von  $-7\text{dBm}$  beginnt. In den nachfolgenden Smith-Diagrammen wird der Wirkungsgrad angezeigt. Markiert ist der Lastzustand, welcher zum höchsten Wirkungsgrad führt.

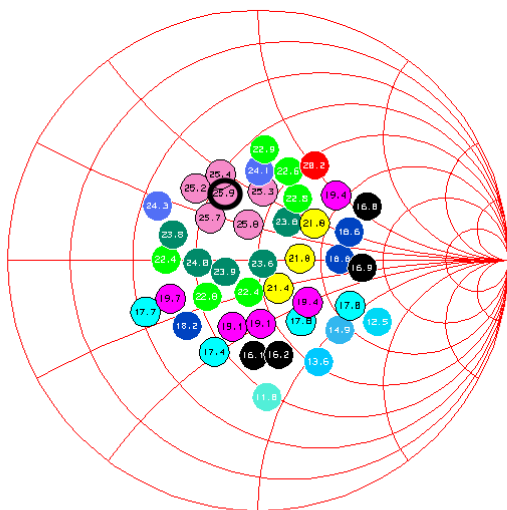


Abb. 23:  $PIN=-5\text{dBm}$ ;  $\text{max } EFF=25,9\%$  @State392

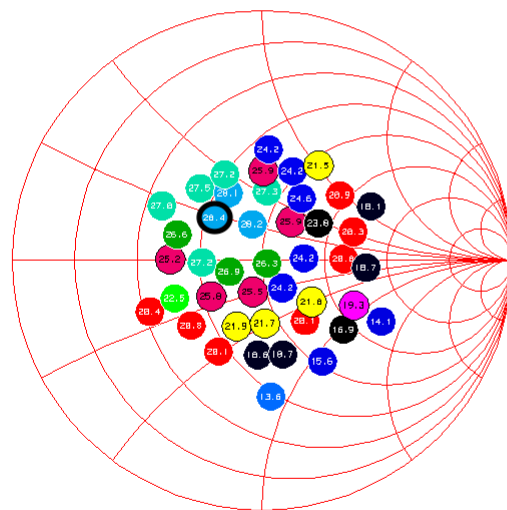


Abb. 24:  $PIN=0\text{dBm}$ ;  $\text{max } EFF=28,4\%$  @State385

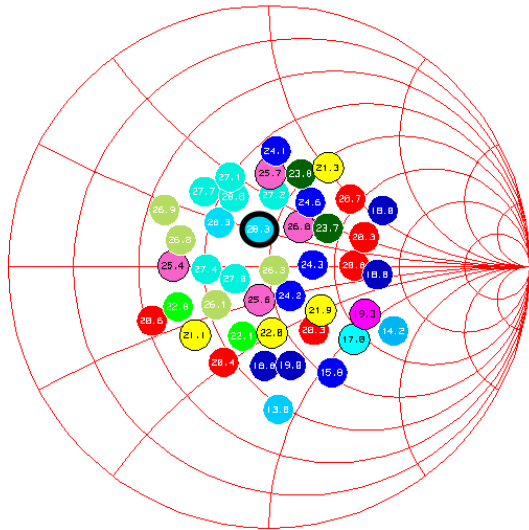


Abb. 25: PIN=2dBm; max EFF=28,3% @State148

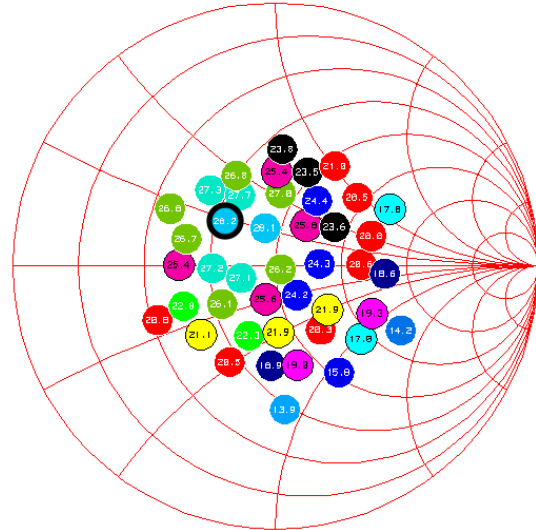


Abb. 26: PIN=4dBm; max EFF=28,2% @State385

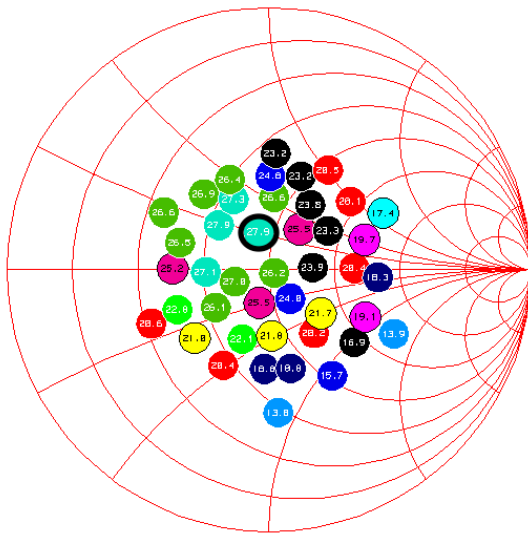


Abb. 27: PIN=6dBm; max EFF=27,9% @State148

In den obigen Diagrammen ist zu erkennen, dass sich der Last-Zustand für eine maximale Effizienz vom Zustand für eine maximale Ausgangsleistung unterscheidet. Bei einem Eingangspegel von -5dBm wird die maximale Leistung bei State 191 erreicht, während State 392 zum höchsten Wirkungsgrad führt. Zwischen -5dBm und 0dBm am Eingang wechselt die optimale Last von State 392 mit  $\underline{r} = -0,135 + j0,269$  zu State 385 mit  $\underline{r} = -0,19 + j0,169$ . Im weiteren Verlauf ist ein ständiger Wechsel zwischen den Zuständen 385 und 148 ( $\underline{r} = -0,039 + j0,144$ ) festzustellen. Bei einem Eingangspegel von 2dBm (Abb. 25) wird bei beiden Zuständen eine Effizienz von 28,3% angezeigt. Bei PIN=6dBm (Abb. 27) führen ebenfalls beide Zustände zum gleichen Wirkungsgrad von 27,9%. Demzufolge ist der

Unterschied frühestens ab der zweiten Nachkommastelle auszumachen. Es ist davon auszugehen, dass sich der optimale Lastzustand im Bereich zwischen den beiden Zuständen befindet. Demnach wird das Wechseln durch den Abstand der Zustände hervorgerufen. Festzustellen ist, dass für ein Maximum an Effizienz oder Ausgangsleistung sich die optimalen Lastzustände marginal verändern. Dabei finden ausschließlich Übergänge zwischen benachbarten Messpunkten statt. Da die Messpunkte mit relativ großen Abständen angeordnet sind, fallen die tatsächlichen Veränderungen im Zwischenbereich noch viel kleiner aus. Bemerkenswert ist, dass die maximale Ausgangsleistung und Effizienz jeweils durch unterschiedliche Abschlussimpedanzen erreicht wird. Grund hierfür ist, dass bei Leistungsverstärkern maximale Effizienz und Verstärkung nicht gleichzeitig erreichbar sind. Im Bereich der maximalen Verstärkung ist der Wirkungsgrad niedrig. Zudem ist ein hoher Wirkungsgrad nur im Kompressionsbereich erreichbar.

Aus den obigen Messungen können auch Aussagen zur Eingangsleistung gemacht werden. Die maximale Ausgangsleistung wird bei einem Eingangspegel von 6dBm erreicht. Die größte Verstärkung tritt in den Messungen bei -5dBm auf und beträgt 26,1dB. Die höchste Effizienz tritt bei 0dBm auf und beträgt 28,4%.

Um die Effizienz noch weiter zu erhöhen wird im Folgenden die Eingangsleistung variiert. Dabei bleibt als Abschluss State 385 eingestellt, unter dem zuvor die größte Effizienz erreicht werden konnte. Das folgende Diagramm zeigt eine Power-Sweep-Messung, bei welcher die Eingangsleistung von -20dBm bis 10dBm in 1dB-Schritten verändert wird.

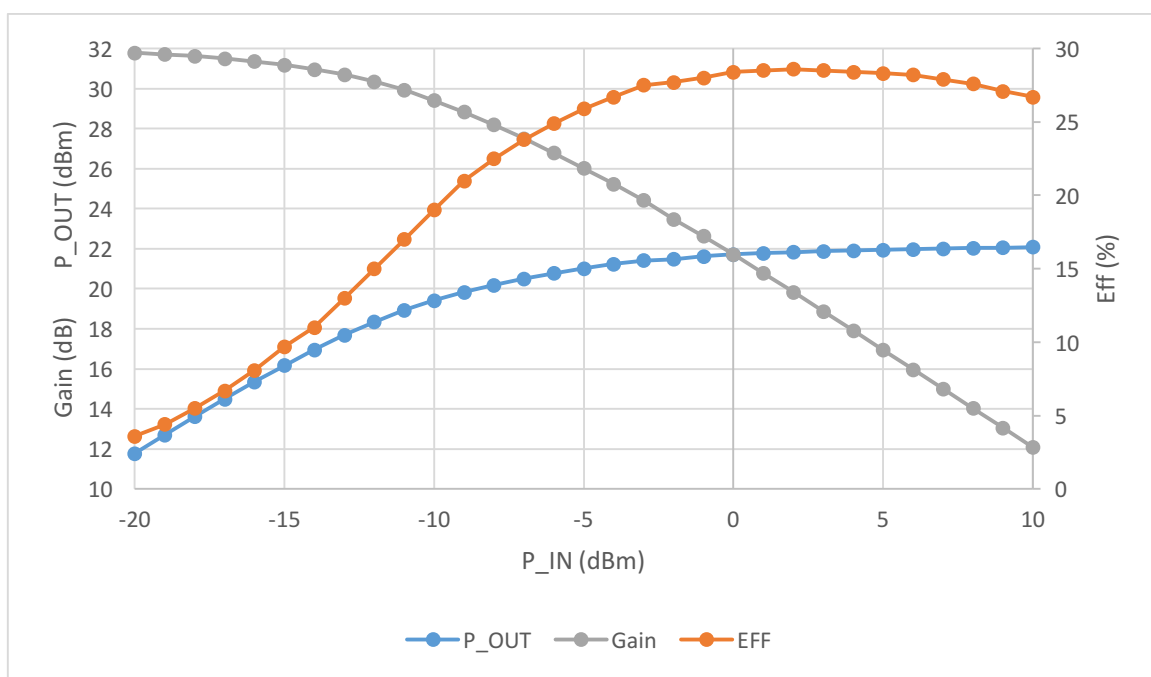


Abb. 28: Power-Sweep-Messung mit State 385

Aus der Power-Sweep-Messung lässt sich folgern, dass der höchste Wirkungsgrad mit State 385 bei einer Eingangsleistung von 2dBm erreicht wird. Die Effizienz beträgt nun 28,6%. Um die Effizienz noch weiter zu steigern, wird erneut eine Load-Pull-Messung durchgeführt. Als Zentrum der Messpunkte wird State 385 gewählt. 43 Impedanzpunkte werden innerhalb eines Radius von 0,25 angeordnet.

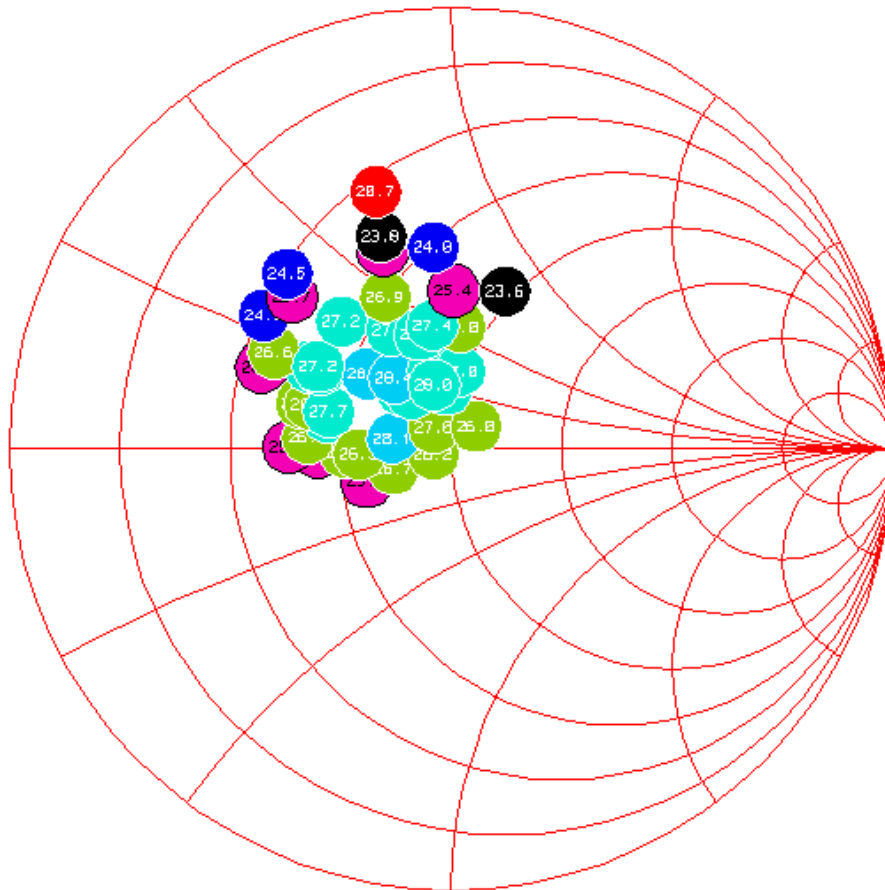


Abb. 29: PIN=2dBm; max EFF=28,4% @State210

Die höchste Effizienz tritt bei State 210 mit  $\underline{r} = -0,129 + j0,16$  ein. In der Darstellung des Smith-Diagramms ist der Effizienzwert nicht zu erkennen. Es wird ein Wert von 28,4% angegeben, wonach sich die Effizienz wieder verringert. Im Rahmen der Messgenauigkeit der Load-Pull-Messung ist das Auffinden eines Last-Zustands für eine noch höhere Effizienz nicht mehr möglich. Die maximale Effizienz, die in dieser Messung erreicht werden konnte, beträgt also 28,6%.



## V1.2 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall

Hochfrequenz-Leistungsverstärker, wie sie in dieser Arbeit verwendet werden, weisen ein nichtlineares Übertragungsverhalten auf. Bei Ansteuerung mit einem Sinus-Signal treten am Ausgang zusätzliche Harmonische aus. Das bedeutet, dass im Frequenzspektrum neben der Grundschwingung noch weitere Frequenzkomponenten beinhaltet sind, welche sich bei ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz befinden. Als Maß für die Verzerrung werden die Amplituden der Vielfachen relativ zur Amplitude der Grundschwingung betrachtet. In der logarithmischen Hilfseinheit Dezibel wird dazu die Differenz der Pegel zwischen Grundschwingung und Oberschwingungen gebildet. Die zugehörige Einheit lautet dBc (c von engl. carrier – Träger). Die Störabstände werden bei den Signalanalysatoren mit negativem Vorzeichen angezeigt, da sich die Pegel der Oberwellen unterhalb der Grundwelle befinden. In dieser Arbeit ist wiederkehrend vom Betrag des Störabstandes die Rede, weil er Auskunft über die Stärke der Nichtlinearität gibt. Unter Berücksichtigung des Vorzeichens würde die Bezeichnung „niedrige Störabstände“ für große Beträge und geringe Verzerrungen stehen, was widersprüchlich klingt. Dem Datenblatt ist zu entnehmen, dass im Sättigungsbereich die Störabstände der 2. und 3. Harmonischen maximal bei 30dBc liegen. Diese Angaben können mit dem verwendeten Spektrumanalysator nicht genau überprüft werden, da höchstens Frequenzen von 4GHz messbar sind. Der Bluetooth-Verstärker ist für eine Trägerfrequenz von 2,4GHz ausgelegt. Die 2. Harmonische liegt bei 4,8GHz. Neben der Grundschwingung ist die Beobachtung weiterer Komponenten nicht möglich. Für diese Messung wurde die Grundfrequenz zu 1GHz gewählt. Auf diese Weise können Oberwellen bis zur 4. Harmonischen sichtbar gemacht werden. Allerdings ist bei einer solchen Abweichung von der Arbeitsfrequenz das Erreichen der Datenblattangaben nicht mehr möglich. Im Folgenden sind die Störabstände für  $P_{IN} = -20...10\text{dBm}$  notiert. Zu erwarten ist, dass sich die Abstände mit ansteigendem Eingangspegel aufgrund zunehmender Verzerrung betragsmäßig verringern.

PIN in dBm	2. Harmonische in dBc (2GHz)	3. Harmonische in dBc (3GHz)	4. Harmonische in dBc (4GHz)
-20	38,5	44	66
-15	34	42	66
-10	29	37	62
-5	26	33	60
0	24	26	53
5	24	22	49
10	25	22	50

Tabelle 1: Signalabstand der Harmonischen bei Atmel Bluetooth 2.4-GHz Power Amplifier T7023 mit  $f_0 = 1\text{GHz}$

Zu erkennen ist, dass sich die Abstände bei höherem Eingangspegel tendenziell in ihrem Betrag verkleinern. Zudem wird deutlich, dass mit höherer Ordnung der Harmonischen der Störabstand betragsmäßig überwiegend zunimmt. Präzisere Aussagen zu den Messergebnissen sollen an dieser Stelle nicht gemacht werden, da der Verstärker nicht in seiner Arbeitsfrequenz betrieben wird.

### V1.3 Zweitonmessungen

Wie schon ausgeführt, entstehen bei der Verstärkung zweier Signale unterschiedlicher Frequenz in Folge nichtlinearen Übertragungsverhaltens des Leistungsverstärkers Intermodulationsprodukte. Das Spektrum des Ausgangssignals enthält neben den Eingangsfrequenzen und ihrer harmonischen Vielfachen noch weitere Frequenzanteile. Diese befinden sich an Punkten, die sich durch diverse Summenbildungen aus Grundsicherungen und ihrer Vielfachen berechnen lassen. Im Folgenden soll verdeutlicht werden, weshalb Intermodulationsprodukte 3. Ordnung für die Störung der Funkkommunikation von besonderer Bedeutung sind.

Die beiden Eingangsfrequenzen seien gegeben zu:  $f_1 = 2,399\text{GHz}$  und  $f_2 = 2,401\text{GHz}$ .

Die Frequenzen liegen symmetrisch um die Mittenfrequenz von 1GHz im Abstand von 1MHz.

Die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung berechnen sich zu:

$$2 \cdot f_1 - f_2 = 4,798\text{GHz} - 2,401\text{GHz} = 2,397\text{GHz}$$

$$2 \cdot f_2 - f_1 = 4,802\text{GHz} - 2,399\text{MHz} = 2,403\text{GHz}$$

Zu erkennen ist, dass sich die Intermodulationsprodukte im Abstand von 3MHz um 1GHz befinden. Der Abstand zur Mittenfrequenz beträgt das Dreifache des Abstandes der Eingangsfrequenzen zur Mittenfrequenz. Für den Fall eines geringen Frequenzabstands zwischen den beiden Eingangskomponenten entstehen Intermodulationsanteile mit ebenfalls geringem Abstand zu den Eingangsfrequenzen.

Ein mögliches Störungsszenario stellt beispielsweise das Auftreten von Intermodulationsprodukten in Nachbarkanälen dar. Ein vorgesehener Sicherheitsabstand zwischen den Kanälen kann diesen Störeinfluss jedoch reduzieren. Des Weiteren sind Störprodukte zu beachten, die innerhalb des Sendekanals entstehen.

Die Zweitonmessung dient als Grundlagenmodell zur Messung von Verstärkereigenschaften bei nichtharmonischem Eingangssignal. Die in der Praxis verwendeten Signale digitaler Modulation setzen sich aus vielfältigen Frequenzkomponenten zusammen, die in Folge von sprunghaften Übergängen entstehen. Darüber hinaus können digitale Telekommunikationsstandards mehrere Trägerfrequenzen enthalten. Die Grundidee der Zweitonmessung besteht darin, den einfachsten Fall einer mehrfachen Ansteuerung nachzustellen. Auf Basis dieser Messung soll dann auf modulierte Signale mit umfangreicherem Spektrum geschlossen werden. Mit nur zwei Frequenzen am Eingang bleibt das Signalspektrum am Ausgang überschaubar, wodurch mit den gemessenen Anteilen direkte Rückschlüsse auf die Verzerrungen des Verstärkers geschlossen werden können.

Die zu untersuchenden Verstärker weisen generell eine gewisse Nichtlinearität auf. Im Kompressionsbereich nimmt das Maß der Verzerrung merklich zu. Für die Betrachtung des Spektrums in diesem Bereich ist zu erwarten, dass messbare Intermodulationsprodukte entstehen. Darüber hinaus ist davon auszugehen, dass mit zunehmender Eingangsleistung und ansteigender Verzerrung sich die Abstände zwischen Nutzsignalen und Intermodulationsprodukten verkleinern. Zu erwarten ist auch, dass sich die Pegel der Grundfrequenzen einer Leistungsobergrenze annähern. Die Verstärker sind auf eine maximale Ausgangsleistung beschränkt. Bei Annäherung an die Obergrenze steigt die Ausgangsleistung nicht mehr proportional zur Eingangsleistung an. Bei gleichmäßigem Anheben des Eingangspegels verringert sich der Anstieg am Ausgang zunehmend. Sobald die Pegel der Grundschwingungen die obere Begrenzung erreicht haben, führt ein Anheben des Eingangspegels nur noch zum Anstieg der Störkomponenten. Die Hauptkomponenten verbleiben an der Obergrenze, während benachbarte Komponenten relativ dazu ansteigen.

Der T7023 ist für eine Arbeitsfrequenz von 2,4GHz konzipiert. Dementsprechend werden die nachfolgenden Zweitonmessungen mit zwei Sinus-Signalen der Frequenzen 2,399GHz und 2,401MHz durchgeführt. Erzeugt werden die harmonischen Signale von zwei HF-Generatoren, welche auf die selben Leistungspegel eingestellt werden. Der Pegel der Gesamtleistung lässt sich bei zwei gleich großen Einzelleistungen berechnen, indem zum Einzelpegel 3dB addiert werden. Alle Eingangspegel, die in dieser Arbeit im Kontext von Zweitonmessungen erwähnt werden, sind als Pegel der Gesamtleistung zu verstehen. Für die nachfolgenden Messungen werden Eingangsleistungen zwischen -10dBm und 0dBm verwendet. Die Pegel wurden in 2dB-Schritten erhöht. Die Auswahl der Eingangspegel basiert auf der Power-Sweep-Messung. Der betrachtete Leistungsabschnitt befindet sich im Kompressionsbereich. Die nachfolgenden Abbildungen zeigen Ausschnitte des Ausgangsspektrums zwischen 2,395GHz und 2,405GHz bei unterschiedlichen Eingangspegeln.

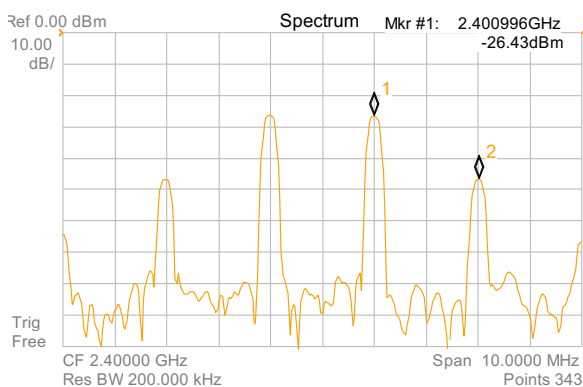


Abb. 30: Ausgangsspektrum bei PIN=-10dBm

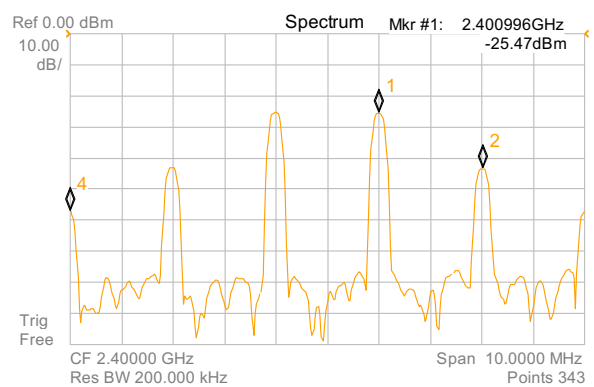


Abb. 31: Ausgangsspektrum bei PIN=-8dBm

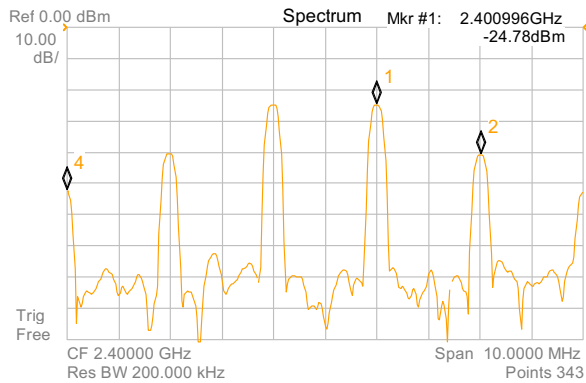


Abb. 32: Ausgangsspektrum bei PIN=-6dBm

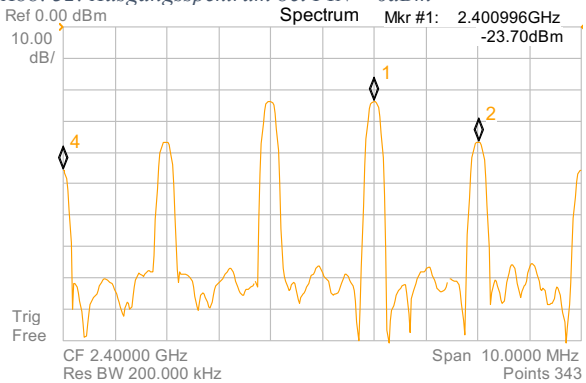


Abb. 34: Ausgangsspektrum bei PIN=-2dBm

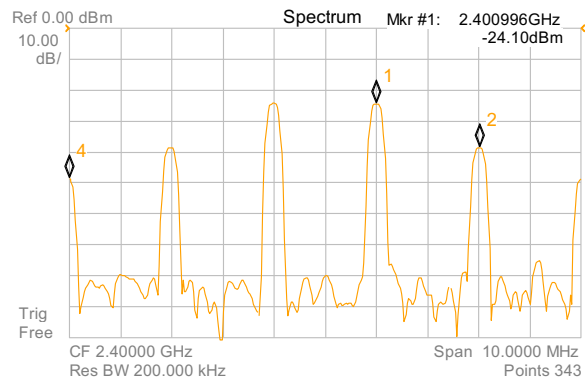


Abb. 33: Ausgangsspektrum bei PIN=-4dBm

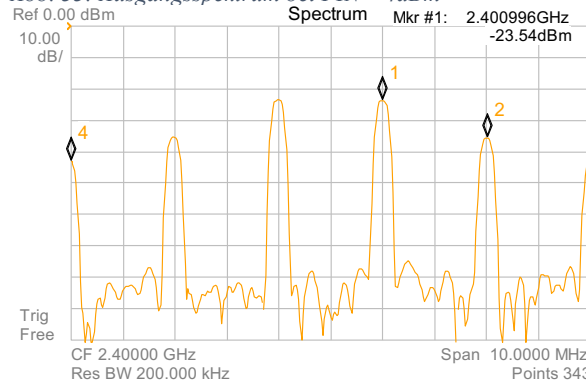


Abb. 35: Ausgangsspektrum bei PIN=0dBm

Die folgende Tabelle gibt in der zweiten Spalte die Veränderung der 2,401GHz-Komponente pro Anstiegsintervall der Eingangsleistung an. Beispielsweise erhöht sich die Ausgangsleistung um 1,0dB, während die Eingangsleistung von -10dBm auf -8dBm erhöht wird.

PIN in dBm	$\Delta$ POUT $f_2=2,401\text{GHz}$ in dB	$\Delta$ POUT $f_{M3}=2,403\text{GHz}$ in dB	SDR in dBc	$\Delta$ SDR in dB
-10			19,6	
-8	1,0	3,1	17,4	2,2
-6	0,7	2,5	15,6	1,8
-4	0,7	2,2	14,1	1,5
-2	0,4	1,9	12,6	1,5
0	0,2	0,8	12,0	0,6

Tabelle 2: Übersicht an Messergebnissen des T7023 im Zweittonfall

Die Messergebnisse aus Tabelle 1 beziehen sich auf die Frequenzkomponente bei 2,401Hz sowie auf das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung bei 2,403MHz. Beim Übergang des Eingangspegels von -10dBm auf -8dBm steigt die Ausgangsleistung um 1dB an. Dies deutet darauf hin, dass der Verstärker sich schon deutlich im Kompressionsbereich befindet. Bei linearem Übertragungsverhalten wäre ein Anstieg am Ausgang von 2dB zu erwarten. Bei weiterem Erhöhen der Eingangsleistung verringern sich die Anstiegsintervalle der Ausgangsleistung der Grundwelle immer mehr. Als Grund kann dafür die weiter zunehmende Kompression angegeben werden.

Beim Intermodulationsprodukt 3. Ordnung ist im Fall linearer Übertragung eine Erhöhung der Ausgangsleistung um jeweils 6dB zu erwarten, wenn der Eingangspegel in 2dB-Intervallen vergrößert wird. Zu erkennen ist, dass jedoch alle Anstiegsintervalle wesentlich kleiner sind. Ursache dafür ist, dass der Verstärker schon ab -10dBm starke Kompressionen aufweist. Die Anstiegsintervalle der Intermodulation verringern sich von 3,1dB auf 0,8dB im Rahmen der weiter zunehmenden Kompression.

Mit dem Anheben der Eingangsleistung kommt es am Ausgang des Verstärker zu immer größeren Verzerrungen. Dies spiegelt sich darin wieder, dass die Störkomponenten relativ zur Grundwelle ansteigen. Infolgedessen nimmt der Betrag des Störabstandes ab. Die Pegel der Intermodulationskomponenten steigen aufgrund der Kompression auch in kleiner werdenden Intervallen an. Demzufolge verringern sich sukzessive die Verkleinerungsintervalle vom Betrag des Störabstandes.

#### V1.4 Load-Pull-Messungen im Zweitton-Fall

Bisher wurde versucht durch Variation der Eingangsleistung Einfluss auf die Verstärkung und Verzerrung zu nehmen. Die Eingangsleistung beeinflusst auch den Störabstand im Fall einer Zweitton-Ansteuerung. Die Load-Pull-Messung im CW-Fall wurde bisher lediglich dazu verwendet, die geeignete Abschlussimpedanz zur Leistungsanpassung bzw. zur Maximierung des Wirkungsgrads zu finden. Im Folgenden werden Load-Pull-Messungen bei Zweitton-Ansteuerung durchgeführt. Hierbei soll der Einfluss der Abschluss-Last auf den Störabstand zu den Intermodulationskomponenten untersucht werden.

Die Intensitäten der Störpegel sind von der Stärke der Verzerrung abhängig. Die Verzerrung wiederum ist leistungsabhängig. Eingangsseitig kann die Leistung über die Quellspannung und den Innenwiderstand der Quelle beeinflusst werden. Ausgangsseitig ist nur eine Beeinflussung über die Last-Impedanz möglich. Bei welchen Last-Zuständen die betragsmäßig geringsten Störabstände auftreten werden, ist im Vorfeld nicht genau vorhersehbar. Da bei großen Eingangsleistungen Verzerrungen verstärkt auftreten, ist es denkbar, dass auch große Ausgangsleistungen zu stärkeren Verzerrungen führen. Demnach müssen Minima der Störabstände bei Last-Zuständen außerhalb der Leistungsanpassung auftreten. Für Load-Pull-Messungen mit Zweitton-Ansteuerung kommen nur solche Last-Zustände in Betracht, bei welchen akzeptable Verstärkungen und Wirkungsgrade eintreten.

Für die nachfolgenden Messungen werden 19 Impedanz-Zustände innerhalb eines Kreises des Radius 0,5 um den 50 $\Omega$ -Punkt angeordnet. Bei jedem Zustand wird der Störabstand notiert. Eingangsseitig treten in den Verstärker zwei Sinus-Signale gleichen Pegels ein. Die Frequenzen betragen 2,399GHz und 2,401GHz. Bei den Verstärkern V1 bis V4 entstammen die Frequenzen aus zwei separaten HF-Generatoren, welche über ein T-Verbindungsstück gekoppelt sind. Bei V5 wird eine andere Methode angewandt, auf welche später noch genauer eingegangen wird. Die bestimmten Störabstände beziehen sich auf die Grundkomponente  $f_2$  bei 1,001GHz und das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung bei 1,003GHz. Die Verwendung niedriger Eingangspegel ist bei dieser Messung nicht möglich. Das starke Rauschen der Störpegel lässt es nicht zu, geringe Veränderungen des Störabstands infolge der Lastvariation korrekt auszumachen. Dementsprechend können keine Eingangspegel im linearen Bereich getestet werden. In den folgenden Smith-Diagrammen und in der Tabelle ist jeweils der Last-Zustand, welcher den betragsmäßig größten Störabstand zur Folge hat, grün markiert. Der Last-Zustand des kleinsten Störabstandes ist rot markiert.



