

Sequenzielle Verstärkerarchitekturen für effiziente Leistungsendstufen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)

der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Thomas Lehmann

Kiel 2010

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Knöchel

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Weigel

Datum der mündlichen Prüfung: 28.07.2010

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit in der Hochfrequenztechnik der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel. An dieser Stelle möchte ich mich bei allen bedanken, die mich durch lebhaftes Diskussionen und intensive Gespräche bei der Realisierung der Arbeit unterstützt haben.

Herrn Prof. Dr.-Ing Knöchel danke ich für die Betreuung meiner Doktorarbeit sowie für die zahlreichen Anregungen, Diskussionen und guten Ratschläge. Mein weiterer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Weigel für die Übernahme der Berichterstattung und die damit verbundenen Mühen.

Meinen Kollegen danke ich für den Erfahrungsaustausch und die guten Ratschläge. Insbesondere möchte ich hier Herrn Dipl.-Ing. Falk Hettstedt und Herrn Dipl.-Ing. Henning Mextorf erwähnen, die wertvolle Beiträge zur Entwicklung der Schaltungen geleistet haben.

Mein ganz besonderer Dank gilt meiner Lebensgefährtin Christina Falke für Ihre liebevolle Unterstützung und Geduld.

Kiel, im Juli 2010

Thomas Lehmann

INHALTSVERZEICHNIS

1	EINLEITUNG.....	1
2	GRUNDLAGEN DER LEISTUNGSVERSTÄRKER.....	3
2.1	VERSTÄRKER KENNGRÖßEN	3
2.1.1	Gewinn – Verstärkung.....	3
2.1.2	Wirkungsgrad	3
2.1.3	Intermodulation	4
2.1.4	Leistungsdichteverteilung (probability density function-pdf)	5
2.2	KONVENTIONELLER VERSTÄRKER.....	6
2.2.1	Lineare Verstärker	7
2.2.2	Nichtlineare Verstärker.....	13
2.3	MITTLERER WIRKUNGSGRAD KONVENTIONELLER LINEARER VERSTÄRKER	14
3	KLASSISCHE METHODEN ZUR STEIGERUNG DES WIRKUNGSGRADES.....	15
3.1	DER DOHERTY-VERSTÄRKER	15
3.2	ENVELOPE ELIMINATION AND RESTORATION (EER)	19
3.3	ENVELOPE TRACKING (ET).....	20
3.4	LINC	22
3.5	VERGLEICH UND ZUSAMMENFASSUNG	23
4	REKONFIGURIERBARE LEISTUNGSTEILER.....	25
4.1	GRUNDLAGEN DER RICHTKOPPLER-ANALYSE	25
4.2	REKONFIGURIERBARE QUADRATUR-RICHTKOPPLER	29
4.2.1	Variable Koppelstärke	29
4.2.2	Variable Arbeitsfrequenz.....	30
4.2.3	Umschaltung der Ausgangstore.....	31
4.3	REKONFIGURIERBARER BRANCH-LINE KOPPLER (MIKRO-STREIFENLEITERTECHNIK).....	31
4.3.1	Praktische Realisierung	34
4.4	REKONFIGURIERBARER BRANCH-LINE KOPPLER (HYBRID - TECHNIK)	37
4.4.1	Praktische Realisierung	39
4.5	REKONFIGURIERBARER LANGE-KOPPLER.....	39
4.5.1	Praktische Realisierung	40
4.6	VARIABLE LC-KOPPLER (MAXWELL-BRÜCKE).....	42
4.6.1	Praktische Realisierung	44
4.7	ZUSAMMENFASSUNG REKONFIGURIERBARE LEISTUNGSTEILER	46
5	SEQUENZIELLE VERSTÄRKER.....	49
5.1	IDEALER SEQUENZIELLER VERSTÄRKER (SPA).....	49
5.2	SEQUENZIELLE VERSTÄRKER MIT GEWÖHNLICHEM RICHTKOPPLER ALS POWER-COMBINER	55
5.2.1	Systematischer Verlust des Richtkopplers als Power-Combiner	55
5.2.2	SPA Wirkungsgradverlauf mit Richtkoppler als Power-Combiner	58

5.2.3	Linearität des Richtkopplers als Power-Combiner	61
5.2.4	SPA Signalkonstruktion/Signalvorverzerrung	62
5.2.5	Benötigte SPA Signal Bandbreite	64
5.2.6	Mittlerer SPA Wirkungsgrad	70
5.2.7	Messergebnisse bei Richtkoppler als Power-Combiner	73
5.3	SPA MIT GESTEUERTEM POWER-COMBINER	76
5.3.1	Sequenzieller Verstärker mit geschaltetem Richtkoppler als Power-Combiner	77
5.3.2	Sequenzieller Verstärker mit abstimmbarem Richtkoppler als Power-Combiner	79
5.4	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK SPA	83
6	GESCHALTETE SEQUENZIELLE VERSTÄRKER.....	87
6.1	GRUNDKONZEPT DER SSA	87
6.2	WIRKUNGSGRADCHARAKTERISTIK DES GESCHALTETEN SEQUENTIELLEN VERSTÄRKERS	91
6.3	SSA BANDBREITE	93
6.4	MITTLERER SSA WIRKUNGSGRAD	94
6.5	MESSERGEBNISSE FÜR DEN SSA	96
6.6	ZUSAMMENFASSUNG SSA	100
7	VERGLEICH DER VERSCHIEDENEN METHODEN ZUR WIRKUNGSGRADSTEIGERUNG	103
7.1	SCHALTUNGSAUFWAND-TECHNISCHE REALISIERUNG	103
7.2	PERFORMANCE-VERGLEICH	104
8	ZUSAMMENFASSUNG	109

Verwendete Abkürzungen und Formelzeichen

Liste der verwendeten Abkürzungen

ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
AP	Arbeitspunkt
bzw.	beziehungsweise
dB	Dezi-Bel
EER	Envelope Elimination and Restoration
ET	Envelope Tracking
FPGA	Field Programmable Gate Array
HF	Hochfrequenz
KS	Kurzschluss
LDMOS	Lateral Diffused Metal Oxid Semiconductor
LINC	Linear Amplification using Nonlinear Components
LL	Leerlauf
OPCR	Output Power Capability Ratio
SPA	Sequenzieller Verstärker (Sequential Power Amplifier)
S-Parameter	Streuparameter
SSA	Geschalteter Sequenzieller Verstärker (Switched Sequential Amplifier)
vgl.	vergleiche
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Acces
z. B.	zum Beispiel

Liste der verwendeten Formelzeichen

C	Kapazität
DC	Direct Current/allgemein der Gleichstrom
\mathbf{E}	Matrix der Eigenanregungen
f	Frequenz
G	Gain/Leistungsverstärkung
I_D	Drainstrom
$I_{D,DC}$	Gleichanteil des Drainstroms
$I_{D,0}$	Drainstrom der Grundfrequenzkomponente
$I_{D,max}$	maximaler Drainstrom

I_{DC}	Gleichstrom
I_{max}	maximaler Strom
IMR3	Intermodulationsabstand 3. Ordnung
I_{PK}	Spitzenstrom
l	Leitungslänge
L	Induktivität
PAE	Power Added Efficiency
PAE_m	Mittlere Power Added Efficiency
P_{DC}	DC-Leistung
$P_{DC,main}$	DC-Leistung des Main-Verstärkers
$P_{DC,peak}$	DC-Leistung des Peak-Verstärkers
pdf	Power Density Function/Leistungsdichteverteilung
P_{HF}	Hochfrequenz-Leistung
$P_{HF,max}$	maximale Hochfrequenz-Leistung
P_{IM3}	Leistung der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung
P_{in}	Eingangsleistung
P_{Nutz}	Nutzleistung
P_{out}	Ausgangsleistung
$P_{out,main}$	Ausgangsleistung des Main-Verstärkers
$P_{out,max}$	maximale Ausgangsleistung
$P_{out,peak}$	Ausgangsleistung des Peak-Verstärkers
P_{zu}	Zugeführte Leistung
R	Lastwiderstand
r	Reflexionsfaktor
\mathbf{R}	Reflexionsfaktormatrix
\mathbf{S}	Streuparametermatrix
S_{xy}	Streuparameter von Tor y nach Tor x
$U_{D,f0}$	Drain/Source Spannung der Grundfrequenz
U_{DC}	Gleichspannung
U_{DS}	Drain/Source Spannung
$U_{DS,max}$	maximale Drain/Source Spannung
U_{GS}	Gate/Source Spannung
U_{in}	Eingangsspannung
U_{out}	Ausgangsspannung
$V_{DC,min}$	minimale Gleichspannung
V_L	Spannung über der Last

Y	Admittanz
Z	Impedanz
Z_0	Bezugsimpedanz
β	Phasenkonstante
η	Wirkungsgrad
η_{Combiner}	Wirkungsgrad des Power-Combiners
η_{max}	maximaler Wirkungsgrad
η_{SPA}	Wirkungsgrad des sequenziellen Verstärkers

1 Einleitung

In heutigen drahtlosen Kommunikationssystemen ist der Bedarf nach immer höheren Datenraten bei gleichzeitig hohem Wirkungsgrad von besonderer Bedeutung. Das Bauteil mit dem höchsten Energiebedarf in solch einem System stellt der Leistungsverstärker für das HF-Signal dar. Folglich ist dessen Effizienz von entscheidender Bedeutung für die Performance des Gesamtsystems.

Aufgrund der hohen zu übertragenden Datenraten werden digitale Modulationsformate, wie zum Beispiel QAM oder auch OFDM eingesetzt. Die Besonderheit dieser Modulationen ist, dass die zu übertragende Information in der Änderung von Trägerphase und Trägeramplitude codiert ist. Demzufolge handelt es sich um eine gleichzeitige Amplituden- und Phasenmodulation des Trägers. Damit die Amplitudeninformation ungestört übertragen wird und es nicht zu Übertragungsfehlern kommt, sind zur Verstärkung dieser Signale hoch lineare Verstärker notwendig. Hier liegt die Schwierigkeit darin, hohe Linearität bei gleichzeitig hohem Wirkungsgrad zu erzielen.

Konventionell werden heute deshalb hoch lineare Verstärker (Klasse-A/ -B) eingesetzt, ohne all zu großes Augenmerk auf die Systemperformance zu legen. Diese Art Verstärker erreichen ihren höchstmöglichen Wirkungsgrad nur bei maximaler Ausgangsleistung. Erschwerend kommt hinzu, dass der Wirkungsgrad mit kleiner werdender Ausgangsleistung rapide abnimmt. Typische zu übertragende Signale haben Amplitudenverteilungen bei denen Leistungen 5-10 dB unterhalb der maximalen Leistung am wahrscheinlichsten auftreten. In diesem Bereich hat ein gewöhnlicher Klasse-A Verstärker aber nur noch einen Wirkungsgrad von ca. 15 % und weniger. Demzufolge ist es nicht verwunderlich, dass die erreichten mittleren Wirkungsgrade dieser Verstärkertypen zwischen 5 und 15 % liegen.

Bei der zunehmenden Verbreitung der mobilen Daten- und Kommunikationsdienste ist deshalb die Energieeffizienz der Systeme von immer größerer Wichtigkeit. Aus Umwelt- und Kostengründen sind Maßnahmen von Nöten, die Energie einsparen. Beispielsweise betragen die Stromkosten eines durchschnittlichen Netzbetreibers zum Unterhalt der Basisstationen eine dreistellige Millionensumme und stellen somit ein gewichtiges Argument zur Effizienzsteigerung des Systems dar. Weiterhin werden die Mobilität und somit der Komfort der drahtlosen Endgeräte durch längere Akkulaufzeiten erheblich gesteigert. Letztlich führt die Steigerung der Effizienz, also die Reduzierung des Energieverbrauchs zu einem sparsameren Umgang mit den Ressourcen und leistet einen Beitrag zum Umweltschutz.

Ausgehend von den konventionellen linearen Verstärkern werden im ersten Teil dieser Arbeit bekannte, dem Stand der Technik entsprechend den Wirkungsgrad steigernde Methoden vorgestellt und später zu Vergleichszwecken herangezogen.

Im Hauptteil dieser Dissertation werden die sequenziellen Verstärker und die geschalteten sequenziellen Verstärker als neue Konzepte zur Effizienzsteigerung konventioneller Verstärker vorgestellt. Diese werden bezüglich ihres Aufbaus, ihrer Arbeitsweise und dem Potenzial an Wirkungsgradsteigerung ausführlich diskutiert.

Zum Aufbau dieser Verstärkernetzwerke werden teilweise neuartige Leistungsteiler in Form eigens hierfür entwickelten geschalteten Richtkopplern benötigt, deren Entwurf und Funktionsweise in einem, dem Hauptteil vorangestellten Kapitel beschrieben werden.

Abgerundet wird diese Arbeit durch einen Vergleich der konventionellen mit den neu vorgestellten Konzepten zur Effizienzsteigerung und die Zusammenfassung.

2 Grundlagen der Leistungsverstärker

In diesem Kapitel werden wichtige, in der Hochfrequenztechnik/Verstärkertechnik gebräuchliche Ausdrücke definiert, sowie die Grundlagen und der Stand der Technik der Transistorverstärker beschrieben. Das ist notwendig, um die Fragestellungen der Einleitung zu erörtern und Lösungsansätze für neue Verstärkerkonzepte in den folgenden Kapiteln zu erarbeiten.

2.1 Verstärker Kenngrößen

Zur Charakterisierung von Verstärkern ist es sinnvoll, einheitliche Kenngrößen zu benutzen. In der Literatur existieren diverse Definitionen und deshalb werden die in dieser Arbeit benutzten Kenngrößen nachfolgend definiert.

2.1.1 Gewinn – Verstärkung

Als Gewinn wird der Leistungsverstärkungsfaktor G eines Verstärkers bezeichnet. Hierbei ist der Gewinn der Quotient aus der Verstärkerausgangsleistung P_{out} und der Verstärkereingangsleistung P_{in}

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (2.1)$$

2.1.2 Wirkungsgrad

Für den Wirkungsgrad eines Verstärkers gibt es mehrere gebräuchliche Definitionen [1], wobei in dieser Arbeit nur der Drain-Wirkungsgrad und die Power Added Efficiency¹ (PAE) benutzt werden.

Der Drain-Wirkungsgrad ist mit folgender Gleichung definiert:

$$\eta = \frac{P_{Nutz}}{P_{zugeführt}} = \frac{P_{out}}{P_{DC}}. \quad (2.2)$$

P_{DC} bezeichnet die vom Verstärker aufgenommene Gleichstromleistung (DC-Leistung). Diese Definition beschreibt nur den Wirkungsgrad der Umwandlung von DC-Leistung

¹ Für diese Wirkungsgraddefinition wird auch in der deutschen Literatur der englische Begriff benutzt. Wörtlich übersetzt würde man vom *Wirkungsgrad für die hinzugefügte Leistung* sprechen.

in Hochfrequenzleistung (HF-Leistung). Eine speziellere Definition, in der auch die Verstärkereingangsleistung berücksichtigt wird, ist die PAE:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - \frac{P_{out}}{G}}{P_{DC}}. \quad (2.3)$$

Weiterhin ist die mittlere PAE in der integralen Form wie folgt definiert:

$$PAE_m = \frac{\int (P_{out} - P_{in}) \cdot pdf(P_{out}) dP_{out}}{\int \frac{P_{out} \cdot pdf(P_{out})}{\eta(P_{out})} dP_{out}}. \quad (2.4)$$

Hierbei bezeichnen $pdf(P_{out})$ die Wahrscheinlichkeitsdichte der Ausgangsleistung und $\eta(P_{out})$ den Wirkungsgrad in Bezug auf die Ausgangsleistung. Mithilfe dieser Formel lässt sich der zu erwartende mittlere Wirkungsgrad eines Verstärkers in Abhängigkeit seines Wirkungsgradverlaufes und der Signalstatistik des zu verstärkenden Signals berechnen.

2.1.3 Intermodulation

Die Intermodulation ist ein Maß für die Linearität eines Verstärkers. Hierbei gibt es zwei wesentliche Größen, den Intermodulationsabstand dritter Ordnung und das Adjacent Channel Power Ratio.

Der Intermodulationsabstand dritter Ordnung (IMR3) ist definiert als der Quotient aus der Leistung der Intermodulationsprodukte P_{IM3} und der Verstärkerausgangsleistung P_{out} bei der Grundfrequenz f_0 [2]

$$IMR3 = \frac{P_{IM3}}{P_{out}}. \quad (2.5)$$

Während der IMR3 nur für ein Zweiton-Testsignal bestimmt werden kann, ist das Adjacent Channel Power Ratio (ACPR²) ein Pendant für ein breitbandiges Verstärkertestsignal. Das ACPR gibt an, wie viel Leistung durch ein Breitbandsignal in Kanal I im benachbarten Kanal II durch Intermodulation im Verstärker erzeugt wird [2]

$$ACPR = \frac{P_{Kanal II}}{P_{Kanal I}}. \quad (2.6)$$

² Der deutsche Ausdruck hierfür ist: Nebenkanaalgeräusch.

2.1.4 Leistungsdichteverteilung (probability density function-pdf)

Zur Berechnung der mittleren PAE eines Verstärkers müssen zwei Arten von zu verstärkenden Signalen unterschieden werden. Bei Signalen mit einer konstanten Einhüllenden kann der mittlere Wirkungsgrad direkt aus der Wirkungsgradcharakteristik abgelesen oder über (2.3) berechnet werden, da der Verstärker nur bei einem konstanten Signalpegel betrieben wird.

Einen Gegensatz hierzu bilden die Signale mit einer variierenden/modulierten Einhüllenden. Bei diesen kann die mittlere PAE aufgrund der schwankenden Signalleistung nur mittels der integralen Form für die PAE (2.4) berechnet werden. Folglich ist die Kenntnis der Leistungsdichteverteilung des zu verstärkenden Signals vorausgesetzt. Diese gibt an, mit welchen Wahrscheinlichkeiten die Leistung des zu verstärkenden Signals statistisch verteilt ist.

Im Rahmen dieser Arbeit werden Wirkungsgradsteigerungsmethoden für Leistungsverstärker in drahtlosen Kommunikationssystemen untersucht und deshalb wird zur Berechnung der mittleren PAE auch auf typische Leistungsdichteverteilungen dieser Systeme zurückgegriffen. All diese Verteilungen haben gemeinsam, dass maximale Leistungen sehr unwahrscheinlich und die höchste Auftrittswahrscheinlichkeit bei Leistungen im Bereich 5-10 dB unterhalb der maximalen Leistung liegt. Das Verhältnis zwischen maximaler und mittlerer Signalleistung wird allgemein als CREST-Faktor bezeichnet.

In Bild 2.1 ist eine typische Verteilungsdichte für ein WCDMA-Signal (Wideband Code Division Multiple Access) dargestellt. Hierbei handelt es sich um eine Rayleigh-Verteilung mit der größten Wahrscheinlichkeit von Leistungspegeln 5.4 dB unterhalb der maximalen Signalleistung (5.4 dB CREST-Faktor). Um die verschiedenen Verstärker und Konzepte miteinander vergleichen zu können, wird zur Berechnung der

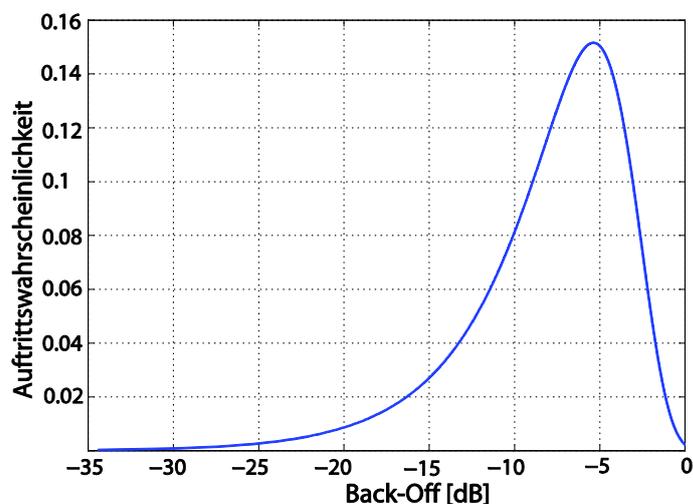


Bild 2.1: Leistungsdichteverteilung eines WCDMA Signals.

mittleren PAE auf diese Verteilung zurückgegriffen, da diese aufgrund der zahlreichen Anwendungen dieses Standards im Bereich des Mobilfunks in der Literatur sehr verbreitet ist.

Für andere Modulationsstandards bleibt die prinzipielle Form der Verteilung erhalten, aber die Lage des Maximums verschiebt sich. Allgemein kann man sagen, je höher die Bandbreite/Datenrate ist, desto tiefer im Back-Off³ liegt das Maximum der Verteilungsdichtefunktion.

2.2 Konventioneller Verstärker

Allgemein kann die Verstärkerausgangsspannung U_{out} mithilfe einer Potenzreihe in Abhängigkeit der Eingangsspannung U_{in} modelliert werden (vgl. Bild 2.2):

$$U_{out}(t) = a_1 \cdot U_{in}(t) + a_2 \cdot U_{in}^2(t) + a_3 \cdot U_{in}^3(t) + \dots \quad (2.7)$$

Hiermit lässt sich das Verhalten am Ausgang eines Verstärkers mit schwachen Nichtlinearitäten im Kleinsignalbereich⁴ beschreiben. Der Parameter a_1 stellt die lineare Spannungsverstärkung dar, während die Terme höherer Ordnung die Nichtlinearitäten des Verstärkers modellieren. Durch diese lassen sich Amplitudenverzerrungen im Kleinsignalbereich am Ausgang beschreiben, nicht aber die Phasenverzerrungen der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung. Um die Phasenverzerrungen aber auch zum Beispiel *Memory Effekte*⁵ des Verstärkers zu berücksichtigen, ist eine andere Beschreibung notwendig. Eine Möglichkeit bildet hier die *Volterra-Reihe* [3], die eine Verallgemeinerung zu (2.7) darstellt.

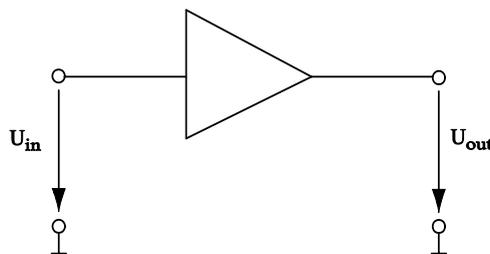


Bild 2.2: Allgemein gebräuchliches Verstärkersymbol.

Im Großsignalbetrieb, der Verstärker wird nicht nur im Bereich um den Arbeitspunkt sondern bei Vollaussteuerung der Kennlinie betrieben, treten sehr starke

³ Back-Off bedeutet, dass eine Leistungsdarstellung normiert auf den Spitzenwert erfolgt. Dabei gilt, -10 dB Back-Off bedeutet 10 dB unter der maximalen Leistung.

⁴ Kleinsignalbetrieb bedeutet, dass der Verstärker nur im Bereich um den Arbeitspunkt mit kleinen Signalen betrieben wird.

⁵ *Memory Effekt* eines Verstärkers bedeutet, dass der Verstärker eine Hysterese aufweist. Umgangssprachlich spricht man vom Gedächtnis des Verstärkers.

Nichtlinearitäten durch die Begrenzungseffekte (Spannungs- als auch Strombegrenzung) des Transistors auf. Die Ausgangsspannung bildet dann nicht mehr die Eingangsspannung nach, sondern wird bei der maximalen bzw. minimalen Spannung abgeschnitten. Das bedeutet, eine Vergrößerung der Eingangsspannung bewirkt keine Erhöhung der Ausgangsspannung mehr. Dieses Verhalten kann ebenfalls durch eine spezielle Reihe beschrieben werden [4], wobei hier nur das Begrenzungsverhalten des Transistors berücksichtigt wird.

Diese speziellen Beschreibungsformen werden hier nicht weiter untersucht, da der Fokus dieser Arbeit nicht auf der Untersuchung einzelner Verstärker liegt, sondern vorhandene konventionelle Modelle zu neuen Architekturen zusammengefügt werden sollen.

Zur weiteren Analyse konventioneller Verstärker ist es sinnvoll, diese in verschiedene Betriebsarten zu unterteilen. Hierbei unterscheidet man im Wesentlichen zwei Klassen: lineare und nichtlineare Verstärker, welche sich jeweils in weitere Unterbetriebsarten gliedern [5]. Zu den linearen Verstärkern werden diejenigen Betriebsarten gezählt, bei denen die Verstärkerausgangsamplitude eine lineare Funktion in Abhängigkeit der Eingangsamplitude darstellt. Bei nichtlinearen Verstärkern lässt sich keine einfache lineare Beziehung zwischen Ein- und Ausgangssignal finden.

Für die folgenden Betrachtungen wird angenommen, dass die Verstärker im Klein-signalbetrieb arbeiten und somit keinerlei Begrenzungseffekte auftreten.

2.2.1 Lineare Verstärker

Streng genommen zählen zu den linearen Verstärkern nur die Klassen-A und -B. Nur diese haben einen linearen Bezug zwischen der Signaleingangs- und Ausgangsamplitude.

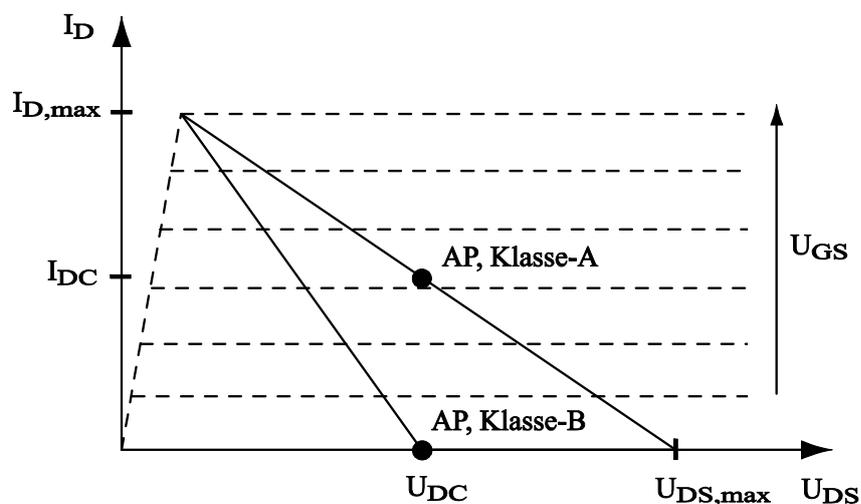


Bild 2.3: Idealisiertes Ausgangskennlinienfeld eines Transistors mit eingezeichneten Arbeitspunkten.

2.2.1.1 Klasse-A Verstärker

Der Klasse-A Verstärker ist der Verstärker mit der höchsten Linearität. Für diesen Verstärkertyp vereinfacht sich (2.7) zu

$$U_{out}(t) = a_1 U_{in}(t). \quad (2.8)$$

Die Verstärkerausgangsamplitude ist nur über den lineareren Verstärkungsfaktor mit der Eingangsamplitude verknüpft. Die hohe Linearität begründet sich dadurch, dass bei dieser Betriebsart der Transistor für die gesamte Periode einer HF-Schwingung im aktiven Bereich arbeitet. Hieraus ergibt sich ein Stromflusswinkel⁶ von $\Theta_C = 2\pi$. Der daraus resultierende Arbeitspunkt ist in einem idealisierten Transistorausgangskennlinienfeld in Bild 2.3 dargestellt.

Der Arbeitspunkt liegt mittig auf der Arbeitsgeraden, welche durch den Lastwiderstand am Ausgang bestimmt wird. Mithilfe der Loadline⁷ Theorie [4] lässt sich mit dem bekannten maximalen Drainstrom $I_{D,max}$ und der maximalen Drainspannung $U_{DS,max}$ der optimale Lastwiderstand R für den Klasse-A Betrieb berechnen. Folglich ergeben sich der Drainstrom sowie die Drainspannung wie folgt:

$$I_D(\omega t) = I_{DC} - I_{D,f_0} \sin(\omega t), \quad (2.9)$$

$$U_{DS}(\omega t) = U_{DC} + R \cdot I_{D,f_0} \sin(\omega t) = U_{DC} + U_{D,f_0} \sin(\omega t). \quad (2.10)$$

(U_{D,f_0} , I_{D,f_0} – Grundswingungskomponente Drainspannung/-strom)

Damit der Transistor nicht den aktiven Bereich verlässt, muss zusätzlich gelten:

$$I_{D,f_0} \leq \frac{I_{D,max}}{2} = I_{DC} \text{ und } U_{D,f_0} \leq U_{DS,max}/2 = U_{DC}. \quad (2.11)$$

Die Ausgangsleistung für den Klasse-A Verstärker berechnet sich somit nach folgender Gleichung:

$$P_{out} = \frac{U_{D,f_0}^2}{2R} \leq P_{HF,max} = \frac{U_{DC}^2}{2R}, \quad (2.12)$$

da für maximale Leistung die HF-Spannung nach (2.11) gleich der DC Spannung ist (Das gilt wenn die Betriebsspannung z. B. über eine Drossel zugeführt wird.). Also kann der Wirkungsgrad wie folgt berechnet werden:

⁶ Stromflusswinkel, Θ_C : Der Teil einer HF Signal Periode in der, der Transistor im aktiven Bereich, bzw. als gesteuerte Stromquelle arbeitet.

⁷ Loadline: Lastgerade des Transistors

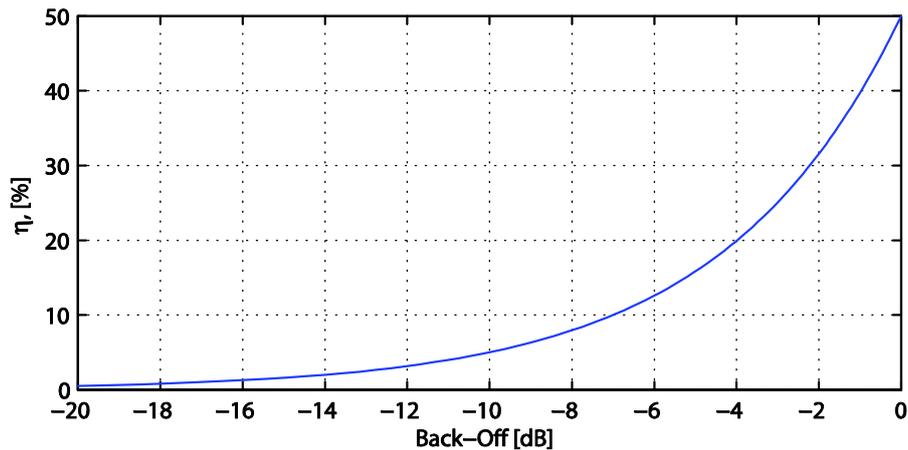


Bild 2.4: Wirkungsgrad eines Klasse-A Verstärkers.

$$P_{DC} = U_{DC} \cdot I_{DC} = \frac{U_{DC}^2}{R} \quad (2.13)$$

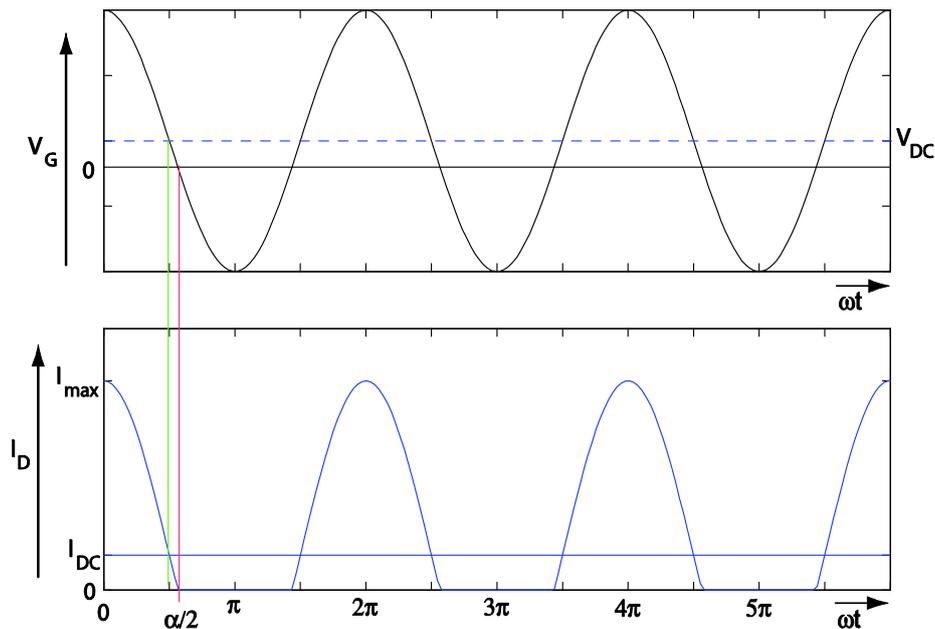
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \frac{U_{D,f_0}^2}{U_{DC}^2} \leq \eta_{max} = \frac{1}{2} \quad (2.14)$$

Demzufolge ist nach (2.14) die theoretische Obergrenze für den Wirkungsgrad eines Klasse-A Verstärkers auf 50 % beschränkt. Dieser Wert wird in der Praxis aber nicht erreicht, da hierzu der Transistor bis zur Vollaussteuerung betrieben werden muss und unweigerlich starke Nichtlinearitäten auftreten. Der Verstärker arbeitet dann nicht mehr im klassischen Klasse-A Betrieb.

Der berechnete Verlauf des Wirkungsgrades ist über dem Back-Off der Ausgangsleistung in Bild 2.4 dargestellt.

Es ist deutlich zu erkennen, dass der Wirkungsgrad nur bei maximaler Ausgangsleistung den Spitzenwert von 50 % erreicht und erheblich schlechter wird, wenn der Verstärker unterhalb seiner maximalen Leistung betrieben wird. Bei 10 dB Back-Off beträgt der Wirkungsgrad nur noch ca. 5 %. Dieses Wirkungsgradverhalten ist bei der Berechnung des mittleren Wirkungsgrades eines Klasse-A Verstärkers von entscheidender Bedeutung, wenn dieser mit amplitudenveränderlichen Signalen betrieben wird. Der mittlere Wirkungsgrad ist dann ebenfalls von der Amplitudenverteilung des HF Signals, also der Signalstatistik abhängig. Für Kommunikationssignale heutiger UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) oder auch WLAN (Wireless Local Area Network) Systeme ergeben sich so mittlere Wirkungsgrade im Bereich zwischen 5-10 % (vgl. Abschnitt 3.5).

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der Klasse-A Verstärker aufgrund seines Arbeitspunktes und dem damit verbundenen Stromflusswinkel hoch linear arbeitet, aber einen schlechten Wirkungsgrad von maximal 50 % aufweist. Verbesserungen im Wirkungsgrad lassen sich durch Verschiebung des Arbeitspunktes zu kleineren DC

Bild 2.5: Allgemeiner Stromverlauf in Abhängigkeit des Stromflusswinkels Θ

Ruheströmen erreichen. Verstärker mit reduziertem Stromflusswinkel sind z. B. Klasse-AB und Klasse-B Verstärker.

2.2.1.2 Klasse-B, -AB Verstärker

Klasse-B

Der Klasse-B Verstärker hat einen Stromflusswinkel $\Theta_C = \pi$. Das bedeutet, dass der Transistor nur noch für eine Hälfte der HF-Schwingung als gesteuerte Stromquelle arbeitet. Für die zweite Hälfte folgt der Strom I_D nicht mehr der HF-Schwingung, sondern ist gleich Null. Der Arbeitspunkt, für den Klasse-B Betrieb, ist ebenfalls in Bild 2.3 eingezeichnet. Er liegt bei $I_D = 0$, was bedeutet, dass kein Ruhestrom fließt.

Ein allgemeiner Stromverlauf für I_D ist im Bild 2.5 dargestellt. Hier wird von einem selbst sperrenden Transistor⁸ ausgegangen. Der Strom I_D bildet für $U_{GS} \geq 0$ V die Form des Eingangssignals nach (hier sinusförmig) und ist ansonsten Null. Damit ist der Strom folgendermaßen definiert:

$$\begin{aligned} I_D(\omega t) &= I_{DC} + I_{PK} \cdot \cos(\omega t), \text{ für } -\alpha/2 < \omega t < \alpha/2; \\ &= 0, \text{ für } -\pi < \omega t < \alpha/2; -\alpha/2 < \omega t < \pi, \end{aligned} \quad (2.15)$$

wobei $I_{PK} = I_{max} - I_{DC}$ und $\cos(\alpha/2) = -I_{DC}/I_{PK}$.

⁸ Es gibt sowohl selbst leitende als auch selbst sperrende Transistoren. Hierbei wird das Verhalten ohne Eingangssignal, also $U_{GS} = 0$ V, beschrieben. Bei selbst leitenden Transistoren ist der Kanal für $U_{GS} \leq 0$ V voll geöffnet, bei selbst sperrenden voll geschlossen.

Damit ergibt sich für den Strom folgender Ausdruck:

$$I_D(\omega t) = \frac{I_{max}}{1 - \cos(\alpha/2)} \cdot (\cos(\omega t) - \cos(\alpha/2)) \quad (2.16)$$

Mithilfe der Fourier Analyse lässt sich nun der Strom I_D des Verstärkers mit reduziertem Stromflusswinkel in seine Frequenzkomponenten zerlegen. Aufgrund der Symmetrie der Kosinus-Funktion aus (2.16) vereinfacht sich die Berechnung der Fourier Koeffizienten [6] zu

$$I_{D,DC} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{max}}{1 - \cos(\alpha/2)} \cdot (\cos(\omega t) - \cos(\frac{\alpha}{2})) d(\omega t), \quad (2.17)$$

für den Gleichanteil und

$$I_{D,n} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{max}}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} \cdot (\cos(\omega t) - \cos(\frac{\alpha}{2})) \cdot \cos(n \cdot \omega t) d(\omega t) \quad (2.18)$$

für die Harmonischen.