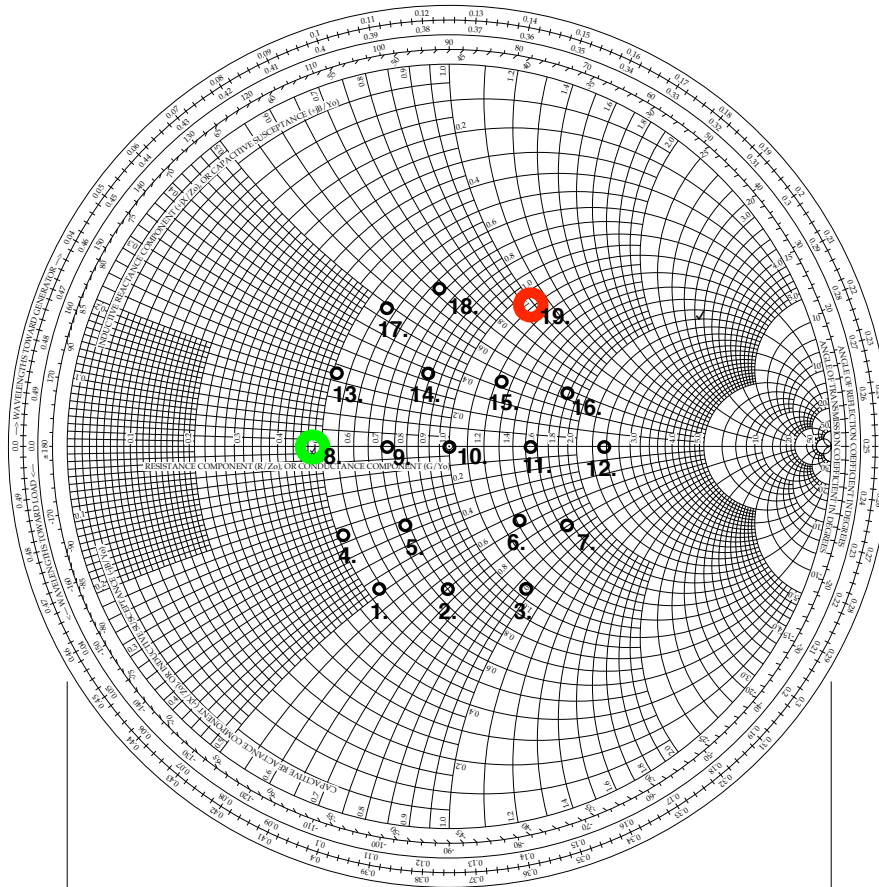


Abb. 36: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei  $PIN = -5\text{dBm}$  [25]

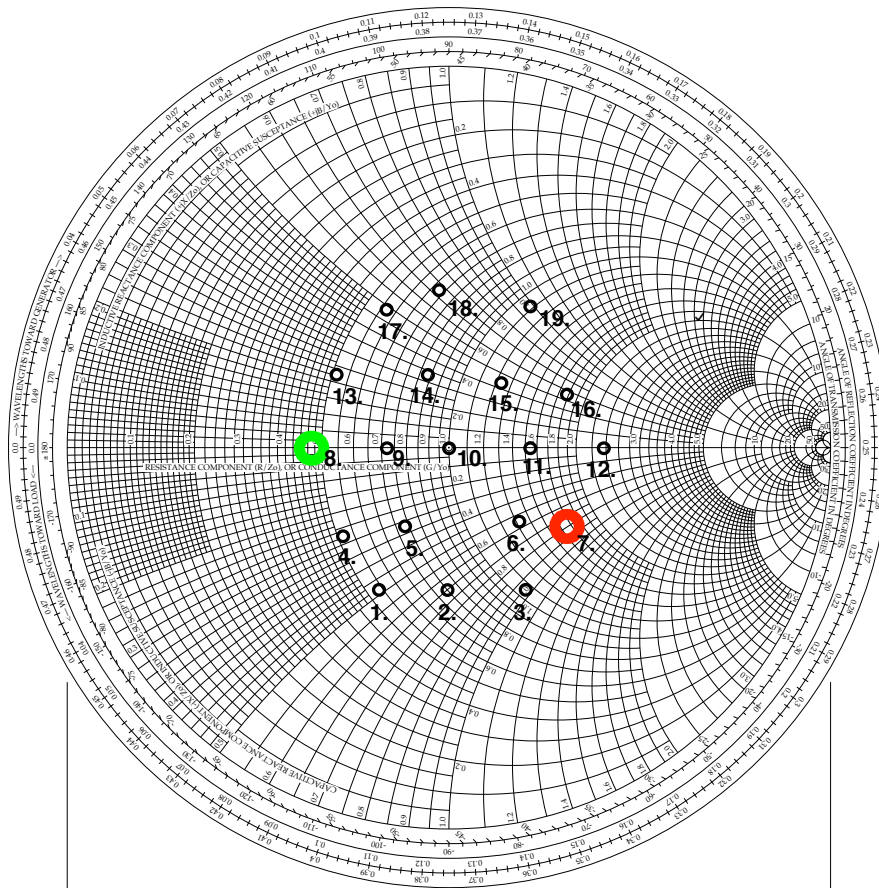


Abb. 37: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei  $PIN = 0\text{dBm}$  [25]

	Last-Impedanz in $\Omega$	Load-State Nr.	SDR  in dB bei $P_{in}=-5\text{dBm}$	SDR  in dB bei $P_{in}=0\text{dBm}$
1.	28,432-j23,524	238	28,1	19,5
2.	43,883-j34,428	186	27,9	18,8
3.	57,167 -j52,101	135	26,9	17,9
4.	25,725-j9,443	590	28,9	20,2
5.	36,728-j12,773	274	28,6	19,7
6.	59,573-j21,350	159	27,9	18,7
7.	93,365-j40,095	83	26,2	Minimalwert 17,6
8.	23,726+j0,169	502	Maximalwert 29,8	Maximalwert 20,8
9.	34,805+j1,250	366	28,9	20,3
10.	51,174+j1,610	573	27,8	19,6
11.	79,257+j2,541	496	27,2	18,6
12.	114,069-j2,756	482	26,1	17,8
13.	24,679+j10,720	180	27,9	20,7
14.	38,962+j14,712	418	27,8	19,9
15.	54,622+j19,787	452	27,5	18,6
16.	81,603+j25,976	337	26,5	20,4
17.	28,368+j23,224	232	27,3	19,8
18.	34,308+j32,881	419	26,8	19,3
19.	54,972+j48,026	310	Minimalwert 25,9	19

50 $\Omega$ -Zustand

Tabelle 3: Störabstände im Zweitton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen

Bei Messungen mit einer Eingangsleistung von  $-5\text{dBm}$  konnte der größte Betrag des Störabstandes bei Zustand 8. erreicht werden. Die Impedanz an dieser Stelle beträgt  $\bar{Z} = 23,7\Omega + j0,2\Omega$ . Die Impedanz ist quasi rein Reell. Der ermittelte Zustand liegt am linken Rand des Messbereichs. Infolgedessen ist davon auszugehen, dass bei einer Erweiterung des Messbereichs Zustände mit noch höherem Störabstand gefunden werden könnten, welche sich weiter links befinden. In der Load-Pull-Messung des CW-Falls ist erkennbar, dass sich bei einem Eingangspegel von  $-5\text{dBm}$  eine maximale Ausgangsleistung von  $21,1\text{dBm}$  an State 191 einstellt (vgl. Abb. 16). Dieser Zustand befindet sich sehr nahe dem oben ermittelten Zustand 8., unter welchem der maximale Betrag des Störabstandes eintritt. Beim Zustand 8. hat sich die Ausgangsleistung auf etwa  $20,8\text{dBm}$  reduziert. Der betragsmäßig kleinste Störabstand wird für  $P_{IN}=-5\text{dBm}$  beim Zustand 19. erreicht. An dieser Stelle beträgt die Impedanz ungefähr  $\underline{Z} = 50\Omega + j50\Omega$ . Beim Wechsel zu einer Eingangsleistung von  $0\text{dBm}$  bleibt der Zustand für den maximalen Störabstand unverändert. Der minimale Störabstand stellt sich nun beim Zustand 7. mit einer Impedanz von  $\bar{Z} = 93,4\Omega - j40,1\Omega$  ein. Beide Minimal-Zustände befinden sich in der rechten Reflexionsfaktor-Halbebene, ihre Realteile sind also größer als  $50\Omega$ . Mit dem Wechsel der Eingangsleistung verändert sich der Imaginärteil jedoch vom Induktiven in das Kapazitive.



### V1.5 EVM-Messung

In den folgenden Messungen wird das DUT mit 16QAM Signalen angesteuert. Diese Modulation wurde in Kapitel 4.3.9 beschrieben. Untersucht werden soll, wie sich das nichtlineare Verhalten des Verstärkers unter verschiedenen Eingangspegeln auf die Signalqualität eines digitalen Signals auswirkt. Darüber hinaus soll analysiert werden, welche Auswirkung die Abschlussimpedanz auf die Signalqualität hat. Die Beschreibung der Signalqualität erfolgt mit der EVM (Error Vector Magnitude). Dabei handelt es sich um die Abweichung des empfangenen Symbols vom idealen Konstellationspunkt. Der Vector Signal Analyzer gibt die EVM in Prozent an. Zur Berechnung wird der Abstand zwischen empfangenem und idealem Konstellationspunkt ins Verhältnis gesetzt zum Abstand zwischen idealem Konstellationspunkt und Ursprung. Der EVM berechnet sich nach folgender Gleichung:

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{|P_{Error\ Vector}|}{|P_{Ideal\ Signal}|}} \cdot 100\% \quad [23] \quad (43)$$

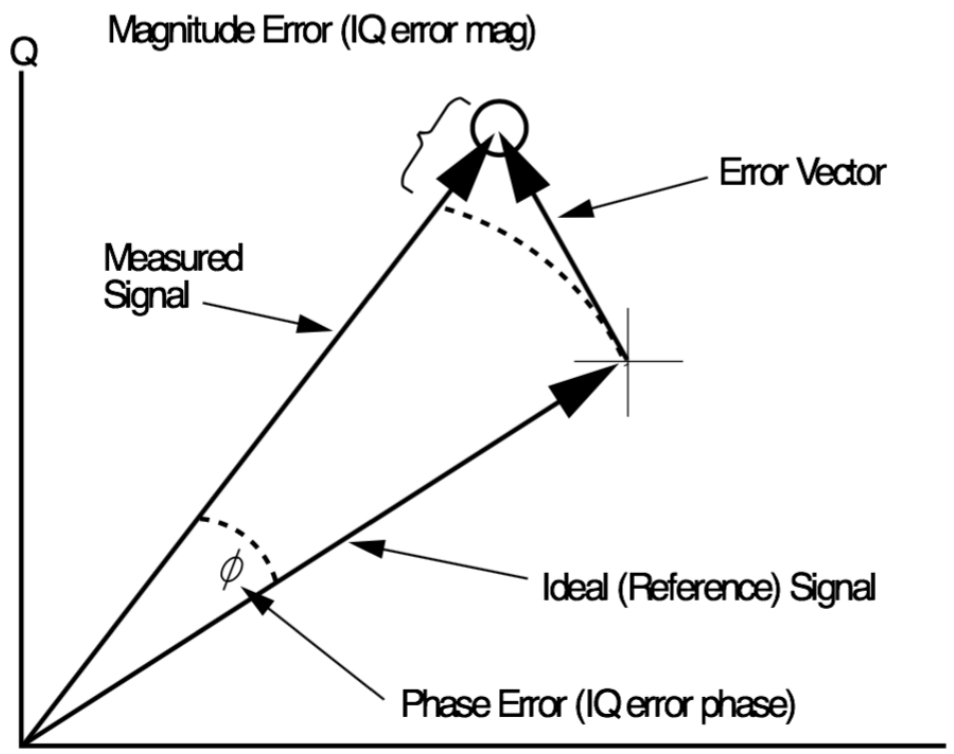


Abb. 38: Lage der Vektoren zur EVM-Bestimmung im Konstellationsdiagramm [24]

Die digitalen Signale werden vom *Rohde & Schwarz Vector Signal Generator SMJ 100A* erzeugt und mit dem Load-Pull-System über den Verstärker geleitet. Die verstärkten Signale werden vom ausgangsseitigen Tuner zum Vector Signal Analyzer geführt, mit welchem die Auswertung stattfindet. Für die folgenden Messungen wurde beim *T7023* die Eingangsleistung von -13dBm in 1dB-Schritten bis 0dBm erhöht. Der Last-Abschluss beträgt 50Ω, die Trägerfrequenz 2,4GHz.

PIN in dBm	EVM in %	
-13	4,8	
-12	4,3	
-11	3,9	
-10	3,6	
-9	3,4	
-8	Minimalwert 3,3	
-7	3,4	
-6	3,6	
-5	4	
-4	4,6	
-3	5,6	
-2	6,6	
-1	15	Demod failed
0	14,9	Demod failed

Tabelle 4: EVM in % in Abhängigkeit des Eingangspegels

Bei den EVM-Angaben in obiger Tabelle handelt es sich um Durchschnittswerte. Bei niedriger Signalqualität treten die empfangenen Konstellationspunkte rauschend in runden Feldern um die idealen Konstellationspunkte auf. Die gemessenen EVM-Werte können als mittlerer Radius der Rausch-Bereiche aufgefasst werden. Je schlechter die Signalqualität, desto größer ist der Radius. Bei einer Eingangsleistung von -8dBm tritt der geringste EVM-Wert von 3,3% auf. Werden darauffolgend die Eingangspegel erhöht, vergrößern sich die EVM-Werte. Dies lässt sich mit der zunehmenden Verzerrung des Verstärkers erklären. Der Empfänger ist mit einem Regelungsmechanismus ausgestattet, um Signale schlechter Qualität korrigieren zu können. Beim Übergang des Eingangspegels von -2dBm auf -1dBm steigt der EVM-Wert sprunghaft an. Der Signalanalysator teilt mit der Fehlermeldung „Demod failed“ mit, dass die Demodulation trotz Nachregelung nicht mehr erfolgreich war. Die Tabelle lässt eine weitere Tendenz erkennen. Bei Eingangsleistungen zwischen -13dBm und -8dBm verringert sich der EVM-Wert. Es ist davon auszugehen, dass aufgrund der Dämpfung des Load-Pull-Systems, sehr niedrige Pegel den Signalanalysator erreichen. Die höheren EVM-Werte am Anfang werden nicht durch niedrige Signalqualität, sondern durch niedrige Signalstärke hervorgerufen. In der Praxis sind für Eingangspegel unter -8dBm noch kleinere EVM-Werte als 3,3% zu erwarten. In der Anwendung mit 16-QAM-Signalen sollte der Verstärker bei vergleichbarem Empfänger höchstens mit -2dBm angesteuert werden. Nachdem in obiger Messung der minimale EVM-Wert bei einer Eingangsleistung von -8dBm erreicht wurde, wird dieser Pegel für die nachfolgende Load-Pull-Messung verwendet. Ermittelt werden soll, unter welchem Last-Abschluss sich ein Maximum und Minimum des EVM-Werts einstellt. Dazu wird die Last in 19 Zuständen variiert, die in einem Radius von 0,5 um den 50Ω-Punkt angeordnet sind.

	Last-Impedanz in $\Omega$	Load-State Nr.	EVM-Wert in %
1.	28,432-j23,524	238	3,7
2.	43,883-j34,428	186	Minimalwert 3,2
3.	57,167 -j52,101	135	3,5
4.	25,725-j9,443	590	3,9
5.	36,728-j12,773	274	4
6.	59,573-j21,350	159	3,5
7.	93,365-j40,095	83	3,8
8.	23,726+j0,169	502	4,5
9.	34,805+j1,250	366	4
10.	51,174+j1,610	573	3,3
11.	79,257+j2,541	496	4,2
12.	114,069-j2,756	482	3,9
13.	24,679+j10,720	180	3,9
14.	38,962+j14,712	418	4,2
15.	54,622+j19,787	452	3,3
16.	81,603+j25,976	337	3,6
17.	28,368+j23,224	232	Maximalwert 5,7
18.	34,308+j32,881	419	3,8
19.	54,972+j48,026	310	4

50 $\Omega$ -Zustand

Tabelle 5: EVM in % in Abhängigkeit der Last bei PIN=-8dBm

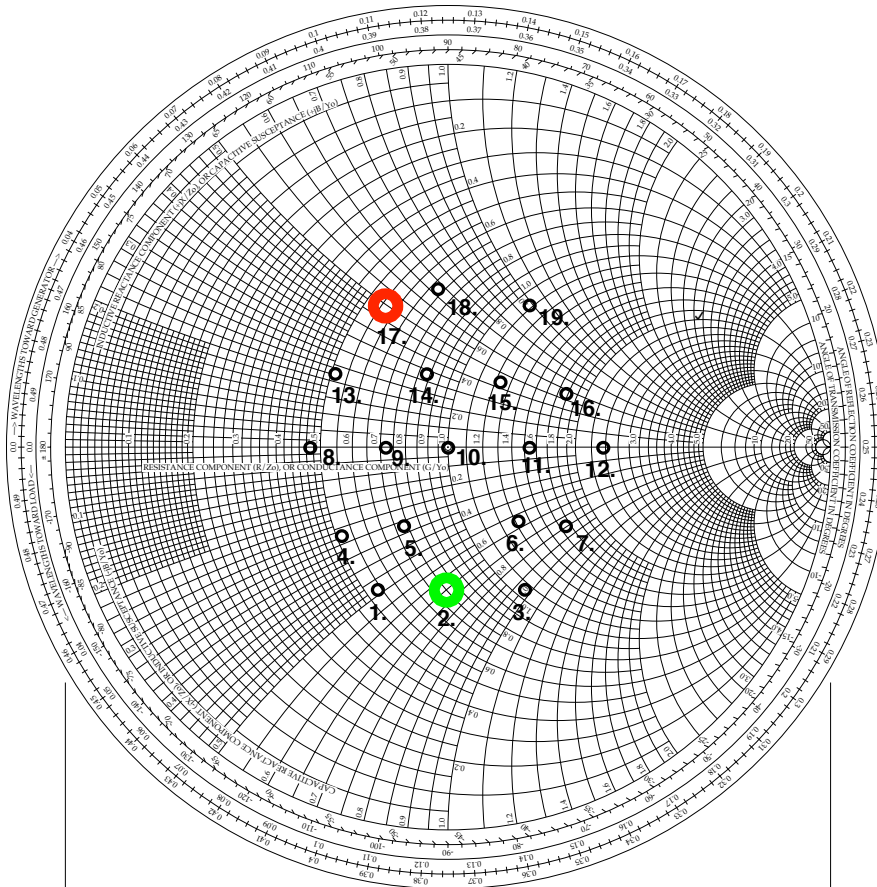


Abb. 39: Lage der Last-Zustände für einen minimalen/maximalen EVM-Wert bei PIN=-8dBm [25]

Bei einer Eingangsleistung von -8dBm konnte der kleinste EVM-Wert von 3,2% bei Last-Zustand 2. erreicht werden. An dieser Stelle beträgt die Impedanz  $\bar{Z} = 43,9\Omega - j34,4\Omega$ . Der größte EVM-Wert von 5,7% tritt an Last-Zustand 17. mit einer Impedanz von  $\bar{Z} = 28,4\Omega - j23,2\Omega$  ein. Für den Vergleich mit der Load-Pull-Messung im Zweiton-Fall ist zu erwarten, dass der minimale Störabstand in der Nähe des maximalen EVM-Werts und der maximale Störabstand nahe zum minimalen EVM-Wert liegt. Ein großer Störabstand steht für eine geringe Verzerrung, woraus eine gute Signalqualität mit kleinen EVM-Werten resultiert. Unter einer Eingangsleistung von -5dBm wird der maximale Störabstand bei Last-Zustand 8. mit dem Reflexionsfaktor  $|\bar{\Gamma}| = 0,36$ ;  $\varphi_r = 179,5^\circ$  erreicht, während sich der kleinste EVM-Wert bei Last-Zustand 2. mit dem Reflexionsfaktor  $|\bar{\Gamma}| = 0,35$ ;  $\varphi_r = -80^\circ$  einstellt. In Kapitel V1.4 wurde aufgezeigt, dass sich die Last-Zustände für maximale Ausgangsleistungen und Störabständen sehr nahe liegen. Bei Last-Zustand 2., unter welchem sich der minimale EVM-Wert einstellt, *hat* sich die maximale Ausgangsleistung für  $P_{IN}=-5\text{dBm}$  gegenüber State 191 von 21,1dBm auf ca. 19,6dBm verringert.

## V1.6 ACP-Messung

Die Signale, die für die Messung der Nachbarkanalleistung relevant sind, besitzen mehrere Trägerfrequenzen. Werden breitbandige Signale mit einem nichtlinearen Verstärker verstärkt, so erstrecken sich die Störprodukte auch über breite Spektralbereiche. Die Frequenzanteile, die durch Unstetigkeiten im Basisbandsignal entstehen, sind dabei von untergeordneter Bedeutung. Ausschlaggebend ist das Spektrum über mehrere Träger. Mit dem vorhandenen Signalgenerator war es nicht möglich, auf einen Telekommunikationsstandard mit mehreren Trägern zurückzugreifen. Als Alternative wird die Messung mit 16 unmodulierten Trägern durchgeführt, die sich mithilfe einer Software erzeugen lassen. Die Breite des Sendekanals beträgt 2,9MHz, die Breiten der Nachbarkanäle betragen ebenfalls 2,9MHz. Die Mittenfrequenzen besitzen einen Abstand von 3MHz. Dementsprechend weisen die Leerräume (Spacing) zwischen Sendekanal und Nachbarkanälen eine Breite von 100kHz auf. In der Messung wird jeweils ein Nachbarkanal ober- und unterhalb des Sendekanals berücksichtigt. Die Leistungsangaben des Sendekanals eignen sich nicht zur absoluten Wertebestimmung und können nur zur Betrachtung von Veränderungen verwendet werden. Zunächst wird untersucht, welchen Einfluss die Eingangsleistung auf den Störabstand hat, wenn die Last konstant 50Ω beträgt. Anschließend wird die Last bei konstantem Eingangspegel variiert. Im Folgenden sind drei Spektralabbildungen bei Eingangspegeln von -20dBm; -10dBm und 0dB zu sehen, die den Messbereich grob abdecken sollen.

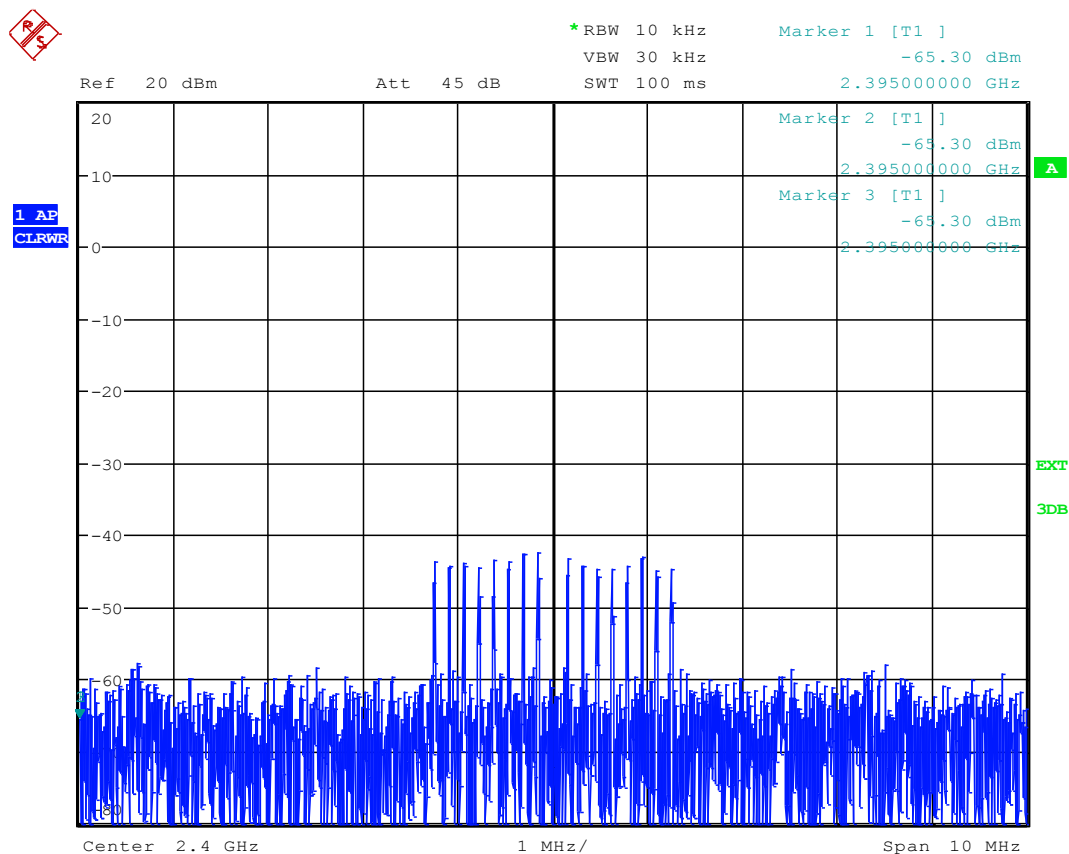


Abb. 40: Ausgangsspektrum bei PIN=-20dBm

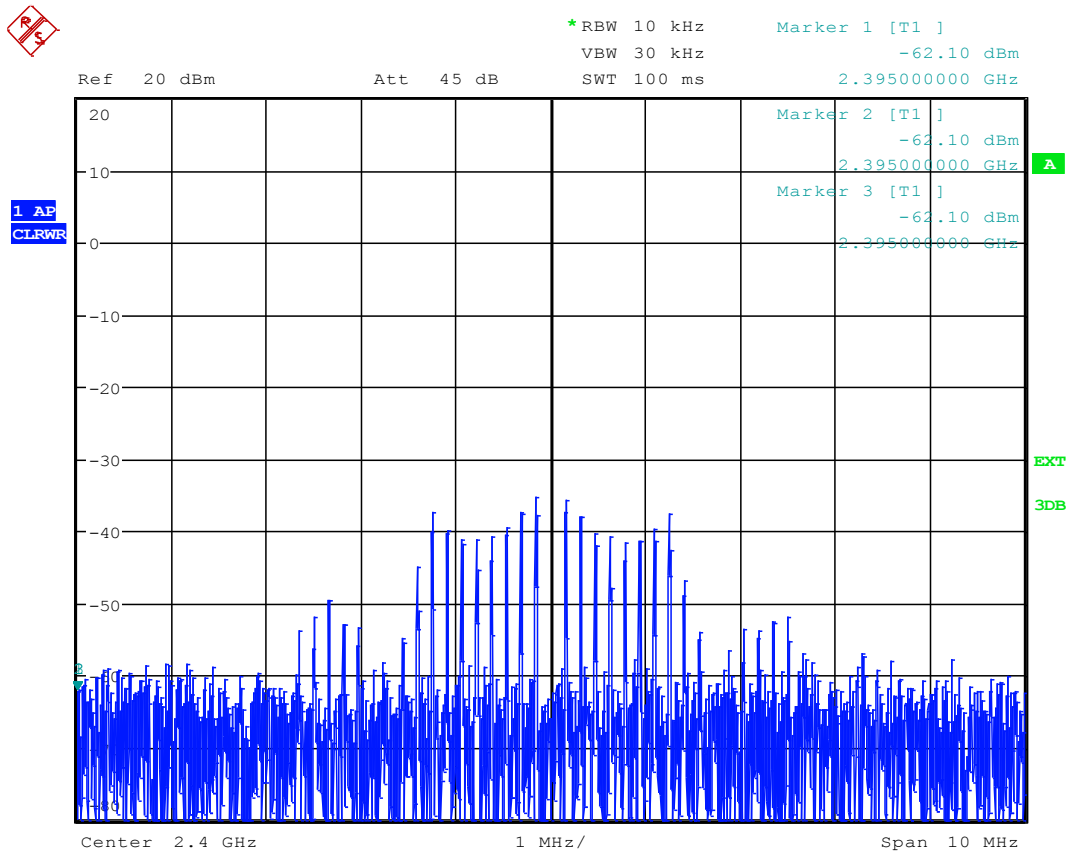


Abb. 41: Ausgangsspektrum bei PIN=-10dBm

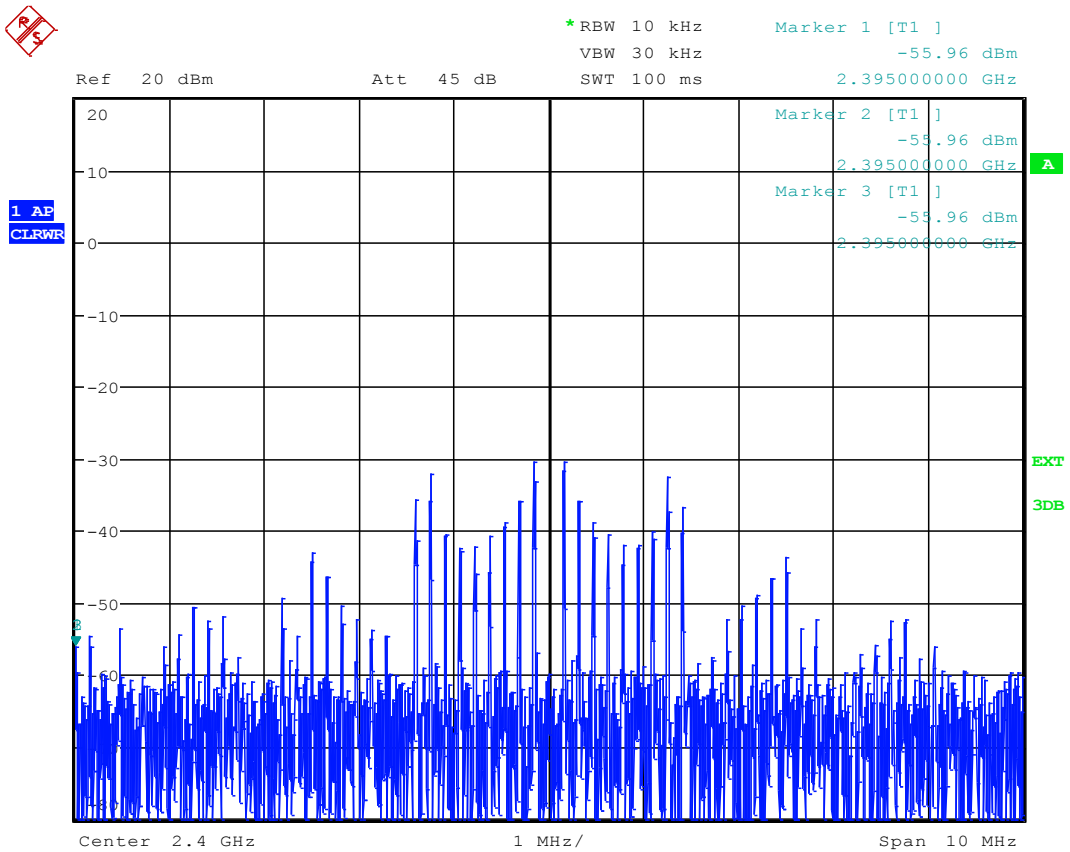


Abb. 42: Ausgangsspektrum bei PIN=0dBm

Im Ausgangsspektrum bei  $P_{IN}=-20\text{dBm}$  sind außer den 16 Sendefrequenzen keine weiteren Komponenten zu sehen. Dementsprechend muss die Verzerrung des Verstärkers gering sein. Auffällig ist, dass die Pegel nicht genau gleich sind. Bei  $P_{IN}=-10\text{dBm}$  ist festzustellen, dass diese Pegelunterschiede zugenommen haben. Unmittelbar ober- und unterhalb des Sendekanals sind 2 Störkomponenten entstanden. Im Abstand von 2MHz zur Mittenfrequenz folgen Bänder von ca. 4 Störkomponenten. Bei  $P_{IN}=0\text{dBm}$  weisen die Sendefrequenzen sehr große Pegelunterschiede auf. Ober- und Unterhalb des Sendekanals ist jeweils eine Störkomponente hinzugekommen. Im Abstand ab 1,7MHz zur Mittenfrequenz lassen sich im betrachteten Ausschnitt beidseitig mindestens 12 Störkomponenten erkennen. Die folgende Tabelle gibt die Leistungen des Sendekanals an, die vom *FSQ Signal Analyzer* gemessen wurden und enthält die Angaben des Störabstandes des oberen und unteren Nachbarkanals.

PIN in dBm	P gemessen an Analyzer in dBm	SDR  zum unteren Nachbarkanal in dBc	SDR  zum oberen Nachbarkanal in dBc
-20	-30,7	21,9	22,3
-18	-29,4	21,7	22,4
-16	-28,1	20,4	21,5
-14	-27,1	19,5	20,2
-12	-26,3	17,8	19,2
-10	-25,3	17	18,3
-8	-24,6	16,2	17,4
-6	-23,9	15,7	16,7
-4	-23,3	15,4	16,3
-2	-22,7	15,1	16,0
0	-22,1	14,8	15,6

Tabelle 6: Messung der Nachbarkanalleistung in Abhängigkeit von PIN

Beim Übergang von  $P_{IN}$  von  $-20\text{dBm}$  auf  $-18\text{dBm}$  steigt die Sendekanalleistung um 1,3dB an. Beim nächsten Übergang von  $-18\text{dBm}$  auf  $-16\text{dBm}$  steigt sie wieder um 1,3dB an. Daraus folgt, dass sich der Verstärker schon im Kompressionsbereich befindet. In den letzten beiden Anstiegsintervallen am Eingang zwischen  $-4\text{dBm}$  und  $0\text{dBm}$  steigt die Ausgangsleistung im Sendekanal in Schritten von 0,5dB und 0,6dB an. Der Grund für die Verringerung der Anstiegsintervalle liegt in einer weiteren Zunahme der Kompression. Bei den Nachbarkanalleistungen ist eine Asymmetrie zu erkennen. Die Störabstände zum unteren Nachbarkanal sind bei allen Eingangspegeln kleiner als die Störabstände zum oberen Nachbarkanal. Die Störabstände zum unteren Nachbarkanal verringern sich in ungleichmäßigen Schritten mit ansteigender Eingangsleistung. Gleiches ist für den oberen Nachbarkanal zu beobachten, mit Ausnahme des ersten Übergangsschritts. Die Verringerung der Störabstände mit ansteigendem Eingangspegel waren zu erwarten, da die Verstärkerverzerrung zunimmt. Die ungleichmäßigen Anstiegsintervalle ergeben sich aus dem Rauschen der Störpegel, das aufgrund niedriger Leistungen auftritt.

Die Abschwächung des Signals zwischen ausgangsseitigem Tuner und Signalanalysator ist dafür verantwortlich. In der Spektralabbildung bei  $P_{IN}=-20\text{dBm}$  ist zu sehen, dass es sich bei den gemessenen Störabständen um die Abstände der Sendeleistung zum Grundrauschen handelt. Mit der Messung können keine Eingangspegel ermittelt werden, für die der Störabstand akzeptable Werte von mindestens  $30\text{dBc}$  erreicht. Bei niedrigen Eingangspegeln, für welche große Störabstände zu erwarten sind, können die Messergebnisse aufgrund der Abschwächung nicht als korrekt angesehen werden. Erst ab ca.  $-14\text{dBm}$  am Eingang beginnen sich Störkomponenten deutlich vom Grundrauschen abzuheben. In diesem Bereich hat jedoch die Kompression des Verstärkers deutlich zugenommen.

Für die nachfolgende Load-Pull-Messung wurde ein Eingangspegel von  $-10\text{dBm}$  verwendet. Die Last wurde über 19 Zustände in einem Radius von  $0,5$  um den  $50\Omega$ -Punkt variiert. In der folgenden Tabelle ist zu sehen, welche Leistungen am Analyzer und welche Störabstände zu den Nachbarkanälen sich bei Variation der Last einstellen. Die Last-Zustände, die zu einem Maximalwert führten, sind grün markiert und die Last-Zustände, die zu einem Minimalwert führen sind rot markiert. Nach gleichem Prinzip sind auch die Zustände im Smith-Diagramm farblich markiert. Die Störabstände zum unteren Nachbarkanal sind mit „Lower“ gekennzeichnet, die Störabstände zum oberen Nachbarkanal sind mit „Upper“ gekennzeichnet.

	Last-Impedanz in $\Omega$	Load-State Nr.	P gemessen an Analyzer in dBm	SDR  zum unteren Nachbarkanal in dBc	SDR  zum oberen Nachbarkanal in dBc
1.	28,432-j23,524	238	-27,2	16,5	17,4
2.	43,883-j34,428	186	-25,1	16,4	17,4
3.	57,167 -j52,101	135	-26	16,2	17,3
4.	25,725-j9,443	590	-27,3	16,7	17,8
5.	36,728-j12,773	274	-26	16,8	17,7
6.	59,573-j21,350	159	-25,9	16,5	17,3
7.	93,365-j40,095	83	-26,1	16,4	16,9
8.	23,726+j0,169	502	-28,2	17	17,8
9.	34,805+j1,250	366	-26,9	17,2	18
10.	51,174+j1,610	573	-25,1	17,1	17,7
11.	79,257+j2,541	496	-26,3	16,8	17,3
12.	114,069-j2,756	482	-25,8	16,8	16,9
13.	24,679+j10,720	180	-25,8	17,4	18,3
14.	38,962+j14,712	418	-25,9	17,2	17,9
15.	54,622+j19,787	452	-24,3	17,2	17,5
16.	81,603+j25,976	337	-25,5	17,2	17,3
17.	28,368+j23,224	232	-29,1	17,3	17,8
18.	34,308+j32,881	419	-26	17,6	17,8
19.	54,972+j48,026	310	-26,5	17,4	17,6

Tabelle 7: Messung der Nachbarkanalleistung in Abhängigkeit der Last



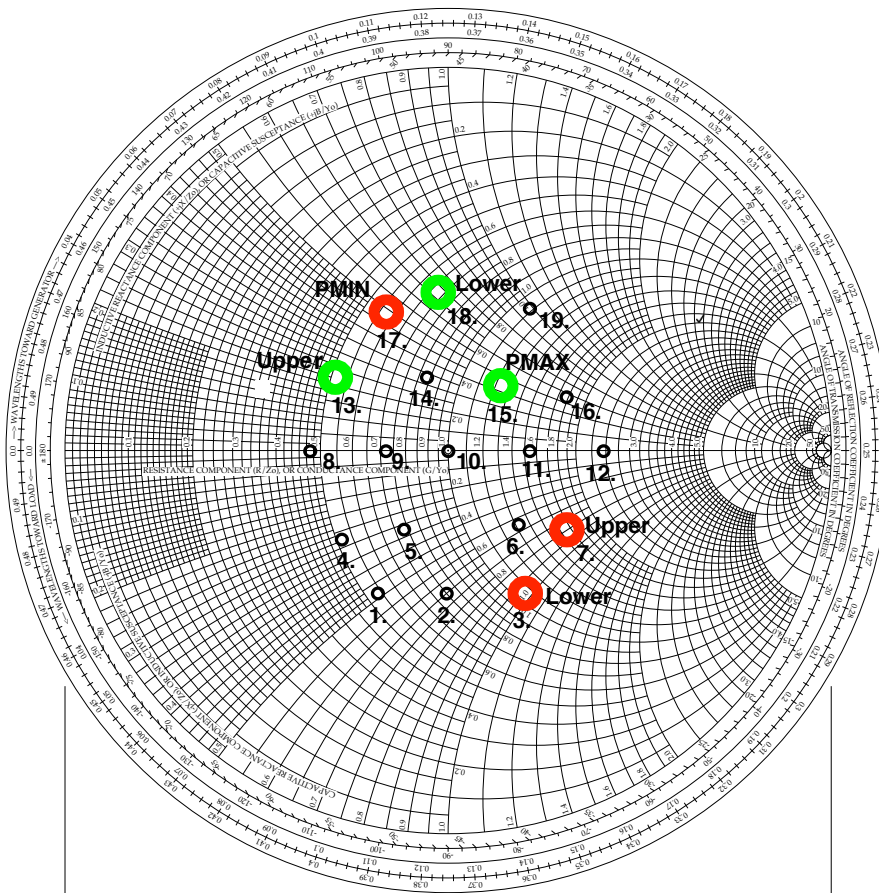


Abb. 43: Lage der Last-Zustände für einen minimalen/maximalen Störabstand bzw. Ausgangsleistung [25]

Der größte Störabstand zum unteren Nachbarkanal wird beim Last-Zustand 18. mit der Impedanz  $\bar{Z} = 34,3\Omega + j32,9\Omega$  erreicht. Der größte Störabstand zum oberen Nachbarkanal wird bei 13. erreicht, wo die Impedanz  $\bar{Z} = 24,7\Omega + j10,2\Omega$  beträgt. Beide Zustände liegen sich nahe, zwischen ihnen befindet sich nur Zustand 17. Die Last-Zustände 3. und 7., unter welchen der geringste Störabstand eintritt, liegen benachbart. Bei der Load-Pull-Messung im Zweitton-Fall wurde der größte Störabstand bei Last-Zustand 8. mit der Impedanz  $\bar{Z} = 23,7\Omega + j0,2\Omega$  erreicht. Dieser Zustand liegt unmittelbar neben Zustand 13., bei welchem in dieser Messung der größte Störabstand zum oberen Nachbarkanal ermittelt wurde. Zu bemerken ist, dass sich die Störkomponente, auf die sich die Zweittonmessung bezieht, oberhalb der Grundkomponente liegt. In der EVM-Messung wurde der beste Wert bei Zustand 2. erreicht. Damit liegt er von den optimalen Zuständen der ACP-Messung nicht nur weit entfernt, sondern befindet sich sogar in der Nähe der Minimal-Zustände der ACP-Messung. Die höchste Leistung des Sendekanals konnte in dieser Messung bei Last-Zustand 15. mit der Impedanz  $\bar{Z} = 54,6\Omega + j19,8\Omega$  erreicht werden. In der CW-Messung konnte bei  $P_{IN}=-5\text{dBm}$  die höchste Ausgangsleistung mit State 191 erreicht werden, welcher sich im obigen Smith-Diagramm ungefähr bei 9. befindet. Zu berücksichtigen ist, dass in dieser Messung die integrierte Leistung über eine Kanalbreite von 2,9MHz um die Mittenfrequenz ermittelt wird, während im CW-Fall die Messung der Leistung einer Einzelkomponente bei 2,4GHz stattfindet.

## V2: Connectorized Amplifier ZX60-6013E+

### V2.1 CW-Messungen

Die Versorgungsspannung dieses Leistungsverstärkers beträgt 12V. Als Breitbandverstärker ist der Betrieb mit verschiedenen Trägerfrequenzen möglich. In dieser Messung wird eine Frequenz von 1GHz verwendet. Zunächst wird eine Power-Sweep-Messung bei einem Abschluss von 50Ω durchgeführt. Die Eingangsleistung wird von -30dBm bis 15dBm in 1dB-Schritte verändert. Diese Messung dient dazu, geeignete Werte der Eingangspegel für die folgenden Load-Pull-Messungen zu ermitteln. Es soll festgestellt werden, ab welchen Eingangsleistungen der Verstärker in Kompression betrieben wird und in welchem Intervall die höchsten Wirkungsgrade erzielt werden.

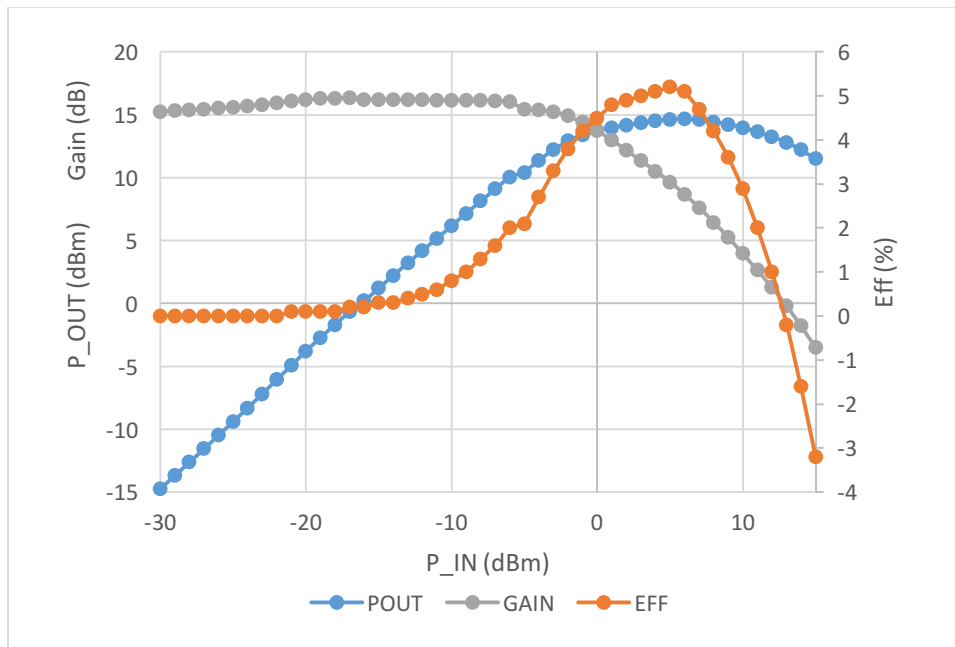


Abb. 44: Power-Sweep-Messung an 50Ω

Die obige Power-Sweep-Messung zeigt Unregelmäßigkeiten bei Eingangspegeln zwischen -7dBm und -3dBm, die möglicherweise durch das interne Zuschalten einer Verstärkerstufe verursacht werden. Aus der Messung ist zu erkennen, dass die Maxima der Ausgangsleistung und des Wirkungsgrads im Bereich der Eingangspegel zwischen 0dBm und 10dBm liegen. Auf dieser Grundlage werden als nächstes Load-Pull-Messungen mit folgenden Eingangspegeln durchgeführt: 0dBm; 2dBm; 4dBm; 6dBm; 8dBm; 10dBm. Bei diesen Messungen werden an 43 Last-Zuständen, die innerhalb eines Radius von 0,5 um den 50Ω-Punkt angeordnet sind, die Ausgangsleistung sowie der Wirkungsgrad ermittelt. Die folgenden Smith-Diagramme enthalten die Darstellung der Ausgangsleistungen. Markiert wurde die Abschlussimpedanz, welche zur maximalen Ausgangsleistung führt.

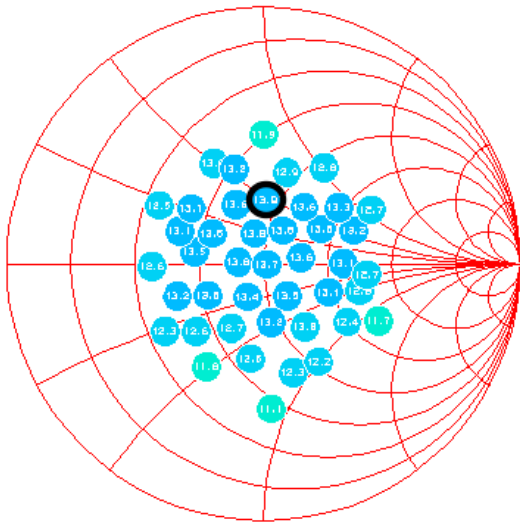


Abb. 45: PIN=0dBm; POUT=13,9dBm @State29

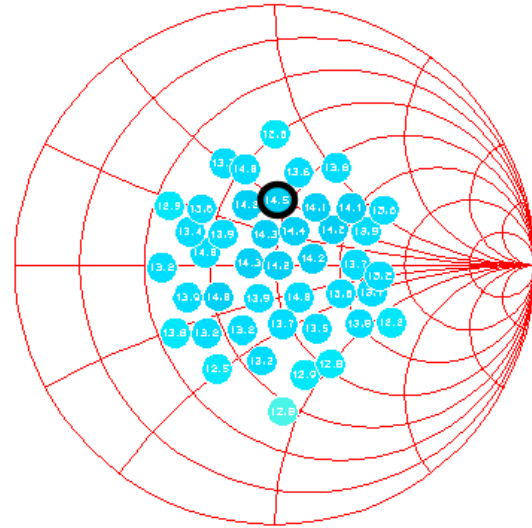


Abb. 46: PIN=2dBm; POUT=14,5dBm @State29

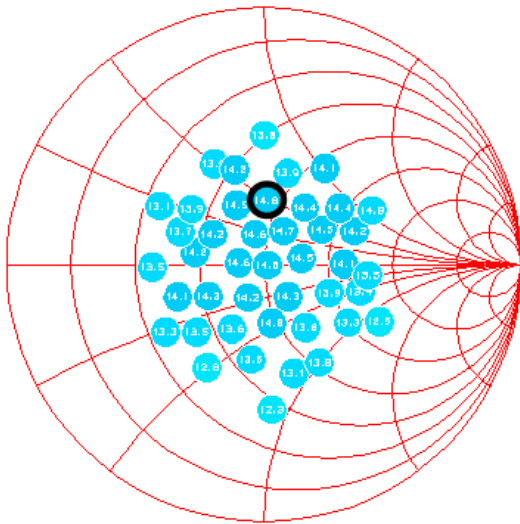


Abb. 47: PIN=4dBm; POUT=14,8dBm @State29

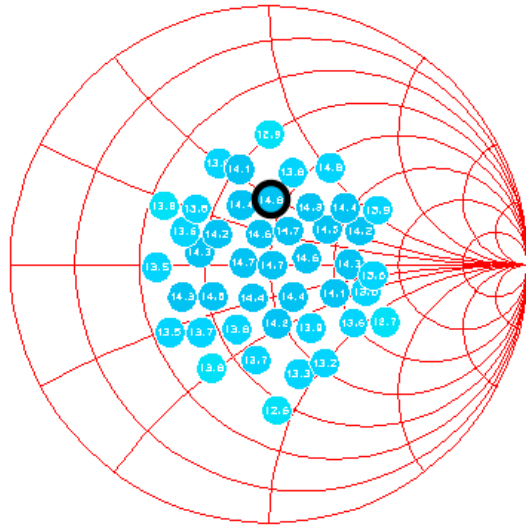


Abb. 48: PIN=6dBm; POUT=14,8dBm @State29

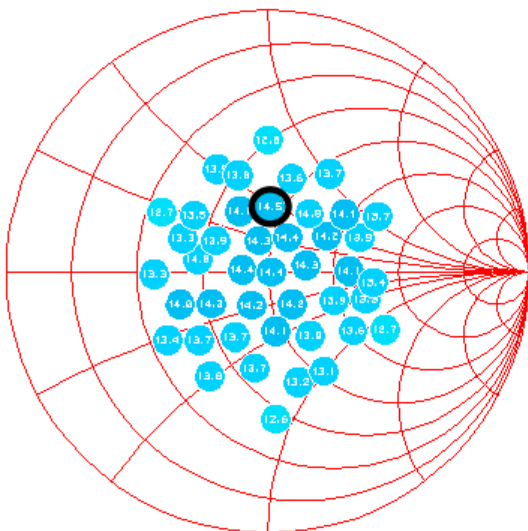


Abb. 49: PIN=8dBm; POUT=14,5dBm @State29

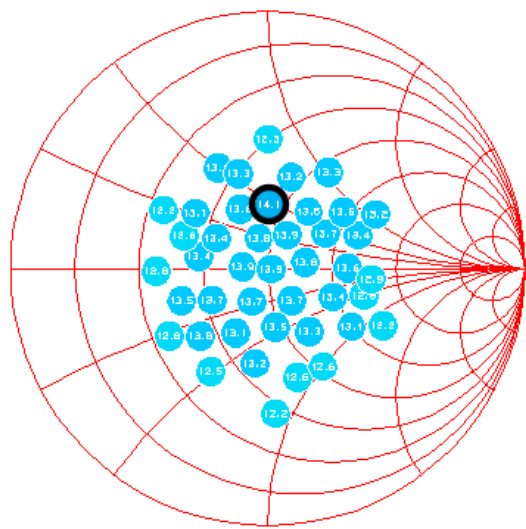


Abb. 50: PIN=10dBm; POUT=14,1dBm @State29

Bei allen Eingangspegeln zwischen 0dBm und 10dBm wird die maximale Ausgangsleistung immer bei State 29 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = 0,009 + j0,247$  erreicht. Daraus lässt sich schließen, dass im betrachteten Leistungsbereich die Ausgangsimpedanz des Verstärkers konstant ist, unabhängig von der Leistung am Eingang. Im Vergleich zum Bluetooth-Verstärker T7023 weist der ZX60-6013E+ eine größere Konstanz auf, wobei berücksichtigt werden muss, dass andere Eingangspegel sowie eine andere Frequenz zur Messung verwendet wurden. State 29 besitzt einen nennenswerten Abstand zum  $50\Omega$ -Punkt. Der ZX60-6013E+ kann als Breitbandverstärker mit weiteren Frequenzen betrieben werden. Dabei ist zu erwarten, dass sich die Ausgangsimpedanz und damit auch die Anpassung verändern. Gegenüber dem T7023 geht der ZX60-6013E+ erst bei höheren Eingangspegeln in den Kompressionsbereich über: Beim T7023 liegt der 1-dB-Kompressionspunkt bei einer Eingangsleistung von -13dBm, beim ZX60-6013E+ bei -2dBm. Verstärkung, Ausgangsleistung und Effizienz sind beim T7023 hingegen größer. Auffällig ist hierbei der niedrige Wirkungsgrad des ZX60-6013E+ von 5,2%.

Die folgenden Smith-Diagramme enthalten die Angabe des Wirkungsgrads. Markiert ist derjenige Zustand, bei welchem der maximale Wirkungsgrad eintritt.

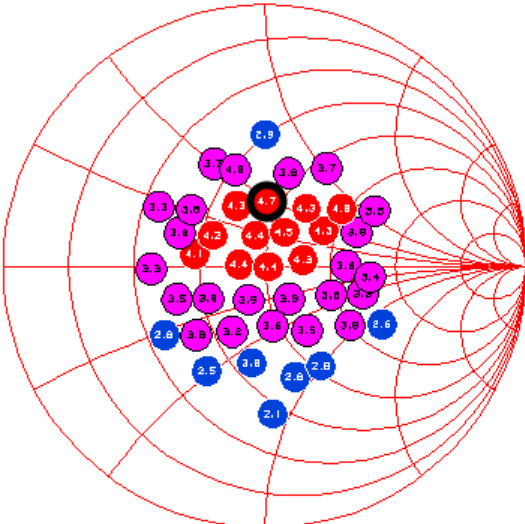


Abb. 51: PIN=0dBm; EFF\_max=4,7% @State 29

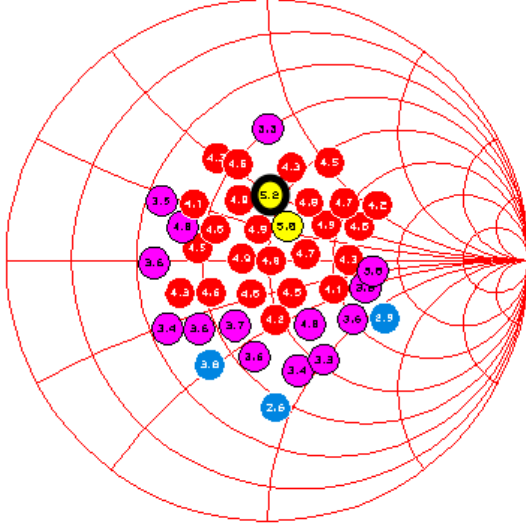


Abb. 52: PIN=2dBm; EFF\_max=5,2% @State 29

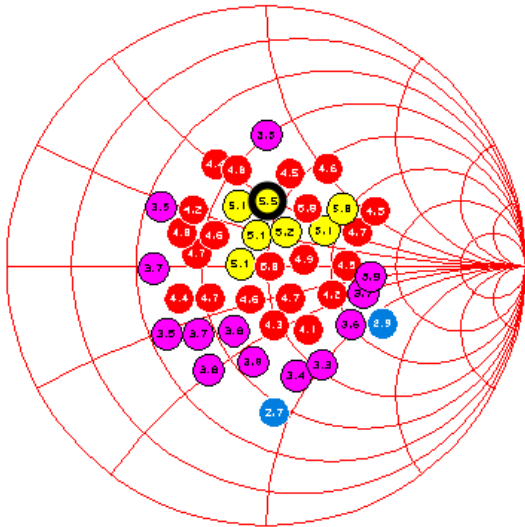


Abb. 53: PIN=4dBm; EFF\_max=5,5% @State 29

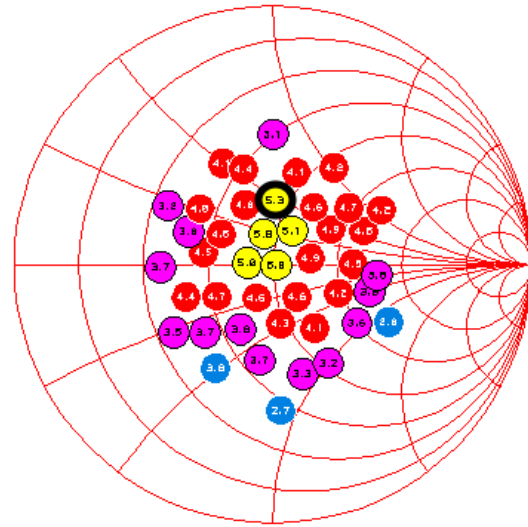


Abb. 54: PIN=6dBm; EFF\_max=5,3% @State 29

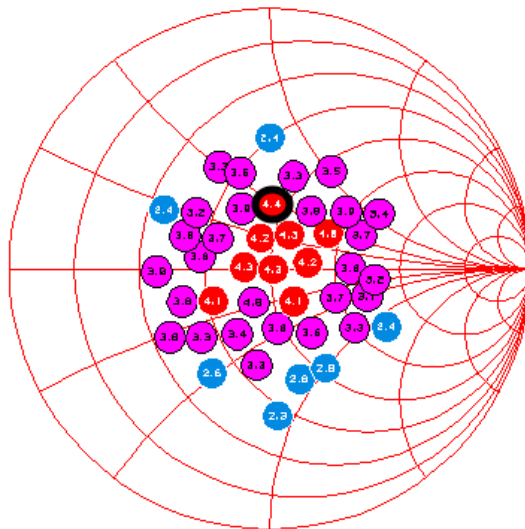


Abb. 55: PIN=8dBm; EFF\_max=4,4% @State 29

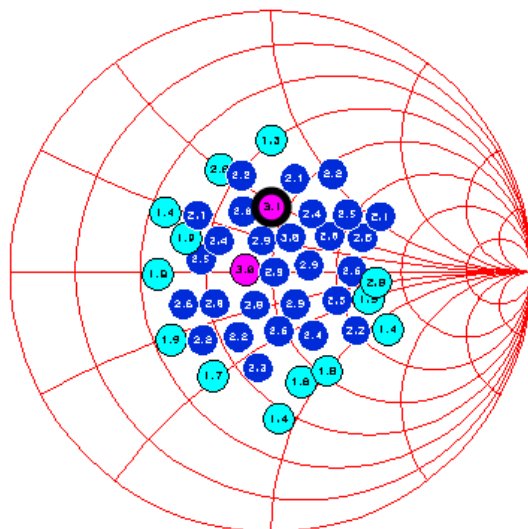


Abb. 56: PIN=10dBm; EFF\_max=3,1% @State 29

Aus den Messungen ist erkennbar, dass der maximale Wirkungsgrad ebenfalls bei State 29 eintritt, wie zuvor die maximale Ausgangsleistung. Dies deckt sich auch mit den Ergebnissen aus der Power-Sweep-Messung (vgl. Abb.1): Die höchsten Ausgangsleistungen und Wirkungsgrade treten beide im Bereich von Eingangsleistungen zwischen 0dBm und 10dBm auf. Dementsprechend ermöglicht der angepasste Abschluss, welcher zur maximalen Ausgangsleistung führt, auch ein Maximum an Effizienz. Im Vergleich dazu, wird beim T7023 die höchste Effizienz bei niedrigeren Ausgangsleistungen unter einer Fehlanpassung erreicht.

## V2.2 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall

Der Breitbandverstärker eignet sich für Frequenzen zwischen 20MHz und 6GHz. In dieser Messung wird der Verstärker mit 1GHz betrieben. Mithilfe des Spektrumanalysators werden die harmonischen Vielfachen bis zur 4. Ordnung ermittelt. Im Datenblatt finden sich keine Angaben zu den Störabständen der Harmonischen. Allerdings werden Angaben zur Verzerrung über den Intercept Point gemacht.

Tabelle 8: Störabstand der Harmonischen bei Connectorized Amplifier ZX60-6013E+

PIN in dBm	2. Harmonische in dBc (2GHz)	3. Harmonische in dBc (3GHz)	4. Harmonische in dBc (4GHz)
-10	39	40	54
-5	22	22	37
0	22	19	30
5	26	17	26
10	21	14	23
15	22	14	21

Wie zu erwarten, ist erkennbar, dass sich der Störabstand bei allen betrachteten Harmonischen mit zunehmender Eingangsleistung im Betrag verringert. Mit ansteigendem Eingangspegel nimmt das Maß der Verzerrung zu. Dies geht mit einem relativen Pegelanstieg der Oberwellen einher. Auffälligkeiten sind beim Störabstand der 3. Harmonischen ab einem Eingangspegel von 0dBm zu vernehmen. In diesem Bereich fällt der Störabstand betragsmäßig geringer aus, als bei der 2. Harmonischen. Die Störabstände der 4. Harmonischen befinden sich bei Eingangspegeln ab 5dBm in der gleichen Größenordnung, wie bei der 2. Harmonischen. Folgende Tendenzen lassen sich feststellen: Bei niedrigen Eingangspegeln (-10...0dBm) verringern sich die Pegel der Harmonischen mit zunehmender Ordnung. Bei höheren Eingangspegeln (0...15dBm) sind die 2. und 4. Harmonische gleich groß, die 3. Harmonische weist größere Pegel auf. Neben der Zunahme aller harmonischen Oberwellen relativ zur Trägerfrequenz, kann auch festgestellt werden, dass die Harmonischen im Verhältnis untereinander Änderungen aufweisen, sobald die Eingangsleistung erhöht wird.

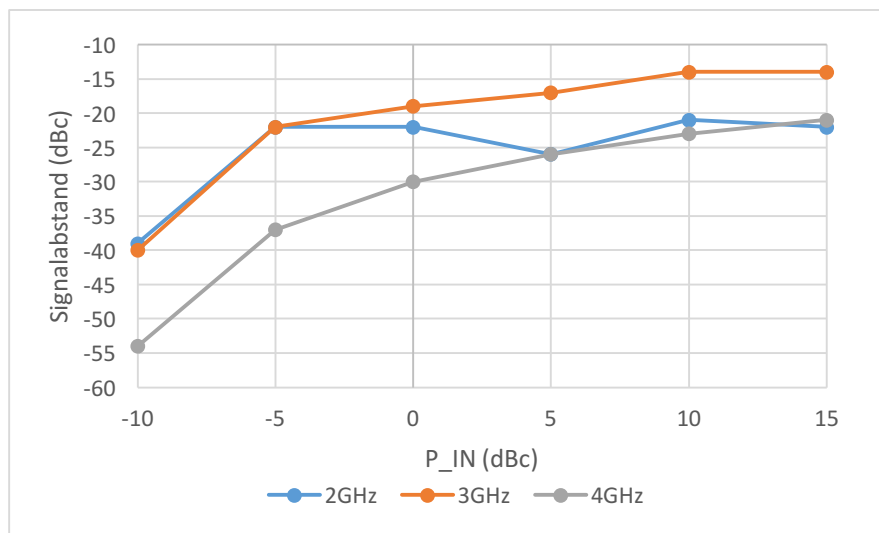


Abb. 57: Abstandsverlauf der Harmonischen über dem Eingangspegel



### V2.3 Zweitmessungen mit Connectorized Amplifier ZX60-6013E+

Messungen bei einer Gesamtleistung am Eingang im Bereich zwischen -22dBm und 8dBm in 5dB-Schritten dienen zur groben Charakterisierung. Bei diesen Messungen sind erstmals Intermodulationsprodukte bei einem Eingangspegel von -2dBm zu sehen.