Die berechneten Fourierkoeffizienten (bis $n = 5$) für Leitwinkel 0 bis 2π sind in Bild 2.6 dargestellt. Zur Berechnung des Wirkungsgrades eines Verstärkers sind die DC Komponente und die Grundfrequenz von besonderer Bedeutung. Die Lösung der Integrale sieht für diese folgendermaßen aus

$$I_{D,DC} = \frac{I_{max}}{2\pi} \frac{2 \cdot \sin(\alpha/2) - \alpha \cdot \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)} \quad (2.19)$$

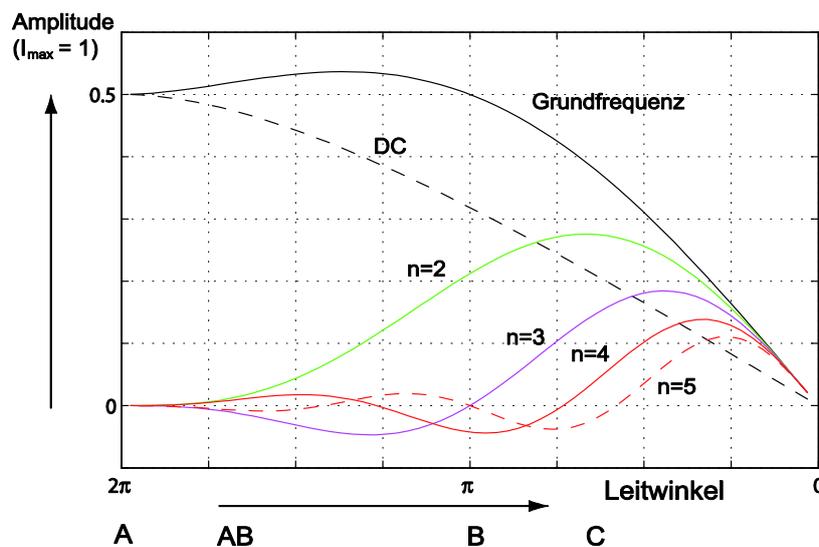


Bild 2.6: Berechnete Fourierkoeffizienten in Abhängigkeit vom Stromflusswinkel Θ_C .

und im speziellen für Klasse-B ($\alpha = \pi$) folgt

$$I_{D,DC}(Klasse\ B) = \frac{I_{max}}{\pi}, \quad (2.20)$$

Für die Grundfrequenz f_0 ergibt sich folgende Lösung:

$$I_{D,f_0} = \frac{I_{max}}{2\pi} \frac{\alpha - \sin\alpha}{1 - \cos(\alpha/2)}. \quad (2.21)$$

Was sich wiederum für Klasse-B zu

$$I_{D,f_0}(Klasse\ -\ B) = I_{max}/2, \quad (2.22)$$

vereinfacht. Mit diesen Vorüberlegungen kann nun der Wirkungsgrad eines Klasse-B Verstärkers bestimmt werden. Die Grundfrequenzkomponente (2.22) stimmt mit der eines Klasse-A Verstärkers überein, aber die DC Komponente (2.20) verringert sich um den Faktor $\pi/2$ (vgl. (2.11)). Damit errechnet sich die DC-Leistung eines Klasse-B Verstärkers nach der Formel:

$$P_{DC} = U_{DC} \cdot I_{DC} = \frac{2 \cdot U_{DC}}{\pi \cdot R} \cdot U_{D,f_0}, \quad (2.23)$$

und der Wirkungsgrad zu

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\pi \cdot U_{D,f_0}}{4 \cdot U_{DC}} \leq \frac{\pi}{4} = 0.785. \quad (2.24)$$

Folglich beträgt der maximale theoretische Wirkungsgrad 78.5 %. Der Verlauf des Wirkungsgrades ist in Bild 2.7 dargestellt.

Wie auch schon im Klasse-A Betrieb verringert sich der Wirkungsgrad deutlich bei

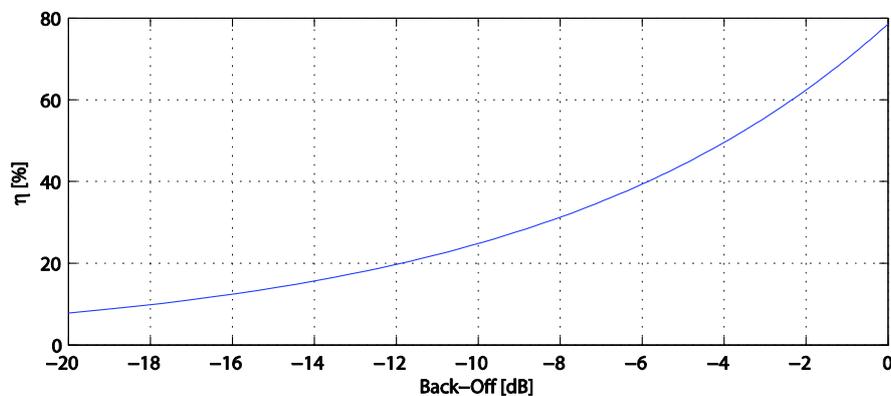


Bild 2.7: Wirkungsgrad eines Klasse-B Verstärkers

reduzierter, nicht maximaler Ausgangsleistung. Bei 10 dB Back-Off beträgt der Wirkungsgrad nur noch 24 %, was ebenso wie beim Klasse-A Verstärker von entscheidender Bedeutung für den mittleren Wirkungsgrad bei Betrieb mit amplitudenmodulierten Signalen ist.

Weiterhin ist aus Bild 2.6 sehr gut zu erkennen, dass im Klasse-B Betrieb, nicht nur eine DC- und eine Grundfrequenzkomponente enthalten sind, sondern auch Harmonische auftreten, so zum Beispiel die Harmonischen für $n = 2$ und $n = 3$, welche der Doppelten und Dreifachen der Grundfrequenz entsprechen. Diese und alle Weiteren müssen für eine fehlerfreie Signalrekonstruktion am Ausgang kurzgeschlossen oder herausgefiltert werden.

Eine weitere Reduzierung des Stromflusswinkels ($\Theta_C \leq \pi$) führt zu Klasse-C Verstärkern, welche theoretisch einen Spitzenwirkungsgrad von 100 % bei einer Reduzierung des Stromflusswinkels gegen Null erreichen können. Gleichzeitig sinkt aber auch die Verstärkerausgangsleistung gegen Null (vgl. Bild 2.6). Diese Verstärker sind jedoch hochgradig nichtlinear und deshalb für die Anwendung zur Verstärkung von amplitudenmodulierten Signalen nicht ohne Weiteres geeignet.

Klasse-AB Verstärker

Der Klasse-AB Betrieb hat einen Stromflusswinkel, der zwischen dem des Klasse-A und dem des Klasse-B Verstärkers liegt ($\pi \leq \Theta_C \leq 2\pi$). Demzufolge ist der Wirkungsgrad je nach Wahl des Arbeitspunktes ebenfalls im Bereich zwischen 50 und 78.5 %. Die Amplituden der auftretenden Harmonischen können Bild 2.6 entnommen werden. Ebenfalls geht hieraus hervor, dass die Ausgangsleistung der Fundamentalkomponente höher ist als bei Klasse-A oder -B Betrieb.

Aber der Klasse-AB Verstärker ist theoretisch nichtlinear, da eine Reduzierung der Eingangsleistung nicht die gleiche Reduzierung der Ausgangsleistung verursacht. Der Grund hierfür ist die Lage des Arbeitspunktes und die dadurch bedingte Veränderung des Stromflusswinkels in Abhängigkeit der Eingangsleistung. Hierdurch kommt es theoretisch zu nicht vernachlässigbaren Intermodulationseffekten. Im praktischen Einsatz werden aber trotzdem hohe Linearitätswerte erreicht, da es zu Auslöschungseffekten der Intermodulationsprodukte untereinander kommt [4]. Deshalb kommen Klasse-AB Verstärker dort zum Einsatz, wo gleichzeitig Linearität als auch Effizienz von Bedeutung sind.

2.2.2 Nichtlineare Verstärker

Nichtlineare Verstärker wie zum Beispiel Klasse-C oder die geschalteten Varianten wie Klasse-D, -E oder auch -F können aufgrund der fehlenden linearen Beziehung zwischen Verstärker Ein- und Ausgangsamplitude nicht ohne Weiteres zur Verstärkung amplitudenmodulierter Signale benutzt werden. Bei diesen Verstärkerformen wird die

Signaleinhüllende entsprechend der Nichtlinearität deformiert oder wie im Fall der geschalteten Verstärker auf einen konstanten Wert beschränkt. Die Amplitudenmodulation geht somit verloren.

Theoretisch können diese Verstärkerkonzepte Wirkungsgrade bis zu 100 % erreichen, was aber nur für Signale mit einer konstanten Einhüllenden von Bedeutung ist.

2.3 Mittlerer Wirkungsgrad konventioneller linearer Verstärker

Vergleicht man die typische WCDMA-Verteilungsdichtefunktion (Bild 2.1) mit den Wirkungsgradverläufen des Klasse-A als auch Klasse-B Verstärkers (vgl. Bild 2.4, Bild 2.7) ist verständlich, dass der mittlere Wirkungsgrad dieser Verstärker, bei Verstärkung der WCDMA-Signale, klein gegenüber den Spitzenwirkungsgraden von 50 % bzw. 78,5 % ist. Gewöhnliche Klasse-A als auch Klasse-B Verstärker erreichen ihren maximalen Wirkungsgrad nur bei maximaler Ausgangsleistung und der Wirkungsgrad fällt sehr schnell bei Verringerung der Ausgangsleistung. Demgegenüber sind maximale Signalleistungen aufgrund der Signalstatistik nicht sehr wahrscheinlich. Die größte Auftrittswahrscheinlichkeit haben Signalleistungen von 5.4 dB unterhalb der maximalen Leistung. Hier beträgt der Wirkungsgrad der gewöhnlichen Klasse-A bzw. -B nur noch 14 bzw. 42 %.

Man kann also sagen, dass der Wirkungsgradverlauf der konventionellen Verstärker nicht an die Signalstatistik des zu verstärkenden Signals angepasst ist. Die nach (2.4) berechnete mittlere PAE ist in Tabelle 2.1 für die gewöhnlichen Verstärker aufgelistet.

Verstärker Typ	η_{\max}	PAE _m (pdf)
Klasse - A	50 %	10 %
Klasse - B	78.5 %	37 %

Tabelle 2.1: Berechneter Wirkungsgrad.

Diese Werte zeigen sehr deutlich, dass die Verstärker, betrieben mit WCDMA Signalen, einen mittleren Wirkungsgrad erreichen, der weit unterhalb des Maximalen liegt und ein hoch effizienter Betrieb mit diesen Verstärkern nicht möglich ist. Kommen Signale mit noch höheren CREST-Faktoren (z. B. 8 dB) zum Einsatz, so verschlechtert sich die mittlere PAE auf 5 bzw. 27 %.

Folglich werden Methoden zur Anpassung der Wirkungsgradcharakteristik eines Verstärkers an die Signalstatistik des zu verstärkenden Signals benötigt. In den folgenden Kapiteln werden die klassischen Methoden zur Effizienzsteigerung vorgestellt und anschließend dann mit den neu entwickelten sequenziellen Verstärkern verglichen.

3 Klassische Methoden zur Steigerung des Wirkungsgrades

In diesem Abschnitt werden bekannte Verfahren vorgestellt, die den Wirkungsgrad gewöhnlicher Verstärker betrieben mit amplitudenmodulierten Signalen verbessern. Hierbei handelt es sich hauptsächlich um Techniken, die den Wirkungsgradverlauf derart manipulieren, dass eine Adaptierung an die Signalstatistik des zu verstärkenden Signals stattfindet.

Hierzu wird bei allen Verfahren der Wirkungsgrad im Back-Off Bereich durch eine spezielle Beschaltung oder auch Verschaltung der gewöhnlichen Verstärker angehoben, ohne die Linearität negativ zu beeinflussen.

Im Folgenden werden der Doherty-Verstärker, zwei Bias-Spannungsmodulations-Konzepte und das LINC-Prinzip vorgestellt. Der Doherty-Verstärker wird ausführlich beschrieben, da dieser die größten Ähnlichkeiten zu den sequenziellen Verstärkern aufweist. Im Weiteren werden die klassischen Methoden untereinander verglichen und später zum Vergleich mit den neu vorgestellten Konzepten herangezogen.

3.1 Der Doherty-Verstärker

Der Doherty-Verstärker [7] beruht auf einem Prinzip von W. H. Doherty von 1936. Doherty präsentierte eine Möglichkeit, die Leistung zweier Vakuumröhren über einen Impedanzwandler so zu addieren, dass die maximale Ausgangsleistung die Summe beider Röhren ist, wobei der Wirkungsgrad des gesamten Systems durch aktive Loadpull-Technik⁹ bei kleinen Leistungen verdoppelt wurde. Später wurde das Prinzip auf Transistorverstärker übertragen und optimiert.

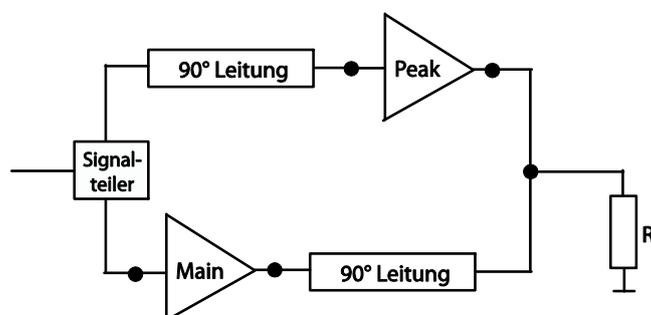


Bild 3.1: Schematischer Aufbau eines Doherty-Verstärkers.

⁹ Mit Loadpull ist gemeint, dass der Lastwiderstand des Verstärkersystems gezielt verändert wird.

In Bild 3.1 ist der schematische Aufbau eines Doherty-Verstärkers dargestellt. Zwei Verstärker, genannt Main- und Peak-Verstärker, arbeiten verbunden über eine $\lambda/4$ -Leitung auf eine gemeinsame Last. Der Main-Verstärker wird als Klasse-AB bis -B (je nach Linearitätsanforderung) und der Peak-Verstärker als Klasse-C Verstärker ausgeführt.

Für kleine Leistungen arbeitet nur der Main-Verstärker. Der Peak-Verstärker ist inaktiv, da die Eingangsleistung im Bereich unterhalb seiner Schwellspannung liegt. Dieser Zustand bleibt auch bei Erhöhung der Leistung so lange erhalten, bis der Main-Verstärker seine maximale Ausgangsleistung erreicht. Bei dieser Amplitude wird die Schwelle des Peak-Verstärkers überschritten und dieser beginnt zu arbeiten. Hierdurch wird eine aktive Laständerung bewirkt, da jetzt beide Verstärker auf die gleiche Last arbeiten. Mit steigender Ausgangsleistung des Peak-Verstärkers verringert sich die effektive Last des Main-Verstärkers und damit wird ermöglicht, dass dieser bei konstantem maximalen Wirkungsgrad seine Ausgangsleistung weiter erhöhen kann, bis auch der Peak-Verstärker seine maximale Ausgangsleistung und maximalen Wirkungsgrad erreicht.

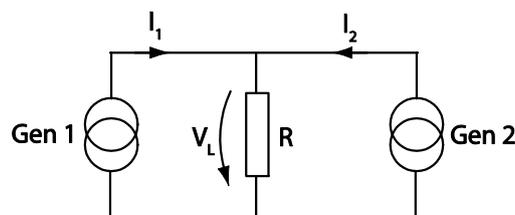


Bild 3.2: Ersatzschaltbild für aktives Loadpull.

Das Prinzip der aktiven Laständerung lässt sich am besten an einem Ersatzschaltbild erklären (Bild 3.2). Beide Generatoren arbeiten auf eine gemeinsame Last R. Die Spannung über der Last ist nach den Kirchhoffschen Regeln:

$$V_L = R(I_1 + I_2). \quad (3.1)$$

Damit sieht Generator 1 an den Klemmen einen äquivalenten Widerstand mit dem Wert

$$R_1 = R \left(\frac{I_1 + I_2}{I_1} \right) \quad (3.2)$$

und der zweite Generator dementsprechend

$$R_2 = R \left(\frac{I_1 + I_2}{I_2} \right). \quad (3.3)$$

Diese beiden letzten Formeln können natürlich auf die Wechselstromrechnung durch Verwendung von Impedanzen und komplexen Größen für Amplitude und Phase übertragen werden. Hieraus folgt dann die äquivalente Impedanz für die erste Quelle:

$$Z_1 = R \left(1 + \frac{I_2}{I_1} \right). \quad (3.4)$$

Demzufolge kann die Impedanz durch Änderung der Phase und/oder Amplitude des Stromes I_2 gezielt manipuliert werden. So kann zum Beispiel Z_1 zu höheren resistiven Werten verändert werden, wenn I_1 und I_2 in Phase gebracht werden und zu kleineren Werten bei Gegenphasigkeit.

Dieses Beispiel zeigt, wie die effektive Lastimpedanz eines Generators mithilfe eines Zweiten geregelt werden kann. Zur Übertragung auf den Doherty-Verstärker gilt zu beachten, dass die Addition der einzelnen Ströme zu einem gesamten Strom durch die Last R nur möglich ist, wenn beide Generatoren durch Stromquellen, also durch hochohmige Quellen ersetzt werden. Andernfalls würde der Strom nicht in die gemeinsame Last, sondern in eine der beiden Quellen abfließen. Generell kann ein Transistor als verstärkendes Element unterhalb der Volllaussteuerung/Sättigung als Stromquelle und bei Volllaussteuerung als Spannungsquelle modelliert werden. Ihr Klemmen-Verhalten ist den entsprechenden Arbeitsbereichen diesen Quellen äquivalent.

Folglich können die Generatoren aus Bild 3.2 durch Transistorverstärker ersetzt werden, aber zwischen dem Main-Verstärker und der gemeinsamen Last, muss ein Impedanzinverter (z. B. $\lambda/4$ -Leitung) eingefügt werden (vgl. auch Bild 3.1). Ansonsten würde der Main-Verstärker in Sättigung den Strom des Peak-Verstärkers kurzschließen, da dieser bei Volllaussteuerung ein niederohmiges Verhalten hat.

Das Doherty-Design bietet somit auf eine elegante Weise die Möglichkeit, zwei

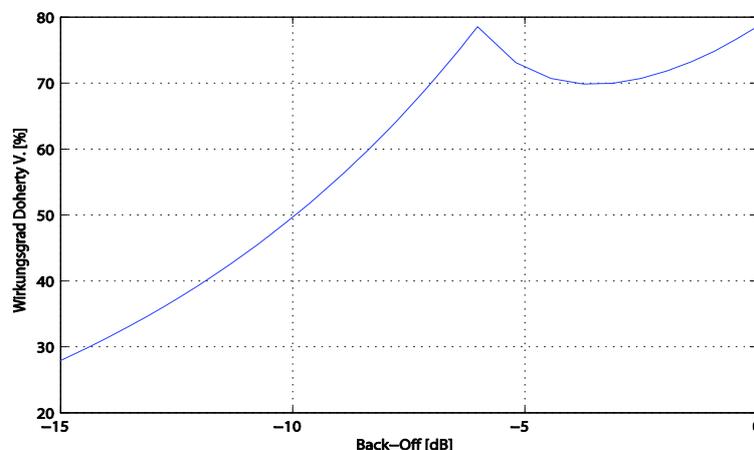


Bild 3.3: Wirkungsgrad des klassischen Doherty-Verstärkers.

Verstärker parallel miteinander zu verbinden und durch die reaktive Verbindung beider wird eine aktive Laständerung erreicht.

In der klassischen Konfiguration (zwei gleiche Klasse-B Verstärker¹⁰, 3 dB Eingangssignalteiler) und entsprechender Auslegung der Last und des Impedanzinverters ergibt sich nach [4] der in Bild 3.3 dargestellte Wirkungsgradverlauf. Das erste Maximum wird 6 dB unterhalb der maximalen Ausgangsleistung erreicht. An diesem Punkt erreicht der Main-Verstärker für die noch konstante Last (ohne Peak-Verstärker) seine maximale Ausgangsleistung und Wirkungsgrad.

Zur weiteren Steigerung der Ausgangsleistung muss der Peak-Verstärker dazu geschaltet werden. Demzufolge verringert sich die Last für beide Verstärker und dem Main-Verstärker wird eine zusätzliche Steigerung seiner Leistung bei konstant maximalem Wirkungsgrad ermöglicht. Der Gesamtwirkungsgrad erleidet aber trotzdem einen Einbruch, da der Peak-Verstärker im Klasse-B Betrieb arbeitet und somit seinen maximalen Wirkungsgrad erst bei maximaler Leistung erreicht. Demnach wird bei maximaler Ausgangsleistung beider Verstärker auch wieder der maximale Wirkungsgrad erreicht.

Mit dem Doherty-Verstärker ist somit eine Möglichkeit gegeben, den Wirkungsgrad im Back-Off Bereich erheblich zu verbessern und über einen definierten Bereich nahezu konstant hoch zu halten. Bei 10 dB Back-Off findet eine Verdopplung auf 50 %, verglichen mit dem gewöhnlichen Klasse-B Verstärker, statt.

Löst man sich von dem klassischen Doherty-Design, so kann die Lage des ersten Wirkungsgradmaximums durch Variierung das Leistungsverhältnis der beiden Verstärker verschoben werden. Je größer die maximale Ausgangsleistung der Peak-Verstärkers ist, desto tiefer liegt auch das erste Maximum im Back-Off Bereich. Gleichzeitig wird aber auch der Wirkungsgradeinbruch ausgeprägter. Weiterhin besteht auch die Möglichkeit mehrere Peak-Verstärker nacheinander einschalten zu lassen und so einen mehrstufigen Doherty-Verstärker, mit diversen Maxima im Back-Off Bereich zu realisieren.

Dabei wird das ohnehin schon nicht triviale Design eines Doherty-Verstärkers beliebig verkompliziert. Durch die nicht entkoppelte Verbindung der einzelnen Verstärker müssen diese bei der Entwicklung zusammen und nicht getrennt voneinander betrachtet werden. Alle Verstärker (incl. Anpassnetzwerke) müssen für fest definierte Arbeitspunkte aufeinander abgestimmt entwickelt werden und dieses unter Berücksichtigung diverser Arbeitszustände mit und ohne Peak-Verstärker.

Zusätzlich zum relativ komplizierten Design enthält das Doherty-Konzept noch weitere wesentliche Nachteile:

¹⁰Die Einschaltswelle des Peak-Verstärkers wird für diesen Fall zum Beispiel über ein variables Dämpfungsglied geregelt.

- Zum einen ist die schmale relative Bandbreite zu erwähnen. Durch die $\lambda/4$ -Leitung als Impedanzinverter ist diese auf ca. 10 % beschränkt. Außerhalb reduziert sich der Wirkungsgrad rapide durch die dann nicht mehr hochohmige Verbindung der Verstärker. Breitbandigere Realisierungen eines Impedanzinverters sind nicht bekannt.
- Weiterhin werden zur Leistungsaufteilung auf zwei oder mehrere Verstärker Leistungsteiler am Eingang benötigt. Deren Einsatz reduziert die Leistungsverstärkung des Systems, da der Leistungsanteil für den Peak-Verstärker unterhalb der Schwellspannung nicht genutzt werden kann. Dieses ist besonders beim Einsatz mehrerer Peak-Verstärker zu beachten.
- Zum anderen besteht im klassischen Konzept kein direkter Zugang zu den HF-Signalen der einzelnen Verstärker, die somit nicht unabhängig voneinander zu Zwecken der Linearisierung manipuliert (Vor-Verzerrt) werden können.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass der Doherty-Verstärker eine elegante Methode zur Wirkungsgradsteigerung im Back-Off Bereich darstellt, aber gewisse Einschränkungen und Nachteile mit sich bringt.

3.2 Envelope Elimination and Restoration (EER)

Bei diesem Verfahren handelt es sich um eine Methode, bei der die Versorgungsspannung des HF-Verstärkers moduliert wird. Envelope Elimination and Restoration bedeutet, dass die Amplitude des Signals begrenzt, nichtlinear verstärkt und anschließend die Signaleinhüllende über die Modulation der Betriebsspannung des HF-Verstärkers rekonstruiert wird. Infolge dessen ist es möglich, den HF-Verstärker immer an seiner maximalen Leistung/Sättigung zu betreiben und so den Wirkungsgrad maximal zu halten.

Dieses Verfahren wurde erstmals von Kahn [8] vorgeschlagen, um den Wirkungsgrad von linearen Klasse-AB Verstärkern als Einseitenband-Transmitter zu verbessern. Der prinzipielle Aufbau dieses Verfahrens ist in Bild 3.4 dargestellt.

Das HF-Signal wird hier über einen Begrenzer dem HF-Verstärker zugeführt, sodass

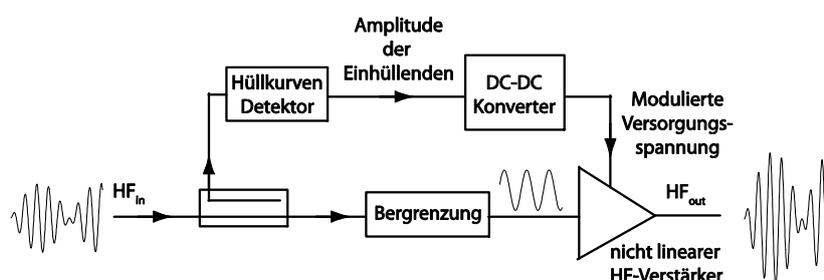


Bild 3.4: Schematische Darstellung eines EER-Systems.

nur noch der phasenmodulierte Anteil im Signal enthalten ist und der Verstärker nicht-linear arbeiten kann, ohne dass die Phaseninformation beeinflusst wird. Die ursprüngliche Amplitudenmodulation wird dem Signal durch die Modulation der Betriebsspannung des HF-Verstärkers wieder aufgeprägt. Hierzu wird die Amplitudeninformation mittels eines Kopplers dem ursprünglichen HF-Signal entnommen, auf einen Hüllkurven-Detektor gegeben und dann so verstärkt, dass sie als Versorgungsspannung für den HF-Verstärker benutzt werden kann.

Der Wirkungsgrad einer solchen Anordnung setzt sich aus dem Wirkungsgrad des verwendeten HF-Verstärkers (theoretisch bis 100 %) und dem Verstärker für die Betriebsspannung zusammen. Für das EER-Konzept müssen demzufolge breitbandige hocheffiziente Amplitudenmodulatoren zum Einsatz kommen. Lineare Verstärker können aufgrund des schlechten Wirkungsgrades nicht benutzt werden. Folglich kommen nur geschaltete breitbandige DC-DC Konverter zur Betriebsspannungsmodulation in Betracht, damit das gesamte System eine hohe Effizienz hat.

Das Problem des EER-Verfahrens liegt darin, dass hocheffiziente DC-DC Konverter mit Bandbreiten bis zu 60 MHz, wie für Mehrträgeranwendungen im Mobilfunkbereich gefordert, derzeit technisch nicht oder nur unter hohem technischen Aufwand realisierbar sind. Ein weiteres Problem besteht in der unweigerlichen Variation der Verstärkung und Transmissionsphase des Transistors, bei Variation der Betriebsspannung. Damit treten nichtlineare Effekte auf, die vom individuell benutzten Transistor abhängig sind und berücksichtigt werden müssen. Es muss also eine Art Kalibration für jedes einzelne System stattfinden. Zusätzlich treten Dynamikprobleme bei Nulldurchgängen der Einhüllenden auf, da Transistoren eine Mindestspannung für den Betrieb benötigen.

Einige dieser Probleme lassen sich unter hohem technischen Aufwand zum Beispiel mit digitalen Methoden lösen, aber der DC-DC Konverter stellt die größte zu lösende Herausforderung dar.

3.3 Envelope Tracking (ET)

Bei dieser Methode handelt es sich ebenfalls um ein Verfahren, bei dem die

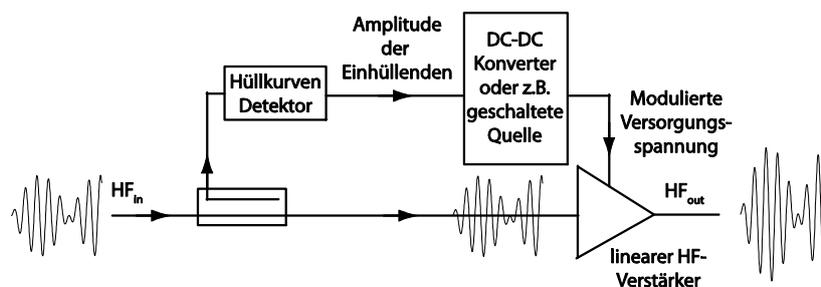


Bild 3.5: Schematischer Aufbau eines ET-Systems.

Betriebsspannung des HF-Verstärkers moduliert wird. Envelope Tracking bedeutet, dass die Verstärkerbetriebsspannung teilweise der Signaleinhüllende nachgeführt wird.

Im Gegensatz zum EER-System wird das Signal nicht amplitudenbegrenzt und dementsprechend muss ein linearer HF-Signalverstärker benutzt werden. Das prinzipielle System ist in Bild 3.5 zu sehen.

Aufgrund des linearen HF-Verstärkers wird die Signaleinhüllende nicht nur durch die Betriebsspannung generiert und es ist möglich, die Versorgungsspannung des HF-Verstärkers nur in Stufen oder in kontinuierlichen Teilabschnitten der Einhüllenden nachzufahren.

So kann zum Beispiel die Betriebsspannung des HF-Verstärkers in mehreren diskreten Stufen an die geforderte Ausgangsleistung angepasst und so die Aussteuerung/Wirkungsgrad verbessert werden [4]. Hierzu ist ein einfacher Amplitudendetektor ausreichend, der die Entscheidung liefert, wann die Versorgungsspannung umgeschaltet wird. Als DC-Quelle ist somit kein breitbandiger Modulator mehr notwendig. Der sich ergebende Wirkungsgradverlauf (Bild 3.6) ist dann sägezahnförmig mit n Maxima im Back-Off Bereich, wobei n die Anzahl der unterschiedlichen geschalteten Versorgungsspannungen ist. Abgebildet sind die Verläufe für zwei Versorgungsspannungen, V_{DC} und $V_{DC}/3$. Durch die Reduzierung der Versorgungsspannung geht der Verstärker früher in Vollaussteuerung und somit wird auch der Wirkungsgrad bei geringeren Aussteuerungen erhöht. Für maximale Ausgangsleistung muss wieder maximale Versorgungsspannung angelegen werden.

Eine weitere Möglichkeit der Systemauslegung ist, die Betriebsspannung mit einem konstanten oder variierenden Offset der Einhüllenden oberhalb einer definierten minimalen Spannung nachzufahren, bei der der Transistor noch arbeitet. Durch das nur

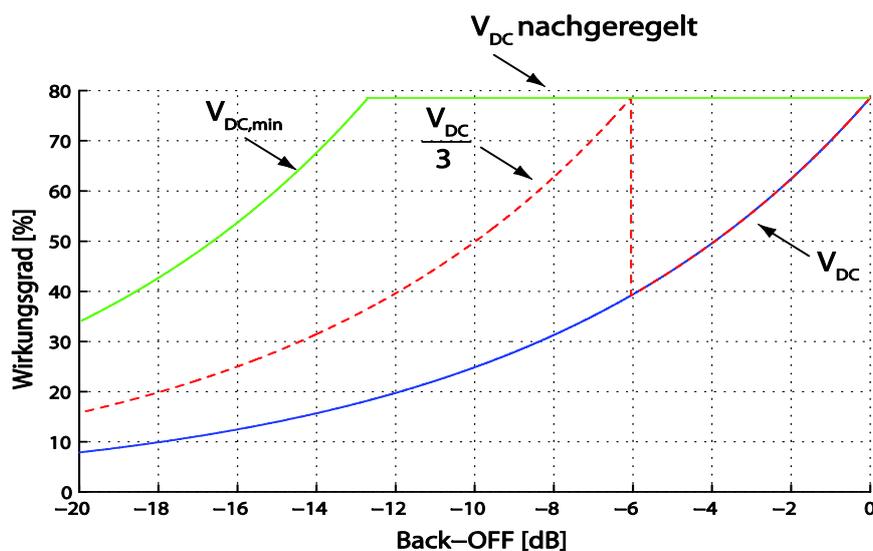


Bild 3.6: Möglicher Wirkungsgradverlauf eines ET-Systems (Klasse-B Verstärker).

teilweise Nachfahren werden die Anforderungen an die Bandbreite des DC-DC Modulators und dessen Dynamikbereich erheblich entschärft. Der Wirkungsgradverlauf hat dann theoretisch den Verlauf der grünen Linie in Bild 3.6.. Unterhalb der Schwelle $V_{DC,min}$ ist es die gewöhnliche Klasse-B Charakteristik und oberhalb ist der Verlauf durch die Nachregelung konstant maximal.

In der Realität müssen aber noch der Wirkungsgrad der geschalteten Quelle berücksichtigt und dementsprechend die Verläufe korrigiert werden.

3.4 LINC

LINC steht für: linear amplification using non-linear components und bedeutet, dass eine lineare Verstärkung mittels nichtlinearer Komponenten realisiert wird.

Dieser Begriff wurde erstmals mit dem 1935 von Chirex vorgestellten Konzept [9] in Verbindung gebracht. Dieser Ansatz zur Lösung des Wirkungsgradproblems unterscheidet sich von den bisher vorgestellten Konzepten radikal. Formal handelt es sich bei den LINC-Systemen nicht um einen Verstärker, sondern das Signal wird direkt bei hohen Leistungen effizient konstruiert (High-Level-Modulator). Hierzu kommen zwei identische HF-Verstärker zum Einsatz, welche bei einem konstanten Eingangsleistungspegel betrieben werden und demzufolge auch hochgradig nichtlinear sein können. Bild 3.7 zeigt das prinzipielle System.

Die in der Amplitude konstanten Treibersignale (für beiden Verstärker) werden mithilfe einer trigonometrischen Identität [4] aus dem ursprünglichen HF-Signal erzeugt. Das bedeutet, dass ein phasen- und amplitudenmoduliertes Signal in zwei einzelne Signale konstanter Amplitude zerlegt werden kann. Diese beiden Signale können mittels nichtlinearer Verstärker verstärkt und anschließend durch Addition unter Zuhilfenahme eines geeigneten Power-Combiners zum ursprünglichen Signal rekonstruiert werden.

Der Vollständigkeit halber wurde das LINC-Konzept hier noch erwähnt, wird aber im

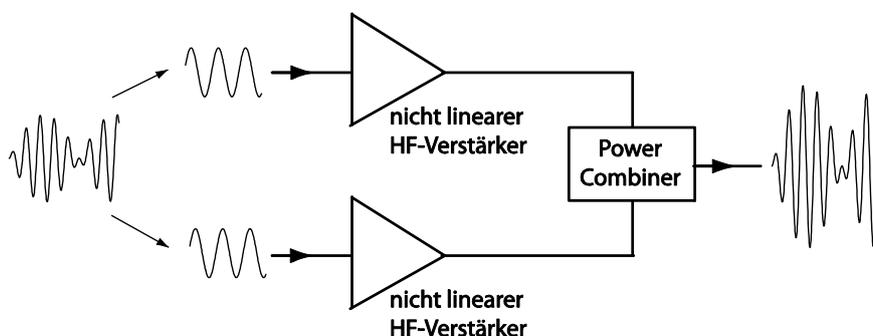


Bild 3.7: Schematische Darstellung des LINC-Konzeptes.

Weiteren nicht mehr herangezogen, da es sich nicht um eine Wirkungsgradsteigerung gewöhnlicher Verstärker, sondern um eine Art Modulator-Konzept handelt.

3.5 Vergleich und Zusammenfassung

Um die oben vorgestellten Methoden objektiv vergleichen zu können, wird auf die mittlere PAE (2.4) zurückgegriffen. Hiermit lässt sich in Abhängigkeit des Wirkungsgradverlaufes und der Signalstatistik des zu verstärkenden Signals der erwartete mittlere Wirkungsgrad berechnen. Dazu wurden zwei mögliche Signale untersucht, ein typisches WCDMA-Signal mit 5.4 dB CREST-Faktor (vgl. Bild 2.1, Seite 5) und ein zweites Signal mit 8 dB CREST-Faktor. In Tabelle 3.1 sind die berechneten Ergebnisse dargestellt. (Für die ET-Systeme wurden die optimalen Schaltstufen vorausgesetzt.)

<u>Methode</u>	mittlere PAE (5.4 dB CREST-Faktor)	mittlere PAE (8 dB CREST-Faktor)
Klasse-B Verstärker	37.0 %	27 %
Doherty-Verstärker (klassisch)	63.3 %	55.4 %
Envelope Tracking (2-stufig)	50.5 %	46.0 %
Envelope Tracking (3-stufig)	60.5 %	57.0 %

Tabelle 3.1: Vergleich der klassischen Methoden, berechnete Ergebnisse.

Diese zeigen sehr deutlich die möglichen Steigerungen der einzelnen Methoden im Vergleich zu einem einzelnen gewöhnlichen Klasse-B Verstärker. So erreicht der Doherty-Verstärker 71 % Steigerung für das Signal mit 5.4 dB CREST-Faktor und stellt für dieses Signal das Optimum dar. Für das zweite Signal ist dies das dreistufige ET-System, welches die mittlere PAE mehr als verdoppelt. Die Berechnungen zeigen, dass je nach Signalstatistik unterschiedliche Systeme die höchste Steigerung erreichen. Entscheidend hierfür ist, welche Wirkungsgradcharakteristik die beste Anpassung an die Signalstatistik des zu verstärkenden Signals hat. Durch eine dementsprechende Anpassung des Doherty-Verstärkers, Verschieben des Wirkungsgradmaximums weiter in den Back-Off, lässt sich dessen Charakteristik auch noch besser an das zweite Signal anpassen. Folglich würde für beide Signale der Doherty-Verstärker die optimale Wahl sein.

Das EER-System wurde in den Vergleich nicht mit einbezogen, da dessen theoretisch berechnete mittlere PAE bei 100 % liegt. Praktisch sind diese Werte, aus den verschiedenen Gründen nicht zu erreichen, die zuvor beschrieben wurden. In [10] wird ein System vorgestellt, mit dem die mittlere PAE, verglichen mit einem Klasse-AB Verstärker, auf 28 % verdoppelt wird. Damit liegt das EER-System in Bereichen wie auch die beiden anderen Methoden, weist aber bezüglich der praktischen Realisierung die größten Herausforderungen auf.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass alle vorgestellten Methoden den Wirkungsgrad gewöhnlicher Verstärker im Back-Off Bereich und dementsprechend die mittlere PAE für amplitudenmodulierte Signale erheblich verbessern.

Der technische Aufwand und die damit verbundenen Einschränkungen, um diese Steigerungen zu erreichen, sind bei den vorgestellten Methoden nicht zu unterschätzen. Es ergeben sich folgende Probleme bzw. Einschränkungen:

- **Doherty-Verstärker:** gegenseitiges Abstimmen der Ausgangsnetzwerke der einzelnen Transistoren; Reduzierung der Leistungsverstärkung, aufgrund des Signalteilers; Schmalbandig aufgrund der $\lambda/4$ -Leitung.
- **EER-System:** DC-DC Modulator nicht oder nur unter nicht vertretbarem technischen Aufwand realisierbar; schmalbandig aufgrund des DC-DC Modulators; nichtlineare Effekte des Transistors bei Reduzierung der Betriebsspannung.
- **ET-System:** schmalbandig aufgrund des DC-DC Modulators; Probleme beim schnellen Schalten hoher Ströme bei der geschalteten DC-Quelle; nichtlineare Effekte des Transistors bei Reduzierung der Betriebsspannung.

Bevor in den nächsten Kapiteln die sequenziellen bzw. geschalteten sequenziellen Verstärker zur Effizienzsteigerung vorgestellt werden, folgt im nächsten Abschnitt die Analyse und Entwicklung neuartiger hierzu benötigter rekonfigurierbaren Leistungsteiler. Dieses Kapitel wurde an dieser Stelle eingeschoben, damit die sich im Konzept ähnlichen Verstärkerstrukturen aufeinander aufbauend beschrieben werden können.

4 Rekonfigurierbare Leistungsteiler

Der Aufbau von Verstärkernetzwerken erfordert geeignete Baugruppen zum Aufteilen und Zusammenfügen der Signale. Deshalb werden in diesem Kapitel Leistungsteiler genauer untersucht und neuartige Schaltungen vorgestellt.

Im Allgemeinen können Richtkoppler als Leistungsteiler in Verstärkernetzwerken eingesetzt werden. Ein 3 dB Quadratur-Richtkoppler [11] lässt sich beispielsweise zur Signalaufteilung und Leistungsaddition in balancierten Verstärkern [12] benutzen.

In dieser Arbeit kommen als Leistungsteiler und Bauteile zur Signaladdition (Power-Combiner) wegen ihrer entkoppelnden Eigenschaft nur Richtkoppler zum Einsatz. Andere Komponenten, wie zum Beispiel resistive Teiler [13] oder auch Sternschaltungen aus Leitungen, werden aufgrund der fehlenden Entkopplung der Anschlüsse nicht verwendet.

Im folgenden Abschnitt werden zunächst die Grundlagen der Richtkoppler-Analyse dargestellt, um darauf aufbauend neuartige Richtkopplerstrukturen für Verstärkernetzwerke zu entwickeln. Diese rekonfigurierbaren, diskret schaltbar oder kontinuierlich durchstimmbaren Richtkoppler werden in den folgenden Abschnitten vorgestellt und beschrieben.

4.1 Grundlagen der Richtkoppler-Analyse

Bild 4.1 zeigt schematisch ein doppelt symmetrisches Viertor mit den Symmetrieebenen AA' und BB' . Dieses lässt sich mithilfe der Gleichtakt-Gegentakt-Analyse untersuchen, welche auf einem Prinzip von Reed und Wheeler beruht [14]. Hierzu wird das Viertor an allen Toren mit Gleich- oder Gegenteil Signalen bezüglich der Symmetrieebenen angeregt. Die farbigen Pfeile in Bild 4.1 zeigen dabei die vier möglichen Anregungszustände. In Tabelle 4.1 sind diese mit den Abkürzungen Leerlauf (LL), Kurzschluss

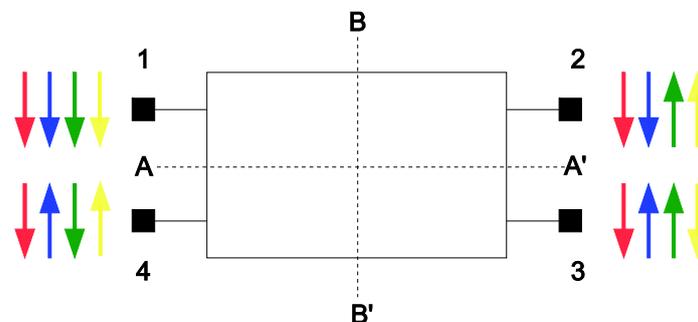


Bild 4.1: Doppelt symmetrisches Viertor.

(KS), Gleichtakt (even) und Gegentakt (odd) zusammengefasst.

Anregungsfall	Farbliche Kennzeichnung	Ebene AA'	Ebene BB'
even – even, ee	rote Pfeile	LL	LL
odd – even, de	blaue Pfeile	KS	LL
even – odd, ed	grüne Pfeile	LL	KS
odd – odd, dd	gelbe Pfeile	KS	KS

Tabelle 4.1: Anregungszustände des doppelt symmetrischen Viertores

Ein Leerlauf in der Ebene AA' bzw. BB' kann durch eine magnetische Wand und ein Kurzschluss durch eine elektrische Wand ersetzt werden. Damit lässt sich das doppelt symmetrische Viertor in vier Eintore mit vier unterschiedlichen Abschlussbedingungen (LL oder KS) in den Symmetrieebenen zerlegen. Bild 4.2 zeigt die möglichen Eintore, wobei r_{lk} ($l, k \in \{e, d\}$) die Eigenreflexionen der Eintore bezeichnen. Mit der Eigenreflexionsmatrix \mathbf{R} (Eigenreflexionen stehen auf der Hauptdiagonalen)

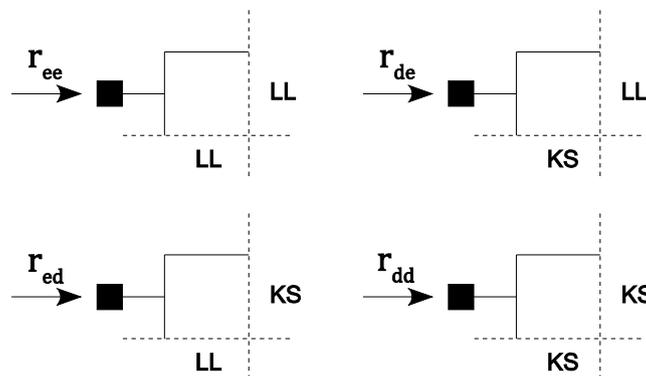


Bild 4.2: Mögliche Eintor-Konstellationen.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{ee} & & & \\ & r_{de} & & \\ & & r_{ed} & \\ & & & r_{dd} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

und der Matrix der Eigenanregungen \mathbf{E} :

$$\mathbf{E} = \frac{1}{4} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

ergibt sich die Streumatrix \mathbf{S} [11] des reziproken Viertores zu

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{E}^{-1}. \quad (4.3)$$

Damit haben die Einträge der Streumatrix folgende Gestalt:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = \frac{1}{4} \cdot (r_{ee} + r_{de} + r_{ed} + r_{dd}), \quad (4.4)$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34} = \frac{1}{4} \cdot (r_{ee} + r_{de} - r_{ed} - r_{dd}), \quad (4.5)$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24} = \frac{1}{4} \cdot (r_{ee} - r_{de} - r_{ed} + r_{dd}), \quad (4.6)$$

$$S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23} = \frac{1}{4} \cdot (r_{ee} - r_{de} + r_{ed} - r_{dd}). \quad (4.7)$$

Umgekehrt lässt sich auch die Matrix der Eigenreflexionen schreiben als

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}^{-1} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{E}, \quad (4.8)$$

mit folgenden Einträgen:

$$r_{ee} = S_{11} + S_{21} + S_{31} + S_{41}, \quad (4.9)$$

$$r_{de} = S_{11} + S_{21} - S_{31} - S_{41}, \quad (4.10)$$

$$r_{ed} = S_{11} - S_{21} - S_{31} + S_{41}, \quad (4.11)$$

$$r_{dd} = S_{11} - S_{21} + S_{31} - S_{41}. \quad (4.12)$$

Wird neben der doppelten Symmetrie Reflexionsfreiheit

$$S_{11} = 0 \quad (4.13)$$

und Verlustlosigkeit vorausgesetzt, so gilt

$$\mathbf{S}^T \cdot \mathbf{S}^* = \mathbf{1}. \quad (4.14)$$

Somit folgt aus (4.14) und (4.3):

$$\mathbf{R}^T \cdot \mathbf{R}^* = \mathbf{1} \Rightarrow r_{lk} \cdot r_{lk}^* = |r_{lk}|^2 = 1; \quad l, k \in \{e, d\}. \quad (4.15)$$

Das bedeutet, dass S_{21} , S_{31} und S_{41} paarweise senkrecht aufeinander stehen müssen, damit (4.15) erfüllt wird. Dieses ist gegeben wenn:

$$\operatorname{Re}\{S_{21} \cdot S_{31}^*\} = 0, \quad (4.16)$$

$$\operatorname{Re}\{S_{31} \cdot S_{41}^*\} = 0, \quad (4.17)$$

$$\operatorname{Re}\{S_{21} \cdot S_{41}^*\} = 0 \quad (4.18)$$

gilt. Die Bedingungen können nur zutreffen, falls zwei der Größen orthogonal sind und die Dritte zu Null wird. Folglich erfordert ein allseitig angepasstes und verlustloses doppelt symmetrisches Viertor die Entkopplung eines Tores, während die verbleibenden Ausgangssignale orthogonal aufeinander stehen. Ein Viertor, das die vorangegangenen Bedingungen erfüllt, ist ein Quadratur-Richtkoppler.

Da Verlustlosigkeit vorausgesetzt wird, ist der Betrag der Eigenreflexionen:

$$|r_{lk}| = 1. \quad (4.19)$$

Weiterhin bedingt (4.13), dass jeweils zwei Eigenreflexionen antiparallel zueinander stehen. Es muss also gelten:

$$|\arg(r_a) - \arg(r_b)| = \pi \text{ wobei } a \neq b \text{ und } a, b \in \{ee, ed, de, dd\}. \quad (4.20)$$

Eine grafische Repräsentation der vorher beschriebenen Zusammenhänge ist in Bild 4.3 dargestellt. Es zeigt die Konstellation der Eigenreflexionen für einen Vorwärtskoppler¹¹. Die Eigenreflexionen (r_{de} , r_{dd}) und (r_{ee} , r_{ed}) bilden je ein antiparalleles Paar. Die Streuparameter (S-Parameter) S_{21} und S_{31} stehen senkrecht aufeinander (Differenz der Ausgangsphasen 90°), während S_{41} Null ist.

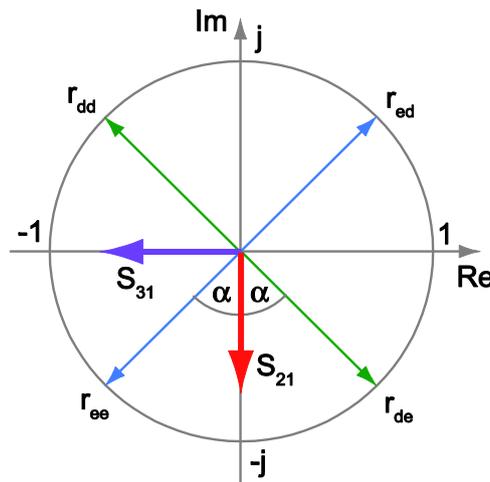


Bild 4.3: Eigenreflexionen eines Quadratur-Richtkopplers in der komplexen Ebene.

¹¹ Man unterscheidet in der Hochfrequenztechnik zwischen Vorwärts-, Rückwärts- und Transversalkoppler [28].

4.2 Rekonfigurierbare Quadratur-Richtkoppler

Ein rekonfigurierbarer Richtkoppler soll von der Grundidee her in seinen Eigenschaften veränderbar sein. Dabei sind Änderungen in seinem Frequenzverhalten (variable Mittenfrequenz), Amplitudenverhalten (variable Koppelstärke) oder auch die Aufteilung der Ausgangstore (Vertauschen des gekoppelten und direkten Tores) denkbar. In der Literatur [15; 16; 17; 18; 19] sind verschiedene rekonfigurierbare Richtkoppler veröffentlicht, deren Entwicklungen zum Großteil auf empirischen Methoden beruhen. Durch diesen nicht optimalen Entwurfsprozess können sich nahezu alle eigentlich gewünschten Eigenschaften wie zu Beispiel Anpassung und Direktivität durch das Rekonfigurieren verschlechtern.

Mit der im vorherigen Abschnitt gegebenen Analyse­methode ist es nun möglich, analytisch gezielt rekonfigurierbare Richtkoppler zu entwickeln, ohne das Kopplerverhalten zu verschlechtern oder zu beeinflussen.

4.2.1 Variable Koppelstärke

Die Koppelstärke eines Quadratur-Richtkopplers ist variierbar, indem der Winkel 2α zwischen den antiparallelen Paaren der Eigenreflexionen (vgl. Bild 4.4) verändert wird. Auf der linken Seite der Abbildung ist ein 3 dB Koppler dargestellt, bei dem das Eingangssignal zu gleichen Teilen auf die Ausgangstore aufgeteilt wird. Der Winkel 2α hat für diesen Fall einen Wert von genau 90° . Bei Vergrößerung dieses Winkels verändert sich die Signalaufteilung hin zu einem größeren Ausgangssignal an Tor 3 (Betrag von S_{31} wird größer) und umgekehrt. Die Phasendifferenz der Ausgangssignale verändert sich nicht. Damit dieser Winkel variiert werden kann, müssen die Eigenreflexionen, die ein antiparalleles Paar bilden, um den jeweils gleichen relativen Winkelbetrag in der komplexen Ebene gedreht werden. In Bild 4.4 ist die Rotation der Eigenreflexionen

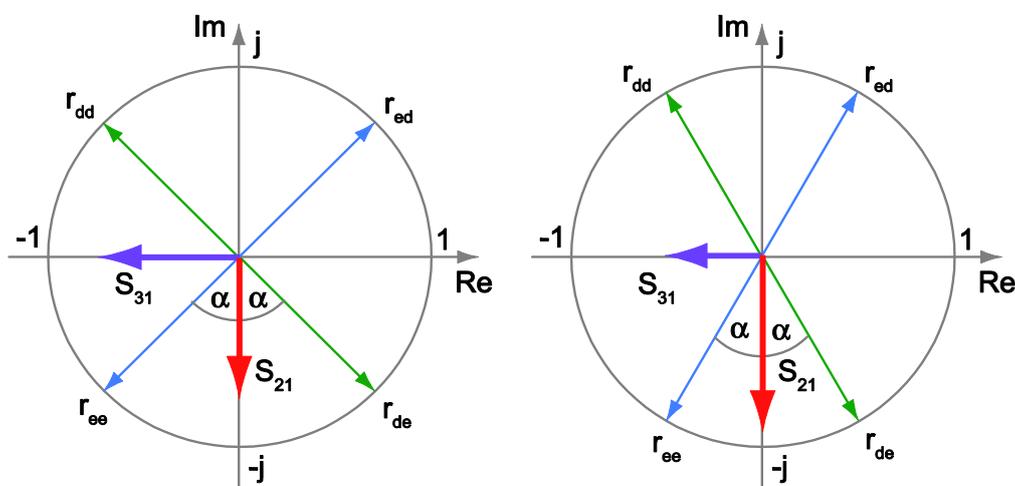


Bild 4.4: Eigenreflexionen für variable Koppelstärke (links 3 dB, rechts 4.7 dB Koppler)

anschaulich dargestellt. Der Winkel α ist demnach folgendermaßen definiert:

$$|S_{21}| = \cos(\alpha), \quad |S_{31}| = \sin(\alpha). \quad (4.21)$$

Zur definierten Drehung der einzelnen Eigenreflexionen müssen in dem ursprünglichen Kopplerentwurf veränderbare Komponenten so integriert werden, dass diese nur die entsprechenden Eigenreflexionen beeinflussen. Eine zusätzliches Bauteil in der Ebene AA' (vgl. Bild 4.1, Bild 4.2) hat zum Beispiel keinen Einfluss bei Kurzschluss in dieser Ebene. Es werden also nur die Eigenreflexionen r_{ek} , $k \in \{e, d\}$ beeinflusst. Dementsprechend wird eine zusätzliche Komponente in der Ebene BB' bei Kurzschluss in dieser Ebene deaktiviert. Folglich sind zusätzliche Komponenten so zu platzieren, dass nur die gewünschten Eigenreflexionen beeinflusst werden.

4.2.2 Variable Arbeitsfrequenz

Bei Variation der Arbeitsfrequenz oder auch Mittenfrequenz soll der Richtkoppler weiterhin mit vorgegebener Kopplung arbeiten. Auch hierbei müssen je zwei Eigenreflexionen antiparallel liegen. Zusätzlich ist der Winkel zwischen diesen zwei Paaren für die verschiedenen Frequenzen konstant zu halten. Die Grundkonstellation der Eigenreflexionen muss also entweder für alle Frequenzen konstant sein oder sich unter Beibehaltung des eingeschlossenen Winkels in der komplexen Ebene drehen. Dieser Sachverhalt ist in Bild 4.5 anschaulich dargestellt. Das linke Bild zeigt die Eigenreflexionen für eine Frequenz f_1 und rechts ist der gleiche Koppelfaktor bei der Frequenz f_2 dargestellt. Die gesamte Konstellation hat sich in der Ebene gedreht. Weiterhin ist zu erkennen, dass die Quadratur erhalten bleibt, sich die absolute Phase der transmittierten Signale (S_{21} , S_{31}) aber geändert hat.

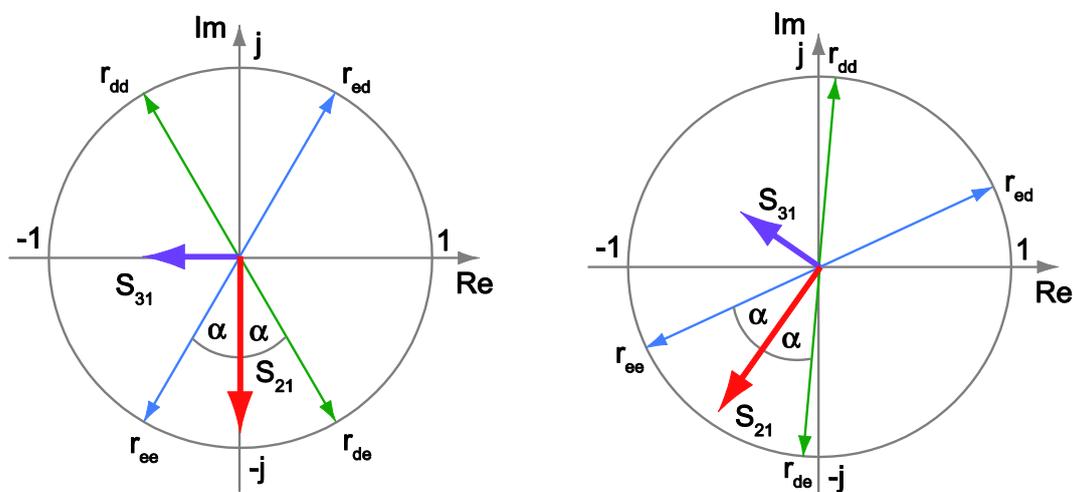


Bild 4.5: Eigenreflexionen eines 4.7 dB Kopplers, bei zwei diskreten Frequenzen

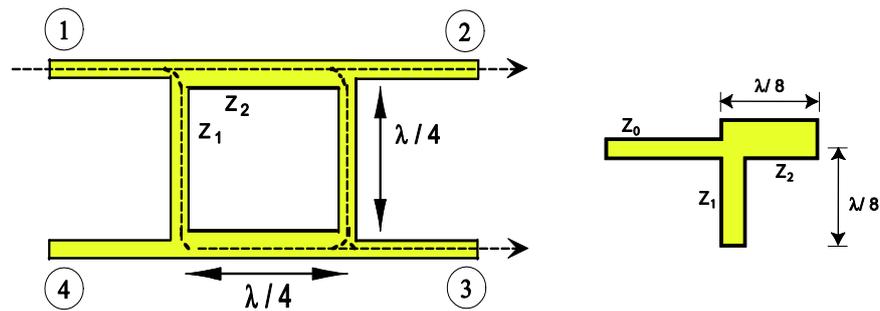


Bild 4.6: Schematische Darstellung des Branch-Line Kopplers, rechts: resultierendes Eintor

4.2.3 Umschaltung der Ausgangstore

Die Aufteilung der Ausgangstore, also die Festlegung, welches der Tore das direkte, gekoppelte und das entkoppelte Tor ist, kann ebenfalls über die Lage der Eigenreflexionen bestimmt werden. Wie zuvor beschrieben, bilden die vier Eigenreflexionen eines verlustlosen Quadratur-Richtkopplers zwei antiparallele Paare. Zum Umschalten des Betriebes als Vorwärts- oder Rückwärtskoppler müssen die Eigenreflexionen r_{dd} und r_{ed} ihre Plätze in der komplexen Ebene tauschen (vgl. Bild 4.3). Es ergeben sich wieder antiparallele Paare, aber zusammengesetzt aus zwei anderen Eigenreflexionspaaren.

4.3 Rekonfigurierbarer Branch-Line Koppler (Mikro-Streifenleitertechnik)

Der Branch-Line Koppler [11] ist ein in der HF-Technik sehr verbreitetes Bauelement und wird häufig in Mikrostreifenleitertechnik als 3 dB Signalteiler aufgebaut. In Bild 4.6 ist dieser Richtkoppler schematisch dargestellt. Ein Eingangssignal an Tor 1 wird in diesem Fall gleichmäßig auf die Tore 2 und 3 aufgeteilt, während Tor 4 entkoppelt ist. Dieser Richtkoppler lässt sich mithilfe der in Abschnitt 4.1 vorgestellten Analyse auf ein Eintor (vgl. Bild 4.6) reduzieren. Die Enden der entstandenen $\lambda/8$ - Leitungen mit den Wellenwiderständen Z_1 und Z_2 sind für die jeweiligen Gleichtakt-Gegentaktanregungen mit elektrischen (Kurzschluss (KS)) bzw. magnetischen (Leerlauf (LL)) Wänden abzuschließen. Damit ergeben sich mittels der Leitungstransformationsgleichungen der Eingangswellenwiderstand des Eintores $Z_{l,k}$ ($l, k \in \{e, d\}$) als eine Parallelschaltung der zwei Leitungsabschlüsse transformiert über die $\lambda/8$ langen Leitungen. Dementsprechend haben die Eingangsleitwerte folgende Gestalt¹²:

¹² Hier werden verlustlose Leitungen vorausgesetzt und dementsprechend auch die Leitungstransformationsgleichungen für den verlustlosen Fall benutzt.

$$Y_{ee} = jY_1 \cdot \tan(\beta l) + jY_2 \cdot \tan(\beta l), \quad (4.22)$$

$$Y_{ed} = jY_1 \cdot \tan(\beta l) - jY_2 \cdot \cot(\beta l), \quad (4.23)$$

$$Y_{de} = -jY_1 \cdot \cot(\beta l) + jY_2 \cdot \tan(\beta l), \quad (4.24)$$

$$Y_{dd} = -jY_1 \cdot \cot(\beta l) - jY_2 \cdot \cot(\beta l). \quad (4.25)$$

Hierbei ist β die Phasenkonstante und l die Länge der Leitungen.

Folglich berechnet sich der Eigenreflexionsfaktor der Eintore kann wie folgt:

$$r_{l,k} = \frac{Y_0 - Y_{l,k}}{Y_0 + Y_{l,k}} \text{ wobei } l, k \in \{e, d\}. \quad (4.26)$$

(Z_0 - Anschlussleitwert des Eintores)

Folglich ist der Koppler vollständig bestimmt und mit (4.4)-(4.7) und (4.21) können die S-Parameter des Kopplers bestimmt werden:

$$S_{11} = 0, \quad (4.27)$$

$$S_{21} = \cos(\alpha) \cdot e^{-j\pi/2}, \quad (4.28)$$

$$S_{31} = \sin(\alpha) \cdot e^{-j\pi}, \quad (4.29)$$

$$S_{41} = 0. \quad (4.30)$$

Die Admittanzwerte Y_1 und Y_2 der Leitungen ergeben sich zu [20]:

$$Y_1 = \frac{Y_0}{\cot \alpha}, \quad (4.31)$$

$$Y_2 = \frac{Y_0}{\cos \alpha}. \quad (4.32)$$

Durch Einfügen von Schaltern in der horizontalen Symmetrieebene lässt sich der gewöhnliche in einen schaltbaren Branch-Line Koppler überführen. Eine prinzipielle Darstellung des Kopplers ist in Bild 4.7 gegeben. Die beiden Schalter S1 und S2 sind in der horizontalen Symmetrieebene platziert und schalten im geschlossenen Zustand einen Kurzschluss in diese. Hieraus ergeben sich jetzt zwei Zustände des schaltbaren Branch-Line Kopplers:

1. Normaler Koppel-Zustand (beide Schalter geöffnet)
2. Bypass-Zustand (beide Schalter geschlossen)

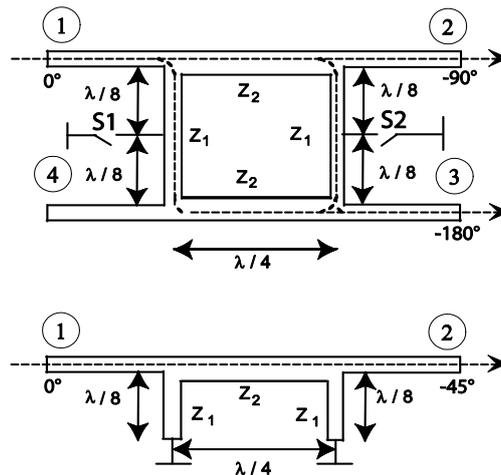


Bild 4.7: Schaltbarer Branch-Line Koppler, oben: Normaler Zustand, unten: Bypass-Zustand.

Im normalen Zustand sind beide Schalter geöffnet und beeinflussen nicht das Verhalten des Kopplers. Damit verhält sich dieser wie ein gewöhnlicher Branch-Line Koppler und teilt ein Eingangssignal auf zwei Ausgangstore mit der Phasendifferenz von 90° auf, während das vierte Tor entkoppelt ist.

Im Bypass-Zustand sind beide Schalter geschlossen und schließen die horizontale Symmetrieebene kurz. Demzufolge wird der Koppler in seiner horizontalen Gegentakt-Mode betrieben. Das Eintor aus Bild 4.6 wird jetzt immer mit einem Kurzschluss am Ende der vertikalen Leitung abgeschlossen. Der Bypass Zustand hat somit nur noch zwei mögliche Eintore, entweder Kurzschluss oder Leerlauf am Ende der horizontalen Leitung. Die beiden Eigenadmittanzen ergeben sich nach (4.24) und (4.25) mit $\beta l = \pi/4$ zu:

$$Y_{de} = -j(Y_1 - Y_2), \tag{4.33}$$

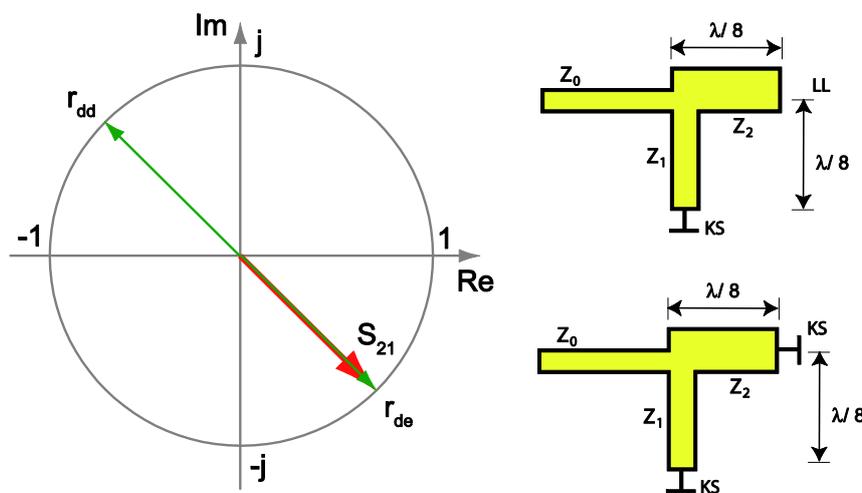


Bild 4.8: Eigenreflexionen (links) mit zugehörigen Eintor (rechts).

$$Y_{dd} = -j(Y_1 + Y_2). \quad (4.34)$$

Daraus können nun nach (4.26) die Eigenreflexionen und nach (4.3) die Streuparameter berechnet werden. Diese sind exemplarisch für den 3 dB Koppler in Bild 4.8 mit den zugehörigen Eintoren dargestellt.

$$S_{11} = \frac{1}{2}(r_{de} + r_{dd}) = 0 \quad (4.35)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2}(r_{de} - r_{dd}) = 1e^{-j\left[\left(\frac{\pi}{2}\right) - \alpha\right]} \quad (4.36)$$

Nach (4.35) und (4.36) folgt, dass der im horizontalen Odd-Mode betriebene Branch-Line Koppler ebenfalls angepasst ist. Durch den Kurzschluss in der horizontalen Ebene zerfällt der Koppler sozusagen in zwei voneinander entkoppelte ideale Transmissionsleitungen (eine zwischen Port1 und 2; die Zweite zwischen Port 3 und Port 4) mit einer äquivalenten elektrischen Leitungslänge l_{odd} , die durch den Winkel α bestimmt ist:

$$l_{odd} = \frac{\pi}{2} - \alpha. \quad (4.37)$$

4.3.1 Praktische Realisierung

Für den Aufbau eines rekonfigurierbaren Kopplers müssen geeignete Bauelemente als Schalter gewählt werden. Es stehen mehrere Bauelemente wie z. B. Dioden, MEMS-Bauelemente¹³ als auch Transistoren zur Verfügung.

Aufgrund der einfachen Struktur und Verfügbarkeit werden in dieser Arbeit PIN-Dioden [21] als Schalter benutzt. Sie zeichnen sich durch schnelle Schaltzeiten, einen kleinen Widerstand in Flussrichtung und durch eine hohe kapazitive Reaktanz in

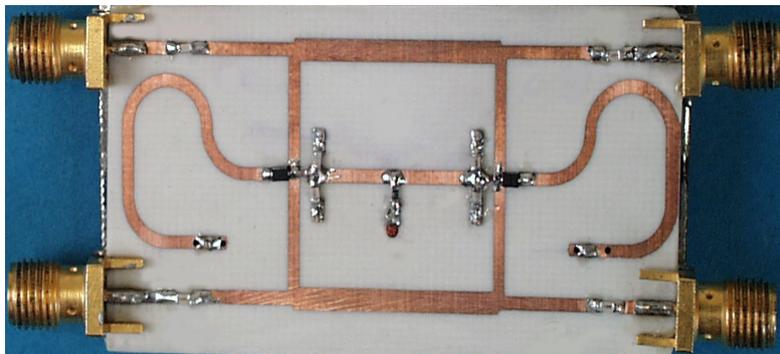


Bild 4.9: Foto 3 dB Mikro-Strip Branch-Line Koppler.

¹³ Mikro-Elektro-Mechanische-Systeme als Schalter sind miniaturisierte mechanische Schalter, die durch Anlegen eines elektrischen Feldes umgeschaltet werden. Die geometrische Größe ist üblicherweise im μm Bereich.

Sperrrichtung aus. Für diese Dioden existieren Simulationsmodelle, die anhand des Datenblattes der verwendeten Diode¹⁴ angepasst werden können, um eine komplette Kopplersimulation inklusive Schalter durchzuführen.

Der Branch-Line Koppler wurde konventionell in Mikro-Streifenleitertechnik auf einem für hochfrequenztechnische Anwendungen geeigneten Substrat¹⁵ simuliert und nach Optimierung diverser Parameter im Labor aufgebaut. Hauptsächlich mussten die Parasitäten (Zuleitungsinduktivitäten, Gehäusekapazitäten) der Diode (aufgrund der verwendeten Bauform) durch Anpassschaltungen und deren Optimierung kompensiert werden. Die Entwurfsfrequenz des Kopplers beträgt 2.14 GHz. Die Simulationsmodelle der Diode und Simulationsschaltungen des Kopplers sind dem Anhang A.1 zu entnehmen.

Die simulierten S-Parameter des schaltbaren 3 dB Branch-Line Kopplers sind in Bild 4.10 dargestellt. Die linke Abbildung zeigt den Koppler im normalen Zustand (geöffnete Schalter). Die S-Parameter und damit das Verhalten des Kopplers entsprechen den eines gewöhnlichen Branch-Line Kopplers ($S_{11} < -20$ dB, ca. 10 % relative Bandbreite). Die hinzugefügten Dioden-Schalter beeinflussen somit nicht das Verhalten des Kopplers und die Signale werden gleichmäßig auf die Tore 2 und 3 aufgeteilt.

In der rechten Abbildung ist die Simulation des Bypass-Zustandes abgebildet. Für die Entwurfsfrequenz ist sowohl die Anpassung als auch die Entkopplung der Tore 3 und 4 besser als -20 dB. Die simulierte relative Bandbreite für $S_{11} < -20$ dB beträgt 5 %. In diesem Bereich beträgt der Transmissionsfaktor S_{21} ungefähr -0.2 dB. Dieser Verlust begründet sich mit dem Serienwiderstand der Diode von ca. 0.5Ω . Die geringe relative Bandbreite im Vergleich zum normalen Schaltzustand rührt von den verwendeten Kompensationsnetzwerken (Kompensation der Dioden Parasitäten) her. Diese sind nur im Bypass Zustand aktiv, da nur in diesem Zustand die Diode leitend ist.

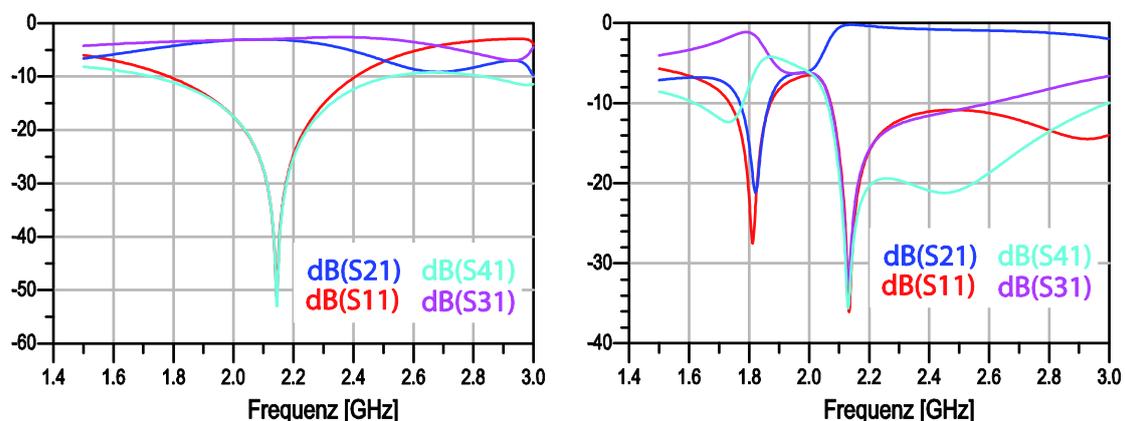


Bild 4.10: Simulierte S-Parameter, links: normaler 3 dB Zustand, rechts: Bypass Zustand.

¹⁴ Verwendete Diode: BAP65-03 von NXP

¹⁵ Verwendetes Substrat: RO4003 der Firma Rogers

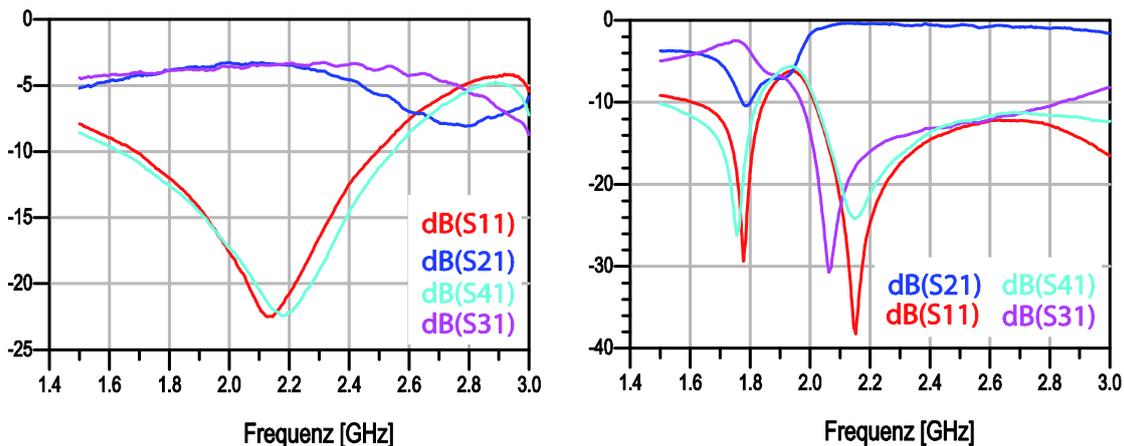


Bild 4.12: Gemessene S-Parameter, links: 3dB Zustand, rechts: Bypass Zustand.

Ein Foto des aufgebauten Richtkopplers in Mikro-Streifenleitertechnik ist in Bild 4.9 abgebildet. In der horizontalen Symmetrieebene sind jeweils links und rechts der Branches¹⁶ die Dioden mit zusätzlichen Leitungen gegen Masse zu sehen. Die Leitungen werden zur Kompensation der Gehäuseinduktivitäten der verwendeten Diode benutzt. Über die zusätzliche Leitungslänge wird der Kurzschluss am Ende der Leitung so transformiert, dass in Reihe mit der Diode der Kurzschluss in die Symmetrieebene des Kopplers transformiert wird. In der Mitte des Kopplers ist das von der Rückseite gespeiste DC Versorgungsnetzwerk der Dioden zu sehen, welches die Dioden mit der Schaltspannung beaufschlagt.

Die Messergebnisse dieses Kopplers sind in Bild 4.12 dargestellt. Für den normalen Zustand wurde bei der Entwurfsfrequenz eine Einfügedämpfung für das gekoppelte sowie das direkte Tor von 3.3 dB gemessen, während die Entkopplung besser als -20 dB ist. Im Bypass-Zustand beträgt die Einfügedämpfung 0.4 dB und die Entkopplung der zweiten äquivalenten Leitung ist besser als -20 dB. Die Anpassung der Tore ist in beiden Zuständen aufgrund der verwendeten SMA Stecker nicht wesentlich besser als -20 dB.