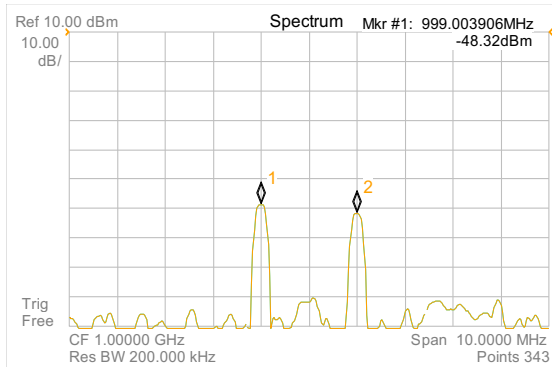


Abb. 58: Ausgangsspektrum bei PIN=-22dBm

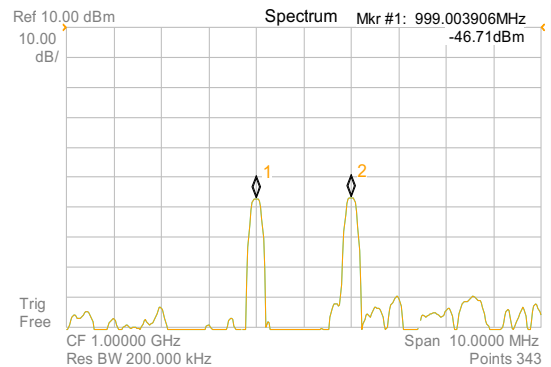


Abb. 59: Ausgangsspektrum bei PIN=-17dBm

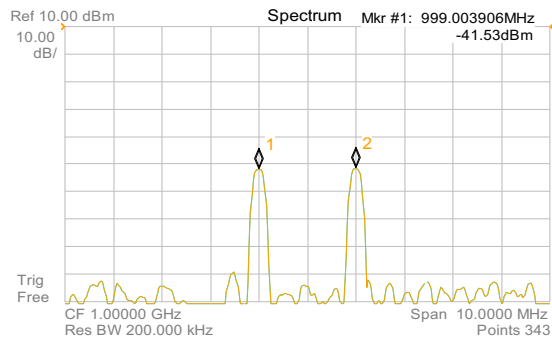


Abb. 60: Ausgangsspektrum bei PIN=-12dBm

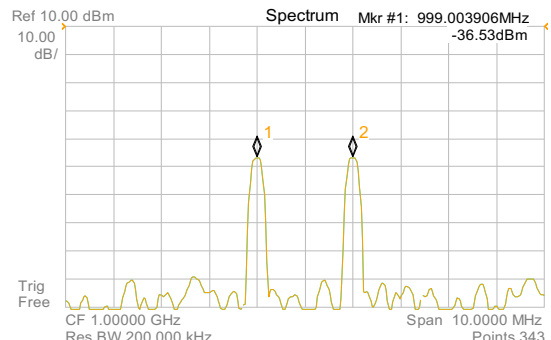


Abb. 61: Ausgangsspektrum bei PIN=-7dBm

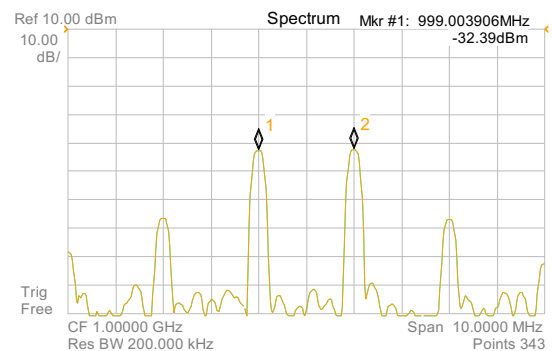


Abb. 62: Ausgangsspektrum bei PIN=-2dBm

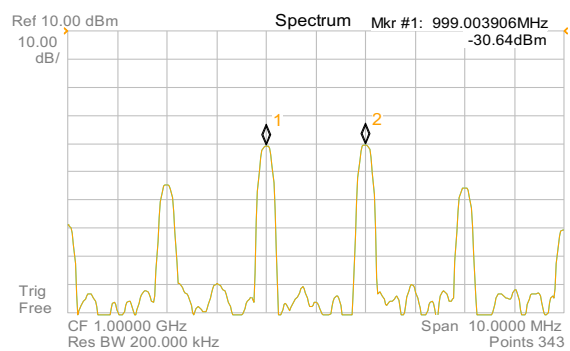


Abb. 63: Ausgangsspektrum bei PIN=3dBm

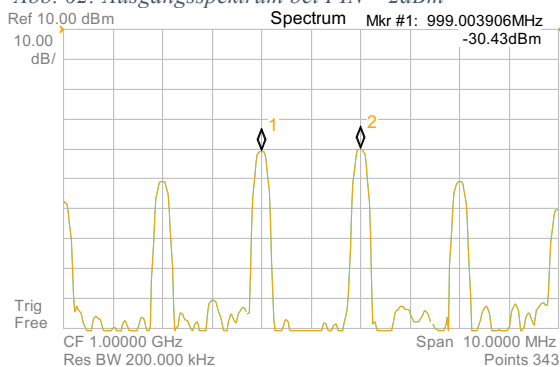


Abb. 64: Ausgangsspektrum bei PIN=8dBm

Da im Intervall zwischen -7dBm und -2dBm Intermodulationsprodukte abrupt auftreten, wird zur feineren Analyse in einer weiteren Messung der Bereich zwischen -7dBm und -2dBm in 1dB-Schritten betrachtet:

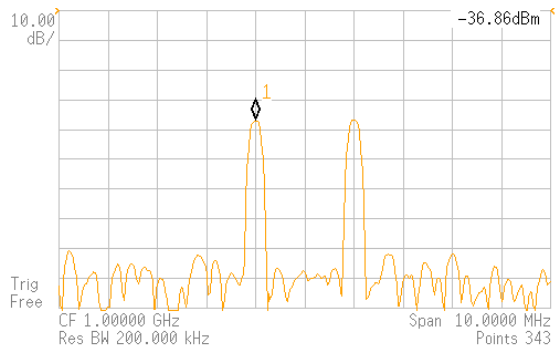


Abb. 65: Ausgangsspektrum bei PIN=-7dBm

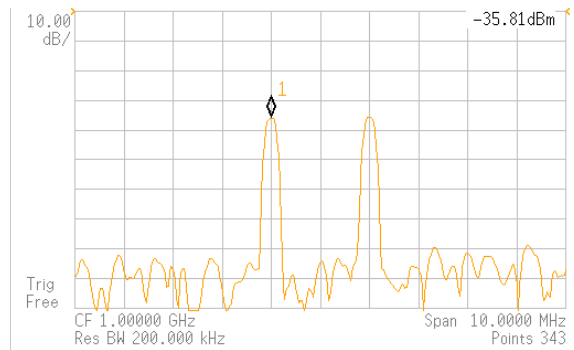


Abb. 66: Ausgangsspektrum bei PIN=-6dBm

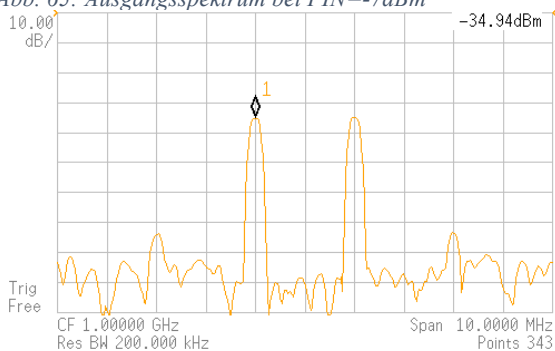


Abb. 67: Ausgangsspektrum bei PIN=-5dBm

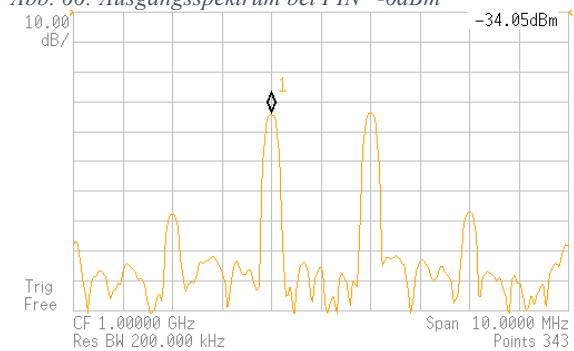


Abb. 68: Ausgangsspektrum bei PIN=-4dBm

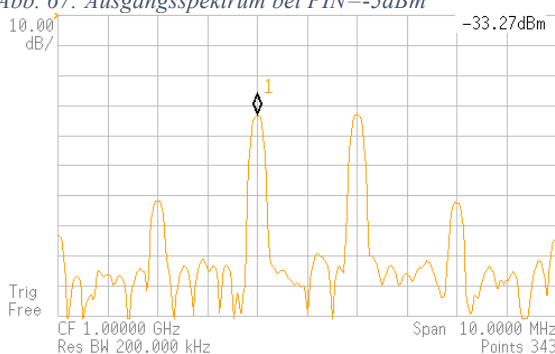


Abb. 69: Ausgangsspektrum bei PIN=-3dBm

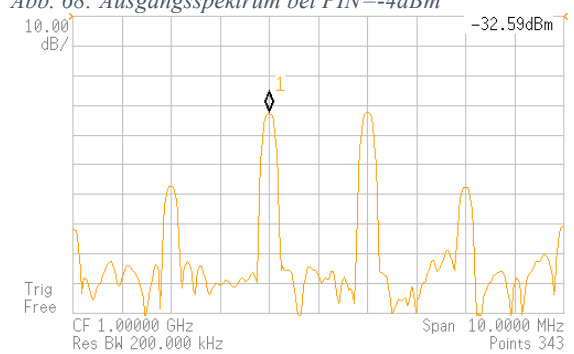


Abb. 70: Ausgangsspektrum bei PIN=-2dBm

PIN in dBm	$\Delta$ POUT $f_1=999$ MHz in dB	$\Delta$ POUT $f_{IM3}=1,003$ GHz in dB	SDR in dBc	$\Delta$ SDR
-7				
-6	1,1			
-5	0,9		-39	
-4	0,9	7	-33	6
-3	0,8	5	-27	6
-2	0,7	4	-22	5



Der angegebene Eingangspegel der Zweitonmessungen (Abb. 58 bis 70) bezieht sich immer auf die Gesamtleistung am Eingang, die von beiden HF-Generatoren zusammen erzeugt wird. Beide Generatoren wurden auf die selben Pegel eingestellt.

Die Power-Sweep-Messung des CW-Falls (Abb. 44) wurde mit State 29 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = 0,009 + j0,247$  durchgeführt. Bei diesem Last-Zustand konnte in vorigen Messungen ein Maximum an Effizienz und Ausgangsleistung festgestellt werden. Im Folgenden werden Vergleiche zwischen der Power-Sweep-Messung und den Spektral-messungen angestellt. Dabei wird verglichen, wie sich der Verstärker für beide Fälle bei einer bestimmten Eingangsleistung verhält. Die Power-Sweep-Messung gibt das Verstärkerverhalten für den Fall wieder, dass die komplette Eingangsleistung in einer Frequenz enthalten ist. Deshalb muss sich ein Vergleich auf die Gesamtleistung der Zweitonmessung beziehen.

Aus der Power-Sweep-Messung ist zu entnehmen, dass ab einer Eingangsleistung von -6dBm die Verstärkung abnimmt. Oberhalb dieses Eingangspegels entstehen vermehrt Verzerrungen. Dementsprechend sind auch für diesen Bereich Intermodulationsprodukte zu erwarten. In den verfeinerten Zweitonmessungen (Abb. 65 bis 70) sind ab einem Eingangspegel von -5dBm (Abb. 67) Intermodulationen zu erkennen.

Bei einer Eingangsleistung von -5dBm beträgt der Abstand zwischen Störprodukten und Nutzsignal -40dBc. Bei Erhöhung des Eingangspegels um 1dB auf -4dBm (Abb. 68) erhöht sich der Ausgangspegel der Grundkomponente laut Marker des Spektralanalysators von -34,94dBm auf -34,05dBm. Die angezeigten Werte eignen sich nicht zur absoluten Leistungsmessung. Die Differenzen können jedoch zur relativen Leistungsbetrachtung verwendet werden.

Demnach steigt der Pegel um ungefähr 0,89dB. Damit wird bestätigt, dass die Verstärkung sukzessive abnimmt. Der Ausgangspegel steigt nicht mehr proportional zum Eingangspegel an. Aus den Aufnahmen sind erst ab einer Eingangsleistung von -5dBm Intermodulationskomponenten zu erkennen. Grund hierfür ist, dass das Messsystem die Ausgangspegel dämpft. Durch das Absenken aller Pegel sind niedrige Intermodulationsprodukte nicht auszumachen. Der Anstieg der Intermodulationskomponenten beträgt ca. 7dB. Ihr Störabstand verringert sich auf -33dBc. Dieser Anstieg fällt entgegen der Erwartung extrem groß aus. Theoretisch ist für Intermodulationsprodukte 3. Ordnung vom Dreifachen Anstieg des Eingangssignals auszugehen. Der Störabstand verringert sich auf -33dBc. Die Verkleinerung des Abstandes deutet auf eine weitere Zunahme der Verzerrung hin. Im nächsten Schritt vergrößert sich die Hauptkomponente um 0,78dB. Die Intermodulationsprodukte steigen um ca. 5dB an. Der Störabstand verringert sich auf -27dBc. Im letzten Schritt beträgt der Anstieg der Hauptkomponente 0,68dB. Die Störkomponenten steigen um 4dB an. Der Störabstand sinkt auf -22dBc.

Während die Eingangsleistung zwischen Abb. 10 und Abb. 13 um 3dB ansteigt, beträgt der Anstieg des Pegels der Hauptkomponenten am Ausgang nur 2,35dB. Wird zum Vergleich die Power-Sweep-Messung (Abb. 44) im Bereich von Eingangspegeln zwischen -5dBm und -2dBm herangezogen, beträgt der Anstieg des Ausgangspegels 2,06dB. Der Anstieg der Störkomponenten sollte jeweils 3dB betragen.

Erwartungsgemäß sind im Kompressionsbereich Intermodulationsprodukte entstanden, deren Störabstände sich mit zunehmender Eingangsleistung und Verzerrung deutlich verringerten. Die erwartete Verkleinerung der Anstiegsintervalle in den Hauptkomponenten des Ausgangssignals konnte ebenfalls erkannt werden. Zudem konnte gesehen werden, dass im Kompressionsbereich, welcher der Power-Sweep-Messung zu entnehmen ist, Intermodulationsprodukte vermehrt auftreten.

Messung von Intermodulationsprodukten im Bereich zwischen ca. 2GHz und 4GHz

Der verwendete Spektrumanalysator *Agilent E4406 A* ermöglicht Messungen von Frequenzspektren bis 4GHz. Die betrachtbaren Ausschnitte der Spektren können eine maximale Bandbreite von 10MHz aufweisen. Zu dieser Messung werden erneut Eingangsfrequenzen von 999MHz und 1,001GHz verwendet. Mit dem Spektrumanalysator werden folgende vier Ausschnitte betrachtet:

995MHz bis 1,005GHz

1,995GHz bis 2,005GHz

2,995GHz bis 3,005GHz

3,995GHz bis 4,005GHz.

Die folgende Abbildung zeigt, welche Frequenzkomponenten in den betrachteten Fenstern zu erwarten sind:

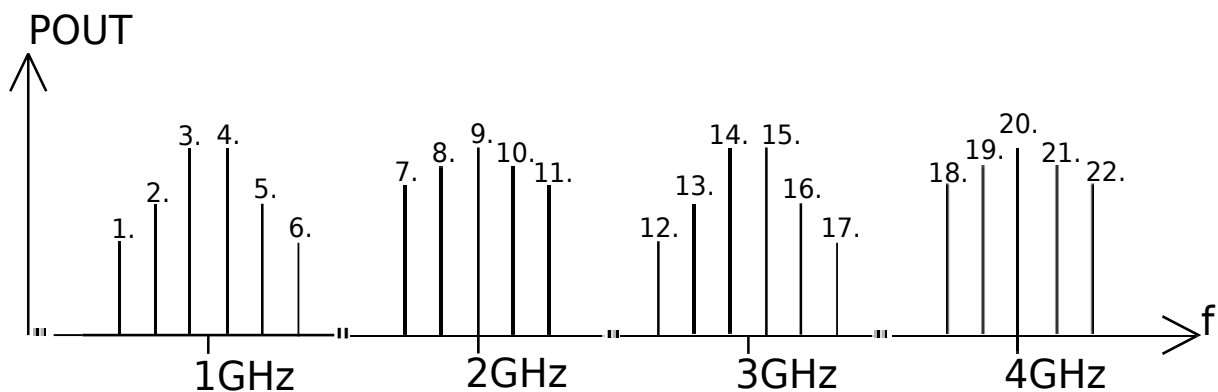


Abb. 71: Harmonischen Oberwellen und Intermodulationsprodukte höherer Ordnung bis ca. 4GHz (Auszug)

Im Spektrum bis 4GHz sind noch weitere Frequenzanteile, wie in Abb. 1 dargestellt, enthalten. Diese liegen jedoch außerhalb der betrachteten Ausschnitte. Die oben dargestellten 22 Komponenten berechnen sich mithilfe der nachfolgenden Summen- und Differenzbildungen:

1. Ausschnitt, Mittenfrequenz 1GHz:

$$1. \quad 3 \cdot f_1 - 2 \cdot f_2 = 995\text{MHz}$$

$$2. \quad 2 \cdot f_1 - f_2 = 997\text{MHz}$$

$$3. \quad f_1 = 999\text{MHz}$$

$$4. \quad f_2 = 1,001\text{GHz}$$

$$5. \quad 2 \cdot f_2 - f_1 = 1,003\text{GHz}$$

$$6. \quad 3 \cdot f_2 - 2 \cdot f_1 = 1,005\text{GHz}$$

2. Ausschnitt, Mittenfrequenz 2GHz:

7.  $3 \cdot f_1 - f_2 = 1,996\text{GHz}$
8.  $2 \cdot f_1 = 1,998\text{GHz}$
9.  $f_1 + f_2 = 2\text{GHz}$
10.  $2 \cdot f_2 = 2,002\text{GHz}$
11.  $3 \cdot f_2 - f_1 = 2,004\text{GHz}$

3. Ausschnitt, Mittenfrequenz 3GHz:

12.  $4 \cdot f_1 - f_2 = 2,995\text{GHz}$
13.  $3 \cdot f_1 = 2,997\text{GHz}$
14.  $2 \cdot f_1 + f_2 = 2,999\text{GHz}$
15.  $f_1 + 2 \cdot f_2 = 3,001\text{GHz}$
16.  $3 \cdot f_2 = 3,003\text{GHz}$
17.  $4 \cdot f_2 - f_1 = 3,005\text{GHz}$

4. Ausschnitt, Mittenfrequenz 4GHz:

18.  $4 \cdot f_1 = 3,996\text{GHz}$
19.  $3 \cdot f_1 + f_2 = 3,998\text{GHz}$
20.  $2 \cdot f_1 + 2 \cdot f_2 = 4\text{GHz}$
21.  $3 \cdot f_2 + f_1 = 4,002\text{GHz}$
22.  $4 \cdot f_2 = 4,004\text{GHz}$

Wie erwähnt, berechnet sich die Ordnungszahl aus der Summe der Faktoren. Die Steigung der Ausgangsleistung der Intermodulationsprodukte entspricht der Ordnungszahl, multipliziert mit der Änderung des Eingangssignals in dB. Beispielsweise ist bei einem Anstieg des Eingangspegels um 1dB für Intermodulationsprodukte 3. Ordnung ein Anstieg von 3dB zu erwarten, bei 4. Ordnung 4dB usw. Die Messung von Intermodulationsprodukten, die aus Vielfachen der Grundfrequenzen bestehen, kommt der Messung der Nachbarkanalleistung nahe. Mit dieser erweiterten Zweittonmessung wird untersucht, mit welchen Pegeln Intermodulationsprodukte im Abstand mehrerer GHz auftreten. In der Größenordnung dieser Abstände können sich in der Praxis benachbarte Kanäle befinden. Intermodulationen in den Nachbarkanälen stören die Übertragung. Die Intensität der Störung hängt dabei von den Leistungspegeln der Intermodulationsprodukte ab. Allerdings wird auch bei dieser Messung der Störabstand, bezogen auf die Grundfrequenzen, verwendet, um die Intensität der Intermodulationen zu beschreiben.

## V2.4 Messung von Intermodulationsprodukten im Bereich zwischen 2GHz und 4GHz

Beim *ZX60-6013E+* wurden zuvor Zweittonmessungen in Spektralausschnitten zwischen 995MHz und 1,005GHz durchgeführt. Die Eingangsleistungen wurden dabei von -7dBm auf -2dBm erhöht. Mit den selben Eingangsleistungen werden im Folgenden Zweittonmessungen in weiteren Frequenzabschnitten durchgeführt. Dazu werden Ausschnitte des Spektrums mit Mittenfrequenzen von 2GHz, 3GHz und 4GHz betrachtet. Die Ausschnitte weisen eine Breite von 10MHz auf. Die folgenden Spektralabbildungen geben eine Übersicht der auftretenden Frequenzkomponenten bei Ansteuerung mit einer Eingangsleistung von -2dBm.

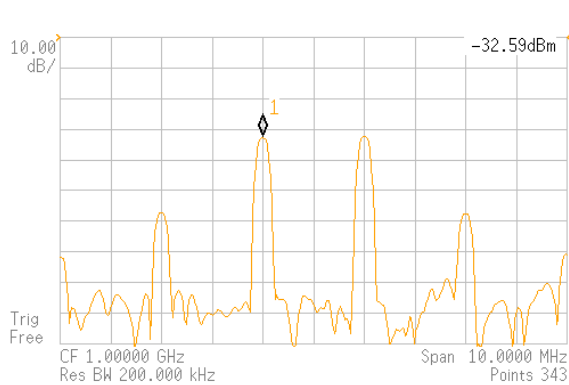


Abb. 72: Ausgangsspektrum zwischen 995MHz und 1,005GHz bei  $P_{IN} = -2\text{dBm}$

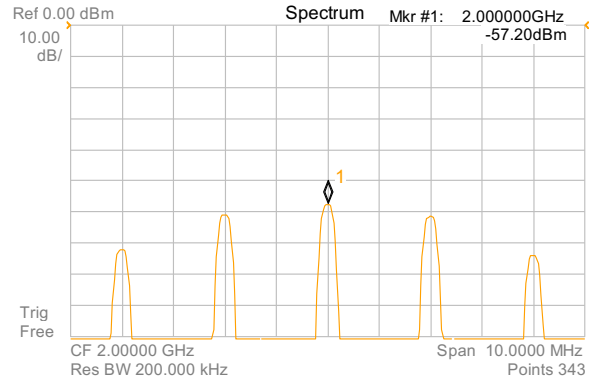


Abb. 73: Ausgangsspektrum zwischen 1,995MHz und 2,005GHz bei  $P_{IN} = -2\text{dBm}$

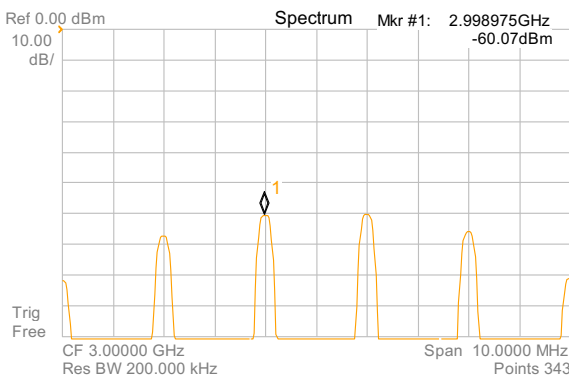


Abb. 74: Ausgangsspektrum zwischen 2,995MHz und 3,005GHz bei  $P_{IN} = -2\text{dBm}$

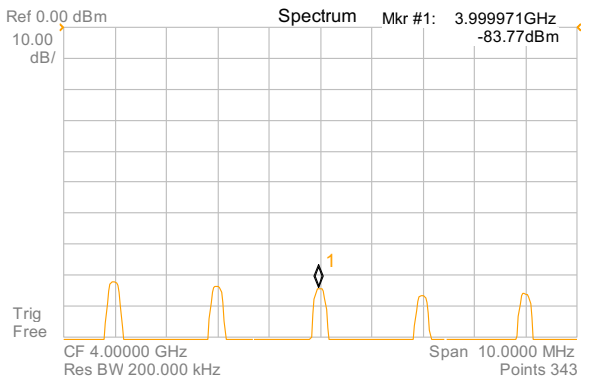


Abb. 75: Ausgangsspektrum zwischen 3,995MHz und 4,005GHz bei  $P_{IN} = -2\text{dBm}$

Für die nachfolgende Tabelle wurden neben dem Intermodulationsprodukt 3. Ordnung bei 1,003GHz jeweils die höchste Frequenzkomponente jedes Ausschnitts verwendet. Dabei handelt es sich um folgende Komponenten:

$$f_1 + f_2 = 2\text{GHz}$$

$$2 \cdot f_1 + f_2 = 2,999\text{GHz}$$

$$2 \cdot f_1 + 2 \cdot f_2 = 4\text{GHz}$$

Die Angaben der Störabstände beziehen sich auf die Grundfrequenz  $f_1$  bei 999MHz.

PIN in dBm	$\Delta POUT$ Hauptkomponente $f_I=999\text{MHz}$ in dB	1,003GHz SDR in dBc	2GHz SDR in dBc	2,999GHz SDR in dBc	4GHz SDR in dBc
-7			40,1	48,5	61,7
-6	1,1		37,5	43,9	58,7
-5	0,9	39	34,0	38,8	53,2
-4	0,9	33	30,2	34,3	49,6
-3	0,8	27	27,1	30,3	51,2
-2	0,7	22	24,6	27,5	51,2

Tabelle 9: Störabstände von Intermodulationsprodukten des ZX60-6013E+

Die Störabstände des Intermodulationsprodukts 3. Ordnung bei 1,003GHz lassen sich aufgrund der Dämpfung des Messsystems erst ab einer Eingangsleistung von -5dBm feststellen. Auffällig ist, dass die Komponente bei 2GHz bis zu einer Eingangsleistung von -4dBm größere Pegel aufweist, als die Komponente bei 1,003GHz. Ab -3dBm wendet sich das Verhältnis. Ansonsten ist erwartungsgemäß festzustellen, dass die Komponenten mit höherer Frequenz betragsmäßig immer größere Störabstände aufweisen und damit immer kleinere Pegel besitzen.

Die Veränderung des Pegels einer Intermodulationskomponente lässt sich mit nachstehender Gleichung berechnen:

$$\Delta POUT_{Intermod} = \Delta POUT_{f_1} + |\Delta SDR|_{intermod} \quad (44)$$

Bei Eingangspegeln zwischen -7dBm und -6dBm steigt die Hauptkomponente um 1,1dB an, während sich der Störabstand der 2GHz-Komponente betragsmäßig um 2,6 verringert. Demzufolge steigt die Intermodulationskomponente um 3,7dB. Zu erwarten wäre ein Anstieg um 2dB, da es sich um eine Intermodulation 2. Ordnung handelt. Eine Abnahme der Anstiegsintervalle in Folge der Kompression ist nicht zu erkennen. Bei der 2,999GHz-Komponente verringert sich der Störabstand im ersten Schritt um 4,6dB. Daraus errechnet sich ein Anstieg des Intermodulationspegels um 5,7dB. Die Ordnungszahl beträgt 3, demzufolge ein Anstieg von 3dB zu erwarten ist. Beim letzten Schritt beträgt die Verkleinerung des Störabstandes nur noch 2,8dB. Der Anstieg des Intermodulationspegels beträgt folglich 3,5dB. Der Rückgang wird durch die Kompression bewirkt. Die Abnahmeintervalle des Störabstands der 4GHz-Komponente betragen: 3dB; 5,5dB; 3,6dB. Die Anstiegsintervalle des Intermodulationspegels betragen damit: 4,1dB; 6,4dB; 4,5dB. Aufgrund der Ordnungszahl 4 ist ein Anstieg von 4dB zu erwarten. Die Abweichungen sind in diesem Fall geringer.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass sämtliche Intermodulationsprodukte stärker als erwartet ansteigen.

### V2.5 Load-Pull-Messungen im Zweitton-Fall

In der nachfolgenden Tabelle und im Smith-Diagramm ist jeweils der Last-Zustand, welcher beim ZX60-6013E+ den betragsmäßig größten Störabstand zur Folge hat, grün markiert. Der Last-Zustand des kleinsten Störabstandes ist rot markiert.

	SDR  in dB bei Pin=-5dBm	Load- State Nr.		SDR  in dB bei Pin=-5dBm	Load-State Nr.
1.	30,8	238	11.	33,8	496
2.	32,1	186	12.	30,4	482
3.	31,9	135	13.	32,2	180
4.	29,8	590	14.	36,9	418
5.	32,9	274	15.	37,2	452
6.	34,5	159	16.	33,9	337
7.	31	83	17.	37,2	232
8.	29,2 Minimalwert	502	18.	37,8 Maximalwert	419
9.	33,3	366	19.	32,3	310
10.	36,8 50Ω-Zustand	573			

Tabelle 10: Störabstände im Zweitton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen

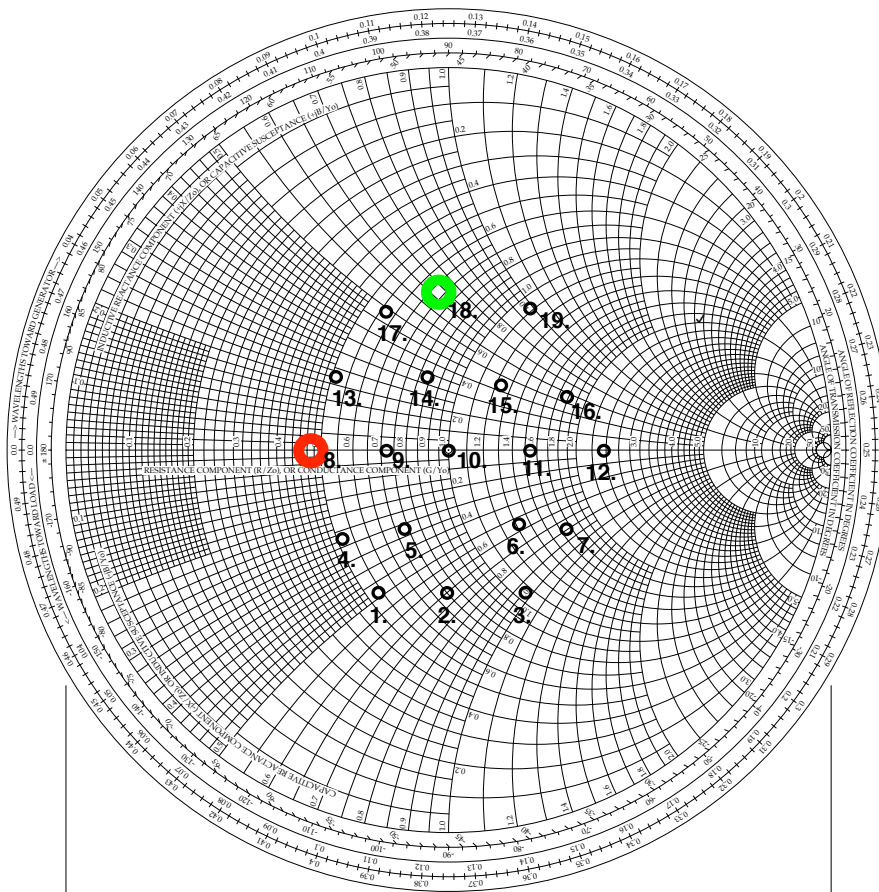


Abb. 76: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei PIN=-5dBm [25]

Bei einer Eingangsleistung von -5dBm wird der maximale Betrag des Störabstands beim Zustand 18. erreicht, an welchem die Impedanz  $\bar{Z} = 34,3\Omega + j32,8\Omega$  beträgt. Wie beim *T7023* befindet sich dieser Zustand am Rand des Messbereichs. Dementsprechend ist davon auszugehen, dass sich bei Erweiterung des Messbereichs ein größerer Störabstand finden lässt. Der Realteil ist ebenfalls kleiner als  $50\Omega$  und die Lage damit in der linken Reflexionsfaktor-Halbebene. Der Betragsmäßig kleinste Störabstand wird bei Zustand 8., bei einer Impedanz von  $\bar{Z} = 23,7\Omega + j0,2\Omega$  gemessen. In der Load-Pull-Messung des CW-Falls wurde bei Eingangspegeln zwischen 0dBm und 10dBm die maximale Ausgangsleistung stets bei State 29 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = 0,009 + j0,247$  erreicht. An dieser Stelle beträgt der Reflexionsfaktor  $|\bar{r}| = 0,25$ ;  $\varphi_r = 88^\circ$ . Bei Zustand 18., unter welchem der betragsmäßig größte Störabstand erreicht wird, beträgt der Reflexionsfaktor  $|\bar{r}| = 0,4$ ;  $\varphi_r = 94^\circ$ . Beide Zustände liegen ungefähr senkrecht über dem  $50\Omega$ -Punkt, weisen zu ihm jedoch unterschiedliche Abstände auf. Bei Zustand 18. ist die Ausgangsleistung gegenüber State 29 um ungefähr 2dB verringert.



### V3: Coaxial Amplifier ZJL-6G+ - Low Power

#### V3.1 CW-Messungen

Der ZJL-6G+ kann mit Frequenzen zwischen 20MHz und 6GHz betrieben werden. Für diese CW-Messung wird eine Frequenz von 1GHz verwendet. Der Leistungsverstärker wird mit einer Spannung von 12V versorgt. Anfänglich erfolgt eine Power-Sweep-Messung bei einer Last von 50Ω. Die Messung soll Auskunft darüber geben, in welchem Intervall der Eingangsleistung ein Betrieb des Verstärkers sinnvoll ist, um Ausgangsleistung und Wirkungsgrad zu maximieren. Auf der Grundlage des festgestellten Bereichs für die Eingangsleistung folgen dann Load-Pull-Messungen zur Suche der optimalen Abschluss-Impedanz.

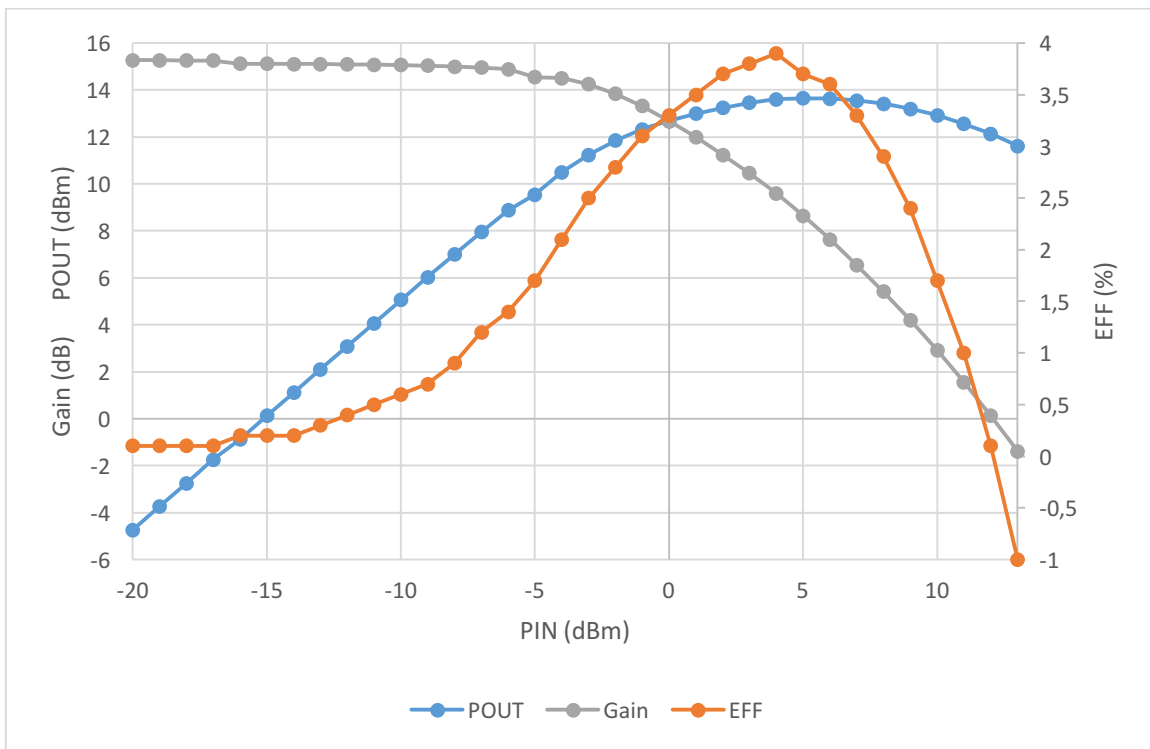


Abb. 77: Power-Sweep-Messung an 50Ω

Anhand der Power-Sweep-Messung ist festzustellen, dass die Ausgangsleistung und der Wirkungsgrad bis zu einem Eingangspegel von 4dBm ansteigen. Das Maximum des Wirkungsgrads tritt bei einer Eingangsleistung von 4dBm auf. Das Maximum der Ausgangsleistung liegt bei 5dBm. Oberhalb von 4dBm nimmt die Effizienz stark ab, während die Ausgangsleistung bei ihren Maximalwerten bleibt und erst bei höheren Eingangspegeln leicht abnimmt. Als Kompromiss zwischen beiden Größen eignet sich der Bereich zwischen -1dBm und 4dBm. In den Load-Pull-Messungen werden folgende Eingangspegel verwendet: -1dBm; 0dBm; 2dBm; 3dBm; 4dBm. Die Anordnung der Messpunkte erfolgt wieder nach demselben Schema, wie in den vorigen Messungen. Die folgenden Smith-Diagramme enthalten die Darstellung der Ausgangsleistung, wobei der Last-Zustand, welcher zur maximalen Ausgangsleistung führt, markiert wurde.