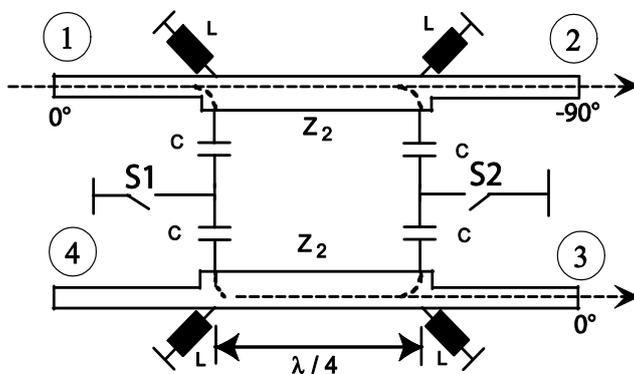


Bild 4.11: Branch-Line Koppler mit linksdrehenden Branches.

¹⁶ Als Branches werden die vertikalen Verbindungsleitungen bezeichnet.

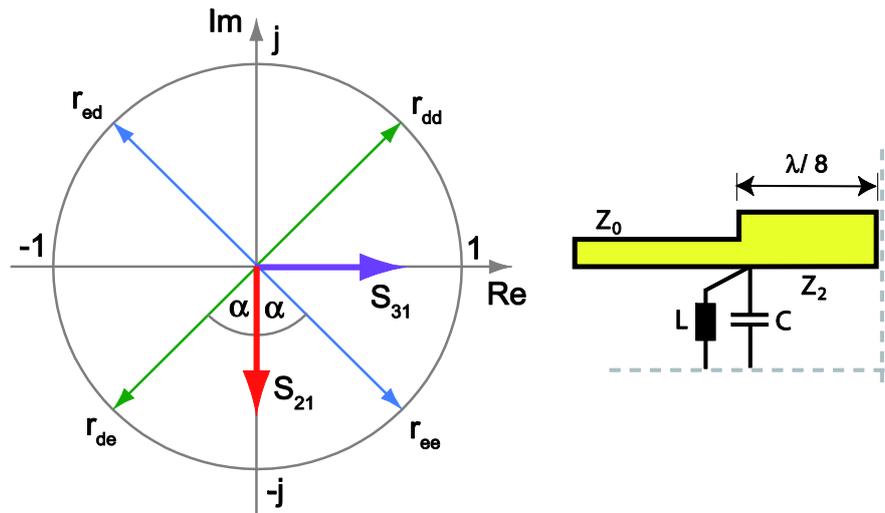


Bild 4.13: Eigenreflexionen 3dB Koppler Hybrid Technik (links) mit zugehörigen Eintor (rechts).

Die simulierten Ergebnisse stimmen mit der Messung sehr gut überein (vgl. Bild 4.10).

Damit wurde die Funktionsfähigkeit des rekonfigurierbaren Richtkopplers simulatorisch untersucht und messtechnisch nachgewiesen. Dieser realisierte rekonfigurierbare Richtkoppler kann als Schalter für HF-Signale eingesetzt werden. Der Koppler bietet die Option ein Eingangssignal auf zwei Tore aufzuteilen, wobei der Koppelfaktor beim Entwurf frei wählbar ist. Des Weiteren kann der Koppler so umkonfiguriert werden, dass ein Eingangssignal an einem Tor in der oberen Symmetrieebene, an dem zweiten Tor dieser Ebene ausgegeben wird. Gleiches gilt für die untere Ebene. Es entstehen zwei voneinander entkoppelte Leitungen mit dem Wellenwiderstand Z_0 .

4.4 Rekonfigurierbarer Branch-Line Koppler (Hybrid - Technik)

Eine weitere Möglichkeit einen Branch-Line Koppler aufzubauen, besteht darin, den Koppler komplett aus diskreten Bauteilen oder als Mischform aus Mikrostreifenleitungen und diskreten Bauteilen aufzubauen [22]. Dabei werden die benötigten Leitungen mit π - oder T-Netzwerken aus diskreten Bauteilen modelliert. Diese können sowohl ein Tiefpass- (TP), als auch ein Hochpass- (HP) Verhalten aufweisen, wobei TP-Verhalten einer Leitung mit rechtsdrehender Phase und HP Verhalten einer Leitung mit linksdrehender Phase entspricht.

Für diese Arbeit ist, wie sich später noch herausstellen wird, ein Branch-Line Koppler interessant, dessen Transmissionsphasen entgegengesetztes Verhalten zum vorher vorgestellten Koppler aufweisen. Deshalb werden die Branches durch äquivalente Leitungen mit einer linksdrehenden Phase ersetzt. Der resultierende Koppler ist in Bild 4.11 abgebildet. Die Branches sind aus Gründen der DC-Entkopplung als π -Schaltung

ausgeführt. Damit eine Phasendrehung der Branches von $+90^\circ$ erreicht wird, müssen die folgenden Bedingungen erfüllt werden:

$$Z_C = -i \cdot Z_1, \quad (4.38)$$

$$Z_L = i \cdot Z_1, \quad (4.39)$$

wobei Z_C und Z_L die Kapazität und Induktivität der π -Schaltung und Z_1 die Leitungsimpedanz der Branch sind. Mittels der Gleich-Gegentakt-Analyse lässt sich der Koppler ebenfalls auf ein Eintor reduzieren. Die Eigenreflexionen und Streuparameter berechnen sich analog dem Mikro-Streifenleitungskoppler und sind in Bild 4.13 für einen 3 dB-Koppler in der komplexen Ebene dargestellt. Im Unterschied zum Mikro-Streifenleitungskoppler sind die Eigenreflexionen in der Ebene um 90° in mathematisch negative Richtung gedreht und die Eigenreflexionen r_{ee} und r_{ed} tauschen aufgrund der linksdrehenden Leitung die Plätze (vgl. Bild 4.3). Hierdurch wird erreicht, dass der Parameter S_{21} seine Lage im Vergleich zum Mikro-Streifenleitungskoppler nicht verändert und S_{31} jetzt 90° voreilt, anstatt hinterher wie beim Mikro-Streifen Koppler. Durch die linksdrehenden Leitungen in den Branches wurde erreicht, dass die Phasendifferenz der Ausgangssignale beider Koppler im normalen Zustand genau entgegengesetzt ist.

Für den Bypass Zustand wird das Eintor in der horizontalen Ebene kurzgeschlossen, was bedingt, dass nur noch die Eigenreflexionen r_{de} und r_{dd} existieren. Demzufolge berechnen sich die Streuparameter für den Bypass-Zustand analog zu (4.35) und (4.36):

$$S_{11} = \frac{1}{2}(r_{de} + r_{dd}) = 0, \quad (4.40)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2}(r_{de} - r_{dd}) = 1e^{-i[(\frac{\pi}{2})+\alpha]}. \quad (4.41)$$

Folglich ist auch dieser Kopplertyp im Bypass-Zustand optimal angepasst und verhält sich wie eine äquivalente verlustlose Transmissionsleitung mit einer elektrischen Länge von:

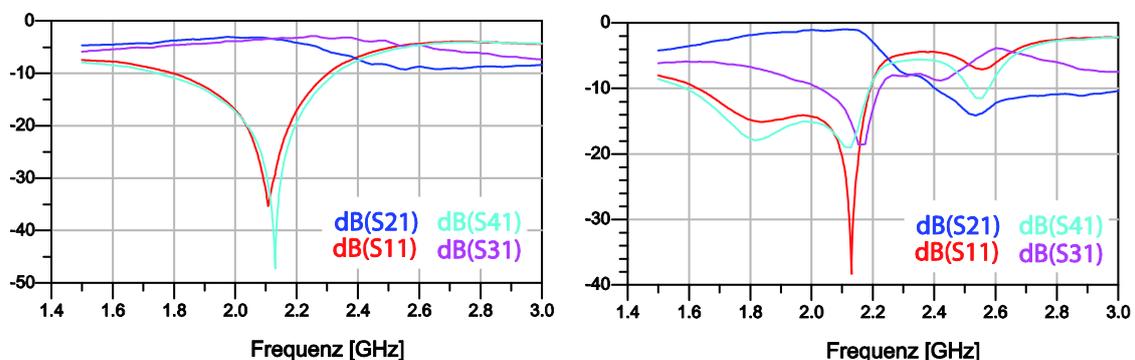


Bild 4.14: Gemessene Streuparameter Branch-Line Koppler (Hybrid Technik).

$$l_{odd} = \frac{\pi}{2} + \alpha. \quad (4.42)$$

4.4.1 Praktische Realisierung

Der Koppler wurde ebenfalls für eine Entwurfsfrequenz von 2.14 GHz auf einem für hochfrequenztechnische Anwendungen geeigneten Substrat simuliert und aufgebaut (Foto, siehe Anhang A.2). Als Schalter wurden PIN Dioden benutzt (vgl. 4.3.1).

Nachfolgend werden nur die gemessenen S-Parameter (Bild 4.14) gezeigt. Im normalen Zustand teilt der Koppler ein Eingangssignal an Tor 1 gleichmäßig auf die Ausgangstore mit geringen Verlusten auf ($|S_{21}| = |S_{31}| = -3.5 \text{ dB}$). Die relative 20 dB Bandbreite beträgt 7 %. Im Bypass Zustand wird das Eingangssignal nur an Tor 2 mit einem Verlust von knapp 1 dB ausgegeben, während die Tore 3 und 4 entkoppelt sind. Die Phasenbeziehung zwischen den Eingangs- und Ausgangstoren verhält sich in beiden Zuständen, wie theoretisch berechnet. Die maximale Abweichung zwischen Simulation und Messung beträgt $\pm 2^\circ$.

Damit wurde die Funktionsweise des rekonfigurierbaren Branch-Line Kopplers mit linksdrehenden Leitungen als Branches theoretisch beschrieben und messtechnisch nachgewiesen.

4.5 Rekonfigurierbarer Lange-Koppler

Der Lange-Koppler [23] ist ebenfalls ein Quadratur-Richtkoppler, der durch hinzufügen von schaltbaren Elementen rekonfigurierbar aufgebaut werden kann. Der schaltbare Lange-Koppler wird hier vorgestellt, da er aufgrund seiner großen relativen Bandbreite für Verstärkernetzwerke gut geeignet ist. In der Literatur werden relative Bandbreiten von ca. 50 % berichtet.

Der Lange-Koppler beruht auf dem Prinzip der elektromagnetisch verkoppelten Leitungen, die mit Hilfe von interdigitalen Leitungspaaren realisiert werden. Hierdurch

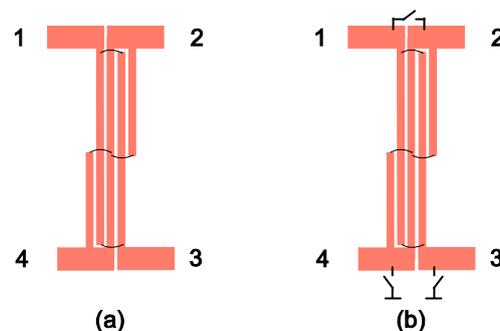


Bild 4.15: Lange-Koppler, (a) 2-Finger, (b) 4-Finger.

ist eine starke Kopplung bei gleichzeitig großer Bandbreite möglich. Das Bild 4.15 zeigt schematisch den Aufbau des Lange-Kopplers. Durch Hinzufügen von drei Schaltern lässt sich dieser Koppler rekonfigurierbar ausführen. Der erste Schalter wird in Serie zwischen Tor 1 und Tor 2 platziert. Zwei weitere Schalter werden von Tor 3 und Tor 4 jeweils gegen Masse gesetzt. Zur Beschreibung des geschalteten Kopplers wird eine vereinfachte anschauliche Erklärung benutzt, aber die Analyse mithilfe der Eigenreflexionen ist ähnlich wie bei den vorangegangenen Richtkopplern, ebenfalls möglich.

Der Lange-Koppler wird entsprechend den Designvorschriften [23] entworfen und anschließend die Diodenschalter eingefügt. Folglich ergeben sich zwei Schaltzustände, normaler Betrieb und Bypass Betrieb.

Im normalen Betrieb sind alle Schalter geöffnet und stören nicht die Funktionsweise des gewöhnlichen Lange-Kopplers. Der Koppler teilt ein Eingangssignal an Tor 1 auf die Tore 3 und 4 in Abhängigkeit des Koppelfaktors auf, während Tor 4 entkoppelt ist. Das Signal an Tor 3 ist 90° verzögert gegenüber dem an Tor 2.

Im Bypass Zustand sind alle Schalter geschlossen. Damit wird die Gleichtakt-Mode des Kopplers an den Toren 3 und 4 kurzgeschlossen und über die $\lambda/4$ lange interdigital gekoppelten Leitung in einen Leerlauf an die Stelle des ersten Schalters transformiert. Dieser erste Schalter verbindet die Tore 1 und 2 direkt, was einem Kurzschluss für die Gegentakt-Mode der Kopplerfinger entspricht. Ein Eingangssignal an Tor 1 wird somit direkt an Tor 2 ausgegeben.

4.5.1 Praktische Realisierung

Der Lange-Koppler wurde auf einem für hochfrequenztechnische Anwendungen geeigneten Substrat¹⁷ für eine Designfrequenz von 2 GHz aufgebaut. Als Schalter wurden PIN Dioden benutzt (vgl. 4.3.1). In Bild 4.16 ist der aufgebaute Koppler abgebildet.

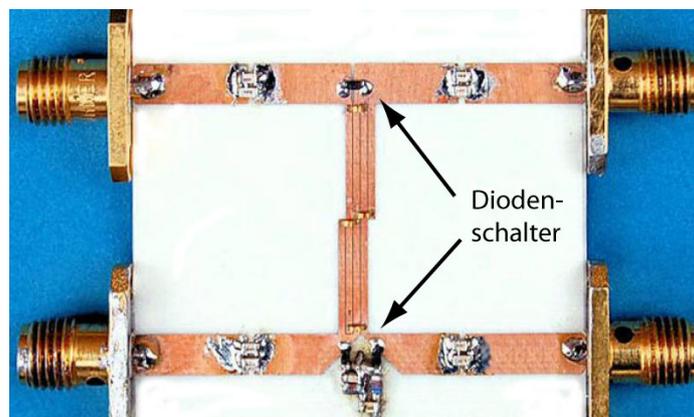


Bild 4.16: Aufgebauter schaltbarer 3 dB Lange-Koppler.

¹⁷ Verwendetes Substrat: Rogers RO4003

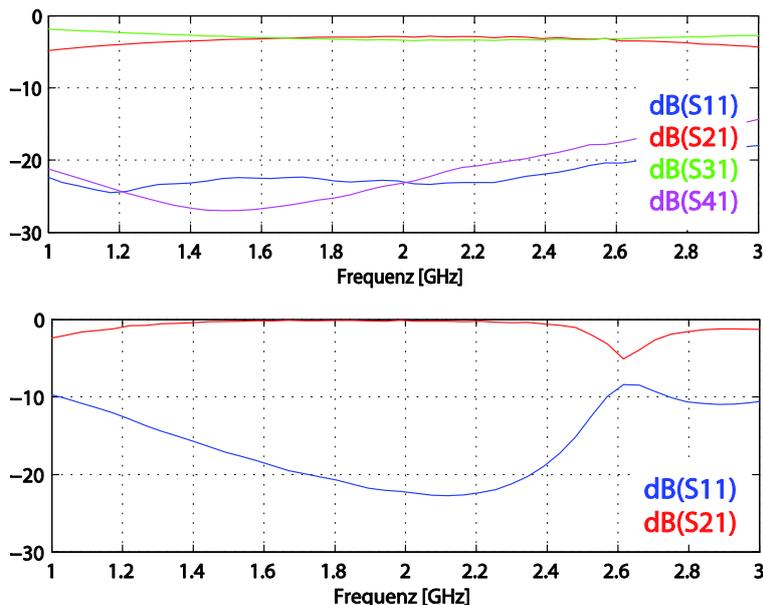


Bild 4.18: Gemessene S-Parameter schaltbarer 3 dB Lange-Koppler, oben: normaler Betrieb, unten: Bypass-Zustand.

Aufgrund der guten Übereinstimmung von Simulation und Messung werden hier nur die Messergebnisse diskutiert. Bild 4.18 zeigt die gemessenen S-Parameter des aufgebauten 3 dB Lange-Kopplers.

Im normalen Betrieb (alle Schalter geöffnet) wird ein Eingangssignal an Tor 1 auf die Tore 2 und 3 aufgeteilt. Der Koppler verhält sich wie ein normaler Lange-Koppler. Die Bandbreite für eine Signalaufteilung von $3\text{ dB} \pm 10\%$ beträgt 1.1 GHz. Anpassung und Entkopplung sind in diesem Bereich besser als 15 dB.

Im Bypass-Zustand wird das Eingangssignal von Tor 1 direkt an Tor 2 ausgegeben. Die Einfügedämpfung beträgt für die Bandbreite von 1 GHz 0.3 dB, während die Anpassung besser als 15 dB ist. Die Tore 3 und 4 sind in diesem Fall ebenfalls für die gesamte Bandbreite besser als 20 dB entkoppelt.

Damit wurde gezeigt, dass der Lange-Koppler durch Einfügen von drei Schaltern als rekonfigurierbarer Koppler ausgeführt werden kann. Bei einer Entwurfsfrequenz von 2 GHz ist die relative Bandbreite für beide Schaltzustände 50 % und größer.

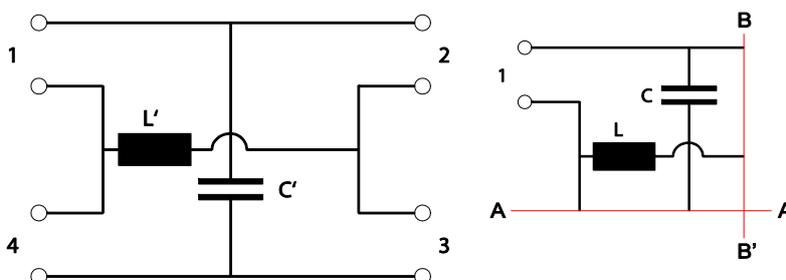


Bild 4.17: LC-Koppler, rechts äquivalentes Eintor.

Im Vergleich zwischen Lange-Koppler und Branch-Line Koppler ergibt sich durch die unterschiedliche Lage des gekoppelten und des direkten Tores (vgl. 4.3, 4.4), dass beim Lange-Koppler das Tor mit der höheren Leistung (das direkte Tor) zu oder abgeschaltet wird. Beim Branch-Line Koppler wird das gekoppelte Tor (kleinere Leistung) geschaltet. Hierdurch ergeben sich unterschiedliche Möglichkeiten im Aufbau von geschalteten Verstärkernetzwerken, worauf in Kapitel 6 eingegangen wird.

4.6 Variabler LC-Koppler (Maxwell-Brücke)

In diesem Abschnitt wird ein voll variabler Leistungsteiler vorgestellt. Dieser hat ein kontinuierlich durchstimmbares Koppelverhältnis und zusätzlich eine kontinuierlich durchstimmbare Arbeitsfrequenz.

Eine schematische Darstellung des LC-Kopplers ist in Bild 4.17 gegeben. Dieser lässt sich mithilfe der Gleich-Gegentakt-Analyse auf das ebenfalls in der Abbildung dargestellte Eintor reduzieren. Durch Abschließen beider Symmetrieebenen (AA' und BB') mit LL ergibt sich die Eigenimpedanz z_{ee} zu:

$$z_{ee} \rightarrow \infty \quad (4.43)$$

und KS in beiden Ebenen führt zu:

$$z_{dd} = 0. \quad (4.44)$$

Die beiden weiteren Eigenimpedanzen sind:

$$z_{ed} = \frac{j\omega L}{Z_0} = j \cdot x_L, \quad (4.45)$$

$$z_{de} = -\frac{j}{\omega C Z_0} = -j \cdot x_C. \quad (4.46)$$

Z_0 steht hier für die Leitungsimpedanz der Zuleitungen und dient als Bezugsimpedanz. Die zugehörigen Eigenreflexionen lassen sich mit (4.26) berechnen und sind in Bild 4.19 für x_C , $x_L = 1$ grafisch dargestellt. Damit der Koppler angepasst ist, müssen sich die vier Eigenreflexionen in der Summe auslöschen. Nach (4.20) stehen hierzu immer zwei Eigenreflexionen antiparallel zueinander. Das ist für die Eigenreflexionen r_{ee} und r_{dd} automatisch für alle Frequenzen erfüllt. Diese beiden Eigenreflexionen liegen nach (4.43) und (4.44) für den LC-Koppler fest auf der reellen Achse und sind nicht durch die Schaltungselemente beeinflussbar. Folglich ist sowohl die Anpassung als auch der Koppelfaktor nur durch die verbleibenden zwei Eigenreflexionen r_{ed} und r_{de} bestimmt.

Wenn

$$z_{ed} = \frac{1}{z_{de}} \quad (4.47)$$

erfüllt ist, sind die beiden Eigenreflexionen antiparallel (vgl. Bild 4.19). Dies führt zu einer frequenzunabhängigen Anpassung des LC-Kopplers. Es ergibt sich aus (4.45)-(4.47) das Verhältnis von Induktivität und Kapazität zu

$$\frac{L}{C} = Z_0^2. \quad (4.48)$$

In Bild 4.19 sind die Eigenreflexionen für einen 3 dB Koppler gezeigt. Die S-Parameter berechnen sich analog zu (4.4)-(4.7). Die Koppelstärke des LC-Kopplers ist durch Variation des Winkels 2α zwischen den Eigenreflexionspaaren einstellbar. Hierzu können die Eigenreflexionen r_{ed} und r_{de} (x_L , x_C) unabhängig voneinander in der

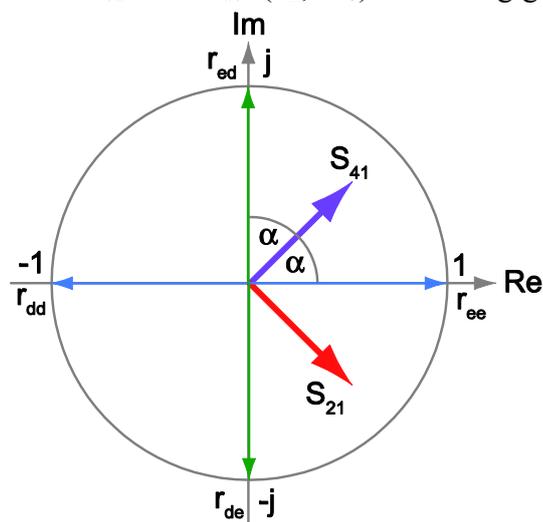


Bild 4.19: Eigenreflexionen des LC-Kopplers.

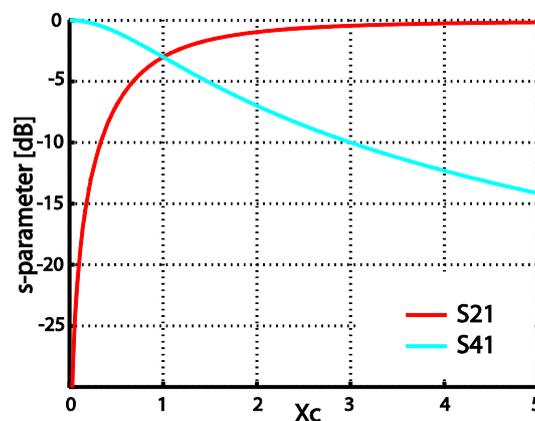


Bild 4.20: LC-Koppler: Berechnete S-Parameter.

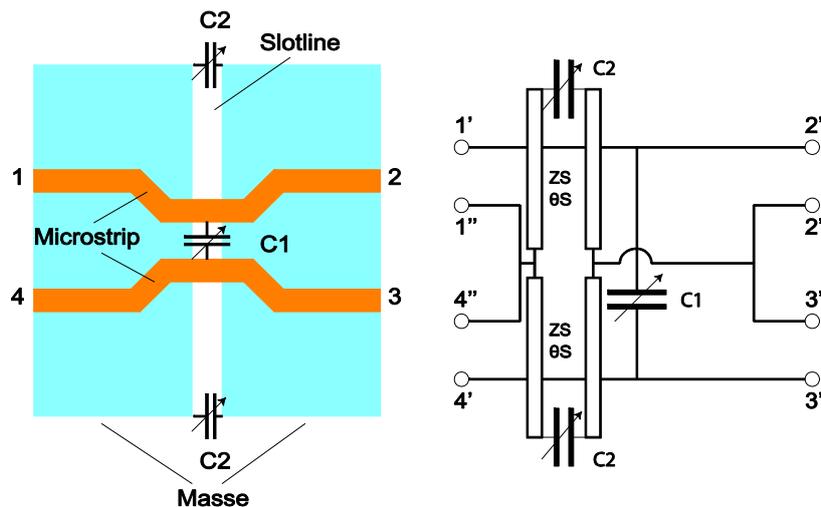


Bild 4.21: Bild 2.21: LC-Koppler in Micro-Strip Technik, Ersatzschaltbild.

komplexen Ebene gedreht werden. Eine Vergrößerung von x_L bewirkt eine Drehung der Eigenreflexion r_{ed} im Uhrzeigersinn, während eine Vergrößerung von x_C eine Drehung gegen den Uhrzeigersinn der Eigenreflexion r_{de} zur Folge hat. Dabei ist zu beachten, dass diese nach der Drehung wieder antiparallel gemäß (4.48) zueinander stehen.

Folglich kann der LC-Koppler durch Einfügen einer abstimmbaren Induktivität und einer abstimmbaren Kapazität kontinuierlich abstimmbare entworfen werden. Es sind, da nur zwei Eigenwerte zu drehen sind, nur zwei abstimmbare Elemente notwendig. Die berechneten idealen S-Parameter sind in Bild 4.20 dargestellt. Das Koppelverhältnis kann theoretisch durch Variation von X_L von minus unendlich bis 0 dB und durch Variation von X_C von 0 bis unendlich, durchgestimmt werden. Dieses entspricht ebenso einer Variation des Winkels 2α von 180° auf 0° . Durch die antiparallelen Paare der Eigenreflexionen ist der Koppler für alle Frequenzen theoretisch immer angepasst und das entkoppelte Tor perfekt isoliert.

4.6.1 Praktische Realisierung

Die Implementierung des variablen LC-Kopplers erfordert sowohl abstimmbare Induktivitäten, als auch abstimmbare Kapazitäten. Die Letzteren sind als Varactor Dioden Stand der Technik und stellen kein Problem in der Realisierung dar.

Elektronisch abstimmbare Induktivitäten sind als integriertes Bauteil nicht verfügbar und mechanisch abstimmbare Bauteile sind aufgrund ihrer Abmessungen und damit verbundenen Parasitäten für Frequenzen im GHz Bereich nicht geeignet. Deshalb wird eine abstimmbare Induktivität durch Transformation einer abstimmbaren Kapazität über eine definierte Leitungslänge erzeugt. Damit werden sowohl für die abstimmbaren Kapazitäten, als auch Induktivitäten, Varactor Dioden benutzt¹⁸.

¹⁸ Für diesen Koppler wird die Varactor Diode BB181 von NXP benutzt.

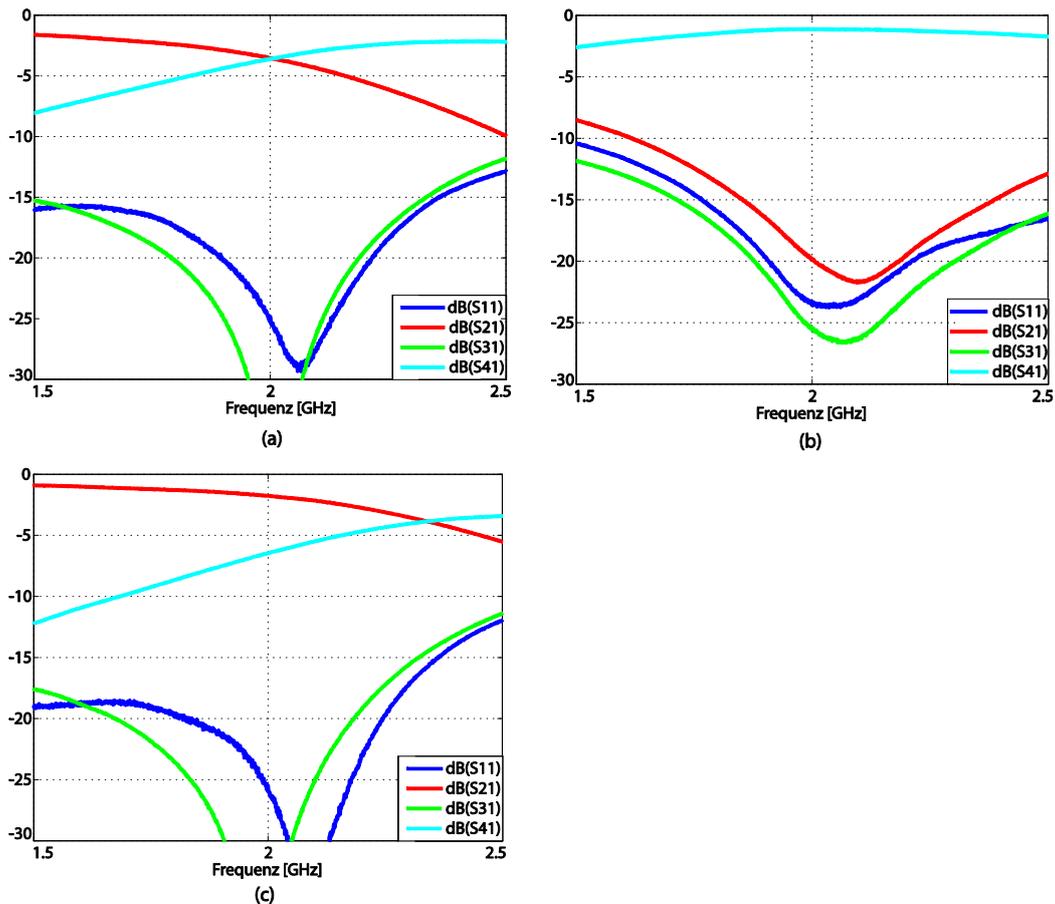


Bild 4.22: Gemessene S-Parameter für den variablen LC-Koppler.

Eine schematische Darstellung des aufgebauten Kopplers ist in Bild 4.21 zu sehen. Der Koppler besteht aus zwei 50 Ω -Leitungen, die in der Mitte über die Varactor Diode D1 miteinander verbunden sind. Ebenfalls in der Mitte, auf der Rückseite des HF Substrates¹⁹, befindet sich eine Schlitzleitung an deren Enden jeweils eine Varactor Diode D2 angebracht ist. Über die Länge der Schlitzleitung wird jeweils die am Ende angebrachte Kapazität D2 in eine Induktivität in die Mitte des Kopplers transformiert.

Die virtuelle Induktivität in der Mitte beträgt:

$$L_v = \frac{Z_S}{2\omega} \cdot \left(\frac{\omega C_2 Z_S \tan \Theta_S - 1}{\omega C_2 Z_S + \tan \Theta_S} \right). \quad (4.49)$$

Hier sind Z_S die Impedanz und Θ_S die elektrische Länge der Schlitzleitung (bzw. Transformationsleitung). Aus (4.49) folgt, dass die virtuelle Induktivität nicht nur von der veränderlichen Kapazität C_2 abhängig ist, sondern auch von der Kreisfrequenz ω und insbesondere von der elektrischen Länge und Impedanz der Transformationsleitung. Hieraus ergibt sich, dass die Transformation und somit der Induktivitätswert frequenz-

¹⁹ Der Koppler wurde auf dem Substrat Rogers TMM10 aufgebaut.

abhängig sind. Diese Realisierung der abstimmbaren Induktivität führt daher zu einer Frequenzabhängigkeit der Anpassung als auch der Entkopplung des isolierten Tores im Gegensatz zum vorher beschriebenen idealen LC-Koppler.

Die gemessenen S-Parameter dieses Kopplers sind in Bild 4.22 für drei verschiedene Koppelfaktoren dargestellt. (a) zeigt die S-Parameter für $|S_{41}| = |S_{21}|$, (b) für maximalen $|S_{41}|$ und (c) für minimalen $|S_{41}|$. Es sind nur drei Zustände abgebildet, der Koppler ist aber kontinuierlich zwischen diesen Zuständen abstimmbar. Anpassung und Entkopplung des isolierten Tores sind in der relativen Bandbreite von 20 % bei 2 GHz Mittenfrequenz besser als 20 dB. Die Einfügedämpfung liegt je nach Koppelverhältnis zwischen 0.5 und 1 dB. Die Phasendifferenz der Ausgangssignale an den Toren 2 und 4 bei der Mittenfrequenz liegt über dem gesamten Einstellbereich bei $90^\circ \pm 1.5^\circ$.

Eine weitere Besonderheit dieses Kopplers ist, dass die Mittenfrequenz kontinuierlich durchgestimmt werden kann. Dieses ist ebenfalls durch Variation der einstellbaren Induktivität und Kapazität möglich. Ein Satz Messdaten für die variable Mittenfrequenz ist im Anhang A.3 abgebildet. Die Grenze für den Einstellbereich von Mittenfrequenz und Koppelfaktor bildet der Abstimmbereich der verwendeten Varactor Dioden und zusätzlich auch die Leitungslänge der transformierenden Schlitzleitung.

Zusammenfassend hat dieser aufgebaute Koppler einen kontinuierlich einstellbaren Koppelfaktor zwischen 1.3 und 20 dB, während Anpassung und Isolation besser als 23 dB sind. Die Mittenfrequenz ist für alle Koppelfaktoren zwischen 1.5 und 2.4 GHz kontinuierlich einstellbar.

4.7 Zusammenfassung rekonfigurierbare Leistungsteiler

In den vorangegangenen Abschnitten wurde eine Methode zur Richtkoppleranalyse beschrieben und darauf aufbauend vier rekonfigurierbare Leistungsteiler vorgestellt und diskutiert.

Die schaltbaren Branch-Line Koppler wie auch der Lange-Koppler haben zwei Schaltzustände, in denen sie entweder wie ein normaler Koppler arbeiten und einen zweiten Zustand, indem sie als Transmissionsleitung agieren. Beide Zustände sind dabei optimal angepasst. Damit arbeiten die Koppler als schaltbarer HF-Leistungsteiler, mit definierbarem Signalteilungsverhältnis.

Der schaltbare Koppler mit der größten relativen Bandbreite (50 %) ist der Lange-Koppler, verglichen mit 10 % und geringerer Bandbreite der beiden schaltbaren Branch-Line Kopplervarianten. Ein wesentlicher Unterschied zwischen dem geschalteten Lange-Koppler und den geschalteten Branch-Line Kopplervarianten besteht im Bypass-Zustand. Der Branch-Line Koppler verbindet im Bypass-Zustand immer die in einer Ebene liegenden Ein- und Ausgangstore, sodass zwei voneinander getrennte Pfade

entstehen. Man kann demzufolge sagen, dass immer das direkte Tor mit dem jeweiligen Eingangstor verbunden wird. Beim Lange-Koppler wird im Bypass-Zustand das gekoppelte Tor mit dem Eingangstor verbunden. Die zwei verbleibenden Tore des Lange-Kopplers sind dann kurzgeschlossen.

Mit dem variablen LC-Koppler wurde ein Koppler vorgestellt, dessen Kopplerverhältnis kontinuierlich verändert werden kann. Durch die Variation werden die Eigenschaften wie Anpassung und Direktivität nicht beeinflusst. Somit kann theoretisch die Aufteilung der Signale zwischen gekoppeltem und direktem Tor kontinuierlich verändert werden. Die relative Bandbreite des variablen LC-Kopplers liegt bei 20 % und damit im Bereich zwischen geschaltetem Branch-Line und Lange-Koppler.

Generell ist aber zu sagen, dass für Schaltungen, bei denen zwei Schaltzustände ausreichend sind, geschaltete Koppler zum Einsatz kommen sollten, da die Ansteuerung und auch der Aufbau einfacher sind, als beim variablen LC-Koppler. Dieser benötigt zwei variabel genau einstellbare DC-Spannungen zum Einstellen des Koppelfaktors, während für die geschalteten Koppler zwei diskrete Spannungswerte ausreichend sind.

Mithilfe dieser Koppler ist es nun möglich Verstärkernetzwerke aufzubauen, in denen die Leistung gezielt auf die einzelnen Verstärker je nach benötigter Ausgangsleistung aufgeteilt wird.

5 Sequenzielle Verstärker

Die sequenziellen Verstärker sind eine neue Gruppe von Verstärkern zur effizienten Verstärkung von amplitudenmodulierten Signalen. Hierbei werden mindestens zwei oder auch mehrere einzelne Verstärker zu einem Netzwerk verbunden und die einzelnen Ausgangsleistungen je nach Bedarf addiert. Durch Parallelschaltung lassen sich gezielt einzelne Verstärker in dem Netzwerk zu- oder abschalten und so dem momentanen Leistungsbedarf anpassen.

Auf diese Weise ist es möglich, die Verlustleistung des gesamten Verstärkernetzwerkes zu reduzieren und den Wirkungsgradverlauf des sequenziellen Verstärkers an die Signalstatistik des zu verstärkenden Signals anzupassen.

In der Literatur sind die sequenziellen Verstärker (kurz: SPA, abgeleitet vom Englischen *Sequential Power Amplifier*) bisher nicht beschrieben. Eine spezielle Unterart der SPA wird in [4] erstmalig erwähnt, aber nicht weiter untersucht.

Deshalb wird im folgenden Abschnitt das grundlegende SPA-Konzept vorgestellt und ausführlich diskutiert. Darauf aufbauend werden neue SPA-Schaltungen entwickelt und diese dann in verschiedene Klassen unterteilt.

5.1 Idealer sequenzieller Verstärker (SPA)

Allgemein besteht ein SPA aus mindestens zwei einzelnen Verstärkern, verbunden über einen Power-Combiner. Die Grundkonstellation eines SPAs ist in Bild 5.1 dargestellt.

Hier werden die Ausgangsleistungen zweier Verstärker, Main- und Peak-Verstärker, über den Power-Combiner addiert. Der Power-Combiner eines SPAs gewährleistet, dass beide Verstärker voneinander entkoppelt sind und so die einzelnen Verstärker voneinander unabhängig ohne gegenseitige Beeinflussung arbeiten. Aufgrund der Ent-

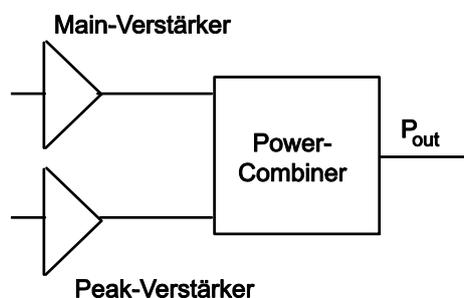


Bild 5.1: Grundkonstellation eines sequenziellen Verstärkers.

kopplung können gewöhnliche Verstärker (z. B. Klasse-AB, -B) in den einzelnen Netzwerkzweigen eingesetzt werden.

Die Arbeitsweise des SPAs kann wie folgt beschrieben werden: Für kleine Ausgangsleistungen arbeitet nur ein Verstärker, hier der Main-Verstärker und der Zweite ist aus. Die Leistung kann so lange erhöht werden, bis der Main-Verstärker sein Kompressionsniveau und damit seine maximale Ausgangsleistung erreicht. Ab diesem Leistungspegel wird der Main-Verstärker konstant gehalten und der Peak-Verstärker eingeschaltet. Eine Erhöhung der Ausgangsleistung ist jetzt nur noch durch den Peak-Verstärker möglich. Die maximale Ausgangsleistung des SPAs ist erreicht, wenn beide Verstärker ihre maximale Ausgangsleistung erzeugen.

Durch eine gezielte Anpassung der maximalen Ausgangsleistungen der einzelnen Verstärker ist es möglich, den SPA so auszulegen, dass der Main-Verstärker die mittlere Ausgangsleistung liefert und der Peak-Verstärker nur für die Signalspitzen zusätzlich betrieben wird. Auf diese Weise kann der mittlere Wirkungsgrad des Verstärkersystems, im Vergleich zu gewöhnlichen einzelnen Verstärkern, erheblich verbessert werden.

Um das Potenzial der SPA aufzuzeigen, wird im Folgenden der Wirkungsgradverlauf der Grundkonstellation (vgl. Bild 5.1) ideal berechnet. Hierzu werden folgende Annahmen getroffen: Als individuelle Main- und Peak-Verstärker werden ideale Klasse-B Verstärker benutzt. Weiterhin wird als Power-Combiner ein Bauteil vorausgesetzt, welches die Leistungen der einzelnen Verstärker für beliebige individuelle Ausgangsleistungen ideal addiert, ohne Verluste zu verursachen.

Allgemein ist der Wirkungsgrad eines Verstärkers in (2.2) definiert und damit folgt unter der Annahme einer idealen Leistungsaddition durch den Power-Combiner für den SPA:

$$\eta_{SPA} = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{P_{out,Main} + P_{out,Peak}}{P_{DC,Main} + P_{DC,Peak}}. \quad (5.1)$$

Für den idealen Klasse-B Verstärker errechnet sich der Wirkungsgrad nach (2.24) wie folgt:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out,max}}}. \quad (5.2)$$

Eingesetzt in (2.2) und umgestellt nach der DC-Leistung ergibt sich:

$$P_{DC} = \frac{P_{out}}{\frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out,max}}}}. \quad (5.3)$$

Damit berechnet sich der Wirkungsgrad des idealen SPAs in Abhängigkeit der momentanen Ausgangsleistung der beiden einzelnen Verstärker ($P_{out,Main}$, $P_{out,Peak}$) und der maximalen Ausgangsleistung beider Verstärker ($P_{Main,max}$, $P_{Peak,max}$) nach (5.1) zu:

$$\eta_{SPA_ideal} = \frac{\pi}{4} \frac{P_{out,Main} + P_{out,Peak}}{\sqrt{P_{out,Main} \cdot P_{Main,max}} + \sqrt{P_{out,Peak} \cdot P_{Peak,max}}} \quad (5.4)$$

Der so berechnete Wirkungsgradverlauf des SPA aufgetragen über dem Back-off ist in Bild 5.2 dargestellt. Der Parameter OPCR steht hier für die Output Power Capability Ratio und ist definiert als das Verhältnis der maximalen Ausgangsleistungen der beiden einzelnen Verstärker.

$$OPCR = \frac{P_{Peak,max}}{P_{Main,max}} \quad (5.5)$$

(0 dB OPCR bedeutet, dass zwei Verstärker gleicher maximaler Ausgangsleistung zum Einsatz kommen. Während 3 dB OPCR bedeutet, dass der Peak-Verstärker die doppelte maximale Ausgangsleistung gegenüber dem Main-Verstärker hat.)

Der berechnete Kurvenverlauf ergibt sich aufgrund der zuvor beschriebenen Arbeitsweise. Am Beispiel der blauen Kurve für 0 dB OPCR beginnend bei -15 dB Back-Off soll der Verlauf nochmals kurz diskutiert werden.

Mit steigender Ausgangsleistung zeigt die Kurve die Charakteristik eines Klasse-B

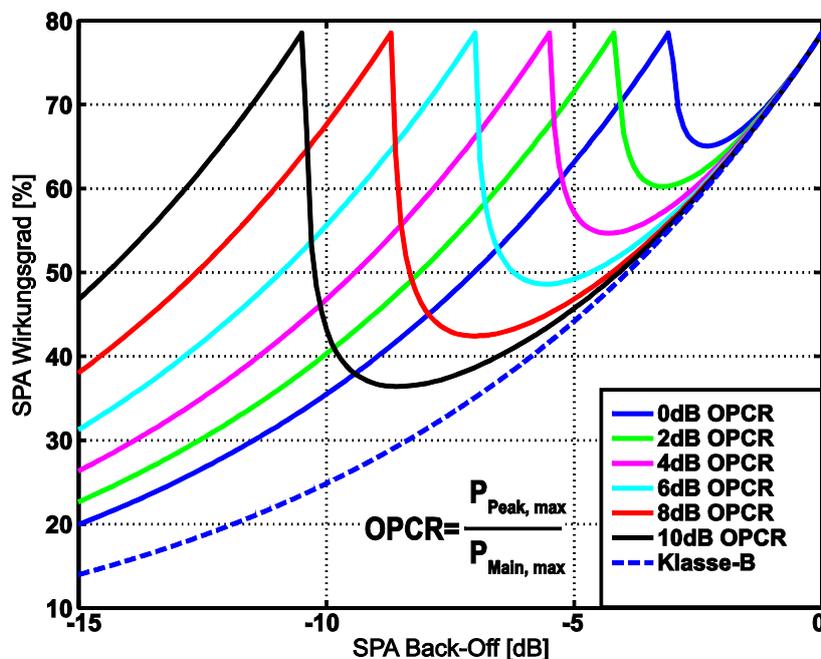


Bild 5.2: Berechnete Wirkungsgradcharakteristik eines idealen sequenziellen Verstärkers, zwei Klasse-B Verstärker, idealer Power-Combiner, Parameter: OPCR.

Verstärkers (nur der Main-Verstärker ist aktiv, vgl. Bild 2.7), bis bei -3 dB Back-Off das erste Maximum mit 78.5 % Wirkungsgrad erreicht wird. Bei diesem Ausgangsleistungspegel wird der Peak-Verstärker hinzugeschaltet. Der Wirkungsgrad bricht dann mit weiter steigender Leistung kurz ein und erreicht bei 0 dB back-off (maximale Ausgangsleistung) das zweite Wirkungsgradmaximum mit ebenfalls 78.5 %. Der Einbruch im Wirkungsgrad wird durch die Wirkungsgradcharakteristik des Peak-Verstärkers (Klasse-B) und dem damit verbundenen schlechten Wirkungsgrad im Einschaltmoment für kleine Leistungen hervorgerufen.

Dieser Effekt kann ebenfalls sehr deutlich an der allgemeinen Wirkungsgradbeschreibung für den SPA gezeigt werden.

$$\eta_{SPA} = v \cdot \eta_{Main} + (1 - v) \cdot \eta_{Peak} \quad (5.6)$$

Der Wirkungsgrad des SPAs ist hierbei die Summe der momentanen Wirkungsgrade der einzelnen Verstärker gewichtet mit ihrem momentanen Leistungsanteil v zur gesamten Ausgangsleistung.

$$v = \frac{P_{Main} + P_{Peak}}{P_{Peak}} \quad (5.7)$$

Für v gleich eins (Peak-Verstärker ist aus) ist der Wirkungsgrad nur vom Main-Verstärker abhängig. Für steigende Ausgangsleistungen fällt v von eins bis auf den Wert von zum Beispiel einhalb, für zwei identische Verstärker ab. Demzufolge bewirkt der Wirkungsgrad des Peak-Verstärkers bei kleinen Leistungen einen Einbruch in der SPA Charakteristik und dieses auch bei konstant hohem Wirkungsgrad des Main-Verstärkers.

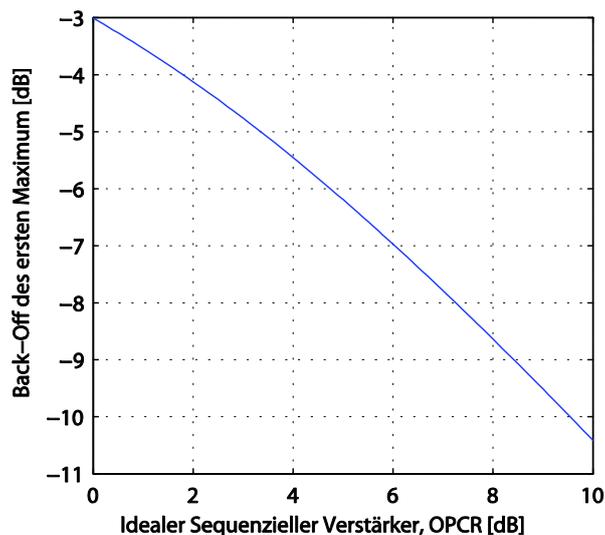


Bild 5.3: Back-Off des ersten Maximums.

Im Weiteren ist in den berechneten Verläufen (Bild 5.2) zu erkennen, dass mit steigendem OPCR das erste Maximum im Wirkungsgradverlauf zu kleineren Ausgangsleistungen verschoben wird. Bei zwei gleichen Verstärkern (0 dB OPCR, blaue Kurve) liegt das erste Maximum bei -3 dB back-off und mit einem Peak-Verstärker mit zehnfacher maximaler Ausgangsleistung verglichen mit dem Main-Verstärker (10 dB OPCR) bei ca. -10.4 dB back-off. Gleichzeitig wird durch die Verschiebung des Maximums auch der Wirkungsgrad im Back-Off Bereich erheblich verbessert. So kann ein Verstärker mit 70 % Wirkungsgrad bei -10 dB back-off realisiert werden (vgl. rote Kurve, 8 dB OPCR). Die Lage des ersten Maximums (vgl. Bild 5.3), bezogen auf die maximale Ausgangsleistung, kann mit folgender Gleichung bestimmt werden:

$$\text{backoff}_{dB} = -10 \cdot \lg \left(10^{\frac{\text{OPCR}_{dB}}{10}} + 1 \right). \quad (5.8)$$

Hieraus lässt sich ableiten, dass das erste Maximum tiefer im Back-Off liegt, desto größer das OPCR ist.

Einher mit der Verschiebung des ersten Maximums und der dadurch gleichzeitigen Verbesserung des Wirkungsgrades für kleine Leistungen geht aber auch ein stärkerer Einbruch des Wirkungsgrades zwischen den beiden Maxima. Dieser Einbruch wird um so stärker, je größer das OPCR wird. Mithilfe der Ableitung von (5.4) lässt sich für zwei Klasse-B Verstärker als SPA die Lage und der Wert des Wirkungsgradeinbruches zwischen den Maxima berechnen. Zu Null setzen der Ableitung ergibt ($a = P_{\text{Main,max}}$, $b = P_{\text{Peak,max}}$):

$$0 = a \cdot b - b \cdot P_{\text{out,Peak}} - 2\sqrt{b \cdot P_{\text{out,Peak}}} \quad (5.9)$$

Durch Substitution $y = \sqrt{P_{\text{out,Peak}}}$ ergibt sich die quadratische Gleichung

$$0 = y^2 + \frac{2}{\sqrt{b}} \cdot y - a, \quad (5.10)$$

deren Lösungen wie folgt lauten:

$$y_1 = -\frac{1}{\sqrt{b}} + \sqrt{\frac{1}{b} + a}, \quad (5.11)$$

$$y_2 = -\frac{1}{\sqrt{b}} - \sqrt{\frac{1}{b} + a}. \quad (5.12)$$

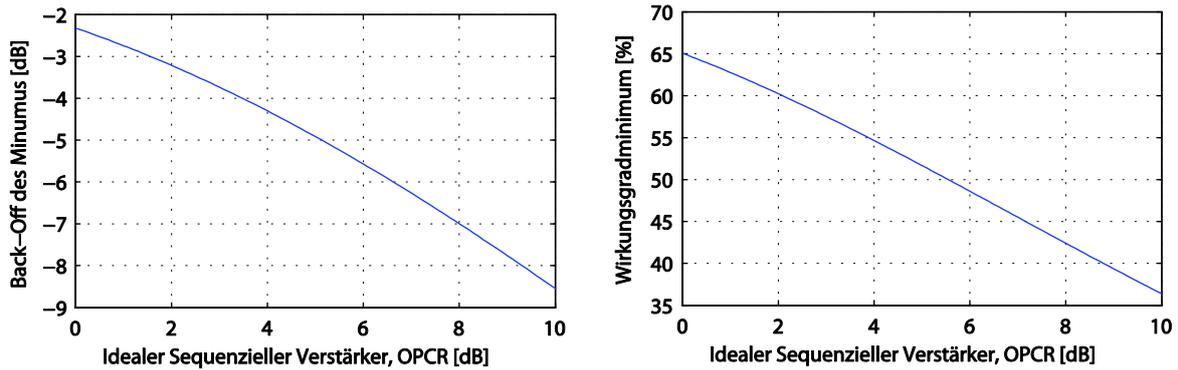


Bild 5.5: Lage und Betrag des minimalen Wirkungsgrades zwischen den Maxima.

Die negative Lösung (5.12) entfällt, da physikalisch keine negativen Leistungen für Verstärker existieren. y_1 ist damit die einzige Lösung der Gleichung. Folglich ergibt die Rücksubstitution den Leistungspegel des Peak-Verstärkers im Minimum

$$P_{out,peak} = \left(-\frac{1}{\sqrt{P_{Peak,max}}} + \sqrt{\frac{1}{P_{Peak,max}} + P_{Main,max}} \right)^2. \quad (5.13)$$

Dieser Wert kann in (5.4) eingesetzt werden, um den minimalen Wirkungsgrad zwischen beiden Maxima zu berechnen. Ebenfalls kann der Back-Off, an dem das Minimum auftritt, so berechnet werden. Die Ergebnisse sind in Bild 5.5 dargestellt.

Die beiden Abbildungen zeigen den Back-Off des Minimums (links) und den Wirkungsgrad im Minimum (rechts). Mithilfe dieser Abbildungen lassen sich so schnell die Extremwerte des SPA Wirkungsgradverlaufes ablesen. So geht aus dem linken Bild hervor, dass je größer das OPCR ist, desto größer ist auch der Back-Off des Minimums. Aus dem Rechten kann abgelesen werden, dass bei zwei gleichen Verstärkern der Wirkungsgrad zwischen beiden Maxima noch mal auf 65 % abfällt. Ebenfalls kann so die Aussage getroffen werden, dass das OPCR nicht größer als 5.5 dB sein darf, damit der Wirkungsgrad die 50 % nicht noch einmal unterschreitet.

Zusammenfassend kann man sagen, dass durch die Variation des OPCR eine gezielte Verschiebung des ersten Wirkungsgradmaximums erreicht wird. Damit ist eine gezielte Anpassung des Wirkungsgradverlaufes des sequenziellen Verstärkers an die

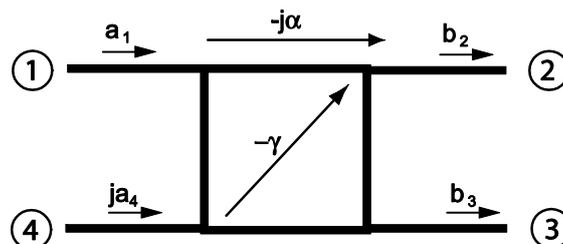


Bild 5.4: Branch-Line Koppler mit Koppelkoeffizienten α und γ .

Signalstatistik des zu verstärkenden Signals möglich. Weiterhin wird eine Möglichkeit gezeigt, den Wirkungsgrad im Back-Off Bereich zu verbessern und maximale Wirkungsgrad-Werte nicht nur bei maximaler Ausgangsleistung zu erhalten.

Bisher wurde ein idealer Power-Combiner am Ausgang des SPAs angenommen. Ein realer Power-Combiner mit den vorausgesetzten Eigenschaften existiert nicht. Deshalb muss für den SPA ein optimaler Power-Combiner gewählt werden. Hier stehen mehrere konventionelle als auch eigens hierfür entwickelte Bauelemente zur Verfügung. Durch die Wahl des Power-Combiner ergeben sich verschiedene Arbeitsweisen der sequenziellen Verstärker und deshalb werden diese in unterschiedliche Klassen unterteilt. In den folgenden Abschnitten werden sequenzielle Verstärker mit einem gewöhnlichen Koppler als Power-Combiner, sequenzielle Verstärker mit kontinuierlich abstimmbarem Koppler als Power-Combiner und geschaltete sequenzielle Verstärker (schaltbarer Richtkoppler als Power-Combiner) untersucht.

5.2 Sequenzielle Verstärker mit gewöhnlichem Richtkoppler als Power-Combiner

Die einfachste Möglichkeit einen SPA aufzubauen ist es, einen gewöhnlichen Richtkoppler am Ausgang als Power-Combiner zu benutzen. Um das Verhalten des gesamten Verstärkers zu beschreiben, müssen erst einmal die Eigenschaften eines gewöhnlichen Richtkopplers als Power-Combiner mit veränderlichen Eingangsleistungen untersucht werden. Dieses geschieht im nächsten Abschnitt am Beispiel eines Branch-Line Kopplers²⁰, ist aber prinzipiell auch für andere Richtkoppler möglich und ähnlich.

5.2.1 Systematischer Verlust des Richtkopplers als Power-Combiner

In Bild 5.4 ist der Branch-Line Koppler schematisch dargestellt.

Dabei repräsentieren a_1 und a_4 die an den Kopplertoren 1 und 4 einfallenden Wellen sowie b_2 und b_3 die an den Kopplertoren 2 und 3 austretenden Wellen. Diese sogenannten Wellenparameter eines n-Tores sind in Abhängigkeit der auf das n-te Tor zu- bzw. weglaufernde Spannungswelle V_n^+ bzw. V_n^- wie folgt definiert [11]:

$$a_n = V_n^+ / \sqrt{Z_{0,n}}, \quad (5.14)$$

$$b_n = V_n^- / \sqrt{Z_{0,n}}. \quad (5.15)$$

²⁰ Der Branch-Line Koppler wird im deutschen Sprachgebrauch auch Verzweigungskoppler genannt. Der gebräuchliche Ausdruck ist aber auch im Deutschen: Branch-Line Koppler.

Die Koeffizienten α und γ beschreiben die Kopplung der eintreffenden Spannungswellen auf die Ausgangstore des n-Tores. An den Toren 1 und 4 wird durch die einfallenden Wellen a_1 und a_4 folgende Momentanleistung auf die Tore gegeben:

$$P_1 = |a_1|^2 \text{ und } P_4 = |a_4|^2. \quad (5.16)$$

Ein idealer verlustloser Koppler ist durch folgende Eigenschaft der Koppelfaktoren definiert:

$$\alpha^2 + \gamma^2 = 1 \quad (5.17)$$

und erzeugt die folgenden Wellen an den Ausgangstoren 2 und 3:

$$b_2 = -j\alpha \cdot a_1 - j\gamma \cdot a_4, \quad (5.18)$$

$$b_3 = -\gamma \cdot a_1 + \alpha \cdot a_4. \quad (5.19)$$

Folglich berechnet sich die Ausgangsleistung an den Toren 2 und 3 zu:

$$P_{out,2} = |b_2|^2 = \alpha^2 P_1 + 2\alpha\gamma \cdot \sqrt{P_1 P_4} + \gamma^2 P_4, \quad (5.20)$$

$$P_{out,3} = |b_3|^2 = \alpha^2 P_4 - 2\alpha\gamma \cdot \sqrt{P_1 P_4} + \gamma^2 P_1. \quad (5.21)$$

Weil die Spannungswellen a_1 und a_4 an Tor 2 in Phase sind, wird das Signal an Tor 2 als die gewünschte Ausgangsleistung und das Signal an Tor 3 als der systematische Verlust²¹ dieses Power-Combiners definiert. Aus (5.21) ist damit abzulesen, dass der systematische Verlust dieses Kopplers als Power-Combiner mit veränderlichen Eingangsleistungen von der momentanen Eingangsleistung an den Toren 1 und 4 abhängig ist. Es existiert genau ein Eingangsleistungsverhältnis, bei dem dieser Verlust Null ist. Dieses Verhältnis berechnet sich durch Null setzen von (5.19) zu:

$$\frac{a_1}{a_4} = \frac{\alpha}{\gamma}. \quad (5.22)$$

Folglich muss das Verhältnis der Spannungswellen an den Eingangstoren des Kopplers dem Verhältnis der Koppelfaktoren entsprechen.

Allgemein wird der Wirkungsgrad des Kopplers als Power-Combiner mit veränderlichen Eingangsleistungen als

²¹Als systematischer Verlust wird hier die Leistung definiert, die an Tor 3 des Kopplers ausgegeben wird. Diese Leistung ist aufgrund des SPAs Aufbaus nicht nutzbar und deshalb als Verlust definiert.

$$\eta_{combiner} = \frac{P_{out,2}}{P_{out,2} + P_{out,3}}, \quad (5.23)$$

und der dazugehörige systematische Verlust als

$$\zeta_{combiner} = 1 - \eta_{combiner} \quad (5.24)$$

definiert.

Der systematische Verlust für einen Richtkoppler als Power-Combiner mit dem Koppelverhältnis als Parameter ist in Bild 5.6 dargestellt. Auf der horizontalen Achse ist hier das Eingangsleistungsverhältnis an den Toren 1 und 4 in dB aufgetragen. -30 dB bedeutet, dass die Eingangsleistung an Tor 4 um den Faktor 1000 kleiner ist als an Tor 1. Man kann annähernd sagen, dieses repräsentiert den Zustand, dass die Leistung an Tor 4 vernachlässigt werden kann.

Der Verlauf für den 3 dB Koppler zeigt, dass bei 0 dB Eingangsleistungsverhältnis kein Verlust auftritt. Wird die Leistung an einem Eingangstor²² verringert, steigt der systematische Verlust an, bis sich der Verlauf asymptotisch an 50 % nähert. An diesem Punkt wird nur noch ein Eingangstor mit Leistung beaufschlagt. Für den 3 dB Koppler ist der Verlauf des systematischen Verlustes symmetrisch um den 0 dB Punkt.

Im Gegensatz dazu erzeugt ein 9 dB Koppler nur ca. 13 % systematischen Verlust wenn nur Tor 1 mit Leistung beaufschlagt wird. Bei steigender Leistung an Tor 4 strebt der Verlauf gegen Null Verlust bei ca. -7.9 dB Leistungsdifferenz am Eingang. Von diesem Punkt an steigt der Verlust wieder und es werden schnell relativ hohe Verluste, z. B. ca. 40 % Verlust bei 5 dB höherer Leistung an Tor 4 verglichen mit Tor 1, erreicht.

Allgemein kann hieraus folgender Grundsatz für den systematischen Verlust eines gewöhnlichen Kopplers als Power-Combiner mit variablen Eingangsleistungen abgeleitet

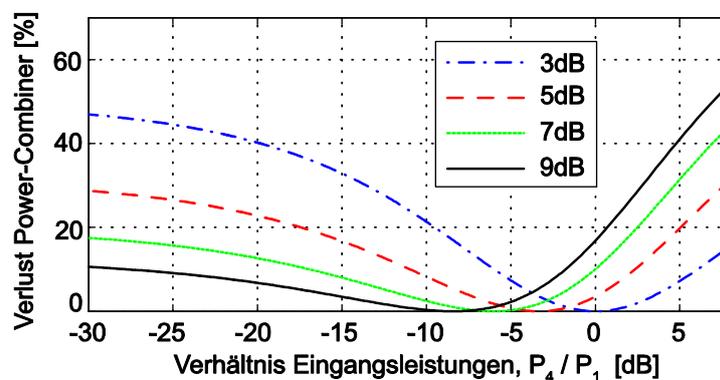


Bild 5.6: Systematischer Verlust eines Richtkopplers als Power-Combiner.

²²Bei einem 3 dB Koppler ist egal, an welchem Tor die Leistung verringert wird, da $\alpha = \gamma$.

werden:

- Es gibt nur ein definiertes Leistungsverhältnis an den Eingangstoren, das keinen systematischen Verlust erzeugt. Dieses ist nach (5.22) gegeben durch:

$$\frac{P_1}{P_4} = \left(\frac{\alpha}{\gamma}\right)^2. \quad (5.25)$$

- Je größer das Koppelverhältnis ist, desto kleiner ist der systematische Verlust für Leistungsverhältnisse unterhalb des Null Verlust Punktes (5.25). Im Gegenzug steigt aber der Verlust für Leistungsverhältnisse oberhalb dieses Punktes deutlich an. Für eine erste Abschätzung kann von 15-20 % systematischer Verlustzunahme je 5 dB ausgegangen werden.

5.2.2 SPA Wirkungsgradverlauf mit Richtkoppler als Power-Combiner

In Analogie zu den ideal berechneten SPA Wirkungsgradverläufen (Bild 5.2) lassen sich jetzt die Wirkungsgradverläufe für einen SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner berechnen. Hierzu muss zu (5.4) noch der Kopplerwirkungsgrad (5.23) in Abhängigkeit der momentanen Kopplereingangsleistungen berücksichtigt werden. Unter der Voraussetzung, dass die Verstärkerausgangsleistungen gleich den Power-Combiner Eingangsleistungen ($P_1 = P_{out,Main}$; $P_4 = P_{out,Peak}$ und $P_{1,max} = P_{Main,max}$; $P_{4,max} = P_{Peak,max}$) sind, berechnet sich der Kopplerwirkungsgrad in Abhängigkeit der momentanen Kopplereingangsleistungen nach (5.20), (5.21) und (5.23) folgendermaßen:

$$\eta_{combiner} = \frac{P_{out,2}}{P_{out,2} + P_{out,3}} = \frac{\alpha^2 P_1 + 2\alpha\gamma \cdot \sqrt{P_1 P_4} + \gamma^2 P_4}{(\alpha^2 + \gamma^2)P_1 + (\alpha^2 + \gamma^2)P_4}. \quad (5.26)$$

Unter Zuhilfenahme der Verlustlosigkeit für den Richtkoppler (5.17) vereinfacht sich diese Gleichung zu:

$$\eta_{combiner} = \frac{\alpha^2 P_1 + 2\alpha\gamma \cdot \sqrt{P_1 P_4} + \gamma^2 P_4}{P_1 + P_4}. \quad (5.27)$$

Damit ergibt sich aus (5.4) der Wirkungsgrad des SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner in Abhängigkeit der momentanen Leistungen der einzelnen Verstärker und des momentanen Kopplerwirkungsgrades (5.27) zu:

$$\eta_{SPA} = \eta_{SPA_ideal} \cdot \eta_{combiner} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\alpha^2 P_1 + 2\alpha\gamma \cdot \sqrt{P_1 P_4} + \gamma^2 P_4}{\sqrt{P_1 \cdot P_{1,max}} + \sqrt{P_4 \cdot P_{4,max}}}. \quad (5.28)$$

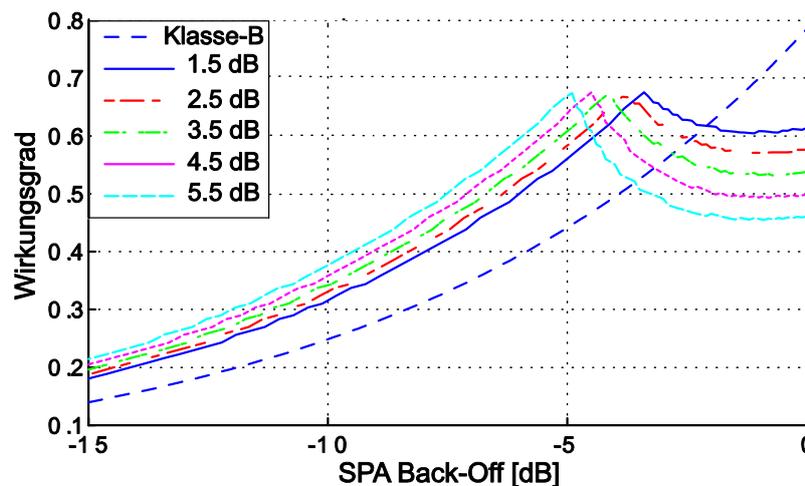


Bild 5.7: Wirkungsgradverlauf eines SPA mit 8.5 dB Richtkoppler als Power-Combiner, Parameter: OPCR.

Mithilfe dieser Gleichung kann jetzt der Wirkungsgradverlauf grafisch dargestellt werden. Dabei ist zu beachten, dass der Wirkungsgradverlauf von zwei Parametern abhängig ist. Der Erste ist das OPCR ($P_{4,\max}/P_{1,\max}$) und der zweite Parameter ist der Koppelfaktor (α, γ).

In Bild 5.7 ist der berechnete Wirkungsgradverlauf mit dem OPCR als Parameter aufgetragen dargestellt. Hierbei ist der Koppelfaktor des Power-Combiners als konstant 8.5 dB angenommen. Die Kurvenschar zeigt allgemein große Ähnlichkeit zu der des idealen SPA (vgl. Bild 5.2). Der Wirkungsgradverlauf des SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner weist aber einen signifikanten Unterschied zu den idealen Verläufen auf. Dieser beruht auf dem Einfluss des systematischen Verlustes des Kopplers.

Die Auswirkungen sind in der Abbildung an zwei Dingen zu erkennen.

1. Mit steigendem OPCR verschiebt sich die Kurve zu kleineren Back-Off Werten, aber gleichzeitig nimmt der Verlust bei hohen Leistungen zu. Durch diesen höheren Verlust steigt der Wirkungsgradverlauf nach dem ersten Maximum nicht wieder an, sondern flacht ab und nähert sich einem nahezu konstanten Niveau.
2. Durch den systematischen Verlust sind sämtliche Kurven zu tieferen Wirkungsgradwerten verschoben. Hier werden maximal ca. 68 % Wirkungsgrad verglichen mit 78.5 % des idealen SPA erreicht. Die Begründung hierfür ist ebenfalls der systematische Verlust. So beträgt in diesem Beispiel der systematische Verlust rund 14 %, wenn nur der Eingang des Main-Verstärkers am Power-Combiner betrieben wird.

Zu Vergleichszwecken ist das Wirkungsgradverhalten eines idealen Klasse-B Verstärkers mit eingezeichnet. Hierdurch ist gut zu erkennen, dass der Wirkungsgrad des

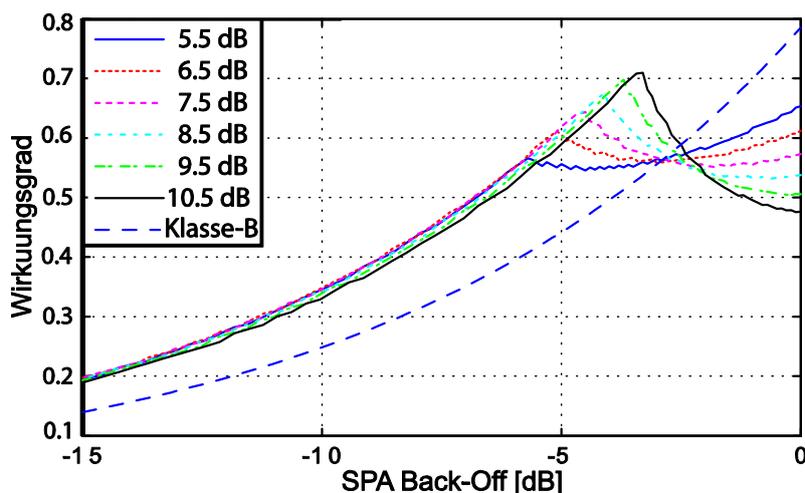


Bild 5.8: Wirkungsgradverlauf eines SPA mit Richtkoppler als Power-Combiner, OPCR konstant 8.5 dB, Parameter: Koppelfaktor.

SPA im Back-off Bereich kleiner -2.5 dB immer einen höheren Wirkungsgrad erreicht als ein einzelner konventioneller Klasse-B Verstärker. Bei -5 dB Back-Off hat der SPA mit 5.5 dB OPCR einen Wirkungsgrad von 68 % und der Klasse-B Verstärker liegt nur bei 45 %. Das entspricht einer Verbesserung von ca. 50 %. Auch bei -10 dB Back-off sind noch ca. 50 % Wirkungsgradverbesserung (Steigerung von 25 % auf 38 % beim SPA). Hier zeigt sich, dass der SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner den Wirkungsgrad im Back-Off Bereich erheblich verbessert, obwohl durch den Richtkoppler ein systematischer Verlust erzeugt wird.

Im folgenden Bild 5.8 ist ebenfalls der Wirkungsgradverlauf des SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner dargestellt, aber diesmal mit dem Koppelfaktor als Parameter und einem konstanten OPCR von 3.5 dB.

Auf Grundlage dieser Abbildung kann sehr deutlich der Einfluss des Koppelfaktors auf den Gesamtwirkungsgrad gezeigt werden. Dieser ist im Wesentlichen auf den Bereich zwischen -5.5 und 0 dB Back-Off beschränkt. In diesem Bereich gilt: Je größer der Koppelfaktor ist desto höher ist der Verlust bei maximaler SPA Ausgangsleistung, aber desto geringer ist der Verlust beim ersten Wirkungsgradmaximum im niedrigen Back-Off Bereich (Zuschaltzeitpunkt des Peak-Verstärkers).

Im Back-Off Bereich kleiner -6 dB gibt es so gut wie keinen Einfluss durch die Variierung des Koppelfaktors zwischen 5.5 – 10.5 dB, der Wirkungsgradverlauf ändert sich nicht signifikant. Zur besseren Vergleichbarkeit ist auch in dieser Abbildung der Wirkungsgradverlauf des Klasse-B Verstärkers eingezeichnet. Es wird deutlich, dass der SPA ab -2.5 dB Back-Off einen erheblich höheren Wirkungsgrad aufweist, als der gewöhnliche Klasse-B Verstärker.

Somit existieren zum SPA Entwurf zwei Freiheitsgrade: 1. das OPCR und 2. der Koppelfaktor. Für den Entwurf des SPA gilt es nun, die richtige Wahl für das OPCR

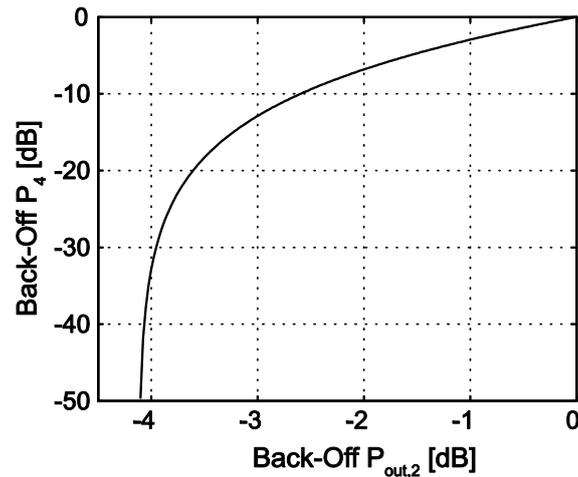


Bild 5.9: Verlauf der Ausgangsleistung $P_{out,2}$ an Tor 2 zur Eingangsleistung P_4 an Tor 4, bei konstant maximaler Eingangsleistung P_1 an Tor 1. (8.5dB Koppler, 3.5dB OPCR).

und den Koppelfaktor zu treffen. Die optimale Wahl ist dabei abhängig von dem zu verstärkenden Signal, genauer gesagt von der Signalstatistik. Die Berechnung der optimalen Parameter folgt in Abschnitt 5.2.6.

5.2.3 Linearität des Richtkopplers als Power-Combiner

Eine weitere bedeutende Eigenschaft des Richtkopplers als Power-Combiner ist sein nichtlineares Verhalten. Das Ausgangssignal des Richtkopplers als Power-Combiner mit veränderlichen Leistungen ist in (5.20) berechnet. Anhand dieser Gleichung können Aussagen über die Linearität des Richtkopplers getroffen werden. Hierzu werden zwei Arbeitszustände unterschieden:

1. Zustand (kleine Ausgangsleistungen) - Nur der Main-Verstärker liefert Leistung an Tor 1 des Kopplers, der Peak-Verstärker ist aus. Die Gleichung (5.20) kann somit durch zu Null setzen von P_4 zu

$$P_{out,2} = \alpha^2 \cdot P_1 \quad (5.29)$$

vereinfacht werden. Folglich ist das Ausgangssignal identisch dem Eingangssignal, gewichtet mit dem konstanten Faktor α^2 . Dieses zeigt, dass der Richtkoppler in diesem Zustand linear arbeitet und keine zusätzlichen Verzerrungen dem Signal hinzugefügt werden.

2. Zustand (hohe Ausgangsleistungen) - Der Main-Verstärker liefert seine konstante maximale Ausgangsleistung und der Peak-Verstärker variiert seine Ausgangsleistung. Damit kann die Kopplerausgangsleistung (5.20) folgendermaßen beschrieben werden:

$$P_{out,2} \sim k \cdot \sqrt{P_4} + P_4, \quad (5.30)$$

wobei k ein konstanter Faktor ist. Die Gleichung zeigt, dass das Ausgangssignal proportional zu der Summe aus einer Wurzelfunktion und einem linearen Anteil ist. Folglich ist das Ausgangssignal $P_{out,2}$ nicht mehr linear abhängig von der Eingangsleistung P_4 . Demzufolge wird am Ausgang das Signal nicht amplitudengetreu abgebildet, das Signal wird durch die Wurzelfunktion verzerrt. Ein Beispiel für die berechnete Amplitudenverzerrung ist in Bild 5.9 gezeigt.

Auf der vertikalen Achse ist die Eingangsleistung (P_4) normiert auf das Maximum und auf der horizontalen Achse die Ausgangsleistung des Kopplers $P_{out,2}$ ebenfalls normiert aufgetragen. Die Eingangsleistung an Tor 1 ist als konstant maximal angenommen.

Aus der Abbildung folgt, damit am Ausgang des Kopplers die Leistung um 2.5 dB reduziert wird, muss die Eingangsleistung am Tor 4 um ca. 10 dB reduziert werden. Weiterhin reduziert sich die Kopplerausgangsleistung um maximal ca. 4.1 dB, wenn keine Leistung an Tor 4 eingespeist wird.

Hieraus folgt, damit die Kopplerausgangsleistung $P_{out,2}$ linear ansteigt, muss die Leistung an Tor 4 nichtlinear ansteigen, eine Art quadratischen Anstieg nachvollziehen. Diese Art der Signalmanipulation im Voraus wird Vorverzerrung genannt.