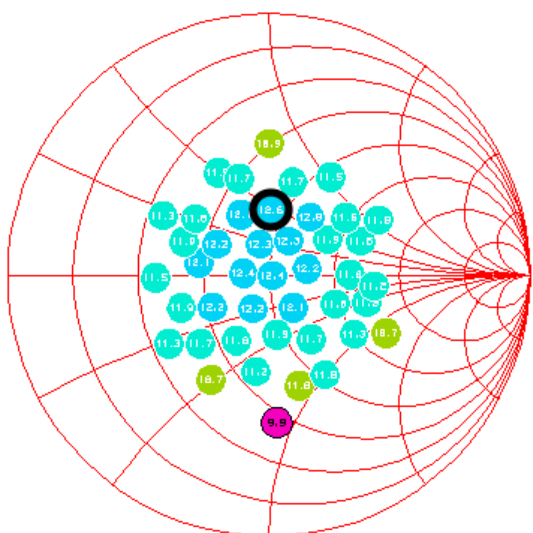


Abb. 78:  $PIN = -1\text{dBm}$ ;  $POUT = 12,6\text{dBm}$  @State29

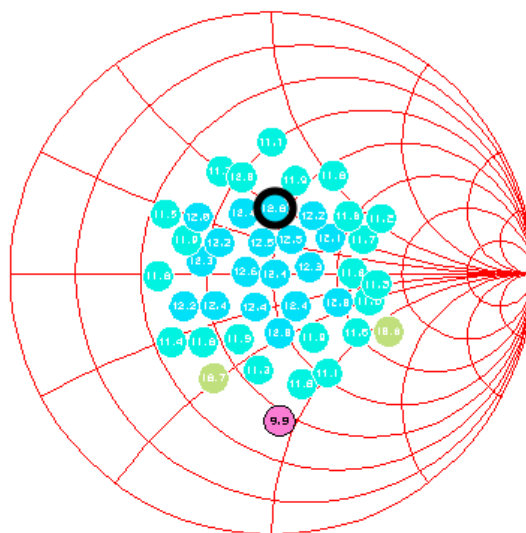


Abb. 79:  $PIN = 0\text{dBm}$ ;  $POUT = 12,8\text{dBm}$  @State29

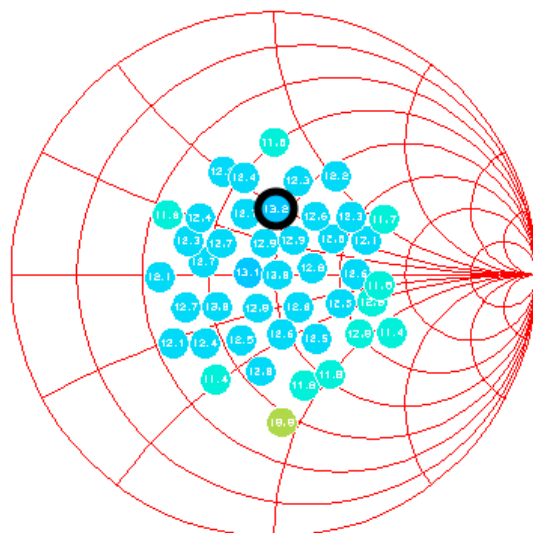


Abb. 80:  $PIN = 1\text{dBm}$ ;  $POUT = 13,2\text{dBm}$  @State29

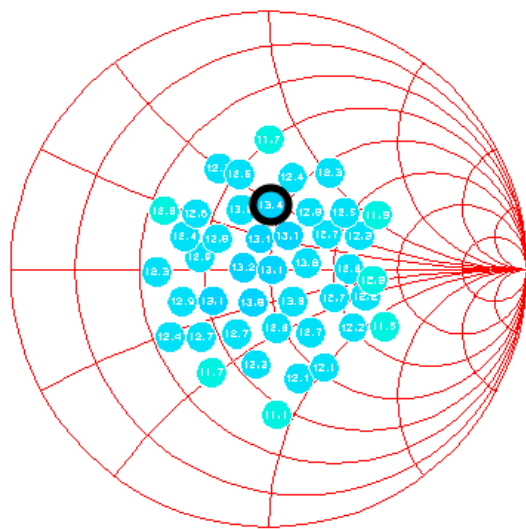


Abb. 81:  $PIN = 2\text{dBm}$ ;  $POUT = 13,4\text{dBm}$  @State29

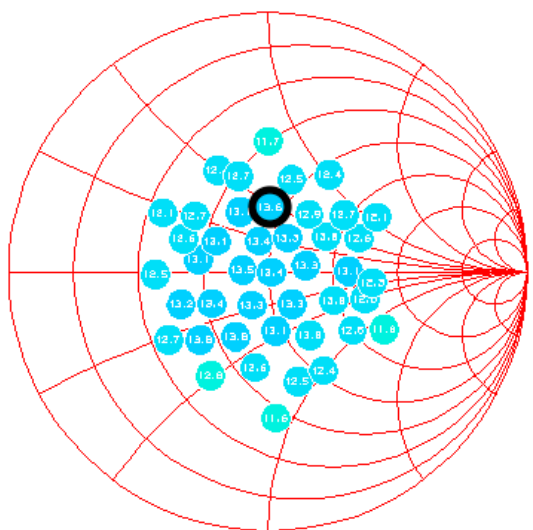


Abb. 82:  $PIN = 3\text{dBm}$ ;  $POUT = 13,6\text{dBm}$  @State29

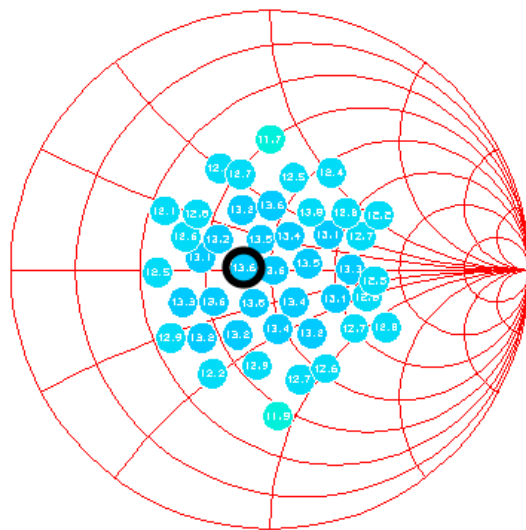


Abb. 83:  $PIN = 4\text{dBm}$ ;  $POUT = 13,6\text{dBm}$  @State182

Bei Eingangspegeln zwischen -1dBm und 3dBm tritt die maximale Ausgangsleistung stets bei State 29 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = 0,009 + j0,247$  ein. Eine Ausnahme stellt der Fall bei einer Eingangsleistung von 4dBm dar: Hier wird die maximale Ausgangsleistung von 13,6dBm bei State 182 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = -0,098 + j0,006$  erreicht. Dieser Zustand liegt sehr nahe dem 50Ω-Punkt. Im Smith-Diagramm (Abb. 83) werden die Leistungspegel des 50Ω-Punkts und des State 29 ebenfalls mit 13,6dBm angegeben, was bedeutet, dass sich die Werte erst ab der zweiten Nachkommastelle unterscheiden. Der Sprung des optimalen Last-Zustands ist bemerkenswert, da im Zwischenbereich weitere Messpunkte liegen, die niedrigere Leistungspegel aufweisen. Andererseits ist es fragwürdig, im Rahmen der Messgenauigkeit Leistungsunterschiede ab der zweiten Nachkommastelle noch zu berücksichtigen.

Der *ZJL-6G+* weist sehr ähnliche Eigenschaften zum davor gemessenen *ZX60-6013E+* auf. Beide Verstärker stammen vom Anbieter *Mini-Circuits*. Der *ZJL-6G+* liegt mit einer maximalen Ausgangsleistung von 13,6dBm und einer maximalen Verstärkung von 15,3dB und einem Wirkungsgrad von 3,96% jeweils ungefähr eine Einheit niedriger als der *ZX60-6013E+*. Bei einer Eingangsleistung von -3dBm wird der 1dB-Kompressionspunkt erreicht. Bei 1dBm der 3dB-Kompressionspunkt. Sehr ähnlich liegen diese Punkte auch beim *ZX60-6013E+*.

Im Folgenden sind die Smith-Diagramme mit der Angabe des Wirkungsgrads abgebildet. Der Zustand, mit welchem sich der maximale Wirkungsgrad erreichen lässt, wurde mit einem Kreis markiert:

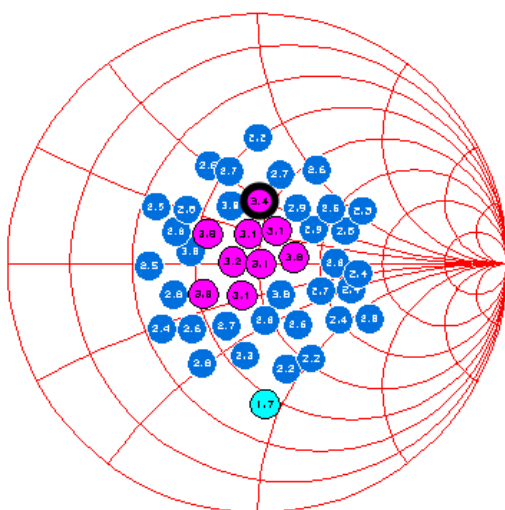


Abb. 84: PIN=-1dBm; EFF\_max=3,4% @State 29

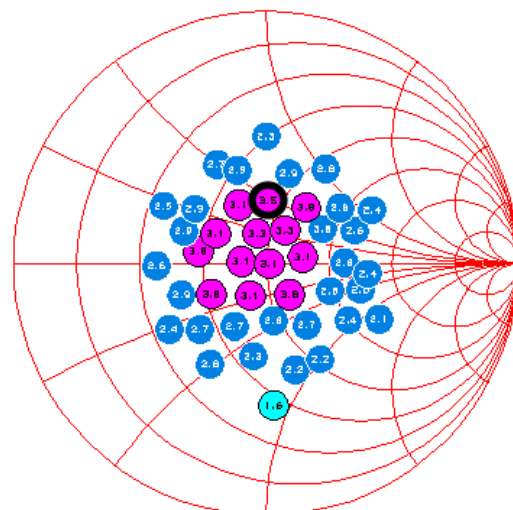


Abb. 85: PIN=0dBm; EFF\_max=3,5% @State 29

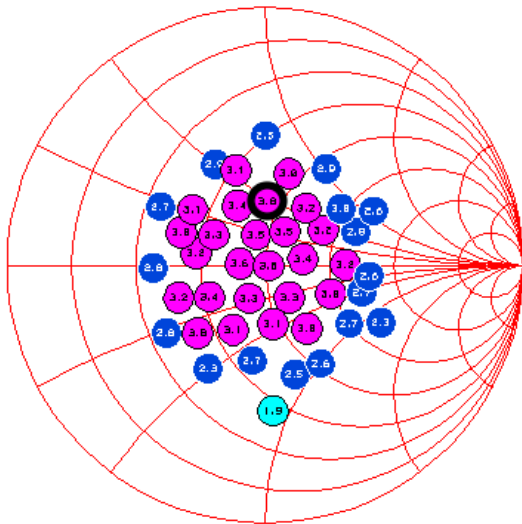


Abb. 86: PIN=01dBm; EFF\_max=3,8% @State 29

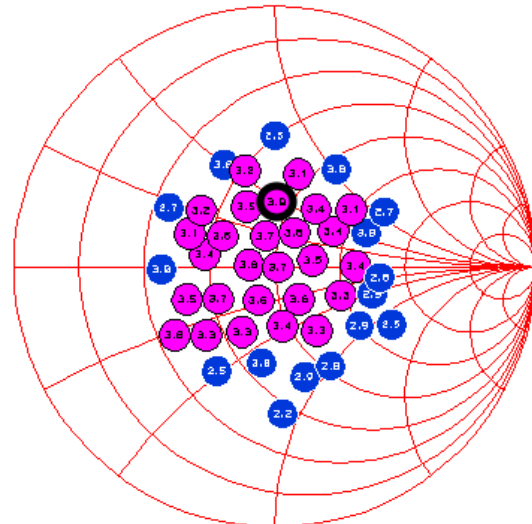


Abb. 87: PIN=2dBm; EFF\_max=3,9% @State 29

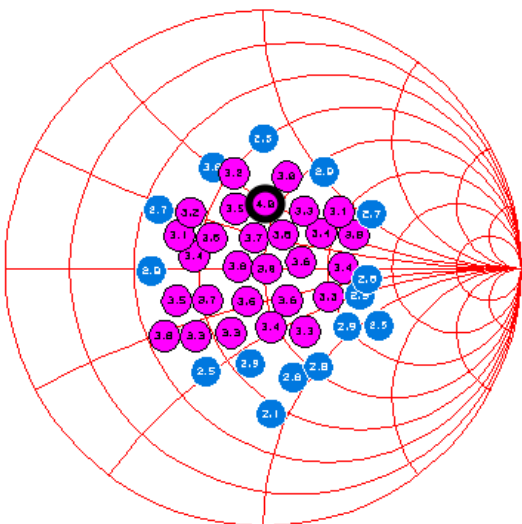


Abb. 88: PIN=3dBm; EFF\_max=4,0% @State 29

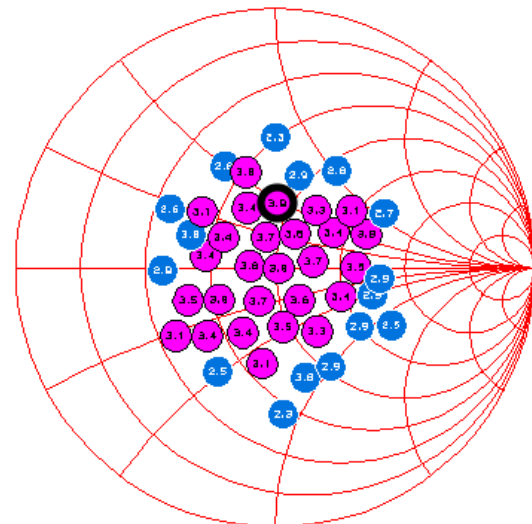


Abb. 89: PIN=4dBm; EFF\_max=3,9% @State 29

Wie bei der Ausgangsleistung tritt auch der maximale Wirkungsgrad bei State 29 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = 0,009 + j0,247$  bei allen betrachteten Eingangspegeln ein. In der Power-Sweep-Messung (Abb. 77) ist zu erkennen, dass Wirkungsgrad und Ausgangsleistung ungefähr im selben Bereich ihre Höchstwerte erreichen. Infolgedessen lässt sich mit der selben Abschlussimpedanz Ausgangsleistung und Wirkungsgrad maximieren. Auch hinsichtlich des Wirkungsgrads lassen sich Ähnlichkeiten zum ZX60-6013E+ erkennen: Bei beiden Verstärkern verändert sich der Abschluss für ein Effizienz-Maximum nicht in Abhängigkeit der Eingangsleistung. Der maximale Wirkungsgrad von knapp 4% tritt wie beim ZX60-6013E+ bei State 29 ein und ist damit sehr niedrig.

### V3.2 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall

Der *ZJL-6G+* kann als Breitbandverstärker bis zu 6GHz betrieben werden. Da der Spektrumanalysator nur bis 4GHz verwendbar ist, wird für diese Messung eine Frequenz von 1GHz angewandt. Auf diese Weise lassen sich die Spektralkomponenten der harmonischen Oberwellen bis zur 4. Ordnung betrachten. Auch bei diesem Verstärker finden sich im Datenblatt keine Angaben zu den Abständen der Harmonischen stattdessen wird eine Angabe zur Verzerrung mit dem IP3 mit 24dBm gemacht.

PIN in dBm	2. Harmonische in dBc (2GHz)	3. Harmonische in dBc (3GHz)	4. Harmonische in dBc (4GHz)
0	27	31	
2	26	30	
4	24	21	36
6	23	20	31
8	22	18	28
10	22	18	27

*Tabelle 11: Störabstand der Harmonischen bei Coaxial Amplifier ZJL-6G+*

Die Störabstände nehmen bei allen Harmonischen mit zunehmendem Eingangspegel betragsmäßig ab. Dies deutet auf eine sich steigernde Kompression hin. Die Störabstände der 2. Harmonischen verringern sich im Betrag in gleichmäßigen Schritten um ca. 1dBc je 2dBm Anstieg am Eingang. Zum Ende hin verringert sich der Abstand nicht mehr und bleibt bei -22dBc. Bei der 3. Harmonischen findet bei Eingangspegeln zwischen 2dBm und 4dBm ein sprunghafter Rückgang des Betrags des Störabstandes statt. Im Übrigen verläuft die betragsmäßige Abnahme gleichmäßig in ca. 1dB großen Schritten. Auch hier ist zum Schluss hin ein Verbleib des Werts bei -18dBc festzustellen. Bei der 4. Harmonischen konnten aufgrund des geringen Signalabstands zum Rauschen keine Störabstände bei Eingangspegeln von 0dBm und 2dBm ermittelt werden. Ab Eingangspegel von 4dBm ist eine betragsmäßige Abnahme des Störabstandes zu erkennen, die im Vergleich zu den anderen Harmonischen in größeren Schritten erfolgt. Wie zu erwarten, sind die Störabstände der 4. Harmonischen geringer als der 2. Harmonischen. Wenn davon ausgegangen wird, dass die Pegel der Harmonischen Oberwellen mit höherer Ordnung abnehmen, dann ist eine Abweichung von dieser Regel bei der 3. Harmonischen festzustellen. Bei Eingangsleistungen von 0dBm und 2dBm sind die Pegel der 3. Harmonischen erwartungsgemäß niedriger als bei der 2. Harmonischen. Ab 4dBm am Eingang weist die 3. Harmonische größere Pegel als die 2. Harmonische auf. Ein ähnliches Verhalten konnte schon beim vorherigen Verstärker *ZX60-6013E+* beobachtet werden.

### V3.3 Zweitmessungen mit Coaxial Amplifier ZJL-6G+

Der *ZJL-6G+* wird für die nachfolgenden Messungen mit zwei harmonischen Signalen der Frequenzen 999MHz und 1001MHz angesteuert. Die Last wird auf State 29 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = 0,009 + j0,247$  eingestellt. Bei dieser Abschlussimpedanz konnte in der CW-Messung der maximale Wirkungsgrad erreicht werden. Beide HF-Generatoren erzeugen gleich große Leistungspegel. Die Gesamtleistung am Eingang wird von -12dBm auf -2dBm in 2dB-Schritten erhöht. Diese Eingangspegel umfassen sowohl den linearen Bereich als auch den Kompressionsbereich. Die nachfolgenden Abbildungen zeigen Ausschnitte des Ausgangsspektrums zwischen 995MHz und 1005MHz bei unterschiedlichen Eingangspegeln.

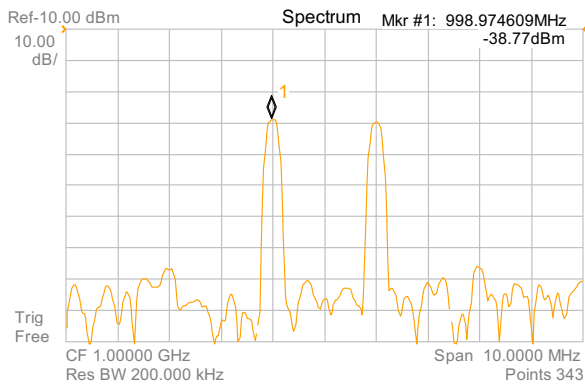


Abb. 90: Ausgangsspektrum bei PIN=-12dBm

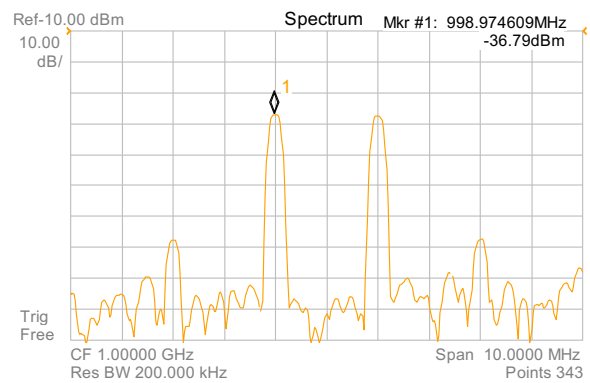


Abb. 91: Ausgangsspektrum bei PIN=-10dBm

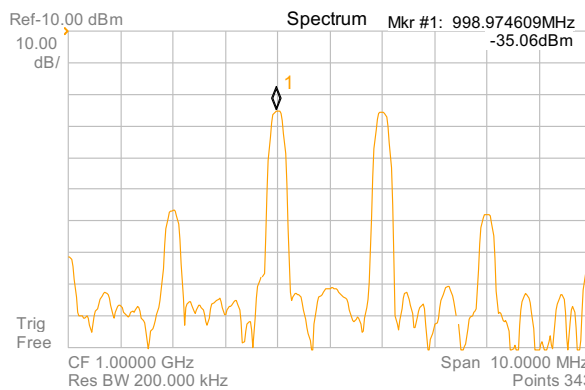


Abb. 92: Ausgangsspektrum bei PIN=-8dBm

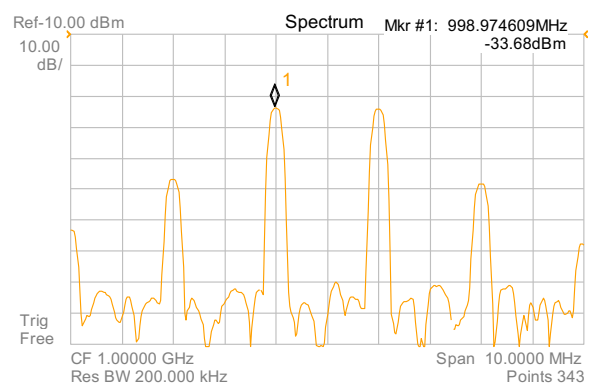


Abb. 93: Ausgangsspektrum bei PIN=-6dBm

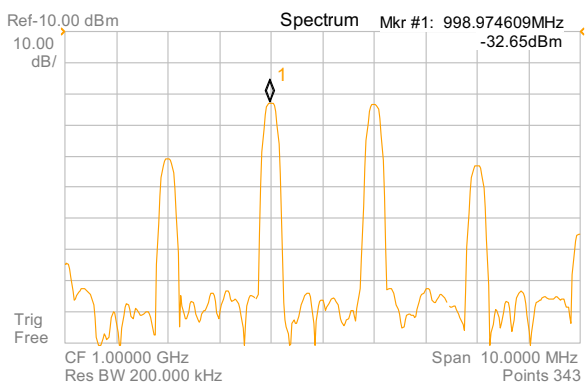


Abb. 94: Ausgangsspektrum bei PIN=-4dBm

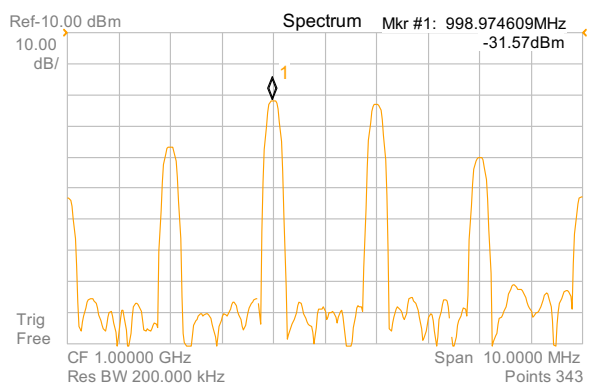


Abb. 95: Ausgangsspektrum bei PIN=-2dBm

PIN in dBm	$\Delta$ POUT $f_i=1,001\text{GHz}$ in dB	$\Delta$ POUT $f_{IM3}=1,003\text{GHz}$ in dB	SDR in dBc	$\Delta$ SDR in dB
-12			46	
-10	2,0	9	39	7
-8	1,7	9	32	7
-6	1,4	9	24	8
-4	1,0	5	20	4
-2	1,1	4	17	3

Tabelle 12: Übersicht an Messergebnissen des ZJL-6G+ im Zweiton-Fall

Die Messergebnisse aus Tabelle 1 beziehen sich auf die Frequenzkomponente bei 1001MHz sowie auf das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung bei 1003MHz. Die Hauptkomponente am Ausgang steigt beim Übergang der Eingangsleistung von -12dBm auf -10dBm um 2dB an. Ein Anstieg, der auf Eingangs- und Ausgangsseite 2dB beträgt, verweist darauf, dass sich der Verstärker noch im linearen Übertragungsbereich befindet. Bei weiterer Erhöhung der Eingangsleistung verringern sich die Anstiegsintervalle der Hauptkomponente sukzessive, was durch die Kompression bewirkt wird. Beim Intermodulationsprodukt 3. Ordnung beträgt der Anstieg anfangs 9dB, während die Eingangsleistung um 2dB erhöht wird. Zu erwarten ist ein Anstieg von 6dB. Die starke Vergrößerung des Anstiegsintervalls kann auch bei dieser Messung durch mögliche Verzerrungen in den Verstärkereinheiten des Messplatzes hervorgerufen werden. Im Weiteren kann erkannt werden, dass auch die Anstiegsintervalle der Intermodulationsprodukte aufgrund der Kompression nach und nach abnehmen. Da die Pegel der Intermodulationskomponente stärker ansteigen als die der Hauptkomponente, verringert sich folglich der Störabstand. Werden die Veränderungsschritte des Störabstandes beobachtet, so ist zu erkennen, dass sich auch der Störabstand, abgesehen von einer Ausnahme, mit immer kleineren Schritten im Betrag verringert. Auch hierfür ist die Kompression ursächlich.

### V3.4 Messung von Intermodulationsprodukten im Bereich zwischen 2GHz und 4GHz

Beim ZJL-6G+ erfolgten die Zweittonmessungen für den Frequenzbereich zwischen 995MHz und 1,005GHz mit Eingangsleistungen zwischen -12dBm und 2dBm, jeweils erhöht in 2dB-Schritten. Mit diesen Eingangsleistungen werden im Folgenden Spektralmessungen für 10MHz breite Ausschnitte um die Mittenfrequenzen 2GHz, 3GHz und 4GHz durchgeführt. Dabei wird der Störabstand der Intermodulationskomponenten bei 1,003GHz; 2GHz; 2,999GHz und 4GHz zur Grundkomponente bei 999MHz ermittelt.

PIN in dBm	1,003GHz SDR in dBc	2GHz SDR in dBc	2,999GHz SDR in dBc	4GHz SDR in dBc
-12	46	39,8		
-10	39	36,6	(59,2)	(58,2)
-8	32	31,8	45,9	50,9
-6	24	27,0	34,3	52,3
-4	20	24,8	26,4	42,4
-2	17	25,1	25,0	35,0

Tabelle 13: Störabstände von Intermodulationsprodukten des ZJL-6G+

Die nachfolgende Tabelle gibt die Veränderung der 999MHz-Komponente und die Veränderung der Störabstände an, die während eines Erhöhungsintervalls der Eingangsleistung eintreten. Wird beispielsweise die Eingangsleistung von -12dBm auf -10dBm erhöht, beträgt währenddessen der Anstieg der 999MHz-Komponente 2,0dB und der Störabstand bei 1,003GHz verringert sich um 7dB.

PIN in dBm	Hauptkomp. $f_i=999\text{MHz}$ $\Delta\text{POUT}$ in dB	1,003GHz $\Delta\text{SDR}$ in dBc	2GHz $\Delta\text{SDR}$ in dBc	2,999GHz $\Delta\text{SDR}$ in dBc	4GHz $\Delta\text{SDR}$ in dBc
-12					
-10	2,0	7	3,2		
-8	1,7	7	4,8	13,3	7,3
-6	1,4	8	4,8	11,6	-1,4
-4	1,0	4	2,2	7,9	9,9
-2	1,1	3	-0,3	1,4	6,4

Tabelle 14: Veränderungsintervalle der Hauptkomponente und der Störabstände

Aus Tabelle 11 ist zu entnehmen, dass die 2GHz-Komponente bei Eingangsleistungen zwischen -12dBm und -8dBm betragsmäßig geringere Störabstände als bei der 1,003GHz-Komponente aufweist und damit größere Pegel besitzt. Im Übrigen nehmen alle Störabstände mit höherer Frequenz betragsmäßig zu. In Tabelle 11 sind die Störabstände bei 2,999GHz



größer als bei 1,003GHz und die Störabstände bei 4GHz sind größer als bei 2,999GHz. Die Pegel der Komponenten fallen bei höheren Frequenzen entsprechend niedriger aus. Die geklammerten Werte konnten aufgrund niedriger Pegel nicht sicher erkannt werden. Tabelle 12 enthält Angaben zur Veränderung der Störabstände. Werden wie beim *ZX60-6013E+* das Änderungsintervall von Hauptkomponente und Störabstand addiert, resultiert die Veränderung des Intermodulationsprodukts. Die Anstiege der 2GHz-Komponente betragen 5,2dB; 6,5dB; 6,2dB; 3,2dB; 0,8dB. Da es sich bei der 2GHz-Komponente um ein Intermodulationsprodukt 2. Ordnung handelt, sind bei Anstiegsintervallen der Eingangsleistung von 2dB am Ausgang Intervalle von 4dB zu erwarten. Dieser Wert wird zunächst überschritten. Erst ab Eingangspegeln von -6dBm wird der Wert aufgrund der Kompression unterschritten. Die errechneten Anstiegsintervalle der 2,999GHz-Komponente betragen 15dB; 13dB; 8,9dB; 2,5dB. Die Ordnungszahl beträgt dabei 3. Zu erwarten sind Schrittweiten von 6dB. Bis auf den letzten Wert, der durch den Kompressionsbereich bedingt ist, weisen alle anderen Werte eine hohe Überschreitung auf. Die Anstiegsintervalle der Frequenzkomponente bei 4GHz betragen 9dB; 0dB; 10,9dB; 7,5dB. Dabei fällt auf, dass beim Übergang der Eingangsleistung von -8dBm auf -6dBm sich der Pegel der Intermodulationskomponente nicht verändert. Die Ordnungszahl der 4GHz-Komponente beträgt 4. Zu erwarten sind Anstiegsintervalle mit einer Größe von 8dB. Auch dieser Wert wird zweimal überschritten. Das Absinken des letzten Wertes der Messreihe auf 7,5dB erfolgt aufgrund der Kompression.

### V3.5 Load-Pull-Messungen im Zweitton-Fall

In den folgenden Messungen wird untersucht, wie sich der Last-Abschluss und damit die Ausgangsleistung im Fall einer Zweitton-Ansteuerung auf den Störabstand des *ZJL-6G+* auswirkt. Die Eingangssignale entstammen aus zwei HF-Generatoren, die pegelgleich eingestellt sind. Die Gesamtleistung des zusammengeführten Signals am Verstärkereingang beträgt 0dBm. Die Frequenzen liegen bei 999MHz und 1,001GHz. In nachfolgender Tabelle wird jeweils der Betrag des Störabstandes bei unterschiedlichen Last-Zuständen angegeben. Die Werte beziehen sich auf die Pegeldifferenz zwischen der Grundwelle  $f_2=1,001\text{GHz}$  und das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung bei 1,003GHz. Der Last-Zustand, der den betragsmäßig größten Störabstand zur Folge hat und damit für die geringste Verzerrung steht, ist grün markiert. Rot markiert ist der Zustand des minimalsten Störabstands. Im darauffolgenden Smith-Diagramm ist die Lage der gemessenen Abschlussimpedanzen zu sehen. Die farbliche Kennzeichnung der Zustände verhält sich wie in der Tabelle.