5.2.4 SPA Signalkonstruktion/Signalvorverzerrung

Mit Hilfe der Gleichung (5.20) kann die benötigte Vorverzerrungsfunktion für den Zustand der hohen SPA Ausgangsleistungen berechnet werden.

Hierzu wird die Gleichung nach P_4 aufgelöst. Eine Substitution von $P'_4 = \sqrt{P_4}$ ergibt die quadratische Gleichung:

$$0 = P_4'^2 + P_4' \frac{2\alpha\sqrt{P_1}}{\gamma} + \frac{\alpha^2 P_1 - P_{out,2}}{\gamma^2} \quad (5.31)$$

Die Lösungen dieser Gleichung lauten:

$$P_4' = -\frac{\alpha\sqrt{P_1}}{\gamma} \mp \frac{\sqrt{P_{out,2}}}{\gamma} \quad (5.32)$$

Die negative Lösung für P_4' aus Gleichung (5.32) entfällt, da negative Leistungen physikalisch nicht existieren. Mittels Rücksubstitution ergibt sich die Lösung für P_4 zu:

$$P_4 = \left(\frac{\sqrt{P_{out}}}{\gamma} - \frac{\alpha\sqrt{P_1}}{\gamma} \right)^2. \quad (5.33)$$

Mithilfe dieser Gleichung ist es jetzt möglich, die Eingangsleistung P_4 am Kopplertor 4 so zu berechnen, dass die Ausgangsleistung linear ansteigt. Hier ist zu beachten, dass sich der SPA im Zustand für hohe Leistungen befindet ($P_1 = P_{1,max}$) und damit die Gleichung (5.33) nur von der Ausgangsleistung P_{out} abhängig ist.

Aus den Gleichungen (5.29) und (5.33) können jetzt die vorverzerrten Werte für die Kopplereingangsamplituden berechnet werden. Hierzu wird eine sogenannte Wertetabelle angelegt, in der die vorverzerrten Amplitudenwerte als Funktion über den idealen gewollten Amplitudenwerten hinterlegt werden.

Eine mögliche Wertetabelle ist in Bild 5.10 dargestellt, wobei ein 8 dB Branch-Line Koppler und 0 dB OPCR für den SPA angenommen wurden. Sowohl auf der horizontalen, als auch auf der vertikalen Achse ist die normierte Leistung aufgetragen. Die rote Line zeigt die gewollte lineare Koppler-Ausgangsleistung. Die maximale Ausgangsleistung beträgt aufgrund der Annahmen für dieses Beispiel 1.73. Die blaue Line zeigt den Verlauf der Eingangsleistung an Tor 1 und die grüne die Eingangsleistung an Tor 4. Aus der Abbildung ist abzulesen, dass für Ausgangsleistungen kleiner als 0.9 nur Leistung an Tor 1 des Kopplers eingespeist wird, während die Eingangsleistung an Tor 4 Null ist. Die Eingangsleistung an Tor 1 steigt linear an, aber mit einer etwas höheren Steigung verglichen mit der gewollten Ausgangsleistung. Aufgrund der Dämpfung des Kopplers (vergleiche (5.29)) ist dieses notwendig.

Nach Erreichen der maximalen Leistung an Tor 1 ist eine Erhöhung der Ausgangsleistung am Koppler nur durch eine Erhöhung der Leistung an Tor 4 möglich, was ab diesem Leistungspegel geschieht. Aus der Abbildung wird ebenfalls deutlich, dass die Eingangsleistung an Tor 1 ab diesem Punkt konstant bei maximaler Leistung bleibt und

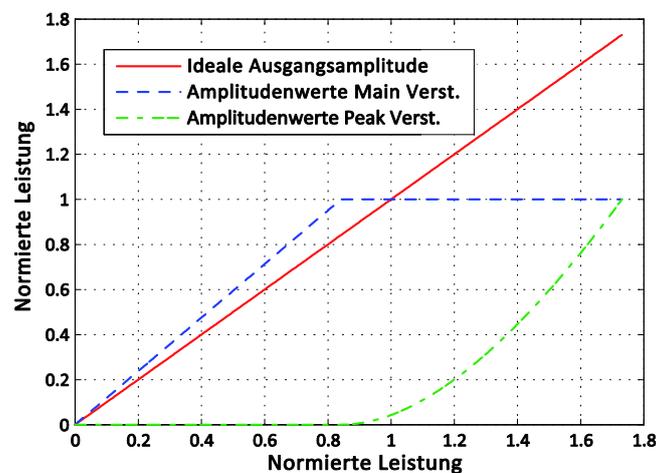


Bild 5.10: Wertetabelle für SPA Signalerzeugung.

die Eingangsleistung an Tor 4 nichtlinear, mit nahezu quadratischem Anstieg, ansteigt.

Als Beispiel können mithilfe der Abbildung exemplarisch die Amplitudenwerte der individuellen Kopplereingangsleistungen bestimmt werden. Für eine Kopplerausgangsleistung von 1.2 muss die Eingangsleistung an Tor 1 maximal normiert 1 sein und die Eingangsleistung an Tor 4 normiert 0.2 betragen. Bei maximaler Kopplerausgangsleistung von normiert 1.73 müssen die beiden Eingangsleistungen jeweils maximal normiert 1 sein.

Zusammenfassend ist zu sagen, dass eine lineare Ausgangsleistung am Koppler durch eine einfache Amplitudenvorverzerrung erreicht werden kann. Die Vorverzerrung kann mittels einer einfachen Wertetabelle für die korrigierten Leistungswerte erfolgen. Die korrigierten Leistungen berechnen sich anhand der Gleichungen (5.29) und (5.33).

5.2.5 Benötigte SPA Signal Bandbreite

Im vorigen Abschnitt ist die Notwendigkeit einer Amplitudenvorverzerrung für den SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner gezeigt worden. Diese Signalmanipulation bedingt eine Bandbreitenaufweitung, wie am Beispiel eines Zweiton-Signals symmetrisch um die Mittenfrequenz im Folgenden gezeigt wird.

Zur Vereinfachung werden die folgenden Signalbetrachtungen mit dem äquivalenten Tiefpasssignal durchgeführt. Hierbei handelt es sich um die komplexe Einhüllende oder auch komplexe Hüllkurve des Bandpasssignals [24].

Allgemein ist ein Zweiton-Signal symmetrisch um die Trägerfrequenz f_0 im Zeitbereich definiert als:

$$x_{\text{zweiton}}(t) = \cos((\omega_0 - \omega_1)t) + \cos((\omega_0 + \omega_1)t). \quad (5.34)$$

Nach Umstellen ergibt sich:

$$x_{\text{zweiton}}(t) = 2\cos(\omega_0) \cdot \cos(\omega_1) \quad (5.35)$$

In dieser Darstellungsform kann deutlich zwischen der Trägerfrequenz ω_0 und der Frequenz der komplexen Einhüllenden ω_1 des Zweiton-Signals unterschieden werden. Aus der Definition zur äquivalenten Tiefpassdarstellung geht hervor, dass aus dem Bandpass-Signal (nur positive Frequenzen) durch Verschiebung um die Trägerfrequenz zur Frequenz Null hin das äquivalente Tiefpass-Signal erzeugt wird.

Weiterhin wird ein Normierungsfaktor $(1/\sqrt{2})$ eingeführt, der zur Leistungserhaltung notwendig ist. Damit ergibt sich aus (5.35) das dem trägerfrequenten Zweiton-Signal äquivalente Tiefpass-/Basisbandsignal wie folgt:

$$x_{TP}(t) = \sqrt{2} \cos(\omega_1 t). \quad (5.36)$$

Die komplexe Einhüllende eines Zweiton-Signals mit Abstand von $2f_1$ der beiden Töne ist also ein Kosinus-Signal der Frequenz f_1 . Daraus folgt, dass die Bandbreite im Tiefpassbereich die Hälfte der im Bandpassbereich benötigten Signalbandbreite ist. Allerdings verursacht eine relative Änderung der Bandbreite im Tiefpass-Bereich die gleiche relative Änderung im Bandpass-Bereich und umgekehrt.

Mit diesen Vorüberlegungen kann jetzt anschaulich und schnell im Basisband die benötigte SPA Signalbandbreite bestimmt werden. Hierzu wird die Einhüllende des Zweiton-Signals als die ungestörte Kopplerausgangssignalfom vorausgesetzt. Mithilfe dieser und den Überlegungen zur SPA-Signalkonstruktion und -Vorverzerrung (vgl. 5.2.4) können jetzt die benötigten Power-Combiner Eingangssignale berechnet werden.

Die vorverzerrten Basisband Signale für ein trägerfrequentes Zweiton-Signal wurden für das SPA-Beispiel des vorherigen Abschnittes (0 dB OPCR, 8 dB Koppler Power-Combiner) berechnet und sind in Bild 5.11 dargestellt. Die abgebildeten Zeitsignale haben die erwartete Form. Sie sehen aus, als wären sie intuitiv für zwei parallele Verstärker aufgeteilt worden, wobei der Eine die kleinen und mittleren Signalamplituden und der Zweite nur die Signalspitzen verstärkt. Es gilt aber zu beachten, dass die Amplituden eine Gewichtung gemäß Bild 5.10 erfahren haben.

Mithilfe der berechneten Zeitsignale für den Main- und Peak-Verstärker können ebenfalls die resultierenden Spektren dieser Signale numerisch berechnet werden, um Aussagen über die erwartete Signalbandbreite zu treffen. Das Signal des Main-Verstärkers erfährt durch die SPA-Signalkonstruktion hauptsächlich eine Amplitudenbegrenzung

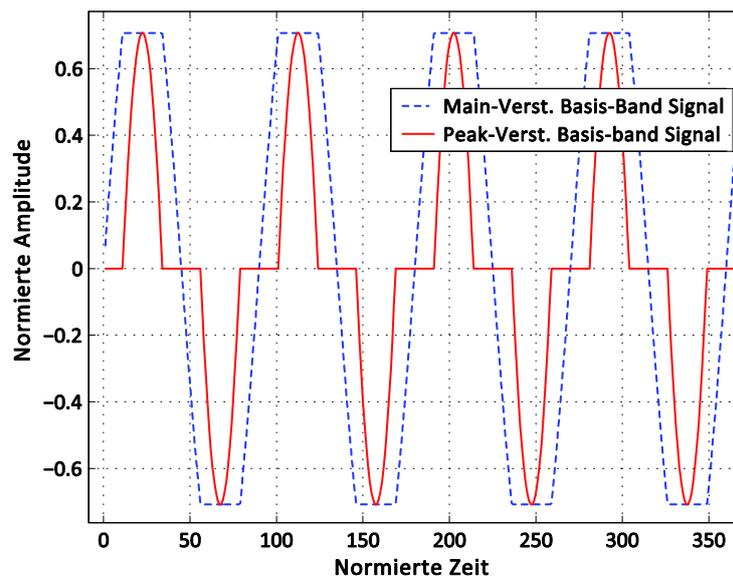


Bild 5.11: Vorverzerrte Power-Combiner Eingangssignale für Zweiton-Signal am Ausgang.

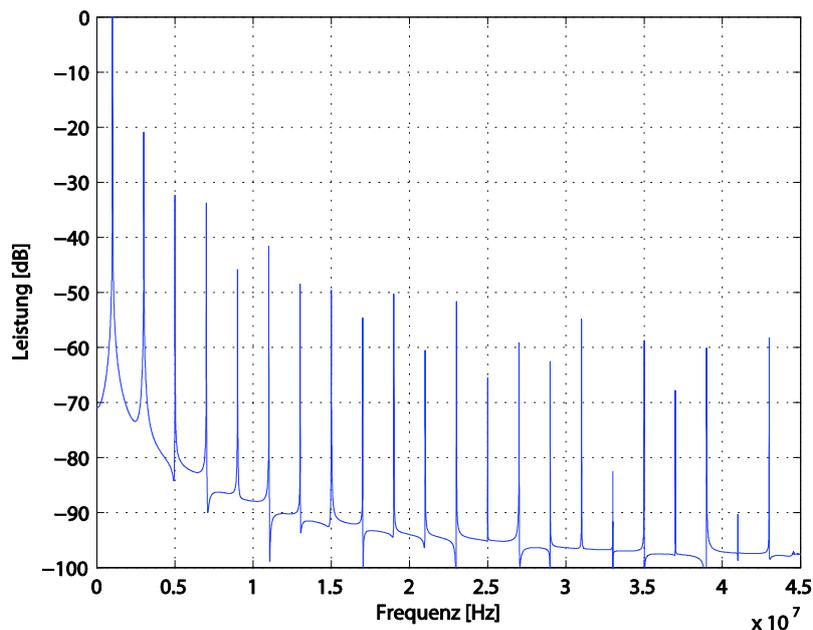


Bild 5.12: Leistungsspektrum des Main-Signals.

(blau gestrichelte Line, Bild 5.11) und das Peak-Signal hat dementsprechend eine „Kappen“-ähnliche Form (rote Line, Bild 5.11). Die zugehörigen numerisch berechneten Leistungsspektren sind in Bild 5.12 und Bild 5.13 dargestellt. Bei genauer Betrachtung der Abbildungen ist zu erkennen, dass beide Spektren einen ähnlichen Verlauf aufweisen. Beide Spektren beinhalten die Grundfrequenz und zusätzlich ungerade Oberschwingungen, wobei die einzelnen Oberschwingungen des Main-Verstärkers unterhalb der Leistung der jeweiligen Oberschwingungen des Peak-Verstärkers liegen. Eine weitere Analyse der Oberschwingungen zeigt, dass die relativen Amplitudendifferenzen der jeweiligen Oberschwingungen zwischen Main- und Peak-Verstärker dem Koppelfaktor des Power-Combiners entsprechen und dass die Phasenbeziehung zwischen den jeweiligen Oberschwingungen des Main- und des Peak-Verstärkers genau π beträgt.

Daraus folgt, dass sich nach der Addition der beiden Signale am Power-Combiner alle Oberschwingungen gegenseitig aufgrund der Amplituden- und Phasenbeziehung auslöschen. Es bleibt nach der Rekonstruktion also nur noch das gewollte Signal über.

Dieses war zu erwarten, da die Zeitsignale für den verwendeten Power-Combiner erzeugt wurden.

Wie aus den Abbildungen zu erkennen ist, verbreitern sich die benötigten Signalbandbreiten im Main- als auch im Peak-Verstärker auf unendlich. Die 40 dB Bandbreite im Tiefpass-Bereich liegt für dieses Beispiel beim 7-fachen für den Main-Verstärker und beim 19-fachen für den Peak-Verstärker, verglichen mit dem originalen Signal.

Eine Variation der SPA Parameter bewirkt ebenfalls eine Veränderung der einzelnen Signale und Oberschwingungen. Der Zusammenhang zwischen Koppelfaktoränderung

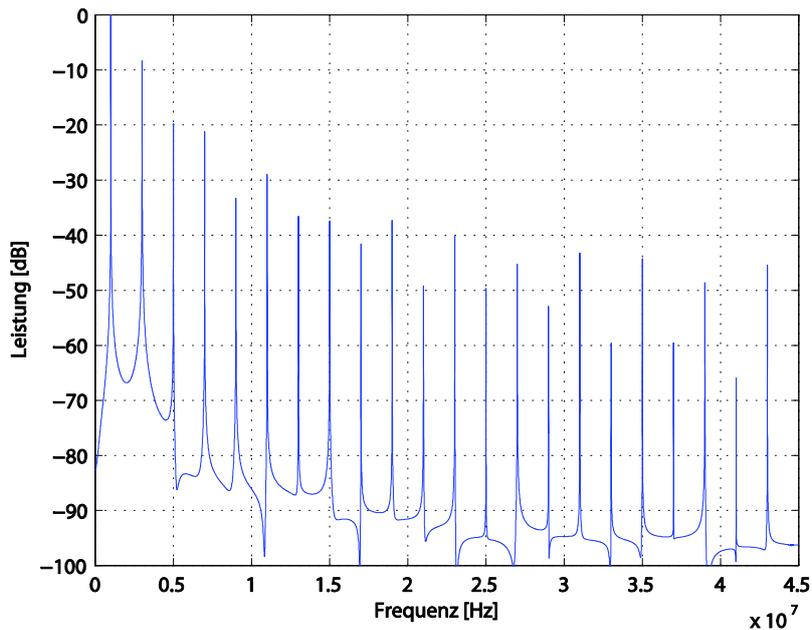


Bild 5.13: Leistungsspektrum des Peak-Signals.

und Änderung der Zeitsignale für Main- und Peak-Verstärker ist in Bild 5.14 für einen 3 dB und 8 dB Koppler verdeutlicht.

Die Einschaltzeit des Peak-Verstärkers ist für den 3 dB Koppler ca. 30 % länger, verglichen mit einem 8 dB Koppler. Man kann dieses als eine Art Änderung des Stromflusswinkels für den Peak-Verstärker deuten. Einher mit der zeitlichen Änderung der Einschaltzeit des Peak-Verstärkers geht dann auch eine Veränderung der Amplituden der Oberschwingungen. Aber die grundsätzliche Zusammensetzung des Spektrums bezüglich der Ordnung der Oberschwingungen, dem Amplitudenverhältnis der Ober-

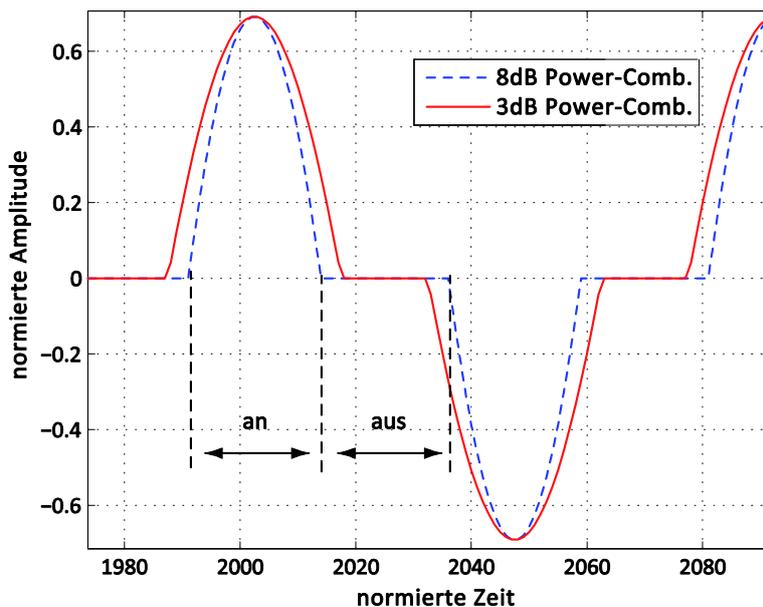


Bild 5.14: Abhängigkeit der Einschaltzeit des Peak-Verstärkers vom Koppelfaktor.

schwingungen zwischen Main-/Peak-Verstärker und auch die Phasendifferenz der jeweiligen Oberwellen bleibt erhalten.

Zusammenfassend kann also gesagt werden, dass durch die Aufteilung der Signale für einen Main- und einen Peak-Verstärker und die damit nötige Signalvorverzerrung die Bandbreite des zu übertragenden Signals in beiden Verstärkerpfaden unendlich verbreitert wird.

Bandbreitenbegrenzung

Die obigen Ausführungen zeigen, dass eine Bandbegrenzung erforderlich ist. Eine vorverzerrte SPA Signalbandbreite, die z. B. 19 Mal breiter als das Originalsignal ist, ist aus Gründen der effizienten Bandbreitenausnutzung nicht realisierbar.

Die genaue Analyse der Oberwellen hat gezeigt, dass die Qualität der Signalrekonstruktion zum gewollten Ausgangssignal am Power-Combiner nicht von der Anzahl der Oberwellen abhängig ist. Beide vorverzerrten Signale, Main- und Peak-Signal, enthalten Oberwellen, die sich gegenseitig aufgrund der Amplituden und Phasenbeziehung am Power-Combiner nach der Rekonstruktion auslöschen. Die n-te Oberwelle des Main-Verstärkers eliminiert die n-te Oberwelle des Peak-Verstärkers.

Demzufolge können die vorverzerrten Signale bandbegrenzt werden. Wichtig ist hierbei, dass die Bandbegrenzung in beiden Pfaden gleich ist. Somit ist gewährleistet, dass sich die Harmonischen beider Pfade nach der Signalrekonstruktion am Power-Combiner gegenseitig auslöschen und ein störungsfreies Signal am Ausgang entsteht. Die Signalrekonstruktion wurde berechnet und in Messungen belegt. Die Messergebnisse zur Signalrekonstruktion sind im Abschnitt 5.2.7 diskutiert.

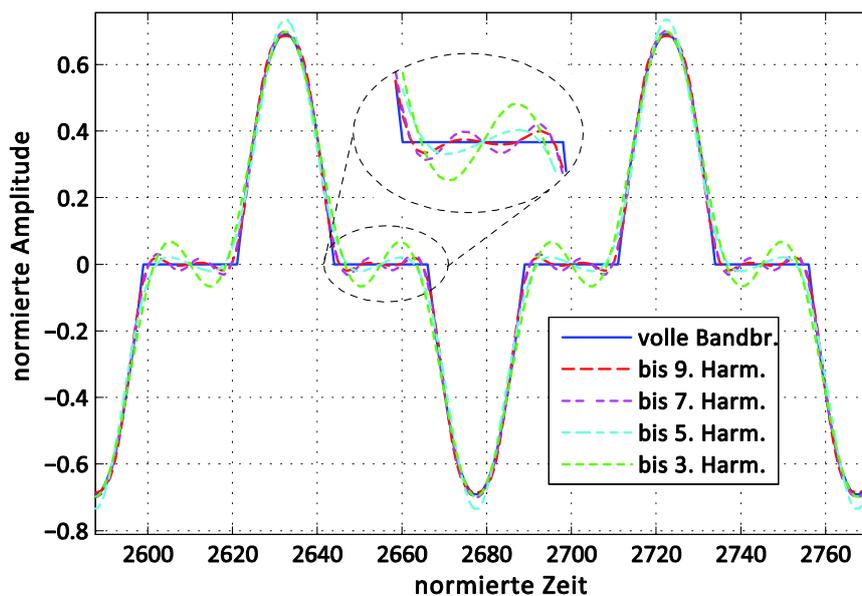


Bild 5.15: Vorverzerrtes Peak-Verstärkersignal bei verschiedenen Bandbreiten gefiltert.

Auf die Signalqualität hat die Bandbreitenbegrenzung demnach keine Auswirkungen, aber die Begrenzung beeinflusst den Wirkungsgrad, was im Folgenden erläutert wird.

Die Wirkungsgradverbesserung des SPA im Back-off Bereich beruht darauf, dass der Peak-Verstärker für kleine und mittlere Leistungen ausgeschaltet ist. Die „Aus“-Zeiten wie auch in Bild 5.14 dargestellt, sind ideal berechnet und können so abrupt nur mit unendlicher Bandbreite erzielt werden. Eine Reduzierung dieser führt unweigerlich zu längeren Einschaltzeiten.

Um den Einfluss zu untersuchen, wurde als erstes die Signalform des Peak-Verstärkers auf eine Bandbreitenreduzierung untersucht und die berechneten Ergebnisse sind in Bild 5.15 dargestellt.

Hieraus ist zu erkennen, dass die Überschwinger in der eigentlichen „Aus“-Zeit des Verstärkers, desto größer sind, je schmaler die Bandbreite ist. Der Peak-Verstärker ist nur bei voller Bandbreite zuverlässig ausgeschaltet, wie die blaue Kurve zeigt. Bei allen anderen gefilterten Bandbreiten wird der Peak-Verstärker durch das Nachschwingen aufgrund der Bandbegrenzung eingeschaltet. Die größten Überschwinger treten bei Filterungen nach der 3. Harmonischen auf. Die Leistung der Überschwinger ist aber wie abgebildet ca. 20 dB unterhalb der maximalen Leistung.

Daraus folgt, dass eine Bandbreitenbegrenzung der vorverzerrten Signale sich negativ auf den Wirkungsgrad des SPAs auswirkt. Berechnungen zum Einfluss der Bandbreitenbegrenzung auf den mittleren Wirkungsgrad folgen in Abschnitt 5.2.6.

Aufgrund der Signalform des Main-Verstärkers sind durch die Bandbreitenbegrenzung kaum Einflüsse auf den Wirkungsgrad zu erwarten. Beim Main-Verstärker sind zwei Arbeitszustände zu unterscheiden:

1. Für kleine Leistungspegel, bei denen der Peak-Verstärker „aus“ ist, spielt die Bandbreitenbegrenzung keine Rolle, da hier der SPA im Pfad des Main-Verstärkers das Originalsignal ohne Oberwellen erzeugt.
2. Für hohe Leistungspegel, bei denen beide Verstärker „an“ sind, kommt es durch die Bandbreitenreduzierung auch bei der Signalform des Main-Verstärkers zu kleinen Überschwängern. Die Signalform ist dann nicht mehr konstant maximal in Bereichen, in den der Peak-Verstärker arbeitet, sondern es bildet sich in der Mitte ein Minimum mit 1.5 % Amplitudeneinbruch. Die hieraus resultierende Verringerung des Wirkungsgrades ist in erster Abschätzung so gering, dass sie vernachlässigt werden kann. Die genaue Berechnung folgt im folgenden Abschnitt 5.2.6.

Zusammenfassend ist zu sagen, dass die SPA-Signalbandbreite vor dem Power-Combiner auf das Dreifache der Bandbreite des zu verstärkenden Signals beschränkt werden kann. Eine schmalere Bandbreite ist nicht realisierbar, da es ohne die

3. Oberwelle nicht möglich ist, die Ausschaltzeiten der Peak-Verstärker-Signalform zu modellieren.

5.2.6 Mittlerer SPA Wirkungsgrad

In den vorherigen Abschnitten wurden die Designparameter und der daraus resultierende Wirkungsgradverlauf sowie die Linearität und die benötigte Bandbreite ausführlich diskutiert. Um den optimalen SPA zu entwerfen, ist es jetzt nötig, das OPCR als auch den Koppelfaktor festzulegen. Anhand dieser Parameter wird dann im Folgenden der gemittelte Wirkungsgrad als auch die Auswirkungen der Bandbegrenzung berechnet.

Das Ziel beim SPA Entwurf ist es, den Wirkungsgrad im Back-Off Bereich anzuheben und so den mittleren Wirkungsgrad über der Zeit des Verstärkersystems für digital modulierte Signale zu verbessern. Als das geeignete Kriterium zur SPA Optimierung wird im Folgenden deshalb die mittlere PAE (2.4) benutzt. Auf dieser Grundlage kann der mittlere Wirkungsgrad des SPA optimiert und errechnete Werte des SPAs mit Werten unterschiedlicher Verstärker objektiv verglichen werden.

Durch das Konzept des SPA wird ein Wirkungsgradverlauf erreicht, der sich durch die Wahl des OPCR und des Koppelfaktors an die Signalstatistik anpassen lässt. Auf Grundlage der in Abschnitt 5.2.2 diskutierten Wirkungsgradverläufe für einen SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner wurde für die angenommene WCDMA Signalstatistik (5.4 dB CREST-Faktor) die mittlere PAE berechnet. Hierfür wurden Klasse-B Verstärker als Main- sowie als Peak-Verstärker angenommen. Klasse-A Verstärker machen hier keinen Sinn, da diese einen Ruhestrom aufnehmen und so zusätzlich abgeschaltet werden müssten.

Die Ergebnisse sind in Bild 5.16 dargestellt. Der Parameter in dieser Kurvenschar ist

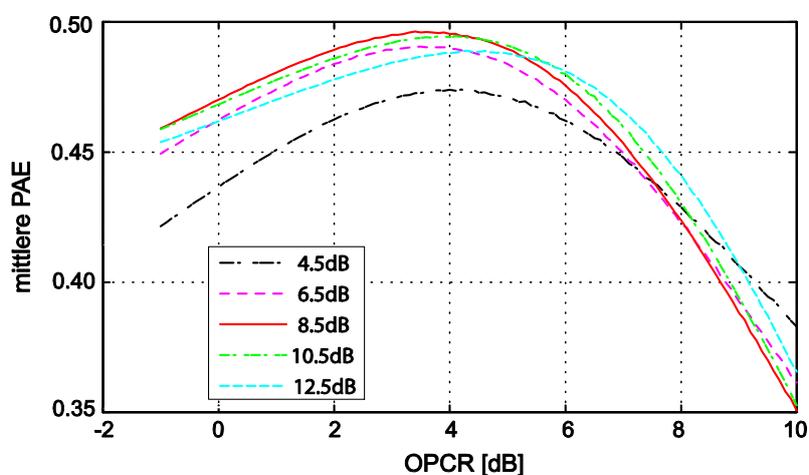


Bild 5.16: Berechnete mittlere PAE.

der Koppelfaktor des Power-Combiners.

Für die angenommene Signalstatistik ergibt sich bei 3.5 dB OPCR und einem Koppelfaktor von 8.5 dB eine maximale mittlere PAE von knapp 50 %. Verglichen mit einem gewöhnlichen Klasse-B Verstärker hat ein so dimensionierter SPA einen um 35 % höheren mittleren Wirkungsgrad.

Für die praktische Realisierung ist der Fall, dass zwei identische Verstärker zum Einsatz kommen, aufgrund von Entwicklungsaufwand und Kosten sicherlich von besonderer Bedeutung. Wie aus der Abbildung zu erkennen ist, werden für diesen Fall immerhin noch 47 % mittlere PAE erreicht.

Damit ist gezeigt, dass für modulierte Signale (wie z. B. WCDMA) der mittlere Wirkungsgrad des SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner erheblich höher ist als der des gewöhnlichen Verstärkers.

Einfluss der Bandbreitenbegrenzung auf die mittlere PAE

Bisher wurde zur Berechnung des mittleren Wirkungsgrades das ideale SPA Signal angenommen. Dieses muss aber wie oben beschrieben in der Bandbreite begrenzt werden und damit sind Einbußen im Wirkungsgrad verbunden, wie in Abschnitt 5.2.5 beschrieben. Um den Einfluss der Bandbreitenbegrenzung zu berechnen, wurde die mittlere PAE für die bandbegrenzten SPA Signale neu berechnet. Hierfür wurden für den SPA folgende Kriterien angenommen: 0 dB OPCR, 8 dB Koppler, QAM-Signal mit 5.4 dB CREST-Faktor wie in Bild 2.1 abgebildet. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Die ersten beiden Zeilen zeigen noch mal die Ergebnisse für den Klasse-B Verstärker und den idealen SPA bei voller Bandbreite. Die folgenden Zeilen zeigen dann die berechneten Ergebnisse bei abnehmender Bandbreite. In den letzten beiden Zeilen sind die Ergebnisse für ein 2-Ton-Signal dargestellt.

Zu den Ergebnissen ist als Erstes zu sagen, dass der SPA im Vergleich zum Klasse-B

Verstärker Typ	η_{\max}	PAE _m (pdf)
Klasse - B	78.5 %	37.0 %
SPA (ideale Signale, ohne Filterung)	68 %	49.0 %
SPA (neunfache Signalbandbreite)	68 %	48.3 %
SPA (siebenfache Signalbandbreite)	68 %	47.9 %
SPA (fünffache Signalbandbreite)	68 %	47.7 %
SPA (dreifache Signalbandbreite)	68 %	46.1 %
SPA (2-Ton Signal, ideal)	68 %	52.2 %
SPA (2-Ton Signal, nach 3. Harmon.)	68 %	51.0 %

Tabelle 5.1: Berechnete Ergebnisse für die mittlere PAE

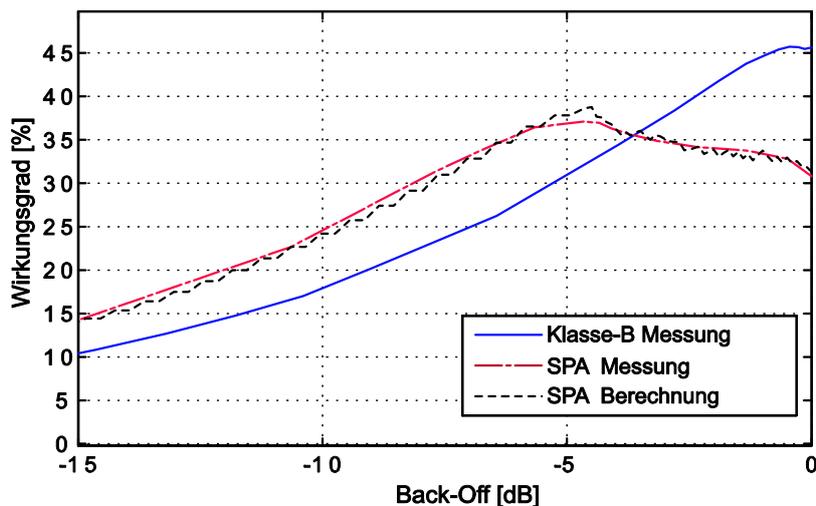


Bild 5.17: Gemessener SPA Wirkungsgradverlauf im Vergleich zum Klasse-B Verstärker.

Verstärker einen kleineren maximalem Wirkungsgrad von 68 % hat. Die Ursache hierfür ist der systematische Verlust des Richtkopplers als Power-Combiner. Aber sämtliche mittleren PAE-Werte sind signifikant höher als die des Klasse-B Verstärkers. Bei voller Bandbreite werden 49 % mittlere PAE erreicht und dieser Wert reduziert sich auf 46.1 % bei Filterung nach der dreifachen Signal-Bandbreite wie in Abschnitt 5.2.5 vorgeschlagen. Die Berechnungen zeigen außerdem, dass durch die Bandbreitenreduzierung auf dreifache Signalbandbreite, sich die mittlere PAE um 2.9 Prozentpunkte verringert. Trotzdem ist aber die Verbesserung des bandbegrenzten SPA im Vergleich zum Klasse-B Verstärkers noch 25 %.

Zum Vergleich dieser Ergebnisse ist der Einfluss der Bandbreitenreduzierung auch an einem 2-Ton-Signal untersucht worden. Die Filterung nach der 3. Harmonischen verringert beim 2-Ton-Signal die mittlere PAE um 1.2 Prozentpunkte.

Das zeigt, dass die Verringerung der mittleren PAE durch Bandbreitenbegrenzung von dem zu verstärkenden Signal abhängig ist. Weiterführende Berechnungen mit Signalen unterschiedlicher CREST-Faktoren (5-10 dB) bestätigen diese Abhängigkeit. Es lässt sich aber kein direkter Zusammenhang zwischen CREST-Faktor des Signals und Wirkungsgradreduktion des SPA feststellen. Die Reduzierungen des Wirkungsgrades durch die Bandbreitenbegrenzung schwanken je nach Signal zwischen 1-3 Prozentpunkten.

Zusammenfassend kann hervorgehoben werden, dass der SPA mit einem Richtkoppler als Power-Combiner den gemittelten Wirkungsgrad um bis zu 32 % verbessert und die Verbesserung bei Filterung nach der dreifachen original Signalbandbreite 25 % beträgt.

5.2.7 Messergebnisse bei Richtkoppler als Power-Combiner

Zur Verifizierung der berechneten und simulierten Ergebnisse wurden Messreihen mit einem im Labor gefertigten Richtkoppler durchgeführt. Für sämtliche Messungen wurde ein 8 dB Branch-Line Koppler benutzt. Die gemessenen S-Parameter sind dem Anhang A.4 zu entnehmen.

Gemessener Wirkungsgradverlauf

Für die Messung des SPA Wirkungsgradverlaufs wurde ein SPA mit Klasse-B Verstärkern als Main- und Peak-Verstärker aufgebaut. Das OPCR der beiden Verstärker betrug 4 dB. Das Messergebnis ist in Bild 5.17 dargestellt. (Foto des aufgebauten SPA ist im Anhang A.5.)

Die blaue Line zeigt den Wirkungsgradverlauf der verwendeten Klasse-B Verstärker. Beide gemessenen Verstärker, Main- und Peak-Verstärker, haben einen sehr ähnlichen Verlauf und deshalb ist aus Gründen der Übersichtlichkeit nur die Kurve des Main-Verstärkers dargestellt. Diese dient zum Vergleich für den gemessenen Verlauf des

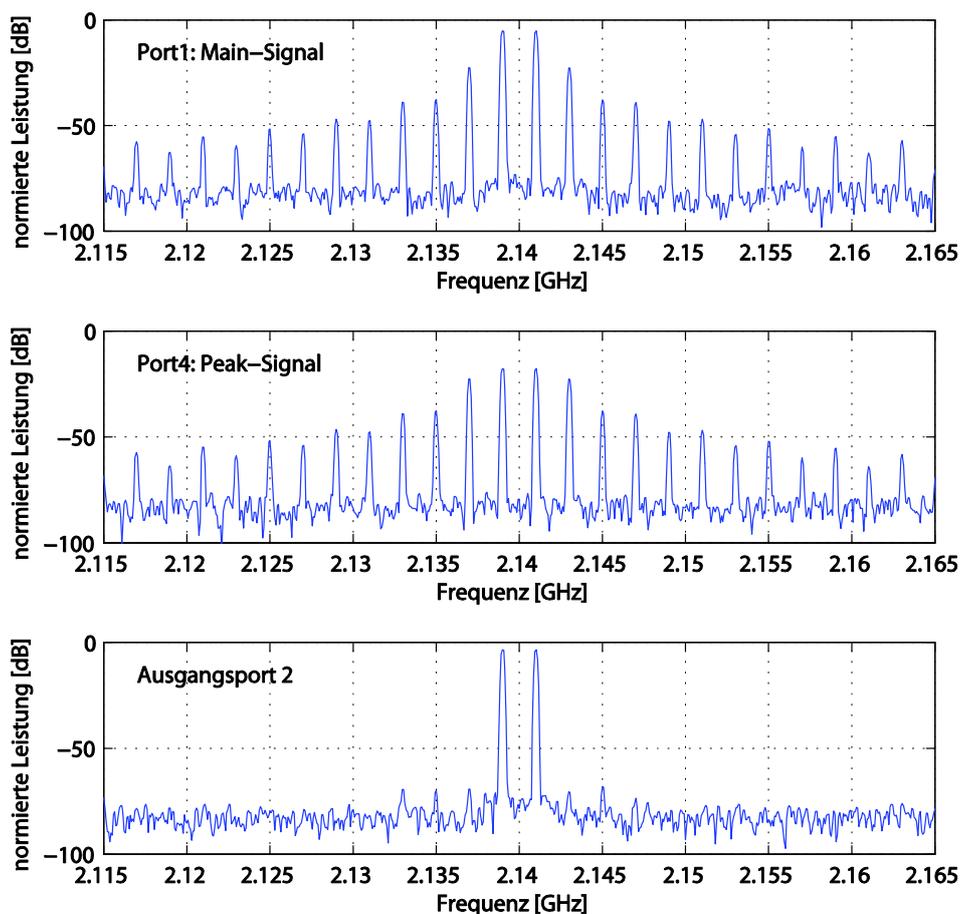


Bild 5.18: Gemessene Leistungsspektren vor und nach dem Power-Combiner.

Wirkungsgrades des SPA, hier die rote Line. Die schwarz gestrichelte Line zeigt das berechnete SPA Verhalten, wenn die gemessenen Klasse-B Verstärker Charakteristika als Grundlage zur SPA Berechnung dienen.

Aus der Abbildung geht hervor, dass die berechneten SPA Wirkungsgradverläufe sehr gut mit der Messung übereinstimmen. Der gemessene SPA Wirkungsgrad verläuft wie erwartet, und hat bei ca. -5 dB Back-Off sein Maximum. Dieser SPA hat ab -4 dB Back-Off einen höheren Wirkungsgrad als der einzelne Klasse-B Verstärker. Die Verbesserung beträgt bei -5 dB Power-Back-off sieben Prozentpunkte.

Aufgrund der sehr guten Übereinstimmung der Messung und der zugehörigen Berechnung kann davon ausgegangen werden, dass die Modellierung des SPA-Wirkungsgradverlaufs und dessen Berechnung in den vorigen Abschnitten korrekt sind.

Gemessene Signalrekonstruktion

Zur Verifikation der Signalvorverzerrung wurde ein 2-Ton Signal gemäß 5.2.4 vorverzerrt und somit die Signale für den Main- und den Peak-Verstärker erzeugt. Diese

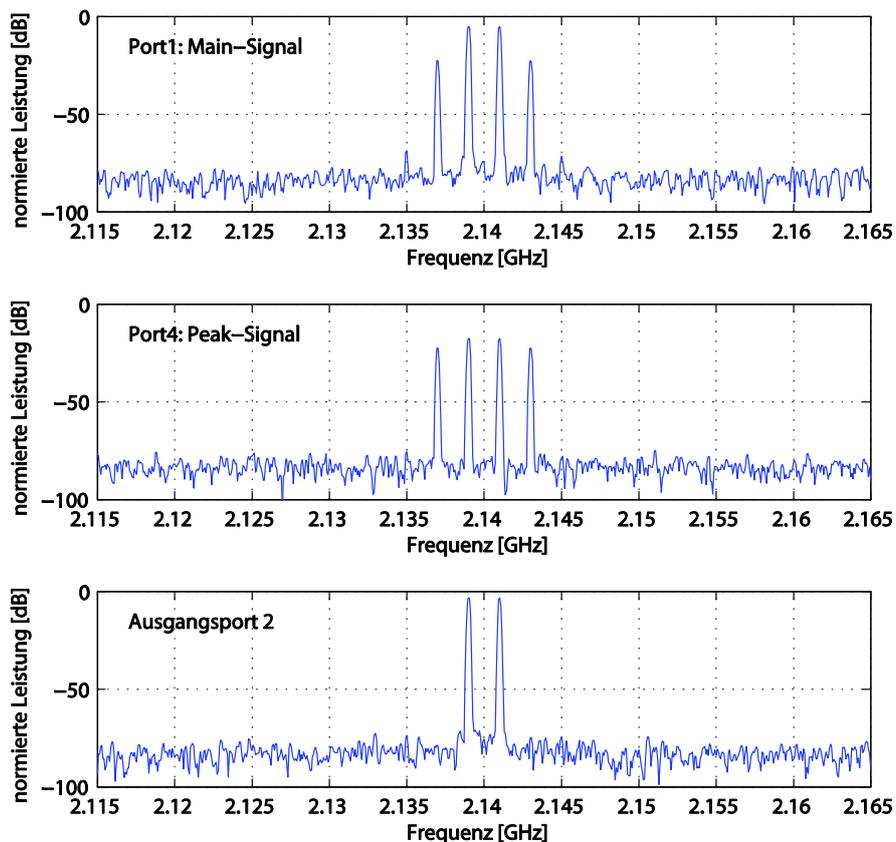


Bild 5.19: Gemessene Leistungsspektren vor und nach dem Power-Combiner bandbegrenzter Signale.

berechneten Signale wurden dann in zwei einzelne Signalgeneratoren geladen. Die Signalgeneratoren wurden für den Messaufbau sowohl im Basisband als auch im HF-Bereich aufeinander synchronisiert. Die HF-Ausgangssignale wurden dann direkt auf den Power-Combiner gegeben und das rekonstruierte Signal gemessen. In Bild 5.18 sind die gemessenen Leistungsspektren der einzelnen Generatoren als auch das rekonstruierte Signal hinter dem Power-Combiner dargestellt. Die gemessenen Ausgangsspektren der Generatoren entsprechen den berechneten Spektren aus Bild 5.12 und Bild 5.13. Zum Vergleich wird das Spektrum, wie oben beschrieben, einfach um die Trägerfrequenz (2.14 GHz) zur Null hin verschoben und nur die positiven Frequenzen betrachtet. Hierbei ist zu erkennen, dass beide Spektren identisch sind. Dieses ist nicht verwunderlich, da es sich bei den gemessenen Spektren um die vorher berechneten und von Generatoren wiedergegebenen Signale handelt.

Das gemessene Spektrum nach dem Power-Combiner zeigt das rekonstruierte 2-Ton Signal um die Trägerfrequenz. Sämtliche Harmonische, die vor dem Power-Combiner in den Signalen des Main- und Peak-Verstärkers enthalten waren, sind im Ausgangssignal des Power-Combiners unterdrückt. Der gemessene Abstand zwischen Signal und der ersten auftretenden Oberschwingung (Oberschwingung mit höchster Leistung) beträgt 65 dB. Diese Unterdrückung lässt sich noch weiter steigern, wenn zur Berechnung der vorverzerrten Signale die ohmschen Verluste in den einzelnen Signalpfaden des verwendeten Kopplers mit berücksichtigt werden.

Aus den Messergebnissen für die Signalrekonstruktion lassen sich folgende Schlüsse ziehen: Die Signalrekonstruktion mittels Richtkoppler funktioniert wie berechnet. Nach der Addition der vorverzerrten Signale am Richtkoppler liegt am Ausgang das ungestörte Signal an. Weiterhin kann davon ausgegangen werden, dass die Vorverzerrung und damit die Zerlegung des originalen Signals für Main- und Peak-Verstärker richtig berechnet wurden. In der obigen Abbildung ist das ungefilterte Signal gemessen und am Richtkoppler addiert. Dabei ist die Signalbandbreite nicht unbeschränkt, sondern durch die maximale Bandbreite der verwendeten Generatoren (60 MHz) beschränkt.

Von größerer praktischer Bedeutung sind aber die deutlich bandbegrenzten Signale und deshalb wurde hierfür ebenfalls eine Messung durchgeführt. Dazu wurden die berechneten Signale noch im Basisband digital gefiltert und so in der Bandbreite beschränkt. Die gemessenen Ausgangssignale der Generatoren und das Ausgangssignal des Power-Combiners sind in Bild 5.19 dargestellt.

Wie aus den gemessenen Spektren ersichtlich, wurden die Signale nach der dritten Oberschwingung bandbegrenzt. Nach der Rekonstruktion wurde das ungestörte 2-Ton Signal gemessen. Die Harmonischen löschen sich gegenseitig durch die Addition am Richtkoppler aus. Die Unterdrückung der Oberschwingungen ist hier besser als 65 dB und lässt sich wie in der vorigen Messung beschrieben auch noch verbessern. Damit ist

auch praktisch gezeigt, dass die Qualität der Signalrekonstruktion unabhängig von der Bandbreite der Power-Combiner Eingangssignale ist.

5.3 SPA mit gesteuertem Power-Combiner

Der Nachteil eines gewöhnlichen Richtkopplers als Power-Combiners ist der relativ hohe Verlust, wenn das Leistungsverhältnis an den beiden Eingangstoren nicht dem Koppelverhältnis entspricht. Dieses wird beim SPA besonders deutlich im Bereich der kleinen Ausgangsleistungen, wenn nur der Main-Verstärker arbeitet. In diesem Bereich verursacht der Richtkoppler einen systematischen Verlust, der je nach Koppelfaktor zwischen 10-50 % variiert (vgl. Bild 5.6: Systematischer Verlust eines Richtkopplers als Power-Combiner). Dieser Sachverhalt ist auch deutlich aus den berechneten Wirkungsgradkurven für den SPA abzulesen (Bild 5.7 und Bild 5.8). Der erste Kurvenabschnitt stellt jeweils nur den Main-Verstärker dar, der für die Berechnungen als idealer Klasse-B Verstärker angenommen ist. Der für diesen Verstärker maximale Wirkungsgrad von 78.5 % wird aufgrund des systematischen Verlustes des Power-Combiners nicht erreicht. In diesem ersten Arbeitsbereich ist der SPA-Wirkungsgrad um den konstanten systematischen Verlust des Richtkopplers reduziert. Eine Verbesserung kann erzielt werden, indem der Verlust in diesem ersten Arbeitsbereich reduziert oder entfernt wird.

Hierzu sind steuerbare Power-Combiner nötig, wie schon in Kapitel 4 vorgestellt wurde. Mithilfe dieser steuerbaren Richtkoppler ist es möglich, den Power-Combiner an die Leistung des SPA anzupassen.

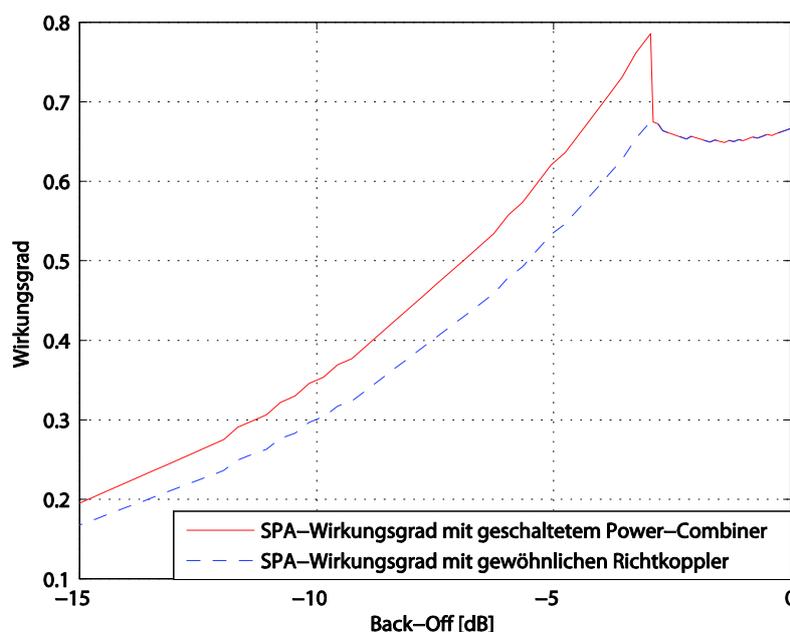


Bild 5.20: Wirkungsgrad SPA mit geschaltetem Richtkoppler als Power-Combiner; 0 dB OPCR, 8.5 dB Koppler.

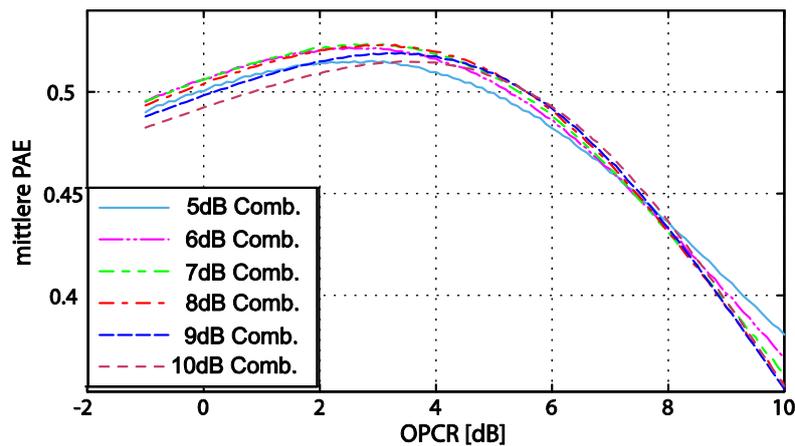


Bild 5.21: Berechnete mittlere PAE mit geschaltetem Power-Combiner.

5.3.1 Sequenzieller Verstärker mit geschaltetem Richtkoppler als Power-Combiner

Als erstes soll der Einfluss eines schaltbaren Richtkopplers untersucht werden. Ein schaltbarer Richtkoppler hat zwei Arbeitszustände, den normalen Koppelzustand und den Bypass-Zustand. Mit so einem Koppler ist es möglich, den systematischen Verlust des SPA, in dem Leistungsbereich in dem nur der Main-Verstärker arbeitet, auf Null zu reduzieren. Dies geschieht, in dem der verwendete Koppler in den Bypass Zustand geschaltet wird. Hierzu wird das Signal des Main-Verstärkers direkt an den Ausgang des Richtkopplers geleitet, ohne durch Koppelleffekte reduziert zu werden. Der systematische Verlust ist damit in diesem SPA Arbeitsbereich nicht mehr vorhanden. Sobald der SPA höhere Leistungen erzeugen soll, sodass der Peak-Verstärker eingeschaltet ist, muss auch der Koppler in den normalen Koppelzustand geschaltet werden. Zu diesem Zweck muss in den SPA ein Algorithmus oder Detektor integriert werden, der die komplexe Einhüllende des Signals auswertet und anhand der Amplitude den Koppler in den jeweiligen Betriebszustand schaltet.

Für diesen SPA mit geschaltetem Richtkoppler als Power-Combiner wurde ebenfalls der Wirkungsgradverlauf (Bild 5.20) berechnet (0 dB OPCR, 8.5 dB Koppler). Die Abbildung zeigt deutlich den Unterschied zwischen dem geschalteten und ungeschalteten Power-Combiner. Da der systematische Verlust beim SPA mit geschaltetem Power-Combiner für kleine Ausgangsleistung Null ist, ist der Wirkungsgradverlauf gegenüber dem SPA mit ungeschaltetem Power-Combiner nochmals verbessert. Ein 8.5 dB Koppler wie in diesem Beispiel benutzt, erzeugt einen systematischen Verlust von 14 %, der so nicht zum Tragen kommt. Damit beträgt die Verbesserung im gesamten Back-Off Bereich, in dem nur der Main-Verstärker arbeitet, 14 %.

Allgemein gibt das Quadrat des Koppelfaktor γ die mögliche Verbesserung im Leistungsbereich, in dem nur der Main-Verstärker arbeitet, an. Hierbei handelt es sich

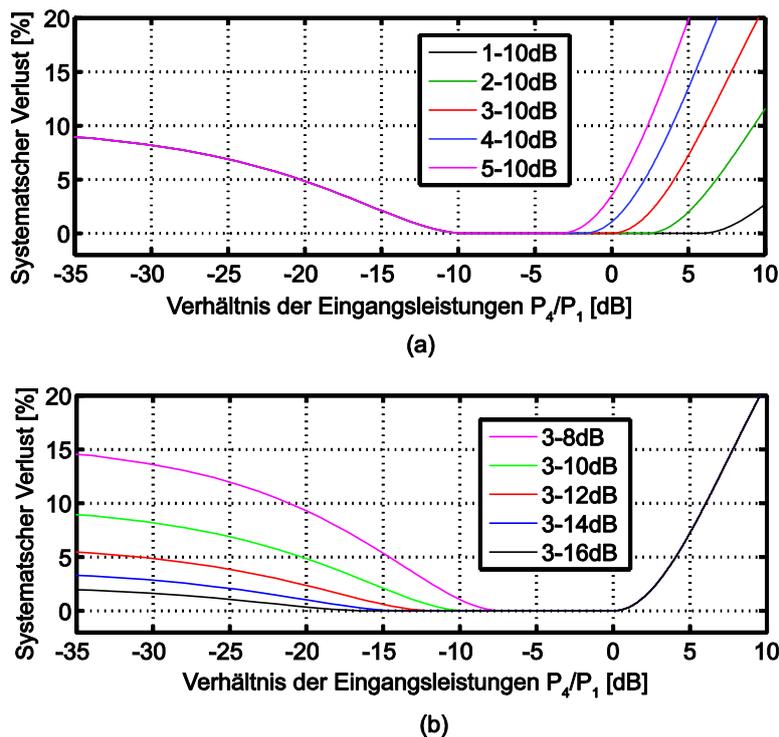


Bild 5.22: Systematischer Verlust eines in Grenzen variablen Power-Combiners

um den Leistungsanteil, der auf das sonst gekoppelte Tor eines Richtkopplers gegeben würde.

Für diesen SPA wurde ebenfalls unter der Annahme der Signalstatistik aus Bild 2.1 die mittlere PAE gemäß (2.4) berechnet. In Bild 5.21 sind die Ergebnisse mit dem Koppel­faktor als Parameter dargestellt.

Die maximale mittlere PAE von 53 % wird demnach für einen 7 dB Koppler bei 3 dB OPCR erreicht. Der für die Praxis relevante Punkt bei 0 dB OPCR und einem 6 dB Koppler erreicht immerhin noch 51 %, was einer Steigerung von knapp 10 % gegenüber dem ungeschalteten SPA und 30 % vergleichen mit einem Klasse-B Verstärker entspricht.

Theoretisch kann so der Wirkungsgrad eines SPA durch den Einsatz eines geschalteten Power-Combiners um knapp 10 % gesteigert werden. Praktisch muss aber die geringfügig höhere Einfügedämpfung der geschalteten Richtkoppler gegenüber einem gewöhnlichen Richtkoppler berücksichtigt werden. Bei den in Kapitel 4 vorgestellten und gefertigten schaltbaren Richtkopplern beträgt der gemessene Kopplerverlust 0.3 -0.4 dB. Ein gewöhnlicher Koppler hat eine geringere Dämpfung von maximal ca. 0.2 dB (vgl. Anhang A.4). Demzufolge haben die geschalteten Koppler einen zusätzlichen Verlust von 0.1 -0.2 dB, was maximal 5 % entspricht.

Damit wird der Gewinn durch den zusätzlichen Verlust des geschalteten Kopplers gemindert und man kann nur noch eine Steigerung von ca. 5 % im Vergleich zum ungeschalteten Koppler erzielen.

5.3.2 Sequenzieller Verstärker mit abstimmbarem Richtkoppler als Power-Combiner

Mithilfe eines variablen Power-Combiners ist es möglich, den systematischen Verlust in allen Arbeitsbereichen und bei allen Ausgangsleistungen des SPA zu verhindern. Im Gegensatz zum geschalteten Koppler können nicht nur zwei Leistungszustände geschaltet werden, sondern der Power-Combiner kann optimal an die momentane Ausgangsleistung des Main- und des Peak-Verstärkers angepasst werden.

Um den systematischen Verlust zu eliminieren, ist nach (5.25) ein Power-Combiner nötig, dessen Koppelverhältnis dem Verhältnis der Eingangsleistungen entspricht. Demzufolge muss der Koppelfaktor des Power-Combiners der Momentanleistung der einzelnen Verstärker entsprechen. Bei einem idealen variablen Power-Combiner treten demnach keine systematischen Verluste auf und der SPA hat ein ideales Wirkungsgradverhalten, wie Bild 5.2 dargestellt ist. Damit ist der variable Power-Combiner der für den SPA ideale Power-Combiner laut Abschnitt 5.1.

Aus der Berechnung für den systematischen Verlust (5.19) und der Voraussetzung, dass es sich um einen verlustlosen Koppler handelt, ergibt sich mit (5.16) die Abstimmvorschrift für das Koppelverhältnis des variablen Power-Combiners:

$$\gamma^2 = \frac{P_4}{P_1 + P_4}. \quad (5.37)$$

In Kapitel 4 wurde mit dem variablen LC-Koppler ein Richtkoppler vorgestellt, der es ermöglicht, die geforderte Abstimmbarkeit des Koppelfaktors in gewissen Grenzen zu realisieren. Der LC-Koppler hat einen variablen Koppelfaktor zwischen -2 dB und -15 dB.

Um die Auswirkungen eines in Grenzen variablen Power-Combiners zu untersuchen, wurde der systematische Verlust (5.24) für diese Art Power-Combiner berechnet und in Bild 5.22 dargestellt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde die Darstellung auf zwei Bilder aufgeteilt. Bild (a) zeigt einen variablen Power-Combiner mit festem minimalem Koppelfaktor von -10 dB und variablen maximalen Koppelfaktor zwischen -5 und -1 dB. Bild (b) zeigt einen variablen Power-Combiner mit festem maximalem Koppelfaktor von -3 dB und variablen minimalen Koppelfaktor zwischen -8 und -16 dB.

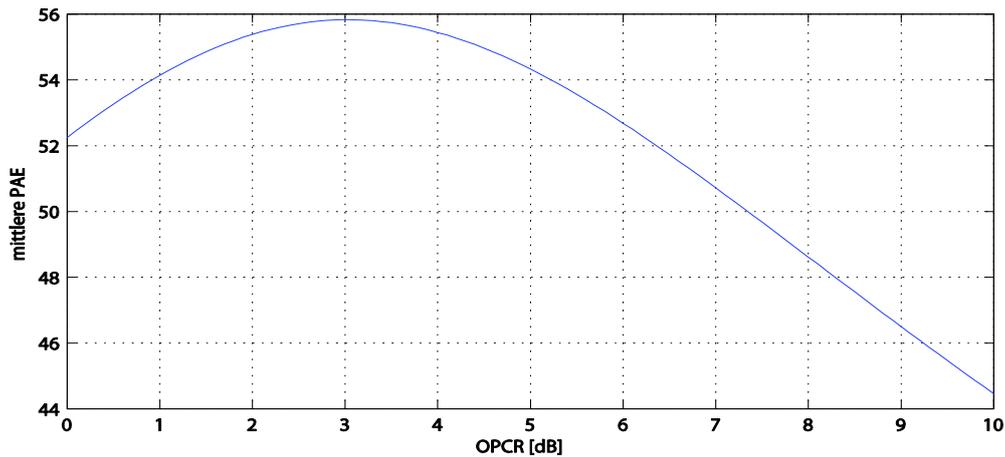


Bild 5.24: Berechnete mittlere PAE für SPA mit variablen Power-Combiner (2-13 dB).

Wie aus der Abbildung ersichtlich, ist in Regionen, wo der Koppelfaktor dem Leistungsverhältnis angepasst ist ((5.37) kann erfüllt werden), der systematische Verlust Null. Außerhalb des Einstellbereiches der Koppelfaktoren wird dann Leistung in den nicht nutzbaren Port des Power-Combiners gegeben und so ein systematischer Verlust erzeugt. Dieser hat dann einen ähnlichen Verlauf wie bei einem gewöhnlichen Richtkoppler als Power-Combiner. Aus beiden Abbildungen geht hervor, dass ein einstellbarer Koppelbereich von 2-13 dB ausreichend ist (bei maximal 10 dB OPCR) damit der systematische Verlust des Power-Combiners kleiner als 5 % bleibt.

Ausgehend vom Abstimmbereich 2-13 dB wurde der Wirkungsgrad des SPA mit dem OPCR als Parameter neu berechnet und in Bild 5.23 dargestellt.

Wie zu erwarten, ist der Wirkungsgrad im Bereich kleiner Leistungen (unterhalb des ersten Maximums) und bei maximaler Ausgangsleistung, verglichen mit einem

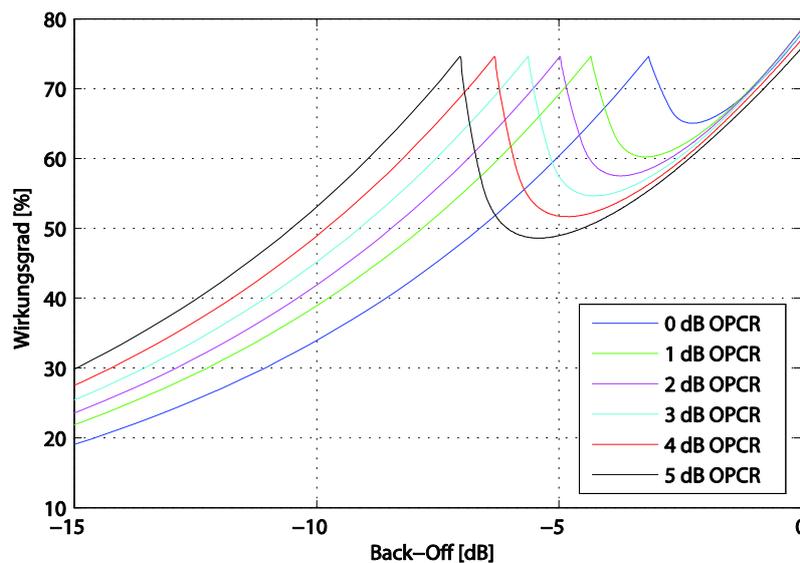


Bild 5.23: Wirkungsgradcharakteristik eines SPA mit variablem Power-Combiner (2-13 dB).

gewöhnlichen Koppler als Power-Combiner (vgl. Bild 5.7, Bild 5.8), erheblich verbessert. Für sämtliche OPCR-Werte wird bei -10 dB Back-Off eine Verbesserung von 10 % Punkten erreicht. Mit dieser Art Power-Combiner kann ein SPA realisiert werden, der einen Wirkungsgrad größer als 50 % ab -10 dB Back-Off hat. Laut Abbildung ist hierfür ein OPCR von 4 dB ausreichend.

Der maximal erreichte Wirkungsgrad beträgt in diesem Beispiel knapp 75 % für das erste Maximum aufgrund nur noch maximal 5 % systematischen Verlust. Für maximale Ausgangsleistungen wird fast das Optimum erreicht, da bei max. 5 dB OPCR der systematische Verlust (vgl. Bild 5.22) vernachlässigbar ist.

Aufgrund des variablen Power-Combiners haben die berechneten Wirkungsgradverläufe annähernd den idealen, wie in Abschnitt 5.1 berechneten Verlauf. Abweichungen treten wegen der Einschränkungen im Einstellbereich auf.

Mithilfe der berechneten Wirkungsgradverläufe für den SPA mit variablen Power-Combiner wurde die mittlere PAE berechnet. Als Leistungsdichteverteilung für das zur Berechnung angenommene Signal wurde ebenfalls die Verteilung aus Bild 2.1 angenommen. Die mittlere PAE in Abhängigkeit des OPCR ist in Bild 5.24 dargestellt.

Hieraus ist eine maximale mittlere PAE von 56 % bei 3 dB OPCR und 52 % für zwei gleiche Verstärker abzulesen. Dieses Ergebnis bedeutet eine 50 %-tige Steigerung gegenüber einem gewöhnlichen Klasse-B Verstärker und eine Steigerung von 14 % gegenüber dem SPA mit einem gewöhnlichen Richtkoppler als Power-Combiner. Die Steigerung gegenüber dem geschalteten Richtkoppler beträgt 5 %.

Ein zweiter wesentlicher Vorteil des variablen Power-Combiners ist der sehr geringe systematische Verlust von 3 % bei 0 dB Back-Off. Bei dieser Leistung hat der gewöhnliche Richtkoppler als Power-Combiner einen systematischen Verlust von 35 %. Dieses bedeutet, dass viel weniger Leistung bei maximaler Ausgangsleistung verloren geht und dementsprechend der Peak-Verstärker kleiner ausgelegt werden kann, um die gleiche

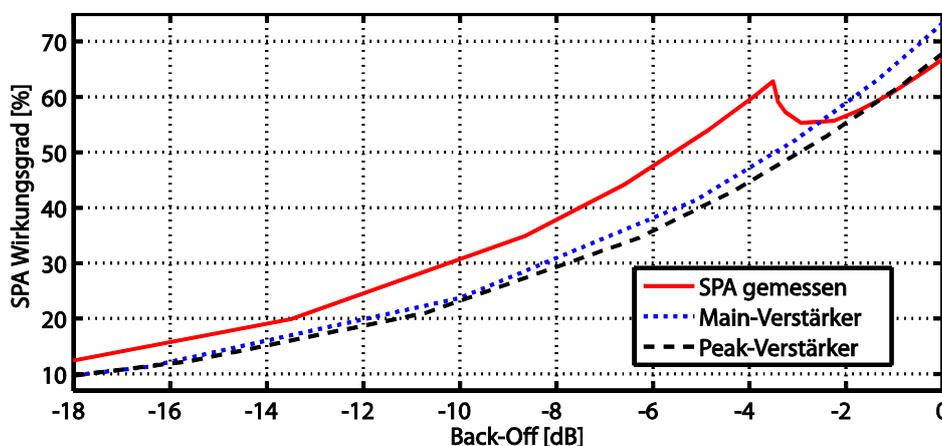


Bild 5.25: Gemessenes Wirkungsgradverhalten eines SPA mit variablen Power-Combiner.

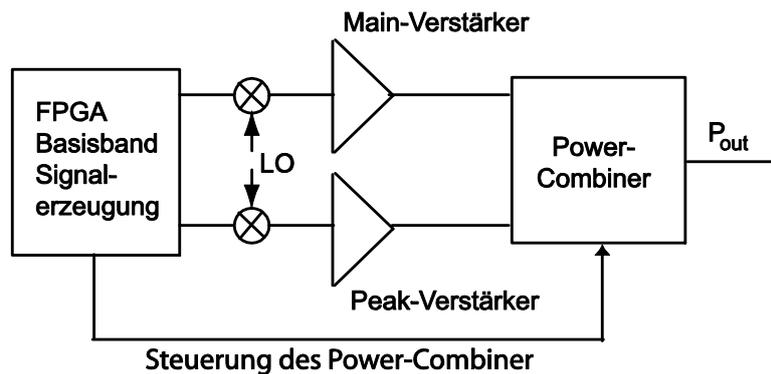


Bild 5.26: Mögliche SPA Realisierung.

Ausgangsleistung zu erzeugen. Dieses spiegelt auch der kleinere Werte für das OPCR zum Erreichen der maximalen mittleren PAE wieder.

In Abschnitt 4 wurde mit dem LC-Koppler ein variabler Power-Combiner vorgestellt, dessen Abstimmbereich ausreichend ist, um das gewünschte Verhalten zu realisieren. Der LC-Koppler hat einen einstellbaren variablen Koppelfaktor von 1.5-20 dB und ist damit besser als die geforderten 2-13 dB, um den systematischen Verlust kleiner 5 % zu halten.

Um die obigen Berechnungen zu verifizieren, wurde das Wirkungsgradverhalten des SPA mit einem aufgebauten LC-Koppler vermessen. Hier gilt zu beachten, dass der vorgestellte LC-Koppler nur für kleine Leistungen funktioniert und hier zu Demonstrationszwecken verwendet wurde. Dazu wurde die Ausgangsleistung der einzelnen Verstärker mittels Dämpfungsgliedern reduziert und das Ergebnis dann rechnerisch um die Dämpfungswerte korrigiert. Weiterhin wurde für jeden Messpunkt die Leistung des Main- und des Peak-Verstärkers eingestellt und passend zu diesem Verhältnis das Koppelverhältnis des LC-Kopplers gewählt.

Die Messergebnisse des SPA, des Main- als auch des Peak-Verstärkers sind in Bild 5.25 dargestellt. Das OPCR ist 0.2 dB.

Die rote Line zeigt das gemessene Wirkungsgradverhalten des SPA mit variablem LC-Koppler. Die Kurve hat den grundsätzlichen Verlauf wie für einen SPA mit variablen Power-Combiner berechnet aber die Werte liegen, aufgrund des Verlustes des variablen LC-Kopplers unter den berechneten Werten. Hierbei handelt es sich nicht um den systematischen Verlust sondern um die Einfügedämpfung des Kopplers. Diese wurde in Abschnitt 4.6 mit 0.5-1 dB spezifiziert und bedeutet somit eine Verringerung des Wirkungsgrades je nach eingestelltem Koppelfaktor von bis zu 20 %. Trotz dieser hohen Einfügedämpfung ist der Wirkungsgrad des gemessenen SPA ab ca. 3 dB Back-Off aber höher als die Wirkungsgrade der einzeln gemessenen Verstärker.

5.4 Zusammenfassung und Ausblick SPA

In diesem Kapitel wurden die sequenziellen Verstärker vorgestellt und ausführlich beschrieben. Generell handelt es sich hierbei um mindestens zwei Verstärker, deren Ausgangsleistung über einen Power-Combiner verbunden wird. Als mögliche Power-Combiner wurden sowohl gewöhnliche Richtkoppler als auch geschaltete sowie im Koppelfaktor variable Richtkoppler diskutiert. In Bild 5.26 ist der allgemeine Aufbau eines SPA mit Ansteuerung der einzelnen Verstärker und Regelung des Power-Combiners dargestellt. Hierbei ist die Steuerung des Power-Combiners je nach verwendetem Richtkopplertyp anzupassen. Am einfachsten ist es, wie abgebildet, die Erzeugung der einzelnen Signale für den Main- als auch den Peak-Verstärker auf einem FPGA²³ durchzuführen. Hier können dann auch wie beschrieben die Signale vorverzerrt und bandbegrenzt werden. Weiterhin kann dieser Baustein die Steuersignale für den verwendeten Power-Combiner berechnen und erzeugen. Der FPGA gibt die so erzeugten Signale im Basis-Band aus und anschließend werden diese auf die Trägerfrequenz hochgemischt, verstärkt und über den Power-Combiner zu einem Ausgangssignal zusammengefasst.

Aufgrund der Arbeitsweise des SPA ist es möglich, über die Wahl des OPCR und des Koppelfaktors den Wirkungsgradverlauf an die Signalstatistik des zu übertragenden Signals anzupassen.

Für die optimale Wahl der Parameter ist die Wirkungsgradcharakteristik eines SPA (gewöhnlicher Koppler als Power-Combiner), eines Klasse-B Verstärkers und die Leistungsdichte des zu verstärkenden Signals (hier typische WCDMA Verteilung) in

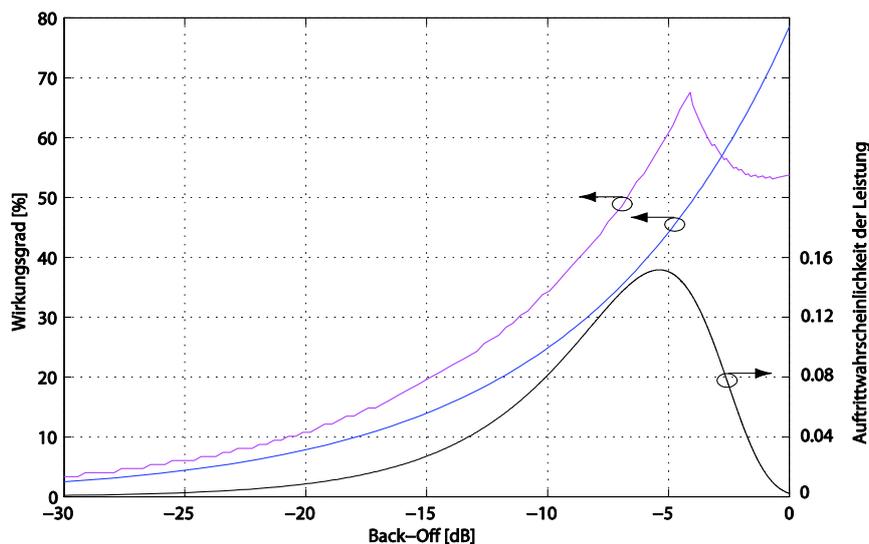


Bild 5.27: Wirkungsgradvergleich

²³ FPGA- Field Programmable Gate Array, programmierbarer integrierter Schaltkreis, in den logische Schaltungen programmiert werden.

Bild 5.27 zusammen dargestellt.

Hieraus geht hervor, dass der SPA aufgrund seiner Wirkungsgradcharakteristik viel besser an die Leistungsverteilung angepasst ist. Durch die Wahl der Parameter, OPCR und Koppelfaktor, lässt sich diese an die jeweilige Signalstatistik anpassen. Die höchste mittlere PAE wird erreicht, wenn das erste Wirkungsgradmaximum des SPA im Bereich der höchsten Wahrscheinlichkeit liegt, wie abgebildet.

Das Potenzial der vorgestellten SPA ist in Tabelle 5.2 noch mal zusammenfassend für die typische WCDMA Leistungsverteilung (5.4 dB CREST-Faktor) dargestellt. Hieraus geht hervor, dass der SPA in allen Varianten dem Klasse-B Verstärker überlegen ist. Obwohl für den SPA ein Power-Combiner zum Einsatz kommt, der immer eine zusätzliche Einfügedämpfung hat, werden mit dem SPA mittlere Wirkungsgrade (PAE) erreicht, die 26-30 % über denen der gewöhnlichen Verstärker liegen. Die Werte incl. Verlust sind der letzten Tabellenzeile zu entnehmen.

Zwischen den einzelnen SPA Varianten ist der Unterschied der mittleren PAE gering. Den geringsten schaltungstechnischen Aufwand hat der SPA mit einem gewöhnlichen Richtkoppler als Power-Combiner. Hier muss keine zusätzliche Steuerung für den Power-Combiner realisiert werden. Aus diesem Gesichtspunkt ist diese Variante, obwohl die mittlere PAE die kleinere ist, vorzuziehen.

Verstärker	Gewöhnlicher Klasse-B Verstärker	SPA mit gewöhnlichem Richtkoppler als Power-Combiner	SPA mit geschaltetem Richtkoppler als Power-Combiner	SPA mit variablem Richtkoppler als Power-Combiner (2-13 dB)	SPA ideal
Berechnete mittlere PAE	37 %	49 %	53 %	56 %	57 %
Real gemessene Power-Combiner Einfügedämpfung	entfällt	0.2 dB	0.4 dB	0.5-1 dB	entfällt
Praktisch realisierbare mittlere PAE incl. Einfügedämpfung	37 %	46.8 % Verbesserung: 26 %	48.3 % Verbesserung: 30 %	ca. 48 % Verbesserung: 30 %	entfällt

Tabelle 5.2: Zusammenfassung Wirkungsgrad SPA

Ist der höhere schaltungstechnische Aufwand vertretbar, so ist der SPA mit dem variablen Power-Combiner die bessere Wahl, da dieser neben der hohen mittleren PAE auch den geringsten systematischen Verlust bei hohen Ausgangsleistungen hat.

Einen Mittelweg zwischen schaltungstechnischen Aufwand und Wirkungsgrad stellt der SPA mit geschaltetem Richtkoppler als Power-Combiner dar.