	Last-Impedanz in $\Omega$	Load-State Nr.	SDR  in dB bei $P_{in}=0\text{dBm}$
1.	28,432-j23,524	238	18,7
2.	43,883-j34,428	186	18,3
3.	57,167 -j52,101	135	17,8 Minimalwert
4.	25,725-j9,443	590	18,7
5.	36,728-j12,773	274	19,3
6.	59,573-j21,350	159	18,4
7.	93,365-j40,095	83	18,2
8.	23,726+j0,169	502	19
9.	34,805+j1,250	366	18,9
10.	51,174+j1,610	573	19,2
11.	79,257+j2,541	496	18,7
12.	114,069-j2,756	482	18,4
13.	24,679+j10,720	180	20,7 Maximalwert
14.	38,962+j14,712	418	19,7
15.	54,622+j19,787	452	19,5
16.	81,603+j25,976	337	19,1
17.	28,368+j23,224	232	19,5
18.	34,308+j32,881	419	20,5
19.	54,972+j48,026	310	19,2

50 $\Omega$ -Zustand

Tabelle 15: Störabstände im Zweitton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen

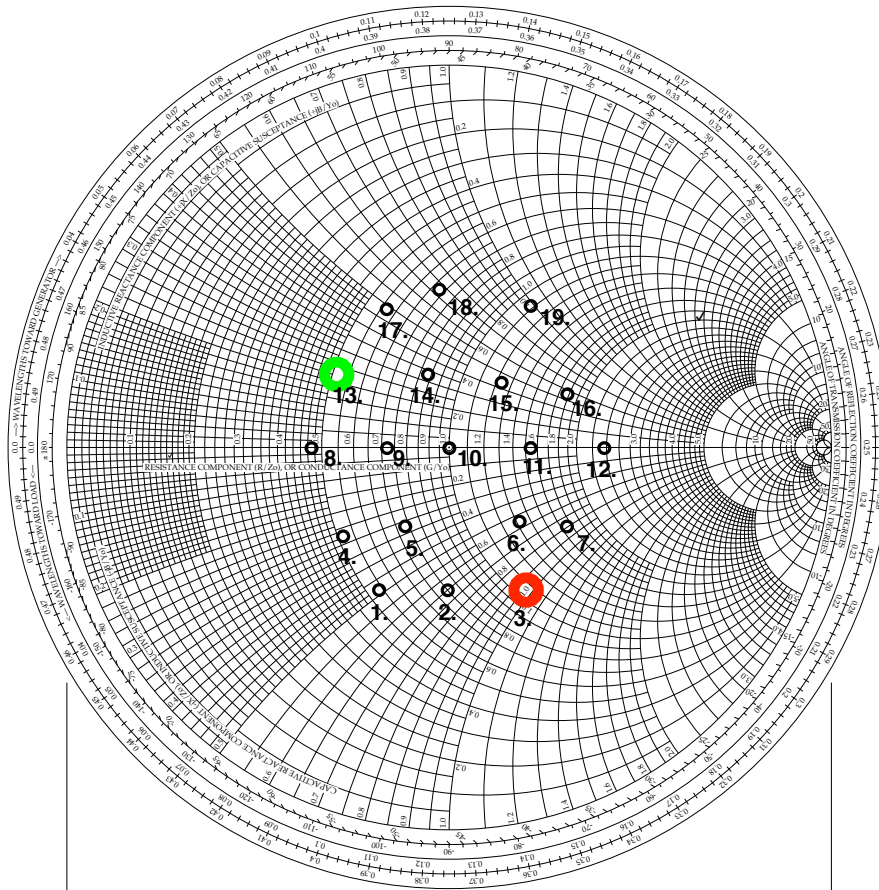


Abb. 96: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei  $P_{IN}=0\text{dBm}$  [25]

Der betragsmäßig höchste Störabstand wird beim *ZJL-6G+* unter einem Eingangspegel von  $0\text{dBm}$  an Last-Zustand 13. erreicht. An dieser Stelle beträgt die Abschlussimpedanz  $\bar{Z} = 24,74\Omega + j10,7\Omega$ . Der kleinste Störabstand tritt beim Last-Zustand 3. unter einer Impedanz von  $\bar{Z} = 57\Omega - j52\Omega$  ein. Der Maximal-Zustand befindet sich wie beim vorangegangenen Verstärker in der linken Reflexionsfaktor-Halbebene und weist damit einen Realanteil von weniger als  $50\Omega$  auf. Wiederum enthält der Abschluss einen induktiven Anteil. Erneut befindet sich der ermittelte Last-Zustand in einer Randlage des Messbereichs. So kann auch beim *ZJL-6G+* davon ausgegangen werden, dass noch größere Störabstände außerhalb des Messbereichs im linken Feld zu finden sind. In der Load-Pull-Messung des CW-Falls konnte unter einem Eingangspegel von  $0\text{dBm}$  eine maximale Ausgangsleistung von  $12,8\text{dBm}$  an State 29 erreicht werden, an welchem der Reflexionsfaktor  $|\bar{r}| = 0,25$ ;  $\varphi_r = 88^\circ$  beträgt (vgl. Abb. 3). Beim oben ermittelten Last-Zustand 13. beträgt der Reflexionsfaktor  $|\bar{r}| = 0,36$ ;  $\varphi_r = 149^\circ$ . Im Vergleich zum davor gemessenen *ZX60-6013E+* weist der Last-Zustand, der zum größten Störabstand führt, eine ähnliche Entfernung zum  $50\Omega$ -Punkt auf. An Last-Zustand 13. ist die maximale Ausgangsleistung gegenüber State 29 um ca.  $1\text{dB}$  verringert.

## V4: Coaxial Low Noise Amplifier ZFL-1000LN+

### V4.1 CW-Messungen

Der *ZFL-1000LN+* eignet sich zur Verstärkung von Frequenzen zwischen 100MHz und 1GHz. Die folgenden CW-Messungen werden mit 1GHz durchgeführt. Die Versorgungsspannung liegt mit 15V etwas höher als bei den zuvor gemessenen *Mini-Circuits* Verstärkern. Zu beachten ist, dass bei diesem Modell die maximale Eingangsleistung von nur 5dBm nicht überschritten wird. Zunächst soll mit einer Power-Sweep-Messung an 50Ω festgestellt werden, bei welchen Eingangspegeln die höchsten Ausgangsleistungen und Wirkungsgrade eintreten. Mit den herausgefundenen Pegeln werden darauffolgend Load-Pull-Messungen durchgeführt, um zu überprüfen, wie sich die Abschlussimpedanz auf Ausgangsleistung und Wirkungsgrad auswirkt.

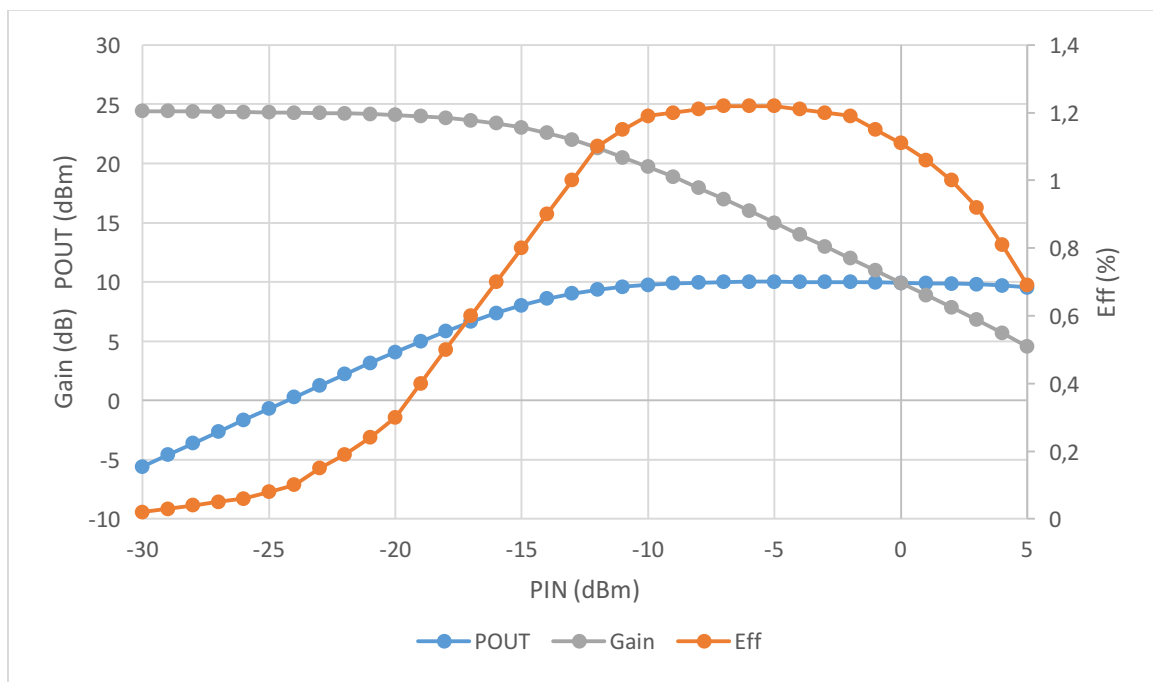


Abb. 97: Power-Sweep-Messung an 50Ω

Anhand der Power-Sweep-Messung (Abb. 97) ist zu erkennen, dass der *ZFL-1000LN+* für niedrigere Eingangspegel konzipiert wurde, da sich die Verstärkung schon ab -20dBm sichtbar reduziert. Der 1dB-Kompressionspunkt befindet sich bei -16dBm. Dementsprechend müssen die nachfolgenden Load-Pull-Messungen bei niedrigeren Eingangsleistungen durchgeführt werden. Ab -10dBm Eingangsleistung steigt die Ausgangsleistung nicht mehr weiter an und verbleibt auf Maximal-Niveau bei ca. 10dBm. Beim zuvor betrachteten Verstärker *ZFL-6G+* verringerte sich die Ausgangsleistung nach dem Maximum wieder. Der *ZFL-1000LN+* weist bei einer Eingangsleistung von -5dBm den höchsten Wirkungsgrad von 1,2% auf. Mit diesem sehr niedrigen Wert liegt der *ZFL-1000LN+* unter allen davor gemessenen Verstärkern. Für die anschließenden Load-Pull-Messungen werden Eingangspegel in 1dBm-Schritten zwischen -10dBm und -5dBm verwendet. Diese Pegel wurden ausgewählt, da bei ihnen Ausgangsleistung und Wirkungsgrad am höchsten sind. Die folgenden Smith-Diagramme geben Ausgangsleistungen an. Markiert ist der Zustand, der zur maximalen Ausgangsleistung führt.

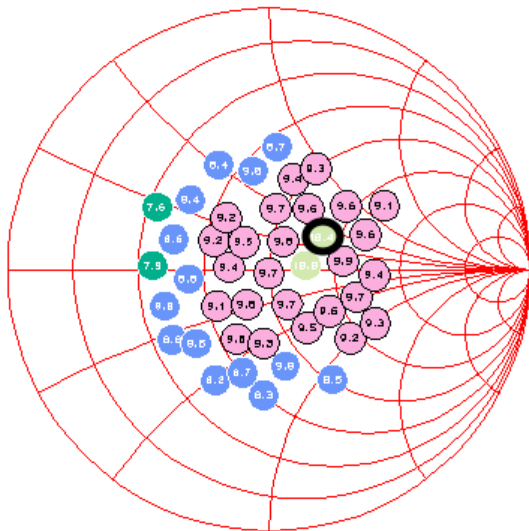


Abb. 98: PIN=-10dBm; POUT=10,4dBm @State3

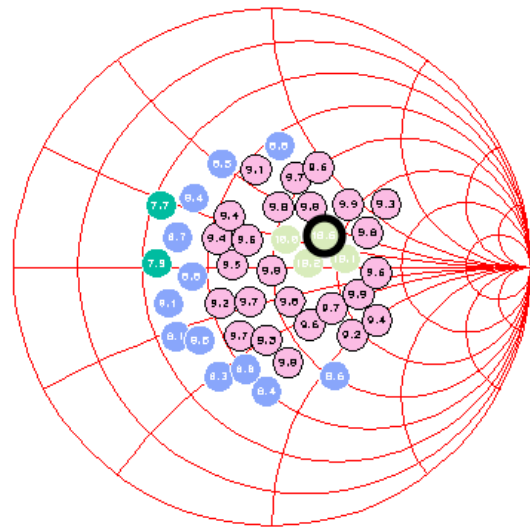


Abb. 99: PIN=-9dBm; POUT=10,6dBm @State3

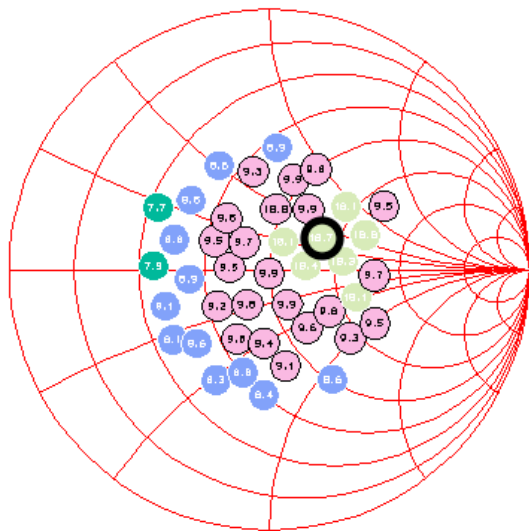


Abb. 100: PIN=-8dBm; POUT=10,7dBm @State3

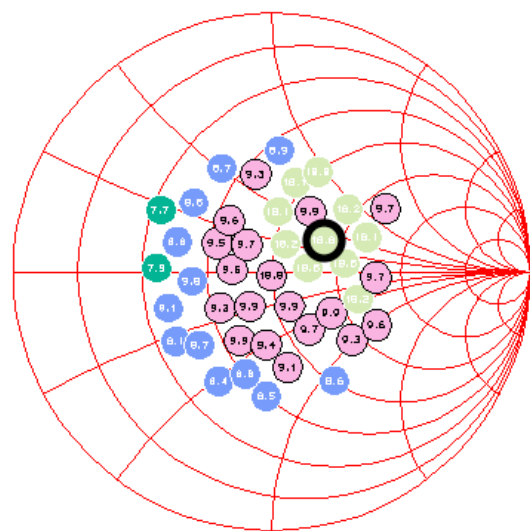


Abb. 101: PIN=-7dBm; POUT=10,8dBm @State3

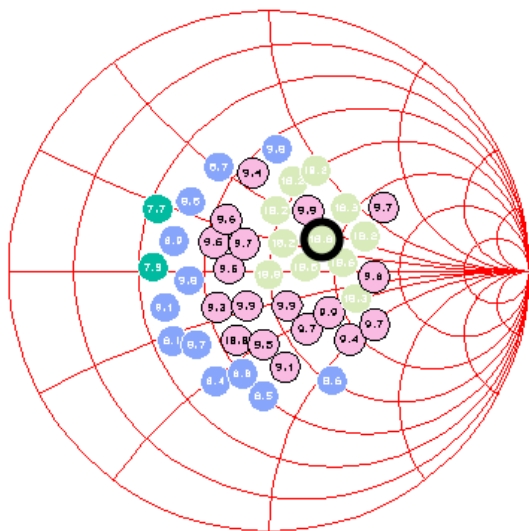


Abb. 102: PIN=-6dBm; POUT=10,8dBm @State3

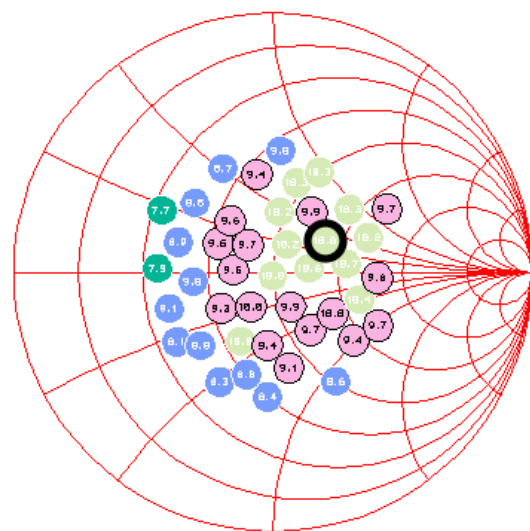


Abb. 103: PIN=-5dBm; POUT=10,8dBm @State3

Bei den betrachteten Eingangspegeln zwischen -10dBm und -5dBm konnte die maximale Ausgangsleistung immer unter State 3 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = 0,201 + j0,121$  erreicht werden. Bei den anderen Mini-Circuits Verstärkern der vorangegangenen Messungen traten Maxima überwiegend bei State 29 ein. Denkbar ist, dass die Veränderung zu State 3 durch eine neue Kalibration hervorgerufen wurde. Der *ZFL-1000LN+* weist wie die anderen Verstärker dieser Serie eine hohe Konstanz der Ausgangsimpedanz auf. Unabhängig des Eingangspegels eignet sich für die Leistungsanpassung stets die gleiche Abschlussimpedanz. Gegenüber einem Abschluss von 50Ω, der laut Power-Sweep-Messung (Abb. 97) zu einer maximalen Ausgangsleistung von 10dBm führt, konnte mit State 3 eine maximale Ausgangsleistung von 10,8dBm erreicht werden.

Die folgenden Smith-Diagramme enthalten die Angabe des Wirkungsgrads mit der Kennzeichnung des Zustands, unter welchem der maximale Wirkungsgrad erreicht wird:

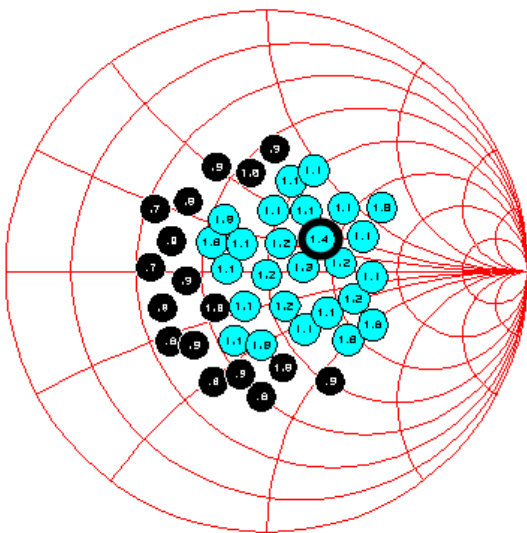


Abb. 104: PIN=-10dBm; EFF\_max=1,4% @State 3

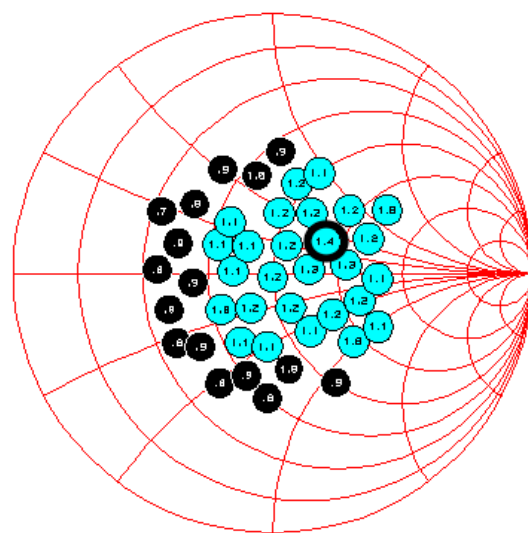


Abb. 105: PIN=-9dBm; EFF\_max=1,4% @State 3

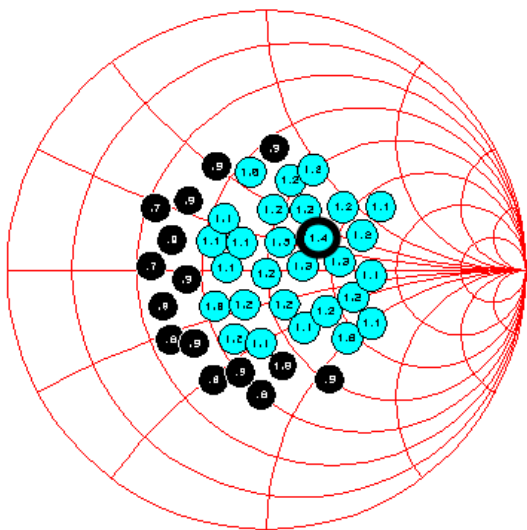


Abb. 106: PIN=-8dBm; EFF\_max=1,4% @State 3

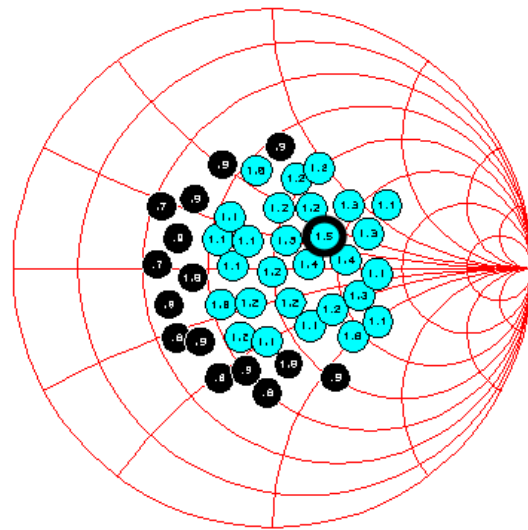


Abb. 107: PIN=-7dBm; EFF\_max=1,5% @State 3

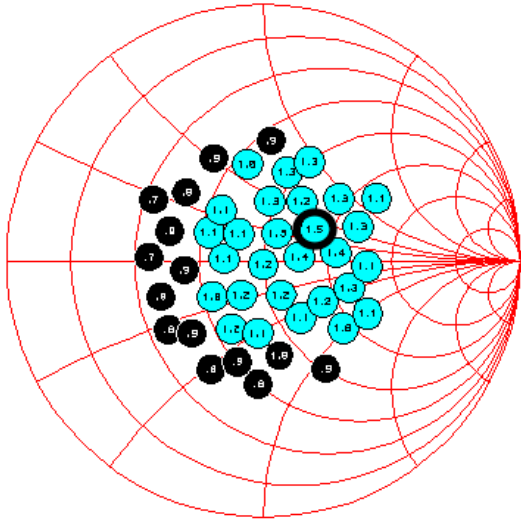


Abb. 108: PIN=-6dBm; EFF\_max=1,5% @State 3

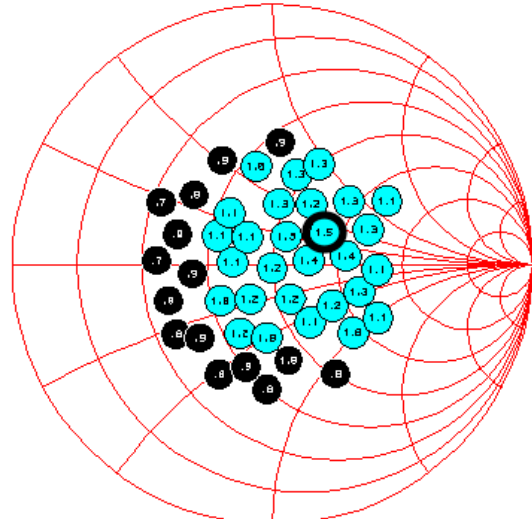


Abb. 109: PIN=-5dBm; EFF\_max=1,5% @State 3

Die maximale Effizienz wird stets bei State 3 mit dem Reflexionsfaktor  $\bar{r} = 0,201 + j0,121$  erreicht. Bei Eingangspegel von -7dBm und -6dBm können die höchsten Wirkungsgrade von jeweils 1,47% erreicht werden. Ohne Anpassung betrug der maximale Wirkungsgrad laut Power-Sweep-Messung an 50Ω (Abb. 97) 1,2%.



#### V4.2 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall

Der *ZFL-1000LN+* eignet sich zum Verstärken von Signalen bis 1GHz. Für 1GHz werden auch im Folgenden die Störabstände der Harmonischen des *ZFL-1000LN+* gemessen. Mit dem Spektrumanalysator werden die Frequenzkomponenten der harmonischen Oberwellen bis zur 4. Ordnung beobachtet. Die Abstände werden dabei bezogen auf die Grundschwingung angegeben. Auch bei diesem Verstärker sind im Datenblatt keine Angaben zum Abstand der harmonischen Oberwellen enthalten.

PIN in dBm	2. Harmonische in dBc (2GHz)	3. Harmonische in dBc (3GHz)	4. Harmonische in dBc (4GHz)
-20	34	(50)	
-18	34	(47)	
-16	31	45	
-14	27	35	
-12	23	30	
-10	21	28	41

Tabelle 16: Störabstand der Harmonischen bei *ZFL-1000LN+*

Erwartungsgemäß nimmt der Störabstand mit ansteigender Eingangsleistung und zunehmender Kompression im Betrag ab. Beim *ZFL-1000LN+* ist bei allen harmonischen Oberwellen zu beobachten, dass sich mit höherer Ordnung der Störabstand betragsmäßig vergrößert. Das bedeutet, dass die Harmonischen höherer Ordnung einen geringeren Pegel aufweisen. Bei den anderen Verstärkern traten dabei Abweichungen von der Regel auf. Beim *ZFL-1000LN+* fallen gegenüber den anderen Verstärkern die betragsmäßig größeren Störabstände auf. Die in Klammern gesetzten Werte bei der 3. Harmonischen konnten nicht eindeutig erkannt werden. Der Abstand zum Grundrauschen war bei diesen Werten sehr gering. Bei der 4. Harmonischen konnte erst bei einem Eingangspegel von -10dBm eine eindeutige Spektralkomponente erkannt werden. Der *ZFL-1000LN+* ist für niedrige Eingangspegel ausgelegt. Die Maximalleistung am Eingang darf 5dBm betragen. Mit einem 1dB-Kompressionspunkt bei einer Eingangsleistung von -16dBm treten schon bei geringen Eingangspegeln Verzerrungen auf. Um den Übergang vom linearen Bereich zum Kompressionsbereich mit der Messung abzudecken, wurden Eingangspegel zwischen -20dBm und -10dBm verwendet. Dies muss im Kontext mit den betragsmäßig größeren Störabständen berücksichtigt werden. Zum Vergleich dazu wurden beim *ZFL-6G+* Eingangsleistungen zwischen 0dBm und 10dBm verwendet. Wird der Verlauf der Störabstände bei der 2. und 3. Harmonischen betrachtet, ist festzustellen, dass bei Eingangspegeln von -20dBm und -18dBm noch keine Veränderungen vorliegen. Ab -16dBm verringern sich die Beträge der Störabstände mit jedem Schritt um 4 bis 5dB. Zum Ende hin ist eine Verkleinerung der Schrittweite auf 2dB festzustellen.



### V4.3 Zweitmessungen

Im Folgenden werden Zweitmessungen des *ZFL-1000LN+* für den Spektralbereich um die Grundschwingungen durchgeführt. Betrachtet wird jeweils ein Ausschnitt zwischen 995MHz und 1005MHz. Der Leistungsverstärker wird mit zwei Sinus-Signalen gleichen Pegels angesteuert, deren Frequenzen 999MHz und 1001MHz betragen. Die Gesamtleistung am Eingang wird von -22dBm bis -12dBm in 2dB-Schritten verändert. Diese Auswahl an Eingangsleistungen beruht sich auf die Ergebnisse der Power-Sweep-Messung (Abb. 97) im CW-Fall. Es soll damit der Übergang vom linearen Bereich in den Kompressionsbereich untersucht werden.

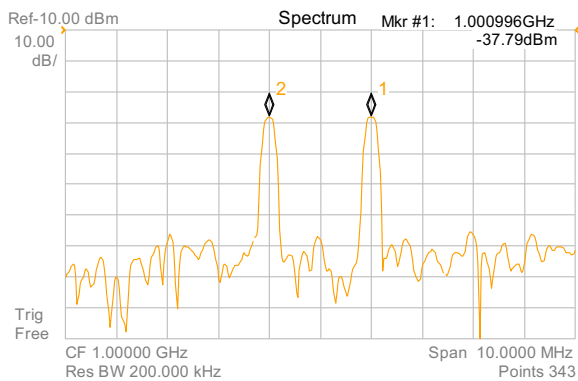


Abb. 110: Ausgangsspektrum bei PIN=-22dBm

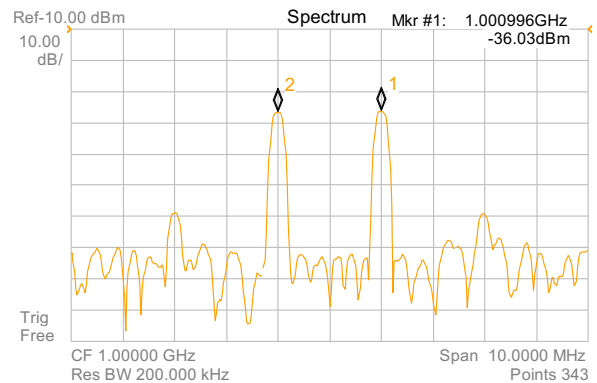


Abb. 111: Ausgangsspektrum bei PIN=-20dBm

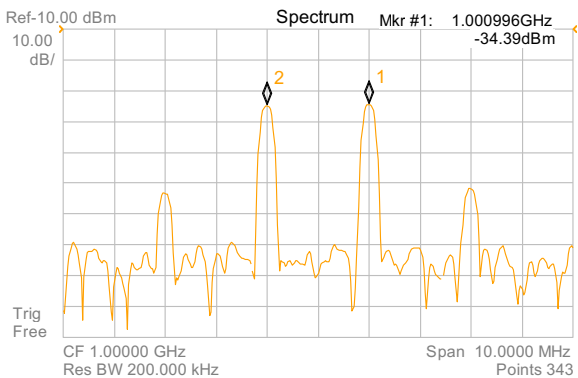


Abb. 112: Ausgangsspektrum bei PIN=-18dBm

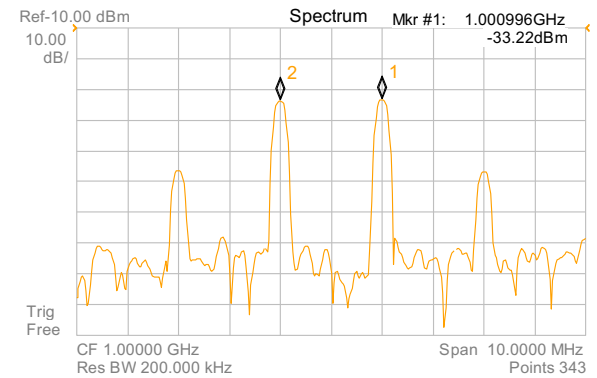


Abb. 113: Ausgangsspektrum bei PIN=-16dBm

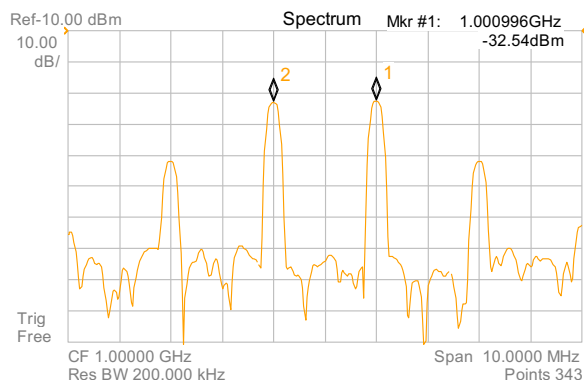


Abb. 114: Ausgangsspektrum bei PIN=-14dBm

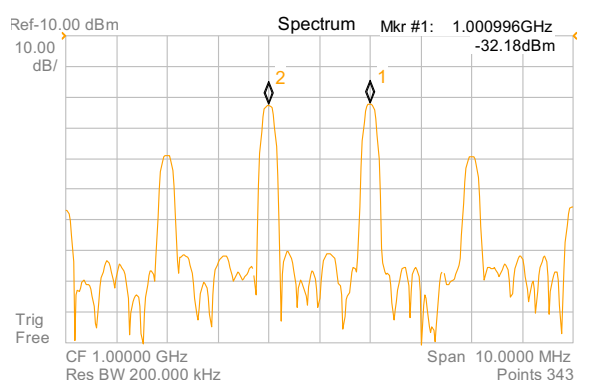


Abb. 115: Ausgangsspektrum bei PIN=-12dBm

PIN in dBm	$\Delta$ POUT Hauptkomponente in dB	$\Delta$ POUT Intermod. in dB	SDR in dBc	$\Delta$ SDR
-22			38	
-20	1,8	7	33	5
-18	1,6	7	27	5
-16	1,2	6	22	5
-14	0,7	4	19	3
-12	0,4	2	17	2

*Tabelle 17: Übersicht an Messergebnisse des ZFL-1000LN+ im Zweiton-Fall*

Beim Übergang der Eingangsleistung von -22dBm auf -20dBm steigt die Hauptkomponente (1,001GHz) um 1,8dB an. Idealerweise sollte der Anstieg im linearen Bereich wie am Eingang 2dB betragen. Dementsprechend sind hier schon Auswirkungen der Kompression zu erkennen. Die Verkleinerung der Zunahmeintervalle bis auf 0,4dB geht mit der zunehmenden Verzerrung einher. Für die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung sind theoretisch Anstiegsintervalle von 6dB zu erwarten, wenn die Eingangsleistung in 2dB-Schritten erhöht wird. Allerdings weisen die Intermodulationskomponenten von -22dBm auf -20dBm und von -20dBm auf -18dBm Anstiege von 7dB auf. Denkbar ist, dass die Vergrößerung durch Verzerrungen entstehen, welche von Verstärkerstufen des Messplatzes hervorgerufen werden. Ab -18dBm nehmen die Anstiegsintervalle aufgrund der Kompression ab. Die Intermodulationsprodukte weisen einen größeren Anstieg als die Hauptkomponenten auf. Dementsprechend verringert sich der Störabstand betragsmäßig mit ansteigender Eingangsleistung. Anfangs verringert er sich mit jedem Schritt um 5dB. Zum Ende hin werden die Intervalle aufgrund der Kompression geringer.

#### V4.4 Messung von Intermodulationsprodukten im Bereich zwischen 2GHz und 4GHz

Die Zweitonmessungen im Frequenzbereich zwischen 995MHz und 1,005GHz wurden beim ZFL-1000LN+ mit zwei HF-Generatoren gleichen Pegels mit Gesamteingangsleistungen zwischen -22dBm und -2dBm durchgeführt. Der Pegel wurde dabei in 2dB-Schritten erhöht. Mit den gleichen Eingangsleistungen werden im Folgenden Zweitonmessungen durchgeführt, wobei Ausschnitte des Frequenzspektrums mit Mittenfrequenzen von 2GHz und 3GHz beobachtet werden. Die Breite der Ausschnitte beträgt jeweils 10MHz. Notiert werden Störabstände des Intermodulationsprodukts 3. Ordnung bei 1,003GHz sowie die Abstände des maximalen Pegels vom jeweiligen betrachteten Ausschnitt. Dabei handelt es sich um die Komponenten bei den Frequenzen 2GHz und 2,999GHz. Alle Störabstände beziehen sich auf die Grundkomponente  $f_2$  bei 1,001GHz.

PIN in dBm	$\Delta P_{OUT}$ Hauptkomp. $f_2=1,001\text{GHz}$	1,003GHz SDR in dBc	2GHz SDR in dBc	2,999GHz SDR in dBc
-22		38	28,1	
-20	1,8	33	25,6	
-18	1,6	27	23,4	
-16	1,2	22	20,9	34,8
-14	0,7	19	19,0	30,5
-12	0,4	17	16,7	26,8

Tabelle 18: Störabstände von Intermodulationsprodukten des ZFL-1000LN+

Die Störabstände der 2,999GHz-Komponente lassen sich bis zu einer Eingangsleistung von -18dBm nicht feststellen, da ihre Pegel zu gering sind. Bei dieser Messung fällt auf, dass die Komponente bei 2GHz größere Pegel aufweist, als die 1,003GHz-Komponente, da bei 2GHz alle Störabstände betragsmäßig kleiner ausfallen. Zu erwarten ist, dass Pegel von Komponenten höherer Frequenz geringer sind. Dies trifft in diesem Fall nur für den Vergleich zwischen den Komponenten bei 1,003GHz und 2,999GHz zu. Wie schon beim ZX60-6013E+ werden mit nachfolgender Gleichung die Veränderungsintervalle der Intermodulationen berechnet:

$$\Delta P_{OUT_{Intermod}} = \Delta P_{OUT_{f_2}} + |\Delta SDR|_{intermod}$$

Dabei ergeben sich für die Komponente bei 2GHz Anstiegsintervalle von 4,3dB; 3,8dB; 3,7dB; 2,6dB; 2,6dB. Da es sich hierbei um ein Intermodulationsprodukt 2. Ordnung handelt, sind für Erhöhungen der Eingangsleistung in 2dB-Schritten ausgangsseitig Schrittweiten von 4dB zu erwarten. Dies stimmt mit den Messergebnissen überein. Die Anstiegsintervalle verkleinern sich aufgrund der Kompression sukzessive auf 2,6dB. Die errechneten Anstiege der 2,999GHz-Komponente sind mit 5,0dB und 4,1dB kleiner als der erwartete Wert von 6dB. Ursächlich hierfür kann die Kompression sein. Die Störabstände der 4GHz-Komponente waren aufgrund niedriger Pegel für Eingangsleistungen zwischen -22dBm und -12dBm nicht feststellbar.

#### V4.5 Load-Pull-Messungen im Zweitton-Fall

Für den *ZFL-1000LN+* soll ebenfalls mithilfe einer Load-Pull-Messung analysiert werden, welche Auswirkungen die Abschlussimpedanz im Zweitton-Fall auf den Störabstand hat. Die Gesamtleistung am Verstärkereingang beträgt -10dBm. Dabei handelt es sich wiederum um ein zusammengeführtes Signal, welches von zwei HF-Generatoren erzeugt wird. Im Verhältnis zu den vorangegangenen Verstärkern wird bei dieser Messung eine kleinere Eingangsleistung verwendet. Der Grund ist, dass es sich beim *ZFL-1000LN+* um einen Kleinsignalverstärker handelt, welcher schon bei geringen Eingangspegeln deutliche Verzerrungsprodukte aufweist. Die Einzelpegel sind auf gleiche Werte eingestellt, die Frequenzen betragen 999MHz und 1,001GHz. Betrachtet wird der Betrag des Störabstandes zwischen der Grundkomponente bei  $f_2=1,001\text{GHz}$  und dem Störprodukt bei 1,003GHz. Die nachfolgende Tabelle enthält die Impedanzwerte von 19 verschiedenen Last-Zuständen und die hervorgerufenen Störabstand-Beträge. Der Last-Zustand, welcher mit dem größten Störabstand zur besten Signalqualität führt, ist grün markiert. Das schlechteste Ergebnis liegt beim niedrigsten Störabstand vor und ist rot gekennzeichnet. Die Nummerierung der Last-Zustände im Smith-Diagramm bezieht sich auf die Tabellenzeilen und ist nicht mit den Load-States zu verwechseln.

	Last-Impedanz in $\Omega$	Load-State Nr.	SDR  in dB bei $P_{in}=-10\text{dBm}$
1.	28,432-j23,524	238	15,1
2.	43,883-j34,428	186	15,3
3.	57,167 -j52,101	135	15,4
4.	25,725-j9,443	590	15,2
5.	36,728-j12,773	274	15,6
6.	59,573-j21,350	159	15,9
7.	93,365-j40,095	83	17,1
8.	23,726+j0,169	502	14,9 Minimalwert
9.	34,805+j1,250	366	15,7
10.	51,174+j1,610	573	16,2
11.	79,257+j2,541	496	17,6
12.	114,069-j2,756	482	18,7 Maximalwert
13.	24,679+j10,720	180	15,2
14.	38,962+j14,712	418	16,2
15.	54,622+j19,787	452	16,3
16.	81,603+j25,976	337	17,4
17.	28,368+j23,224	232	16,4
18.	34,308+j32,881	419	16,7
19.	54,972+j48,026	310	18,7

50 $\Omega$ -Zustand

Tabelle 19: Störabstände im Zweitton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen

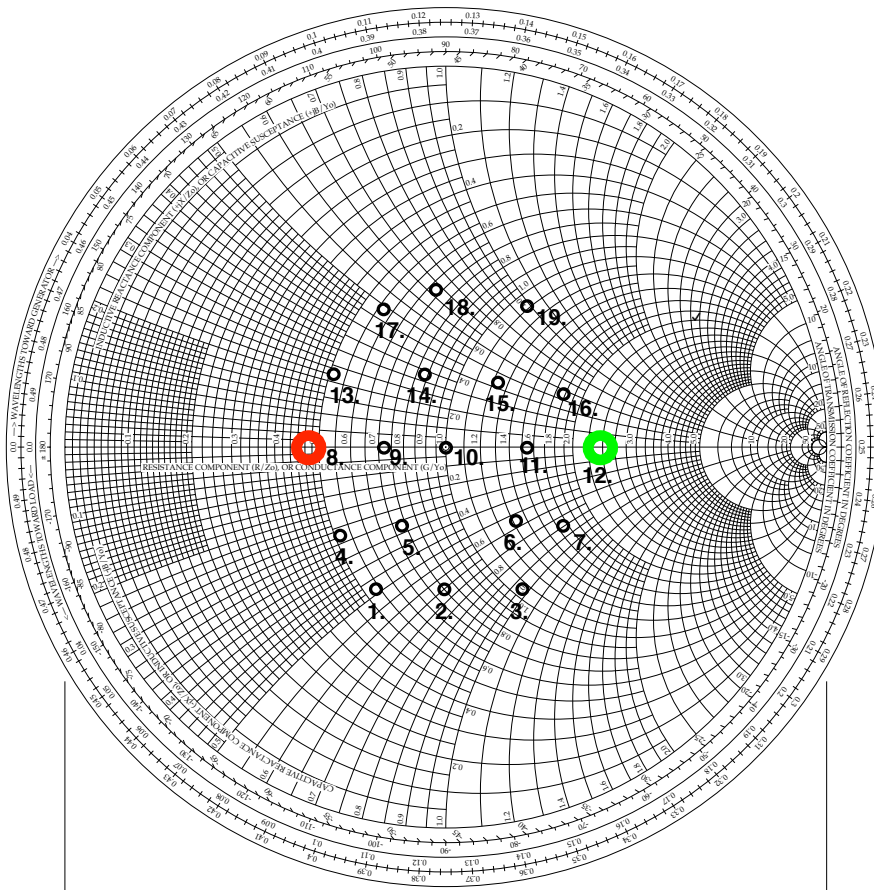


Abb. 116: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei  $P_{IN} = -10\text{dBm}$  [25]

Der größte Störabstand hinsichtlich des Betrag wird beim  $ZFL-1000LN+$  unter dem Last-Zustand 12. erreicht. Dabei beträgt die Abschlussimpedanz  $\bar{Z} = 114,1\Omega - j2,8\Omega$ . Der betragsmäßig niedrigste Störabstand konnte beim Last-Zustand 8. gemessen werden. Hierfür beträgt die Impedanz  $\bar{Z} = 23,7\Omega + 0,2j\Omega$ . Beide Extremzustände sind nahezu reell. Wie häufig bei den anderen Verstärkern zu sehen ist, liegen hier die beiden Zustände sich gegenüber. Auch beim  $ZFL-1000LN+$  befinden sich die ermittelten Lasten für einen maximalen bzw. minimalen Störabstand am Rand des Messfelds. Dementsprechend kann auch hier davon ausgegangen werden, dass eine Erweiterung des Messbereichs zum Auffinden neuer Extremwerte führt. Der Messbereich wird dennoch nicht vergrößert, da Abschlüsse niedriger Ausgangsleistung und Effizienz nicht in Betracht kommen. Erstmals befindet sich der Maximal-Zustand in der rechten Reflexionsfaktor-Halbebene, womit der Realteil der Impedanz größer als  $50\Omega$  ist. In der Load-Pull-Messung des CW-Falls ist zu erkennen, dass für einen Eingangspegel von  $-10\text{dBm}$  eine maximale Ausgangsleistung von  $10,4\text{dBm}$  unter State 3 erreicht wird (vgl. Abb. 2). Der zugehörige Reflexionsfaktor beträgt  $|\bar{\Gamma}| = 0,24$ ;  $\varphi_r = 31^\circ$ . Auffällig ist dabei, dass der Last-Zustand 8. und State 3 nahe beieinander liegen, was bedeutet, dass die Last-Zustände für einen maximalen Störabstands und eine maximale Ausgangsleistung eine geringe Entfernung zueinander aufweisen. Beim Last-Zustand 8. hat sich die Ausgangsleistung gegenüber State 3 um ca.  $0,5\text{dB}$  verringert.

## V5: Maxim MAX2650

### V5.1 Leiterplattenaufbau des Maxim MAX2650

Neben Messungen an vorgefertigten Leistungsverstärkern soll in dieser Arbeit auch die Charakterisierung eines HF-Verstärkers erfolgen, welcher mithilfe eines ICs als Leiterplattenaufbau realisiert wird. Besondere Beachtung gilt den Signalleitungen am Ein- und Ausgang des Verstärkers. Der Wellenwiderstand der Leiterbahnen hat  $50\Omega$  zu betragen. Bei einer Mikrostreifenleitung auf der Platine liegt das Verhalten einer Zweidrahtleitung vor. Im Hochfrequenzbereich ist die Leitung als Bauteil zu bewerten. Die Kupferbeschichtungen auf Ober- und Unterseite stellen mit der isolierenden Platte als Dielektrikum eine Kapazität dar. Die aus der Leitungstheorie bekannten Größen des Widerstands-, Induktivitäts-, Leitwert- und Kapazitätsbelags sind auch beim Platinaufbau zu finden. Abhängig der Dicken von Platte und Kupferschicht müssen die Leiterbahnbreite sowie der Isolationsabstand dimensioniert werden. Zur Berechnung wird das Software-Tool *TX-Line* verwendet. Für den Aufbau wird das Verstärker-IC *MAX2650* von Maxim mit dem SMD-Package SOT143 benutzt. Dieser HF-Verstärker kommt u.a. bei GPS, Digital-Radios oder WLAN zum Einsatz [22]. Das Datenblatt sieht für den Aufbau zwei Blockkondensatoren an den Signalleitungen und einen Bypass-Kondensator an der Versorgungsleitung vor. Die Blockkondensatoren dienen zur Ausfilterung von Gleichanteilen, der Bypass-Kondensator soll das Versorgungsnetz vor hochfrequenten Überlagerungen schützen, Störungen aus dem Netz abblocken und Spannungseinbrüche verhindern. Zur Verbindung des Verstärkers mit den Tunern werden SMA-Buchsen integriert.

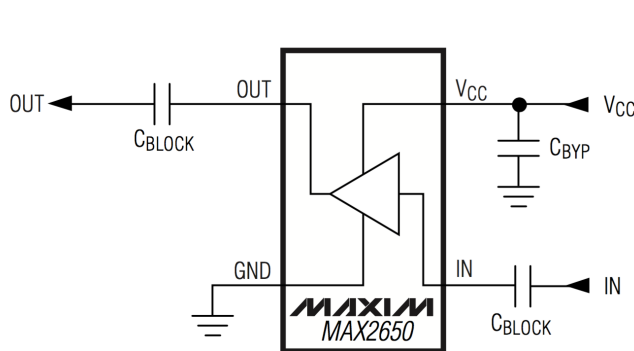


Abb. 117: IC-Beschaltung laut Datenblatt [22]

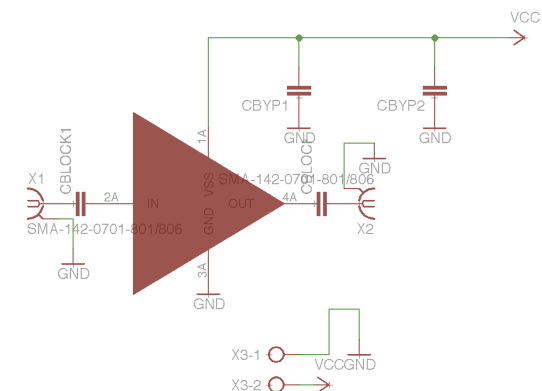


Abb. 118: Schaltungsentwurf in Eagle

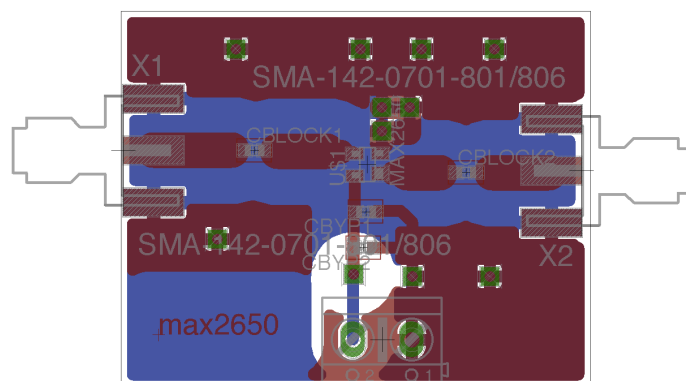


Abb. 119: Leiterplatten-Layout in Eagle

## V5.2 CW-Messungen

Die Arbeitsfrequenz des *MAX2650* befindet sich laut Datenblatt bei 900MHz [22]. Die Load-Pull-Messungen im CW-Fall werden bei 1GHz durchgeführt, da das Messsystem für eine Leistungsmessung bei dieser Frequenz kalibriert wurde. Die Versorgungsspannung des Leistungsverstärkers wird zu 5V eingestellt. Zunächst wird eine Power-Sweep-Messung an  $50\Omega$  durchgeführt, um Informationen darüber zu erhalten, bei welchen Eingangspegeln sowohl Wirkungsgrad als auch Ausgangsleistung hohe Werte aufweisen. Die Power-Sweep-Messung erfolgt bei Eingangspegeln zwischen  $-30\text{dBm}$  und  $0\text{dBm}$  und soll einen Kompromissbereich für Eingangsleistungen aufzeigen, bei welchen die darauffolgenden Load-Pull-Messungen stattfinden können.

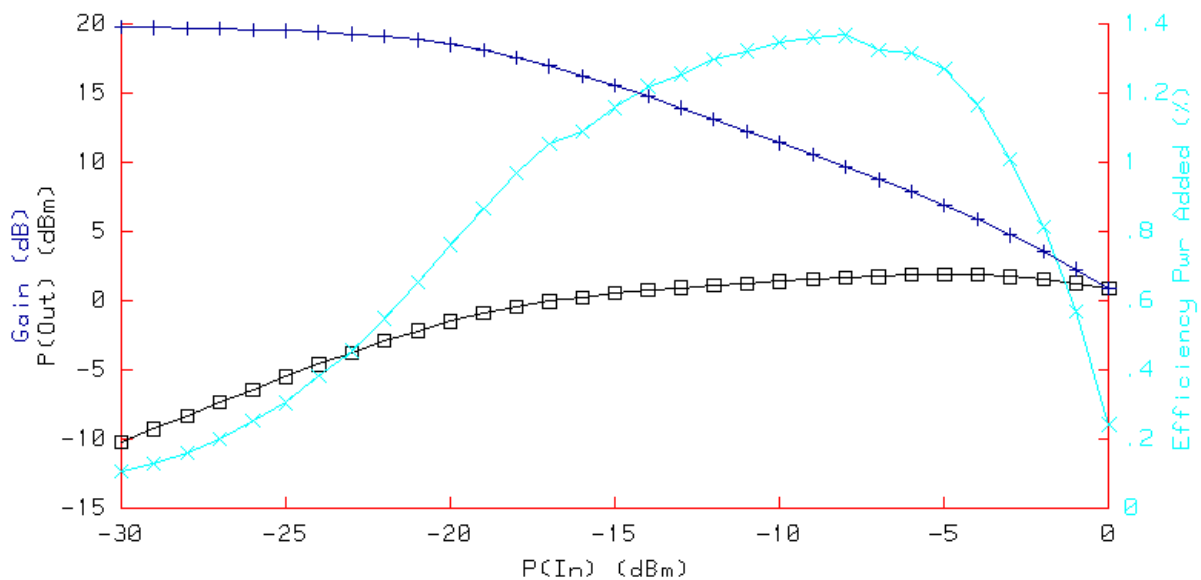


Abb. 120: Power-Sweep-Messung an  $50\Omega$

Aus der Power-Sweep-Messung ist zu erkennen, dass sich die Verstärkung schon bei relativ niedrigen Eingangspegeln verringert. So befindet sich der 1dB-Kompressionspunkt bei einer Eingangsleistung von  $-21\text{dBm}$ . An diesem Punkt kann der Leistungsverstärker jedoch nicht effizient betrieben werden. Der Wirkungsgrad erreicht sein Maximum erst bei ca.  $-10\text{dBm}$  Eingangsleistung. Bei diesem Pegel ist jedoch die Verstärkung schon um mehr als 8dB gegenüber  $P_{IN}=-30\text{dBm}$  verringert. Für nachfolgende Load-Pull-Messungen werden Eingangsleistungen zwischen  $-20\text{dBm}$  und  $-10\text{dBm}$  verwendet. Die Pegel werden jeweils in 2dB-Schritten erhöht. Die Anordnung der 43 Last-Zustände (States) erfolgt wie bei den anderen Verstärkern. Die nachfolgenden Smith-Diagramme geben die Ausgangsleistung an, die beim jeweiligen Last-Abschluss erreicht werden. Markiert ist der Last-Zustand, unter welchem sich die maximale Ausgangsleistung einstellt.



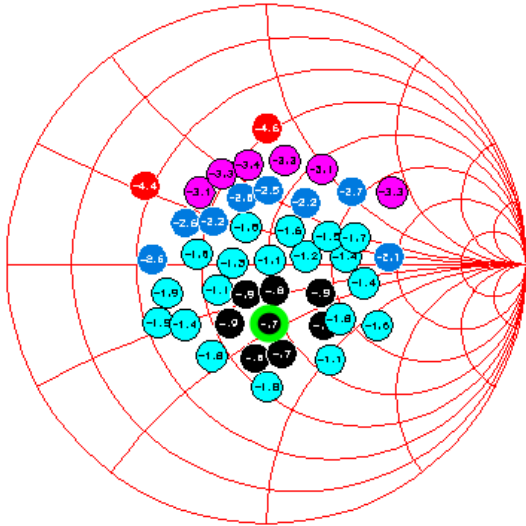


Abb. 121:  $PIN=-20dBm$ ;  $max\ POUT=-0,7dBm$  @State 211

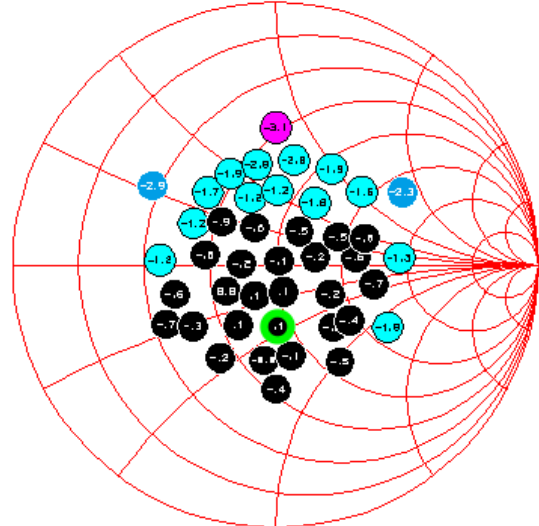


Abb. 122:  $PIN=-18dBm$ ;  $max\ POUT=0,1dBm$  @State 211

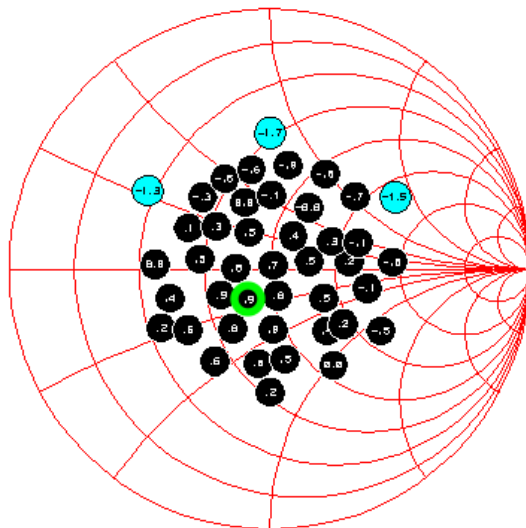


Abb. 123:  $PIN=-16dBm$ ;  $max\ POUT=0,9dBm$  @State 288

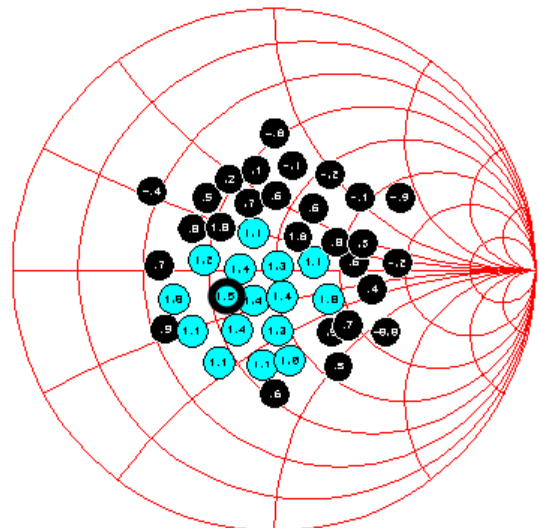


Abb. 124:  $PIN=-14dBm$ ;  $max\ POUT=1,5dBm$  @State 51

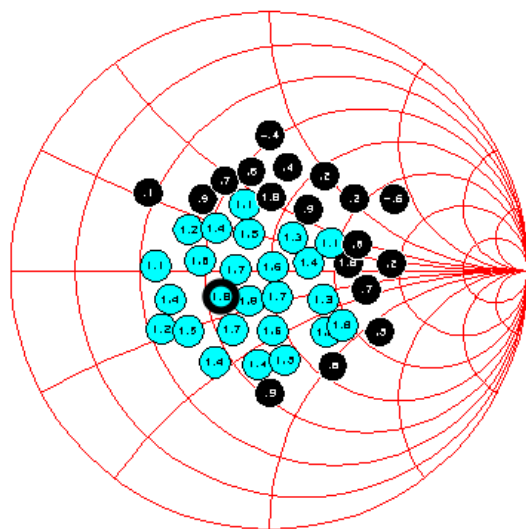


Abb. 125:  $PIN=-12dBm$ ;  $max\ POUT=1,8dBm$  @State 51

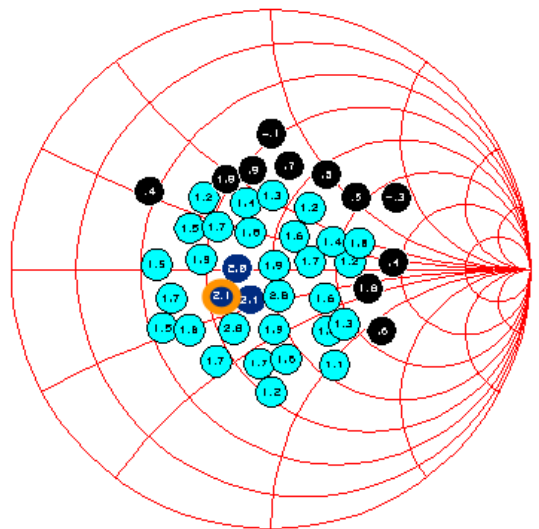


Abb. 126:  $PIN=-10dBm$ ;  $max\ POUT=2,1dBm$  @State 51



Bei Eingangsleistungen von -20dBm und -18dBm lassen sich die maximalen Ausgangsleistungen von -0,7dBm und 0,1dBm jeweils unter State 211 erreichen. An diesem Abschluss-Zustand beträgt der Reflexionsfaktor  $|\bar{\Gamma}| = 0,2$ ;  $\varphi_r = -87^\circ$ . Bei einer Eingangsleistung von -16dBm bewegt sich der Zustand, unter welchem die maximale Ausgangsleistung von 0,9dBm eintritt zu State 288. Dieser Last-Zustand entspricht einem Reflexionsfaktor von  $|\bar{\Gamma}| = 0,1$ ;  $\varphi_r = -124^\circ$ . Bei den übrigen Eingangspegeln zwischen -14dBm und -10dBm werden die höchsten Ausgangsleistungen von 1,5dBm; 1,8dBm und 2,1dBm jeweils an State 51 erreicht. An diesem Punkt beträgt der Reflexionsfaktor  $|\bar{\Gamma}| = 0,2$ ;  $\varphi_r = -152^\circ$ . Der Last-Zustand, unter dem sich die maximale Ausgangsleistung einstellt, bewegt sich auf einer Bahn, deren Abstand zum Mittelpunkt sich in geringfügigem Maße verändert. Die Bahn verläuft im Wesentlichen in negativer Winkelrichtung. Zum Schluss hin verharrt der Maximal-Zustand bei State 51. Die Veränderungen der Abschluss-Impedanz sind eher gering. Die von Hand angefertigte Platinen-Schaltung zeigt hier offensichtlich keine negativen Auswirkungen. Allerdings konnten mit den „kommerziellen“ Verstärker zum Teil maximale Ausgangsleistungen und Wirkungsgrade unter gleichbleibendem Last-Abschluss erreicht werden, was bedeutet, dass die Ausgangsimpedanz unabhängig der Eingangsleistung konstant bleibt. Zu bemerken ist noch, dass der MAX2650 eine auffällig niedrige maximale Ausgangsleistung von 2,1dBm in der Load-Pull-Messung aufweist. Dennoch treten keine Widersprüche zu den Angaben im Datenblatt auf.

In den folgenden Smith-Diagrammen ist die Angabe des Wirkungsgrads abhängig von der Abschluss-Impedanz dargestellt. Markiert ist jeweils der Last-Abschluss, der zum maximalen Wirkungsgrad führt.

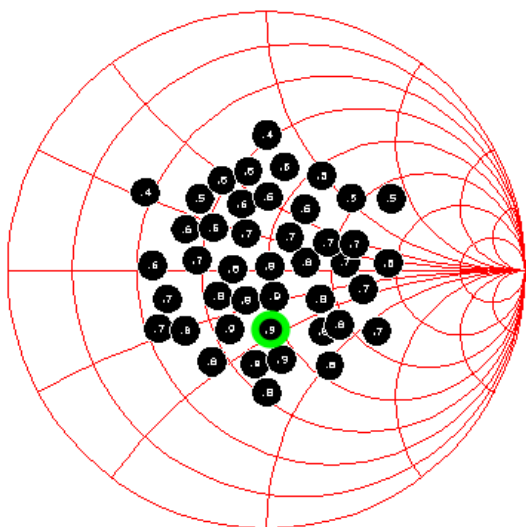


Abb. 127: PIN=-20dBm; EFF\_max=0,88% @State 211

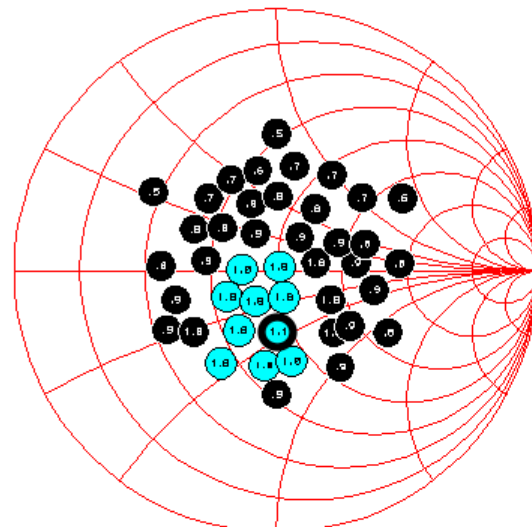


Abb. 128: PIN=-18dBm; EFF\_max=1,05% @State 211

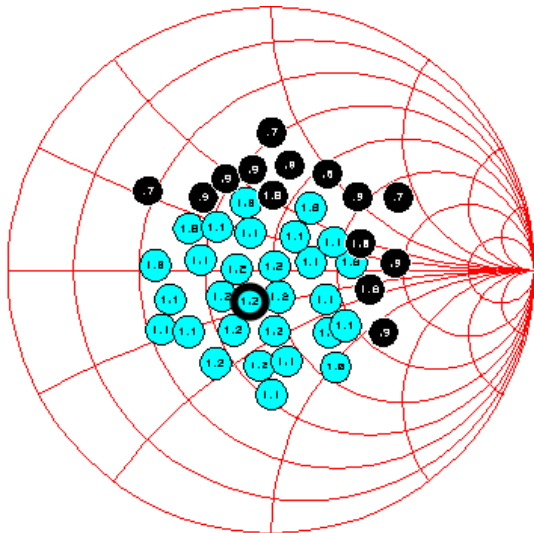


Abb. 129: PIN=-16dBm; EFF\_max=1,25% @State 288

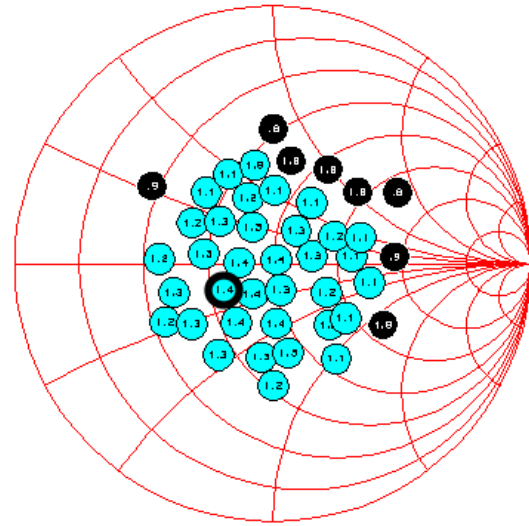


Abb. 130: PIN=-14dBm; EFF\_max=1,41% @State 51

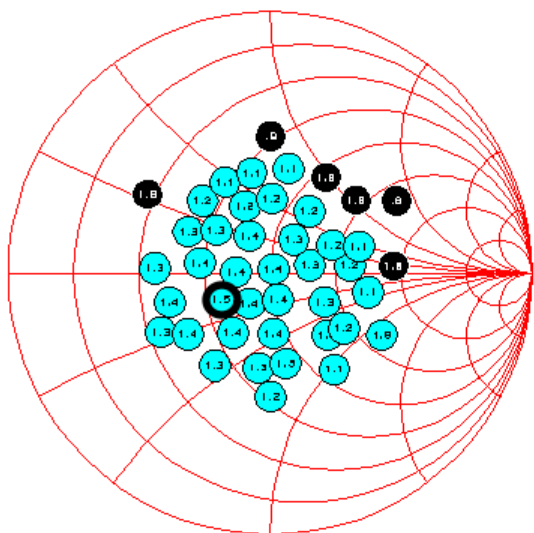


Abb. 131: PIN=-12dBm; EFF\_max=1,46% @State 51

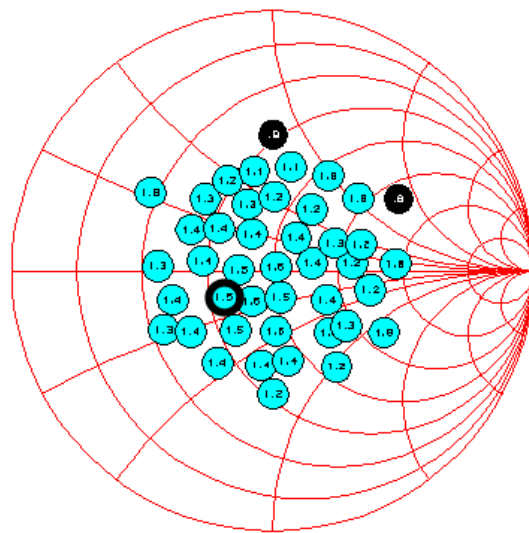


Abb. 132: PIN=-10dBm; EFF\_max=1,53% @State 51

Besonders auffällig beim *MAX2650* ist, dass bei allen betrachteten Eingangspegeln sowohl die maximale Ausgangsleistung als auch der maximale Wirkungsgrad bei den selben Last-Zuständen eintreten. Unter einem immer gleichbleibenden Last-Zustand sind solche Messergebnisse eher realistisch. In diesem Fall weist jedoch für beide Messreihen der Last-Zustand die selbe Verlaufskurve auf. Wird ein Vergleich mit der vorangegangenen Power-Sweep-Messung angestellt, so sind die Messergebnisse allerdings plausibel. In der Power-Sweep-Messung werden die höchsten Werte für Wirkungsgrad und Ausgangsleistung unter den gleichen Eingangspegeln erzielt. Da der *MAX2650* für eine rauscharme Verstärkung konzipiert wurde, besitzt er einen relativ niedrigen Wirkungsgrad.

### V5.3 Messung harmonischer Oberwellen im CW-Fall

Der *MAX2650* ist für den Betrieb im niedrigeren HF-Bereich konzipiert. Die Betriebsfrequenz ist mit 900MHz angegeben. Aufgrund der Kalibration des Messplatzes werden die nachfolgenden Messungen bei einer Eingangsfrequenz von 1GHz durchgeführt. Mit dem vorhandenen Spektrumanalysator lassen sich für diesen Fall die harmonischen Oberwellen bis zur 4. Ordnung bei 4GHz messen. Die Variation der Eingangsleistung erstreckt sich von -10dBm bis 10dBm. Das relativ große Leistungsspektrum wurde aus zwei Gründen ausgewählt. Einerseits sollen niedrige Eingangspegel getestet werden, da beim *MAX2650* nur unter diesen hohe Wirkungsgrade und Verstärkungen möglich sind. Andererseits soll der Verstärker auch mit höheren Eingangspegeln angesteuert werden, damit harmonische Oberwellen 4. Ordnung beobachtbar sind.

PIN in dBm	2. Harmonische in dBc (2GHz)	3. Harmonische in dBc (3GHz)	4. Harmonische in dBc (4GHz)
-10	(49,6)	29,6	(44,6)
-8	(46,8)	28,8	(49,8)
-6	(47,1)	28,1	(47,1)
-4	(47,2)	28,2	(47,2)
-2	43,2	27,2	47,2
0	35,7	26,7	45,7
2	31,9	24,9	43,9
4	29,8	24,8	42,8
6	26,2	24,2	41,2
8	24,1	23,1	39,1
10	22	22	33

Tabelle 20: Störabstand der Harmonischen bei *MAX2650*

Bei der Auswertung der Messergebnisse fällt auf, dass bei der 3. Harmonischen betragsmäßig stets kleinere Störabstände auftreten, als bei der 2. Harmonischen. D.h., dass die Pegel bei 3GHz mit Ausnahme des letzten Werts immer größer sind, als bei 2GHz. In der Regel kann mit ansteigender Ordnung, von fallenden Pegeln ausgegangen werden. In vielen Fällen dieser Arbeit trat die 3. Harmonische jedoch mit größeren Pegeln auf, als die 2. Harmonische. Erwartungsgemäß hat die 4. Harmonische betraglich größere Störabstände und damit niedrigere Pegel als die 3. Harmonische. Bei Eingangspegeln zwischen -10dBm und -4dBm wurden geringere Störabstände der 4. Harmonischen als bei der 2. Harmonischen gemessen. Die Pegel bei 4GHz scheinen in diesem Bereich größer zu sein. Praktisch ist dies nicht der Fall, da sich die Pegel der 2. und 4. Harmonischen erst ab einer Eingangsleistung von -2dBm eindeutig vom Rauschen abhoben. Dieser Umstand ist in der Tabelle durch Klammern vermerkt. Unter  $P_{IN}=-2\text{dBm}$  konnten also nur die Pegel der 3. Harmonischen eindeutig ermittelt werden. Diese Hintergründe begründen die Auswahl eines breiteren Bereichs an Eingangsleistungen.

## V5.4 Zweitonmessungen

In den nachfolgenden Zweitonmessungen wird der *MAX2650* mit zwei harmonischen Signalen angesteuert, die im Abstand von jeweils 1MHz um die Mittenfrequenz von 1GHz liegen. Bei allen vorangegangenen Verstärkern stammten die beiden Sinus-Signale aus zwei separaten HF-Generatoren. Dabei musste beachtet werden, dass bei jeder Einzelmessung beide Pegel exakt gleich große Werte aufweisen. Darüber hinaus führte das T-Verbindungsstück zu erheblichen Verlusten. Beim *MAX2650* werden die beiden Frequenzkomponenten über eine multiplikative Mischung erzeugt. Hierzu wird ein harmonisches Signal von 1MHz aus einem Niederfrequenzgenerator zum HF-Generator *Marconi 2051* geführt. Dieser moduliert das 1MHz-Signal auf einen Träger von 1GHz auf. Das Spektrum des resultierenden Signals besteht aus zwei gleich großen Komponenten bei 999MHz und 1,001GHz. Mathematische Grundlage hierfür sind die Additionstheoreme. Werden zwei trigonometrische Funktionen verschiedener Frequenzen multipliziert, resultieren zwei neue Funktionen gleicher Amplitude, deren Frequenzen sich aus der Summe und Differenz der ursprünglichen Frequenzen berechnen lassen:

$$\sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\omega_2 t) = \frac{1}{2} \cdot [\cos((\omega_1 - \omega_2)t) - \cos((\omega_1 + \omega_2)t)] [1]$$

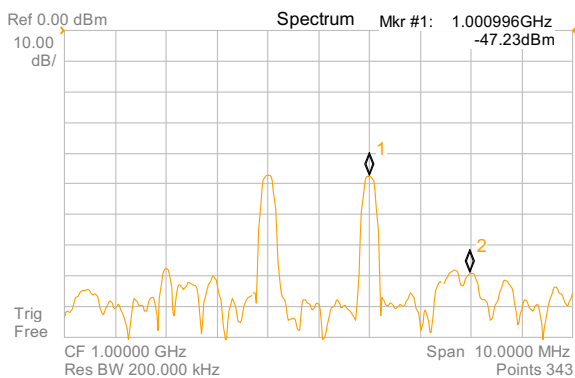


Abb. 133: Ausgangsspektrum bei PIN=-25dBm

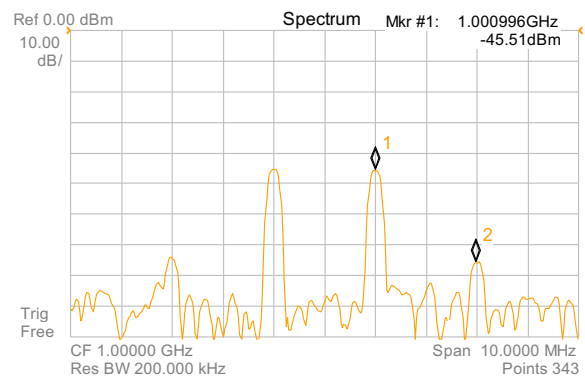


Abb. 134: Ausgangsspektrum bei PIN=-23dBm

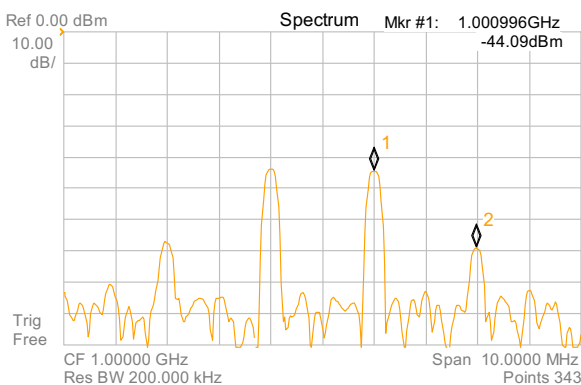


Abb. 135: Ausgangsspektrum bei PIN=-21dBm

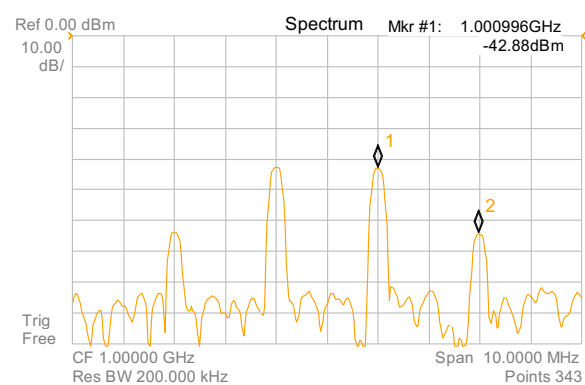


Abb. 136: Ausgangsspektrum bei PIN=-19dBm

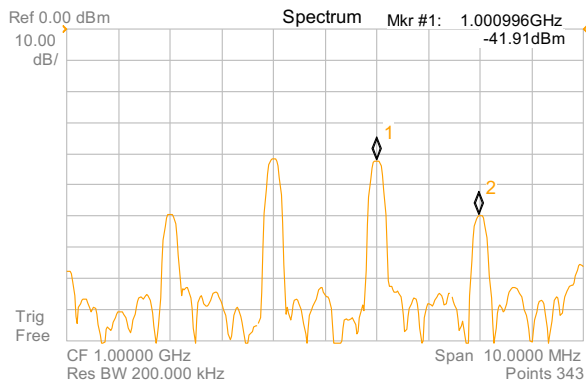


Abb. 137: Ausgangsspektrum bei  $P_{IN}=-17\text{dBm}$

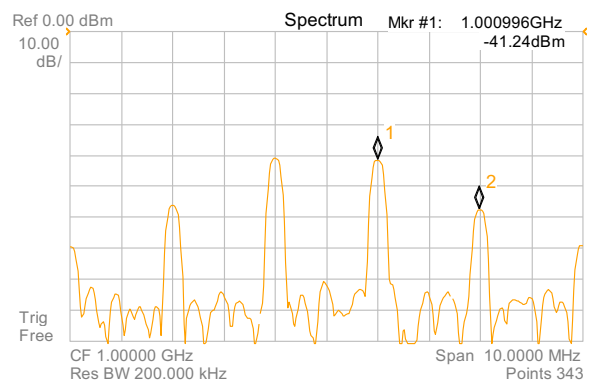


Abb. 138: Ausgangsspektrum bei  $P_{IN}=-15\text{dBm}$

PIN in dBm	$\Delta P_{OUT}$ $f_2=1,001\text{GHz}$ in dB	$\Delta P_{OUT}$ $f_{IM3}=1,003\text{GHz}$ in dB	SDR in dBc	$\Delta\text{SDR}$
-25			32,8	
-23	1,7	5	29,5	3,3
-21	1,4	7	23,9	5,6
-19	1,2	6	19,1	4,8
-17	1,0	3	17,1	2,0
-15	0,7	3	14,8	2,3

Tabelle 21: Übersicht an Messergebnisse des MAX2650 im Zweiton-Fall

Während die Eingangsleistung in jeweils in Schritten von 2dB erhöht wird, vergrößert sich die Ausgangsleistung der Grundkomponente bei 1,001GHz anfangs nur um 1,7dB. Über die Messreihe hinweg verkleinert sich das Anstiegsintervall auf 0,7dB. Zu erkennen ist dabei, dass sich der MAX2650 schon bei relativ niedrigen Eingangsleistungen ab -25dBm deutlich in der Kompression befindet. Für das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung ist theoretisch ein Anstieg von 6dB pro Intervall zu erwarten. Bei Eingangspegeln zwischen -23dBm und -19dBm stimmt der gemessene Anstieg ungefähr mit den Erwartungen überein. Ab  $P_{IN}=-19\text{dBm}$  reduzieren sich die Vergrößerungsintervalle etwa auf die Hälfte. Als Ursache kann dafür die fortschreitende Kompression genannt werden. Da sich die Intermodulationsprodukte in größeren Schritten als die Grundwellen erhöhen, verkleinert sich der Betrag des Störabstands sukzessive. Zu erkennen ist jedoch auch, dass aufgrund der zunehmenden Kompression die Verringerungsintervalle des Störabstandes nach und nach abnehmen.

### V5.5 Load-Pull-Messungen im Zweitton-Fall

Mit den nachfolgenden Messungen soll untersucht werden, wie sich beim *MAX2650* die Last im Fall einer Zweitton-Ansteuerung auf den Störabstand auswirkt. Während in den vorangegangenen Messungen versucht wurde, eine Abschluss-Impedanz zu finden, für die sich ein Maximum des Wirkungsgrads bzw. der Ausgangsleistung einstellt, ist nun das Ziel, einen Last-Zustand zu ermitteln, bei dem der Betrag des Störabstands möglichst groß ist. Die Gesamtleistung am Eingang beträgt 0dBm, da bei diesem Pegel schon deutliche Intermodulationsprodukte hervorgerufen werden. Die beiden Ansteuerungssignale haben die Frequenzen 999MHz und 1,001GHz. Ihre Pegel sind exakt gleich groß. In dieser Messung wird die Erzeugung der Pegel wieder durch multiplikative Mischung von harmonischen Signalen der Frequenzen 1GHz und 1MHz realisiert. Es kommen also nicht zwei separate HF-Generatoren zum Einsatz. Die angegebenen Beträge der Störabstände beziehen sich auf die Grundwelle  $f_2$  mit 1,001GHz und das Intermodulationsprodukt 3. Ordnung bei 1,003GHz.

	Last-Impedanz in $\Omega$	Load-State Nr.	SDR  in dB bei Pin=0dBm
1.	28,432-j23,524	238	11,7
2.	43,883-j34,428	186	11,2
3.	57,167 -j52,101	135	10,9
4.	25,725-j9,443	590	12,2
5.	36,728-j12,773	274	11,9
6.	59,573-j21,350	159	11,3
7.	93,365-j40,095	83	10,8 Minimalwert
8.	23,726+j0,169	502	12,7
9.	34,805+j1,250	366	12,1
10.	51,174+j1,610	573	11,7
11.	79,257+j2,541	496	11,2
12.	114,069-j2,756	482	10,9
13.	24,679+j10,720	180	12,8 Maximalwert
14.	38,962+j14,712	418	12,1
15.	54,622+j19,787	452	11,8
16.	81,603+j25,976	337	11,3
17.	28,368+j23,224	232	12,6
18.	34,308+j32,881	419	12,2
19.	54,972+j48,026	310	11,7

50 $\Omega$ -Zustand

Tabelle 22: Störabstände im Zweitton-Fall bei verschiedenen Abschlüssen

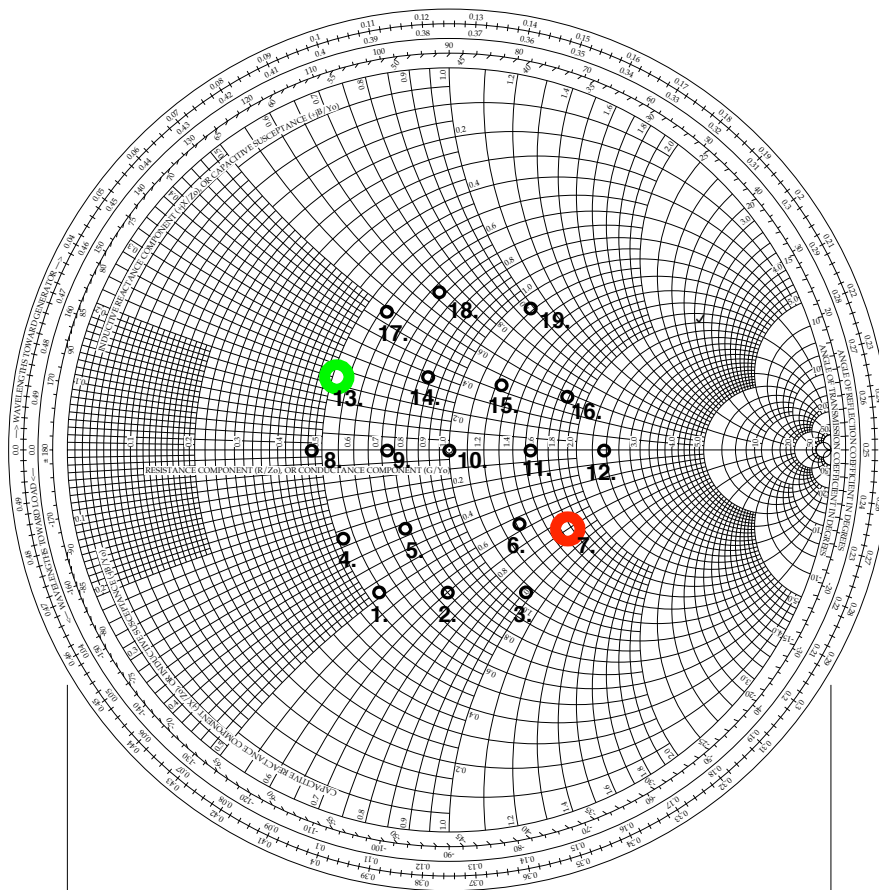


Abb. 139: Lage des Abschlusses für einen minimalen/maximalen Störabstand bei  $P_{IN}=0\text{dBm}$  [25]

Beim *MAX2650* wird unter einer Eingangsleistung von  $0\text{dBm}$  der betragsmäßig größte Störabstand bei Last-Zustand 13. mit der Abschlussimpedanz  $\bar{Z} = 24,74\Omega + j10,7\Omega$  erreicht. Bei dieser Last stellte sich schon beim *ZJL-6G+* der maximale Störabstand ein. Das Minimum des Störabstandes wurde bei einer Impedanz von  $\bar{Z} = 93\Omega + j40\Omega$  an Last-Zustand 7. gemessen. Beim *ZJL-6G+* ergibt sich im Vergleich dazu der geringste Störabstand beim benachbarten Last-Zustand 3. unter einer Impedanz von  $\bar{Z} = 57\Omega - j52\Omega$ . In der Gesamtbetrachtung weisen also beide Verstärker eine ähnliche Lage-Verteilung von Maximum und Minimum auf. Wie häufig bei den anderen Verstärkern gesehen, befinden sich auch beim *MAX2650* die Extrempunkte am Rand des Messbereichs. Die Messungen der Störabstände wurden mit einem für den Verstärker recht hohen Eingangspegel von  $0\text{dBm}$  durchgeführt. Dies war nötig, da bei niedrigeren Pegeln über den Spektralanalysator keine präzisen Messungen möglich waren. Die Variation der Last führte bei diesem Verstärker nur zu einer maximalen Veränderung des Störabstandes von  $2\text{dB}$ . Bei niedrigen Eingangspegeln hingegen bewegten sich die Werte im Rauschen über einen breiteren Bereich. Der Betrieb des Verstärkers unter den Bedingungen dieser Messung ist in der Praxis allerdings nicht sinnvoll. Bei  $P_{IN}=0\text{dBm}$  weist der Verstärker sehr niedrige Werte für Effizienz und Verstärkung auf. Zudem ist die Ausgangsleistung schon leicht gesunken.



## 6. Gegenüberstellung der Leistungsverstärker

Die folgende Tabelle enthält einige Messdaten aller untersuchten Verstärker. Mit Ausnahme der Angaben der maximalen Eingangsleistung sowie der Versorgungs- und Ramp-Spannung, welche den Datenblättern entnommen wurden, stammen alle Angaben aus den Messungen dieser Arbeit.

	T7023	ZX60-6013E+	ZJL-6G+	ZFL-1000LN+	MAX2650
max $P_{OUT}$ in dBm	22,1	14,7	13,6	10,0	1,9
max Gain in dB	31,8	16,3	15,3	24,4	19,8
max Eff. in %	28,62	5,3	3,96	1,2	1,38
$P_{IN}$ bei P1dB in dBm	-13	-2	-3	-16	-21
$P_{IN}$ bei P3dB in dBm	-9	1	1	-12	-17
max $P_{IN}$	k.A.	15	k.A.	5	13
$U_{DC}$ in V	3	12	12	15	5
$U_{Ramp}$ in V	1,8				
$I_{DC}$ in mA	140,2	39,7	43,5	53,3	17,8
Impedanz für max  SDR  in $\Omega$	23,7 +j0,2	34,3 +j32,8	24,7 +j10,7	114,1 -j2,8	24,7 +j10,7
IIP3 in dBm ( $P_{IN}$ in dBm)	-0,2 (-10)	14,5 (-5)	11 (-12)	-3 (-22)	-8,6 (-25)
$\Delta P_{OUT}$ in dB zwischen 50 $\Omega$ -State und $P_{OMAX}$ -State ( $P_{IN}$ in dBm)	0,3 (4)	0,3 (2)	0,4 (0)	0,8 (-8)	0,4 (-20)

Tabelle 23: Vergleich von Messergebnissen zur Verstärker-Charakterisierung

Die Verstärker *ZX60-6013E+*, *ZJL-6G+* und *ZFL-1000LN+* stammen vom selben Anbieter *Mini-Circuits*, weshalb Ähnlichkeiten für diese Modelle zu erwarten sind. Beim *MAX2650* ist von Abweichungen auszugehen, weil er als Selbstaufbau realisiert wurde. Da die Leiterplattenkonstruktion nicht industriell erfolgte, können keine sonderlich hohen Ansprüche an die Exaktheit der Leistungsanpassung gestellt werden.

Die Verstärker von *Mini-Circuits* weisen ähnliche maximale Ausgangspegel zwischen 10dBm und 14,7dBm auf. Der *T7023* liefert mit 22,1dBm die mit Abstand größte Ausgangsleistung. Auffällig niedrig ist der Maximalpegel des *MAX2650* mit 1,9dBm. Bei allen Verstärkern tritt die größte Verstärkung bei niedrigen Eingangsleistungen ein. Die größte Verstärkung hat der *T7023* mit 31,8dB. Abgesehen vom *T7023* weisen alle anderen Verstärker einen sehr niedrigen Wirkungsgrad auf. Dabei muss bedacht werden, dass es sich bei den einstelligen Prozentzahlen um Maximalwerte handelt. Diese Wirkungsgrade sind nur unter einem bestimmten Eingangspegel erzielbar. Der *T7023* hat folglich die höchsten Werte bei Ausgangsleistung, Verstärkung und Wirkungsgrad. Die Tabelle enthält Angaben darüber, bei welchen Eingangspegeln 1dB- und 3dB-Kompressionspunkte auftreten. Mit Ausnahme des *ZX60-6013E+* liegen die Eingangspegel, welche die genannten Kompressionspunkte hervorrufen, im



Abstand von 4dB. An den Pegeln lässt sich ablesen, für welche Eingangsleistungen die Verstärker konzipiert sind. Da sich der *MAX2650* bei  $P_{IN}=-21\text{dBm}$  schon in Kompression befindet, ist er zur Verstärkung niedrigerer Pegel vorgesehen. Anhand der maximalen Ausgangsleistung und Verstärkung lässt sich der ideale Eingangspegel ableiten. Wird die Verstärkung von der maximalen Ausgangsleistung subtrahiert, resultieren Werte in der Nähe des Eingangspegels, welcher zum 1dB-Kompressionspunkt führt. Die Angabe der maximalen Eingangsleistung, die teilweise in den Datenblättern enthalten ist, kann nicht als Orientierung für den Eingangspegel im linearen Bereich herangezogen werden. Vielmehr wird angegeben, wie hoch der Eingangspegel sein darf, ohne den Verstärker zu beschädigen. So liegt beim *MAX2650* der Pegel des 1dB-Kompressionspunkts mit  $-21\text{dBm}$  weit entfernt von der maximal verträglichen Eingangsleistung von  $13\text{dBm}$ .

Der *T7023* wird als einziger Verstärker mit einer Spannung  $U_{\text{Ramp}}=1,8\text{V}$  angesteuert. Die Versorgungsspannung liegt beim *T7023* und *MAX2650* im unteren Bereich bei  $3\text{V}$  und  $5\text{V}$ . Die Verstärker von *Mini-Circuits* besitzen höhere Spannungen von  $12\text{V}$  und  $15\text{V}$ . Demzufolge ist zu erwarten, dass bei den Modellen höherer Spannung geringere Ströme fließen, bei niedriger Spannung höhere. Für den *T7023* und die Verstärker von *Mini-Circuits* trifft dies zu. Beim *MAX2650* sind sowohl Spannung als auch Stromstärke niedrig. Dazu passt, dass dieses Modell die kleinste Ausgangsleistung besitzt.

Mit Ausnahme des *ZFL-1000LN+* tritt bei allen Verstärkern der maximale Störabstand unter Lasten ein, welche sich im Smith-Diagramm im 2. Quadranten der Reflexionsfaktorebene befinden. Anders ausgedrückt heißt das, dass der Realteil stets kleiner als  $50\Omega$  ist, der Imaginärteil immer positiv ist und damit im induktiven Bereich liegt. Der größte Störabstand tritt beim *ZFL-1000LN+* unter einer Last ein, deren Realteil größer als  $50\Omega$  ist und deren Imaginärteil sich mit einem negativen Wert im kapazitiven Bereich befindet.

Der IIP3-Punkt ist ein Intercept-Point, der sich auf die Eingangsleistung bezieht. Die Werte in der Tabelle wurden mit der Gleichung berechnet, die im Kapitel 4.2.3 vorgestellt wurde. In Klammern ist die Eingangsleistung angegeben, bei welcher der IIP3-Punkt berechnet wurde. Der Vergleich mit dem Datenblatt lässt erkennen, dass sich der *T7023* bei  $P_{IN}=-10\text{dBm}$  nicht mehr im linearen Bereich befinden. Die Verwendung eines höheren Eingangspegels war notwendig, um Grund- und Intermodulationskomponenten im Spektrumanalysator sichtbar zu machen. Da die Gleichung zur Berechnung des IIP3 im linearen Bereich vorgesehen ist, muss beim oben ermittelten Wert von einer Abweichung ausgegangen werden. Als nächstes enthält die Tabelle Angaben darüber, um wieviel dB die Ausgangsleistung bei passendem Abschluss gegenüber der  $50\Omega$ -Last erhöht werden konnte. Die größte Steigerung um  $0,8\text{dB}$  konnte beim *ZFL-1000LN+* erreicht werden. Beim *MAX2650* trat trotz des Eigenaufbaus im Vergleich mit den anderen Verstärkern keine größere Leistungsdifferenz zum  $50\Omega$ -Zustand auf.

Die folgende Tabelle gibt in der 2. und 3. Spalte an, welche maximale Ausgangsleistung erreichbar ist, wenn der Störabstand zwischen Grundwelle und 2. Harmonischer mindestens 25dBc/30dBc groß sein darf. In der 4. und 5. Spalte beziehen sich die Angaben auf den Störabstand zum Intermodulationsprodukt 3. Ordnung (V1: 2,403GHz; V2-V5: 1,003GHz).

	P <sub>OMAX</sub> für  SDR  2. Harmonische 30dBc	P <sub>OMAX</sub> für  SDR  2. Harmonische 25dBc	P <sub>OMAX</sub> für  SDR  IM3 30dBc	P <sub>OMAX</sub> für  SDR  IM3 25dBc
T7023	19,5dBm	22dBm		
ZX60-6013E+	7dBm	9dBm		
ZJL-6G+		13,5dBm	7dBm	9dBm
ZFL-1000LN+	8dBm	9dBm	4dBm	6dBm
MAX2650	0dBm	-1dBm	-4dBm	-3dBm

Tabelle 24: Erreichbare Maximalleistungen am Ausgang unter Einhaltung von Mindestanforderungen an den Störabstand

Zu erkennen ist, dass sich die größten Ausgangsleistungen mit dem T7023 und die kleinsten Ausgangsleistungen mit dem MAX2650 erreichen lassen. Die Ausgangspegel liegen für 30dBc/25dBc im Mittel 2dB auseinander. Auffällig ist, dass die erreichbaren Ausgangspegel für Störabstände zum IM3-Produkt ungefähr 4dBm geringer sind, als die Ausgangspegel für Störabstände zur 2. Harmonischen. Das bedeutet, dass die IM3-Produkte einen größeren Pegel relativ zur Grundkomponente aufweisen, als die 2. Harmonischen.

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

Der vorhandene Load-Pull-Messplatz war ursprünglich nur zur Ausführungen von CW-Messungen vorgesehen. Nur im Einton-Fall ist es möglich, die Messung automatisiert über die Software zu betreiben. Dabei lassen sich die Pegel der harmonischen Signale sowie Leistungsverläufe (Power-Sweep) am PC korrekt einstellen. Die Sinus-Signale werden von einem internen HF-Generator erzeugt, welcher im NWA integriert ist. Zur Ansteuerung mit mehreren Frequenzen oder mit modulierten Signalen wurden externe Synthesizer mit dem System verbunden. Die Beeinflussung der Pegel war teilweise über den GPIB-Bus möglich, die Pegel wurden jedoch falsch übermittelt. Im Hinblick darauf mussten alle Zweitton- und Mehrträgermessungen manuell, sprich ohne automatisierten Softwareablauf erfolgen. Diese händische Vorgehensweise ist zeitaufwändig und birgt ein Risiko auf Messfehler. Bei den Zweittonmessungen mit zwei HF-Generatoren musste zunächst ein Pegelangleich mithilfe des Spektralanalysators stattfinden. Eine massive Erschwerung ergab sich aus der Werteabweichung zwischen den Display-Anzeigen der Messgeräte und der tatsächlichen Eingangsleistung am Verstärker. Die Anzeigen konnten nur zur Veränderung der Pegel herangezogen werden. Für die Abweichungen sind die eingangsseitigen Abschwächer und Verstärker des Load-Pull-Systems ursächlich. Für die korrekte Ermittlung der Werte musste am eingangsseitigen Tuner eine Leistungsmessung mit einem Power-Meter erfolgen. Der gemessene Wert wurde als Referenz notiert. Auf der Grundlage dieses Bezugswertes wurden daraufhin Leistungen eingestellt, die nach der Power-Sweep-Messung geeignet erschienen. Bei der Einstellung mussten die Pegel an beiden Generatoren in exakt gleichen Schrittgrößen erhöht oder verringert werden. Der Vergleich von gemessenen Leistungen vor und nach dem T-Verbindungsstück führte zu Abweichungen von der Theorie. Die Vergrößerung des Gesamtpegels um 3dB nach der Zusammenführung zweier gleich großer Einzelpegel konnte nicht festgestellt werden. Das Verbindungsstück stellt mit seiner Dämpfung hierfür die Ursache dar. Bei späteren Messungen konnte eine Optimierung des Prozedere erreicht werden, in dem die Zweitonerzeugung mittels multiplikativer Mischung erfolgte. Damit war die Pegelgleichheit sichergestellt, die separate Einstellung zweier Generatoren nicht mehr notwendig und das Verbindungsstück vermeidbar. Eine weitere Schwierigkeit ergab sich aus der ausgangsseitigen Abschwächung der Signale für Spektralanalysatoren. Teilweise waren die Pegel zu niedrig, um aus dem Grundrauschen herauszuragen. Die Eingangspegel mussten ausreichend hoch gewählt werden. Demzufolge war es des Öfteren nicht möglich, Messungen im linearen Bereich durchzuführen. Rückblickend kann gesagt werden, dass die größte Herausforderung darin bestand, mit dem eingeschränkten Funktionsumfang und den Abweichungen der Geräte zufriedenstellende Messergebnisse zu erzielen. Dies ist ökonomisch sinnvoll und für Unternehmen wichtig, da die Messinstrumente extrem teuer sind. Neue Geräte beinhalten teils nur marginale Verbesserungen. Mit Blick auf die Zukunft kann der Load-Pull-Messplatz der Hochschule Heilbronn von nachfolgenden Benutzern in der Software ergänzt werden, um die oben geschilderten Einschränkungen zu optimieren.

### **Danksagung**

Ich bedanke mich recht herzlich für die vielfältige Unterstützung bei meinem Projektbetreuer Herrn Prof. Dr.-Ing. Martin Alles. Herr Prof. Alles konnte als Spezialist auf dem Gebiet der Hochfrequenztechnik mir mit kompetentem Rat zur Seite stehen. Er führte mich in die theoretischen Grundlagen der Load-Pull-Messung ein, und konnte alle meine Fragen zur Durchführung beantworten. Besonders schätze ich die vorbereitenden Maßnahmen, wie den Auf- und Umbau der Komponenten, die Kalibration und die Entwicklung von Lösungen für den Umgang mit den Einschränkungen des Systems. Nicht zuletzt ist es Prof. Alles zu verdanken, dass die Hochschule über einen hochwertigen Load-Pull-Messplatz verfügt. Zudem bedanke ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. (FH) Joachim Kircher, der in schaltungstechnischen Fragen, auch in Zusammenhang mit der hergestellten Platine, hilfreich zur Seite stand. Er hat als helfende Hand beim Umbau des Messplatzes und der Integration weiterer Komponenten einen wesentlichen Beitrag zum Gelingen der Arbeit geleistet. Mein weiterer Dank gilt Herrn M.Sc. Dipl.-Ing. Petre Sora, der für das Fräßen der Leiterplatte zuständig war.

## Quellenverzeichnis

- [1] Gustrau, Frank: Hochfrequenztechnik – Grundlagen der mobilen Kommunikationstechnik, Carl Hanser Verlag, Dortmund, 2013
- [2] Detlefsen, Jürgen; Siart, Uwe: Grundlagen der Hochfrequenztechnik, Oldenbourg Verlag, München, 2012
- [3] Strauß, Frieder: Grundkurs Hochfrequenztechnik – Eine Einführung, Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2012
- [4] Schmitz, Norbert: Arbeitsunterlagen zur Vorlesung Hochfrequenztechnik, 2012
- [5] <http://www.leifiphysik.de/themenbereiche/mechanische-wellen/stehende-welle>, abgerufen am 25.02.2016
- [6] Schmitz, Norbert: Labor Hochfrequenz- und Signalübertragungstechnik 2: Theoretische Grundlagen zum Laborversuch Messleitung, 2009
- [7] <https://de.wikipedia.org/wiki/Smith-Diagramm>, abgerufen am 02.03.2016
- [8] <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/Smith-Diagramm-Smith-chart.html>, abgerufen am 01.03.2016
- [9] <http://www.siart.de/lehre/smishort.pdf>, abgerufen am 02.03.2016
- [10] Heuermann, Holger: Hochfrequenztechnik – Komponenten für High-Speed- und Hochfrequenzschaltungen, Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2009
- [11] Siart, Uwe: Das Dezibel – Definition und Anwendung, <http://www.siart.de/lehre/dezibel.pdf>, abgerufen am 05.06.2016
- [12] [https://de.wikipedia.org/wiki/Bel\\_\(Einheit\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Bel_(Einheit)), abgerufen am 05.06.2016
- [13] Schmitz, Norbert: Hochfrequenz- und Signalübertragungstechnik II, Arbeitsunterlagen zur Vorlesung, Kapitel 3: Streuparameter, 2013
- [14] Ghannouchi, Fadhel M.; Hashmi, Mohammad S.: Load-Pull Techniques with Applications to Power Amplifier Design, Springer, Dordrecht, 2013
- [15] Völker, Stefan: Analyse und Evaluation der Wirkung des Doppler-Effekts auf verschiedene Modulationsverfahren der gängigen Funktechnik, Master Thesis, Heilbronn, 2015
- [16] [https://de.wikipedia.org/wiki/Modulation\\_\(Technik\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Modulation_(Technik)), abgerufen am 05.07.2016
- [17] Höher, Peter Adam: Grundlagen der digitalen Informationsübertragung – Von der Theorie zu Mobilfunkanwendungen, Springer Vieweg, Wiesbaden, 2013
- [18] [http://www.circuitdesign.de/products/tech\\_info/guide2.asp](http://www.circuitdesign.de/products/tech_info/guide2.asp), abgerufen am 24.06.2016
- [19] Rudolph, Dietmar: Digitale Modulationsverfahren, TFH Berlin – Telekom FH Leipzig – IBH, 2006
- [20] Alles, Martin: Skript zur Vorlesung „Drahtlose Signalübertragung“, 2015
- [21] Nelson, Bob; Moskov, Spiro: Nachbarkanalmessungen mit dem Spektrumanalysator, in hf-praxis, 5/2014, S.19-21
- [22] <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2650.pdf>, abgerufen am 05.07.2016
- [23] [https://de.wikipedia.org/wiki/Error\\_Vector\\_Magnitude](https://de.wikipedia.org/wiki/Error_Vector_Magnitude), abgerufen am 08.07.2016

- [24] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-2898E.pdf>, abgerufen am 08.07.2016
- [25] <http://www.eecircle.com/applets/006/smithchart.pdf>, abgerufen am 17.07.2016

**Eidesstattliche Erklärung**

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig und ohne fremde Hilfe angefertigt und mich anderer als der im beigefügten Verzeichnis angegebenen Hilfsmittel nicht bedient habe. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus Veröffentlichungen entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht.

Heilbronn, Juli 2016

Alessandro Haist