Die Steigerungsmöglichkeiten für den mittleren Wirkungsgrad (mittlere PAE) werden noch größer für Signale mit größerem CREST-Faktor. Je tiefer das Maximum der Leistungsdichteverteilung im Back-Off liegt, desto geringer ist der Wirkungsgrad der konventionellen Verstärker. Aber der SPA bietet die Möglichkeit, durch die entsprechende Parameteranpassung, das erste Wirkungsgradmaximum in den Bereich hoher Leistungswahrscheinlichkeit zu verschieben und so dort einen Wirkungsgrad zu erzielen, der weit oberhalb der gewöhnlichen Verstärker liegt. Berechnete Ergebnisse für 11 dB CREST-Faktor sind in Tabelle 5.3 dargestellt.

Verstärker	Gewöhnlicher Klasse-B Verstärker	SPA mit gewöhnlichem Richtkoppler als Power-Combiner	SPA mit geschaltetem Richtkoppler als Power-Combiner	SPA mit variablem Richtkoppler als Power-Combiner (2-13 dB)	SPA ideal
max. mittlere PAE	23 %	39 %	47 %	47 %	48 %
mittlere PAE bei 0 dB OPCR	entfällt	28 %	38 %	32 %	entfällt

Tabelle 5.3: Mittlere PAE bei 11 dB CREST Faktor

Die SPA mit geschalteten als auch variablen Richtkoppler erreichen eine Verdoppelung der mittleren PAE gegenüber dem Klasse-B Verstärker. Selbst bei 0 dB OPCR werden hier Steigerungsraten von 65 % für den geschalteten Power-Combiner erreicht. Der SPA mit variablen Power-Combiner stellt hier nicht das Optimum dar, da der Wirkungsgrad des SPA im Back-Off Bereich vor dem ersten Maximum mit geschalteten Power-Combiner höher als der des SPA mit variablen Power-Combiner ist (0 dB OPCR).

Abschließend kann gesagt werden, dass ein SPA betrieben mit amplitudenmodulierten Signalen den mittleren Wirkungsgrad des Verstärkers erheblich verbessert. Je höher der CREST-Faktor des zu verstärkenden Signals ist, desto höher sind auch die möglichen Steigerungsraten des mittleren Wirkungsgrades.

Wie aus den Abbildungen für das Wirkungsgradverhalten der unterschiedlichen SPA auch abzulesen, ist der SPA einem gewöhnlichen Klasse-B Verstärker ab ca. 2.5 dB Back-Off im Wirkungsgrad überlegen und deshalb ist sein Einsatz auch erst ab ungefähr 2.5 dB CREST-Faktor sinnvoll.

Der SPA wurde mit zwei Verstärkern, einem Main- und einem Peak-Verstärker, vorgestellt und berechnet. Prinzipiell sind auch Konfigurationen mit mehr als zwei Verstärkern denkbar. Möglich sind zum Beispiel ein Main- und mehrere Peak-Verstärker. Diese sind dann über mehrere hintereinandergeschaltete Power-Combiner verbunden. Theoretisch lassen sich hiermit noch höhere mittlere Wirkungsgrade erzielen, praktisch ist dieses durch die zusätzlichen Verluste (systematische als auch Einfügedämpfung) der einzelnen Power-Combiner nicht zu realisieren.

6 Geschaltete sequenzielle Verstärker

Geschaltete sequenzielle Verstärker (SSA - Switched Sequential Amplifier) stellen ebenfalls eine neue Klasse von Verstärkern dar, bei der ein einzelner Verstärker durch ein geschaltetes Netzwerk aus mehreren kleineren Verstärkern ersetzt wird. Durch gezieltes Zu- oder Abschalten einzelner Komponenten in dem Netzwerk ist es so möglich, das Verstärkernetz an den momentanen Leistungsbedarf anzupassen und so den Wirkungsgrad des gesamten Systems gegenüber dem einzelnen Verstärker zu verbessern.

Die Grundlage für den SSA stellt die balancierte Verstärkerkonfiguration [25], Bild 6.1 dar. Hierbei werden zwei identische Verstärker mittels zwei 3 dB Richtkopplern parallel miteinander verbunden. Durch die Benutzung von Richtkopplern am Ein- bzw. Ausgang sind die Verstärker voneinander entkoppelt und beeinflussen sich nicht gegenseitig. Dieses Konzept wird häufig genutzt, um hohe Leistungen bei guter Anpassung und Stabilität mittels einer einfachen Signaladdition zu erreichen.

Die Idee der SSA beruht darauf, bei kleinen Leistungen einen Verstärker aus dem balancierten Netzwerk abzuschalten und so die Aussteuerung des Verbleibenden zu erhöhen, um Energie/Verlustleistung einzusparen. Um ein geschaltetes Netzwerk zu entwerfen, bedarf es einer genauen Analyse der Signalpfade des balancierten Konzeptes.

6.1 Grundkonzept der SSA

Für balancierte Netzwerke werden häufig zwei identische 3 dB Richtkoppler als Signalteiler und Power-Combiner eingesetzt. Durch deren Charakteristik wird ein Eingangssignal am ersten Richtkoppler auf die beiden Ausgangstore mit gleicher Amplitude aber mit 90° Phasendifferenz aufgeteilt, anschließend verstärkt und dann zu einem Ausgangssignal durch den zweiten Koppler am unteren Ausgangstor phasenrichtig addiert. Am oberen Ausgangstor löschen sich die Signale durch ihre Gegenphasigkeit aus.

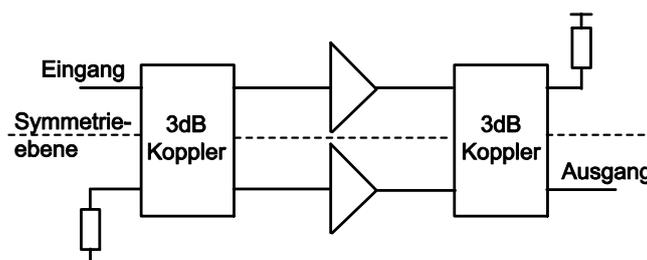


Bild 6.1: Balancierter Verstärker.

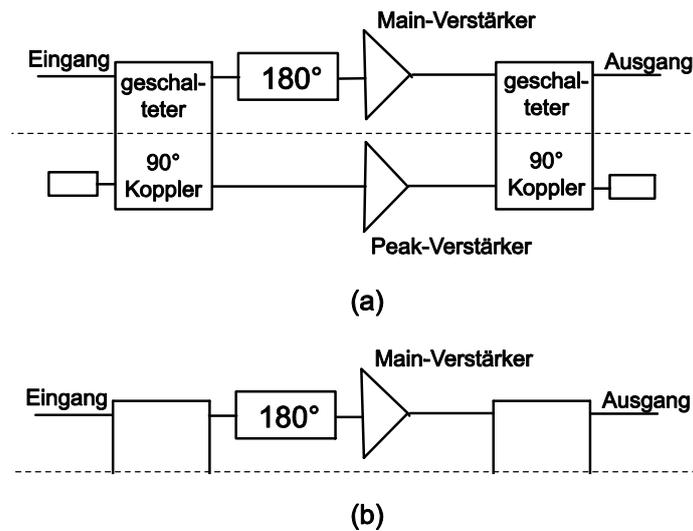


Bild 6.2: SSA Grundkonzept, (a) Balancierter-Betrieb, (b) Bypass-Betrieb.

In dieser ursprünglichen balancierten Form findet eine „Cross-Kopplung“ vom Eingangstor oberhalb der Symmetrieebene hin zum Ausgangstor unterhalb der Symmetrieebene statt.

Würde man in diesem Konzept zum Beispiel alles unterhalb der Symmetrieebene abschalten, erscheint das Ausgangssignal am oberen Tor des Power-Combiners. Demzufolge wechselt das Signalausgangstor durch das Umschalten vom balancierten Betrieb in den Betrieb mit nur einem Verstärker. Solch ein Netzwerk ist praktisch nicht einsetzbar und somit von keinerlei Bedeutung.

Durch Einfügen eines zusätzlichen 180° Phasenschiebers wird das Ausgangstor für den balancierten Zustand auf die obere Symmetrieebene verlegt und so ein Wechsel der Symmetrieebene für Eingangs- und Ausgangssignal verhindert. Das resultierende Verstärkernetzwerk ist in Bild 6.2 dargestellt.

Hierbei handelt es sich um die Grundkonstellation eines SSA. Als Power-Combiner kommen geschaltete Richtkoppler zum Einsatz, wie sie in Kapitel 4 vorgestellt wurden. Diese haben zwei Zustände: den normalen Koppelbetrieb und den Bypass-Zustand, in dem das Eingangssignal direkt an das gegenüberliegende Ausgangstor gegeben wird. Folglich hat der SSA zwei Betriebszustände: 1. Balancierter-Betrieb und 2. Bypass-Betrieb.

1. Im Balancierten-Betrieb arbeitet der SSA, bis auf das verschobene Ausgangstor, wie ein gewöhnlicher balancierter Verstärker. Die schaltbaren Koppler sind im Koppel-Zustand und verhalten sich wie gewöhnliche Richtkoppler. Beide Verstärker, Main- also auch Peak-, tragen zur Ausgangsleistung des Netzwerkes bei.
2. Im Bypass-Betrieb des SSA werden die Koppler ebenfalls in den Bypass-Zustand geschaltet und das Eingangssignal wird nur auf den Main-Verstärker

gegeben, verstärkt und direkt an den Netzwerkausgang geleitet. Der Peak-Verstärker ist ausgeschaltet.

Aufgrund des geschalteten Richtkopplers wird die Leistung im Bypass-Betrieb am Main-Verstärker um den Anteil erhöht, der im Balancierten-Betrieb dem Peak-Verstärker zugeführt wurde. Hierdurch bleibt die Leistungsverstärkung des Systems konstant, die Aussteuerung des Main-Verstärkers wird erhöht und demzufolge auch sein Wirkungsgrad.

Die Steuerung des SSA kann über einen Amplitudendetektor als auch durch digitale Berechnung bei der Signalerzeugung erfolgen. Hierdurch wird der SSA für kleine Leistungen in den Bypass-Betrieb und ab dem Moment, in dem der Main-Verstärker seine maximale Leistung erreicht hat, in den balancierten Betrieb geschaltet. Dieses Umschalten des Netzwerkes kann sowohl statisch (in Signalpausen) oder auch dynamisch (wenn ein Signal anliegt) anhand der Signaleinhüllenden erfolgen.

Der Main-Verstärker kann in sämtlichen linearen Verstärkerbetriebsarten ausgeführt werden, während für den Peak-Verstärker praktisch nur der Klasse-B oder auch -AB Betrieb in Frage kommt. Würde der Peak-Verstärker als Klasse-A ausgeführt, müsste er im Bypass-Betrieb des SSA über eine geschaltete Versorgungsspannung verfügen, was zusätzlichen hohen schaltungstechnischen Aufwand bedeutet. Die Verstärkerbetriebsarten AB und B nehmen nur geringe bzw. keine Ruhestrome auf und eignen sich deshalb besser.

Bisher wurde angelehnt an das ursprüngliche balancierte Konzept, nur von 3 dB Richtkopplern und identischen Verstärkern ausgegangen. Aber das SSA Konzept kann mithilfe der in Kapitel 5 vorgestellten Berechnung zum systematischen Verlust auch auf unsymmetrische Verstärker angepasst werden. Hierzu gilt nach (5.25), dass das Leistungsverhältnis am Power-Combiner dem Koppelfaktor entsprechen muss. Demzufolge muss, um ungleiche Verstärker als Main- bzw. Peak- betreiben zu können, auch die Leistungsaufteilung unsymmetrisch im Verhältnis der Verstärker zueinander erfolgen. In Tabelle 6.1 sind exemplarisch für vier Verstärkerverhältnisse die benötigten geschalteten Richtkoppler/Koppelfaktoren berechnet.

Verhältnis $Main/_{Peak}$	$1/1$	$1/2$	$1/3$	$1/10$
Resultierender Richtkoppler mit geschalteten direkten Tor	3 dB	4.7 dB	6 dB	10.4 dB
Resultierender Richtkoppler mit geschalteten gekoppelten Tor	3 dB	1.7 dB	1.2 dB	0.4 dB

Tabelle 6.1: Verhältnis von Main- und Peak-Verstärker und resultierender Richtkoppler/Koppelfaktor

Hierbei gilt zu beachten, dass zwischen Kopplern mit geschaltetem direktem Tor, wie zum Beispiel der Lange-Koppler und Kopplern mit geschaltetem gekoppeltem Tor, wie zum Beispiel dem Branch-Line Koppler zu unterschieden ist. Koppler mit geschaltetem

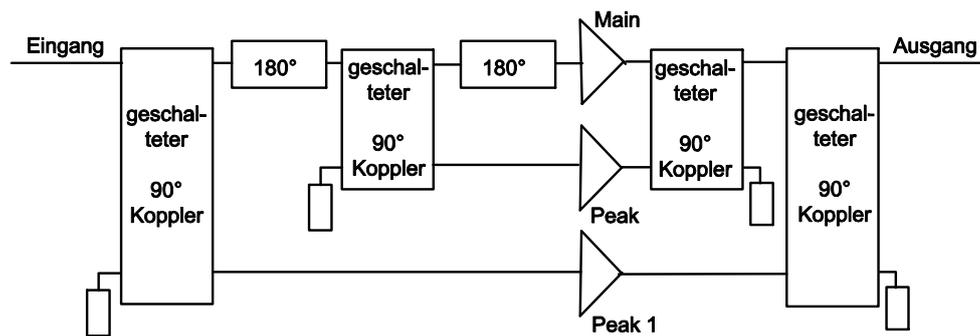


Bild 6.3: 3-stufiger SSA

direkten Tor schalten den Pfad mit der höheren Leistung im Bypass-Zustand ab und Koppler mit geschaltetem gekoppelten Tor den Pfad mit der kleineren Leistung. Demzufolge ist dann der inverse Koppelfaktor zu realisieren, wie aber auch in der Tabelle angegeben ist.

Das bisher zweistufige SSA Konzept kann durch Hinzufügen zusätzlicher geschalteter Richtkoppler und 180° Phasenschieber zu einem Multikanal-SSA mit einem Main- und mehreren Peak-Verstärker erweitert werden. Ein dreikanaliges Beispiel ist in Bild 6.3 abgebildet. Dieses Netzwerk hat nun 3 Schaltzustände, dabei sind mit entweder ein, zwei oder alle drei Verstärker aktiv. Folglich hat ein n-stufiges SSA-Netzwerk n Schaltzustände.

Für alle SSA gilt, dass durch das Zu- oder Abschalten einzelner Verstärker die momentane Ausgangsleistung des Netzwerkes nicht beeinflusst wird. Es ändert sich nur die Anzahl der Verstärker, die zur Ausgangsleistung beitragen. Generell wird nur die nötige Anzahl der Verstärker eingeschaltet.

Weiterhin ist der SSA linear. Durch das Zu- oder Abschalten einzelner Verstärker wird das Signal nicht beeinflusst, weder in der Amplitude noch in der Phase. Nichtlineare Effekte treten nur durch die Nichtlinearitäten der verwendeten Verstärker und nicht durch das Netzwerk auf.

Neben der bisher vorgestellten SSA-Netzkonfiguration über geschaltete Richtkoppler und zusätzliche 180° Phasenschieber existiert noch eine zweite Möglichkeit, solch ein geschaltetes Netzwerk ohne zusätzliche Phasenschieber aufzubauen. Hierzu werden Paare von geschalteten Richtkopplern benötigt, die ein entgegengesetztes Phasenverhalten haben. Ein Beispiel für solch ein Kopplerpaar wurde in Kapitel 4 mit dem Branch-Line Koppler in Mikrostreifenleitertechnik und dem Branch-Line Koppler in Hybridtechnik, bei dem die Branches als „linksdrehende“ Leitung ausgeführt wurden, gezeigt. Ein Beispielnetzwerk für einen zweistufigen SSA mit diesen Richtkopplern ist in Bild 6.4 gezeigt. Hier sind zu Erklärungszwecken die Signalwege und relativen Phasenwerte mit eingezeichnet.

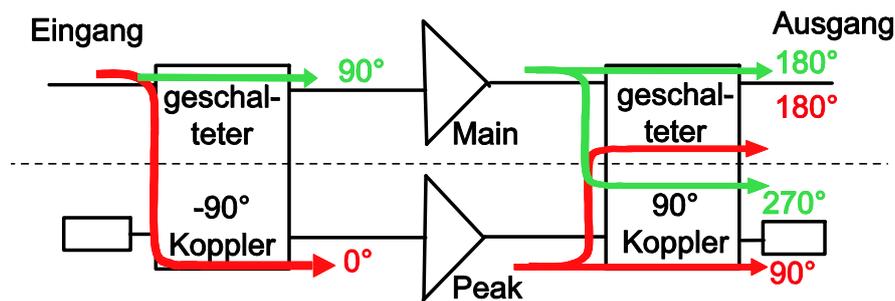


Bild 6.4: SSA mit „linksdrehendem“ Signalteiler und „rechtdrehendem“ Power-Combiner

Das Eingangssignal wird durch den ersten -90° Richtkoppler auf dessen Ausgangstore gemäß Koppelfaktor aufgeteilt. Bei diesem Koppler eilt das obere Tor dem unteren um 90° in der Phase nach. Aufgrund dem gewöhnlichen Branch-Line Koppler inversen Phasenverhalten wird das Signal am oberen Ausgang des Power-Combiners phasenrichtig addiert und löscht sich am unteren Tor durch die Gegenphasigkeit aus. Die Arbeitsweise eines solchen SSA-Netzwerkes ist, bis auf die Phasenbeziehung der Richtkoppler, wie zuvor für ein Netzwerk mit Phasenschieber beschrieben.

6.2 Wirkungsgradcharakteristik des geschalteten Sequentiellen Verstärkers

Aufgrund der zuvor beschriebenen Arbeitsweise eines SSAs kann der Wirkungsgradverlauf einfach abgeleitet werden. Hierzu wird als Erstes ein SSA mit zwei gewöhnlichen Klasse-B Verstärkern und zwei geschalteten Richtkopplern angenommen. Der resultierende Wirkungsgradverlauf ist in Bild 6.5 dargestellt. Beginnend bei kleinen

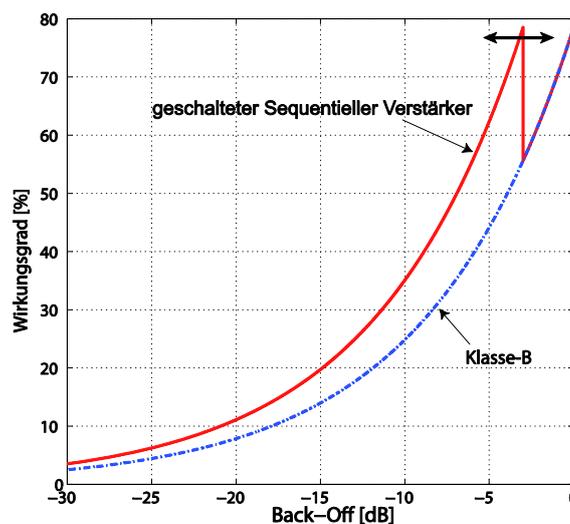


Bild 6.5: Wirkungsgrad-Charakteristik eines 2-kanaligen SSA

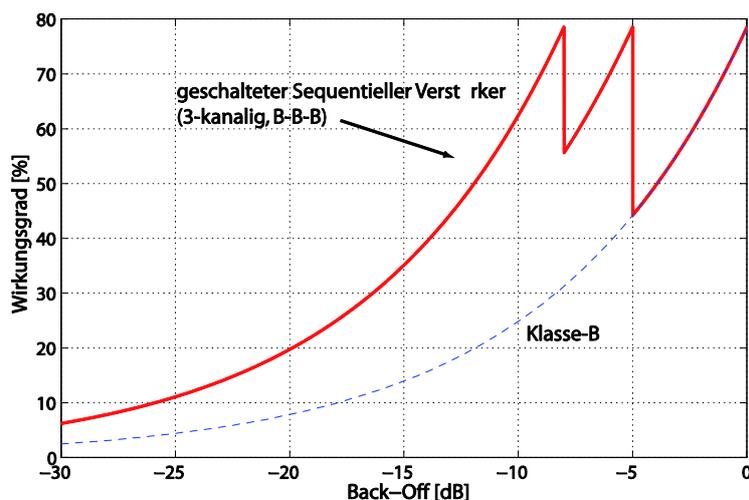


Bild 6.6: 3-kanaliger SSA, alle drei Verstärker als Klasse-B ausgeführt.

Leistungen hat die SSA Wirkungsgrad-Charakteristik das Verhalten des Main-Verstärkers, hier Klasse-B. Der Grund hierfür ist, dass beide Koppler in den Bypass-Zustand geschaltet sind und nur der Main-Verstärker arbeitet. Die Leistung kann demzufolge bis zu Maximalleistung des Main-Verstärkers erhöht werden. Zu diesem Zeitpunkt wird der SSA in den balancierten Betrieb, die Koppler in den Koppel-Zustand, geschaltet. Folglich teilt sich die Leistung auf beide Verstärker auf, die Leistung des Main-Verstärkers wird verringert und der Wirkungsgrad des SSA fällt schlagartig ab. In dem gezeigten Beispiel wurden 3 dB Koppler verwendet und deshalb liegt der Schaltzeitpunkt 3 dB unterhalb der maximalen Leistung. Ab diesem Punkt steigt der Wirkungsgrad dann wieder mit Erhöhung der Leistung an, bis das zweite Maximum bei maximaler Ausgangsleistung beider Verstärker erreicht wird.

Zu Vergleichszwecken ist die Wirkungsgrad-Charakteristik eines Klasse-B Verstärkers, wie als Main- und Peak- benutzt wird, mit eingezeichnet. Hieraus geht hervor, dass der SSA im gesamten Back-Off Bereich unterhalb des Schaltzeitpunktes einen besseren Wirkungsgrad hat als ein einzelner entsprechend dimensionierter Verstärker. Bei 10 dB Back-Off beträgt der Wirkungsgrad des Klasse-B 25 % und des SSA 35 %. Dieses entspricht einer Steigerung von 40 %.

Der Schaltzeitpunkt und damit die Lage des ersten Maximums des SSA kann durch die Wahl des Koppelfaktors verschoben werden (dementsprechend sind auch die Verstärker anzupassen), wie durch den Pfeil in der Abbildung angedeutet ist. Hierdurch ist es möglich, den SSA an die Signalstatistik des zu übertragenden Signals anzupassen und so das erste Wirkungsgradmaximum in den gewünschten Back-Off Bereich zu verschieben. Aber es gilt zu beachten, dass nach dem ersten Maximum der Wirkungsgradeinbruch stärker ausfällt, je tiefer das Maximum im Back-Off liegt.

Eine Verbesserung diesbezüglich liefert der mehrstufige SSA, wie auch in Bild 6.6 am Beispiel des 3-stufigen SSA dargestellt ist. Hier ergeben sich drei Wirkungsgradmaxima, wobei zwei unterhalb der Maximalleistung liegen und sich durch die Wahl der inneren und äußeren geschalteten Richtkoppler im Back-Off Bereich verschieben lassen. Mit diesem Netzwerk beträgt der Wirkungsgrad bei 10 dB Back-Off 62 %, was einer Steigerung um das 2,5-fache gegenüber dem einfachen Klasse-B Verstärker entspricht. Und ab ca 13 dB Back-Off ist der Wirkungsgrad bis zur maximalen Ausgangsleistung immer höher als 45 %.

Allgemein kann man sagen, dass durch das Zu- und Abschalten der einzelnen Verstärker ein sägezahnförmiger Verlauf des SSA Wirkungsgrades entsteht. Die Anzahl der Wirkungsgradmaxima entspricht der Anzahl der Verstärker im Netzwerk, deren Lage kann mithilfe der Koppelfaktoren im Back-Off Bereich verschoben werden.

6.3 SSA Bandbreite

Die Bandbreite des SSA ist allein von individuell benutzten Komponenten abhängig. Folglich beschränkt das Bauteil mit der geringsten Bandbreite die Bandbreite des Netzwerkes. Leistungsverstärker können Bandbreiten von einer Oktave erreichen [26]. Deshalb ist es auch wichtig, dementsprechend geschaltete Richtkoppler zu benutzen.

Die vorgestellten geschalteten Branch-Line Koppler (vgl. 4.3, 4.4) haben eine relative Bandbreite von 10 % bzw. 5 %. Damit ist die Bandbreite eines SSA aufgebaut mit diesen Komponenten auf maximal 10 % relative Bandbreite bei 2.14 GHz Mittenfrequenz beschränkt. Die Koppler lassen sich ebenso bei einer anderen Mittenfrequenz aufbauen, aber die relative Bandbreite ändert sich nicht. Diese ist zum einen durch die Bandbreite des Branch-Line Kopplers und zum anderen durch die Anpassschaltung der verwendeten Schalter-Elemente beschränkt.

Eine breitbandige Lösung stellt hier der Lange-Koppler als geschalteter Richtkoppler

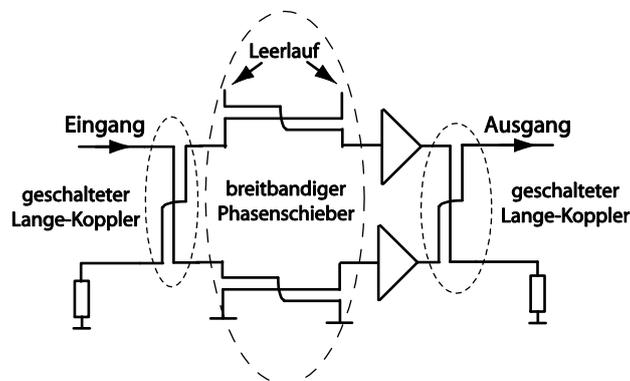


Bild 6.7: Breitbandiger SSA, ausgeführt mit Lange-Kopplern.

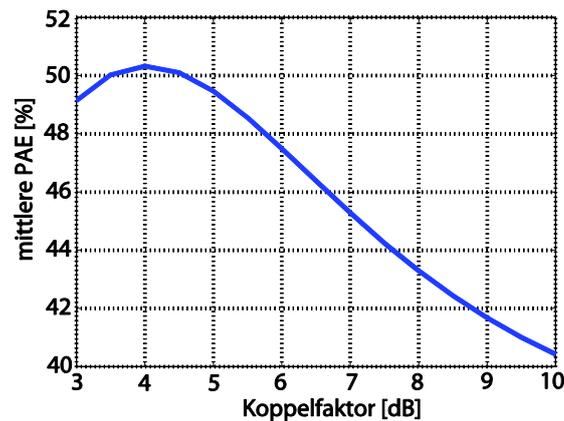


Bild 6.8: Berechnete mittlere PAE, SSA mit zwei Verstärkern.

dar. Dieser wurde in Kapitel 4.5 vorgestellt und erreicht relative Bandbreiten von ca. 50 %, was auch messtechnisch belegt wurde.

Mit diesem geschalteten Richtkoppler hat ein zweistufiges SSA Netzwerk die in Bild 6.7 dargestellte Form. Am Ein- bzw. Ausgang sind geschaltete Lange-Koppler eingesetzt und längs in jedem der beiden Pfade ein gewöhnlicher Lange-Koppler entsprechend der Darstellung. Mithilfe der beiden „Längs-Koppler“ wird ein breitbandiger 180° Phasenschieber realisiert. Die Bandbreite des Phasenschiebers ist mit der des Lange-Kopplers identisch, da hier die Phaseneigenschaften des Kopplers mit kurgeschlossenen oder leer laufenden Toren ausgenutzt werden.

Folglich können mithilfe des Lange-Kopplers breitbandige SSA Netzwerke von ca. 50 % relativer Bandbreite realisiert werden.

Die minimal benötigte Bandbreite für einen SSA hängt einzig und allein vom zu übertragenden Signal ab. Das Netzwerk verursacht keinerlei Signalbeeinflussung und damit auch keine Beeinflussung bezüglich der benötigten Bandbreite.

6.4 Mittlerer SSA Wirkungsgrad

Zur optimalen Netzwerkauslegung des SSA stehen zwei Freiheitsgrade im Design zur Verfügung. Hierbei handelt es sich um die Anzahl der Verstärker im Netz und um deren Dimensionierung und damit verbunden der Kopplfaktor der einzelnen geschalteten Richtkoppler.

Als Kriterium wird auch für diesen Verstärker die höchste mittlere PAE (2.4) herangezogen. Mit ihr lassen sich objektiv die Parameter für das jeweilige zu verstärkende Signal berechnen und optimieren. Hierbei findet eine Anpassung des Wirkungsgradverlaufes an die jeweilige vorausgesetzte Leistungsdichteverteilung statt. Die Wirkungsgradmaxima des SSA werden in Back-Off Regionen mit einer hohen

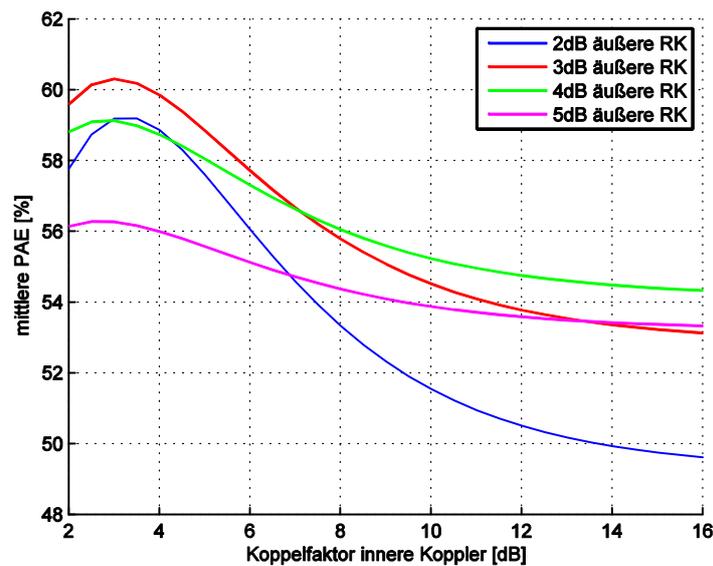


Bild 6.9: Mittlere PAE eines dreikanaligen SSA

Leistungswahrscheinlichkeit verschoben. Rechnerisch wird auf Grundlage von (2.4) das Maximum des Integrals für zwei verschiedene Leistungsdichteverteilungen gesucht. Es wird im ersten Schritt die typische WCDMA Verteilung (Bild 2.1, CREST-Faktor: 5.4 dB) zur Berechnung eines zweikanaligen SSA benutzt. Das Ergebnis ist in Bild 6.8 dargestellt.

Das Optimum für die mittlere PAE von 50.5 % ergibt sich bei einer Verwendung von geschalteten 4 dB Richtkopplern. Verglichen mit einem entsprechenden Klasse-B Verstärker (mittlere PAE: 37 %) entspricht das einer Verbesserung der mittleren PAE von 36 %.

Für dieses Signal wurde ebenfalls ein dreistufiges Netzwerk berechnet und eine maximale mittlere PAE von 60.5 % für eine optimale Dimensionierung der Kopplfaktoren ermittelt (vgl. Bild 6.9). Dieses Ergebnis entspricht nochmals einer 20 %-igen Steigerung gegenüber dem zweikanaligen SSA.

Sämtliche Berechnungen wurden für eine zweite angenommene Signalstatistik²⁴ mit

	einzelner Klasse-B Verstärker	SSA, 2 kanalig	SSA, 3 kanalig
Mittlere PAE	27 %	46 %	57 %
Steigerung gegenüber einzelnen Klasse-B Verstärker	entfällt	70 %	111 %

Tabelle 6.2: Berechnete Ergebnisse, SSA dreikanalig, 8 dB CREST-Faktor

²⁴ Vgl. Bild 6.10.

einem CREST-Faktor von 8 dB wiederholt und die Ergebnisse sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst.

Hieraus folgt, dass mit einem 2 kanaligen SSA eine Steigerung von 70 % und einem 3 kanaligen SSA mehr als der doppelte Wirkungsgrad, verglichen mit einem einzelnen Klasse-B Verstärker, erreicht wird.

Zur Veranschaulichung und zum besseren Verständnis der Ergebnisse (hohen Steigerungsraten) sind das Wirkungsgradverhalten des 3-kanaligen SSA (schwarz, Strich-Strich), die Leistungsdichtevertelung (rot) sowie die Charakteristik eines einzelnen Klasse-B Verstärker in Bild 6.10 zusammen dargestellt.

Es ist abzulesen, dass Signalleistungen im Bereich zwischen 5 dB und 15 dB Back-Off die höchste Wahrscheinlichkeit haben. Die Wirkungsgradmaxima des SSA sind durch die Wahl der Richtkoppler (5 dB und 3 dB Koppelfaktor) so in den Back-Off verschoben, dass beide Kurven, Leistungsdichte und Wirkungsgrad, die größte mögliche Fläche gemeinsam überlappen. Auch optisch ist diese optimale Anpassung des SSA an die Signalstatistik aus diesem Diagramm sehr gut zu erkennen.

Zum Vergleich, der einzelne Klasse-B Verstärker hat weit weniger gemeinsame Flächenüberlappung und demzufolge einen geringeren mittleren Wirkungsgrad.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass durch die optimale Anpassung des SSA an die Signalstatistik ein hoher mittlerer Wirkungsgrad erreicht wird und dieser je nach Signal ein Vielfaches höher als der eines gewöhnlichen Verstärkers ist.

6.5 Messergebnisse für den SSA

Mithilfe der in Kapitel 4 vorgestellten und gefertigten Lange-Koppler wurde ein 2-stufiger SSA aufgebaut. Der Koppelfaktor der geschalteten Richtkoppler betrug

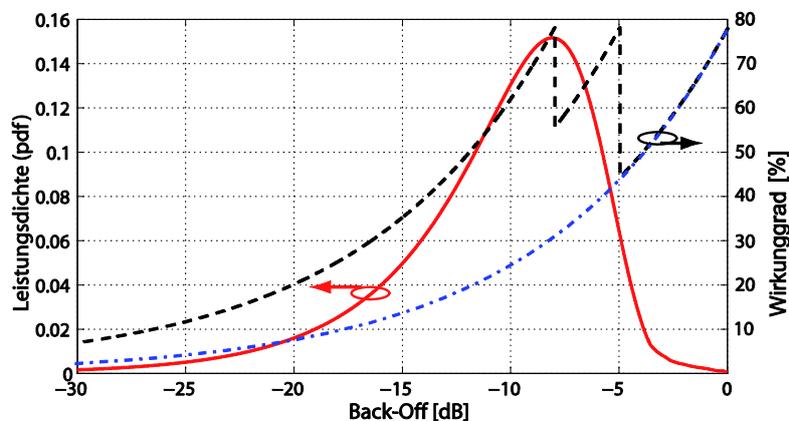


Bild 6.10: Leistungsdichtevertelung und Wirkungsgrad-Charakteristik eines SSA.

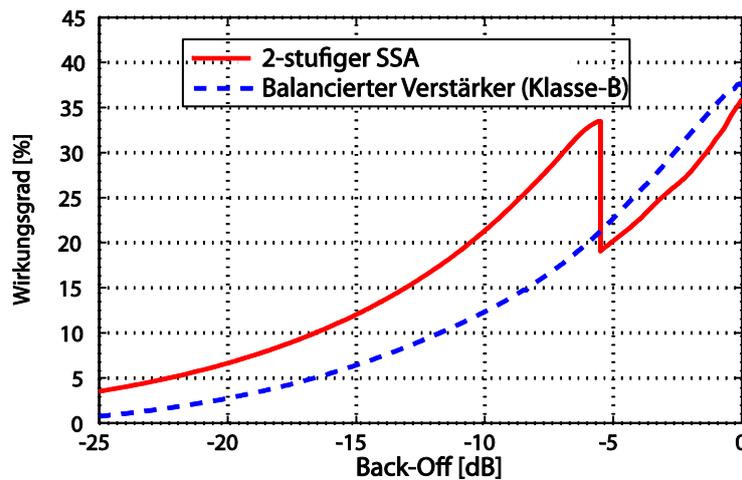


Bild 6.11: Gemessene Charakteristik SSA, balancierter Verstärker.

5.5 dB und dementsprechend wurden auch die hierfür gefertigten Klasse-B Verstärker gewählt.

Das gemessene Wirkungsgradverhalten ist in Bild 6.11 dargestellt.

Die gestrichelte blaue Linie zeigt den Wirkungsgrad eines balancierten Verstärkers. Dieser weist das typische Klasse-B Verhalten auf, aber 78.5 % werden aufgrund der verwendeten LDMOS Transistoren und damit gefertigten Verstärker nicht erreicht. Der maximale Wirkungsgrad dieser Anordnung beträgt 38 %. Dieser Verlauf dient zum Vergleich mit der des in rot dargestellten SSA Charakteristik.

Wie aus der Abbildung zu erkennen, ist der Wirkungsgrad von kleinen Leistungen beginnend bis zum Schaltpunkt (5.5 dB Back-Off) höher als der des balancierten Verstärkers. Bei 10 dB Back-Off beträgt der Wirkungsgrad 22 % und ist damit um 55 % höher als der der balancierten Anordnung. Zum Schaltpunkt beträgt die Verbesserung sogar 62 %. Mit weiter steigender Leistung ist der SSA dann im balancierten Zustand und der Wirkungsgrad ca. 3 % schlechter als der des balancierten Verstärkers. Die Ursache hierfür ist die relativ hohe Einfügedämpfung des geschalteten

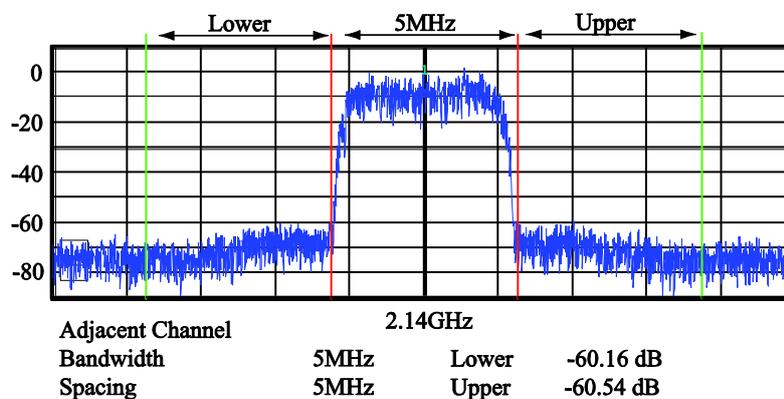


Bild 6.12: Gemessenes ACPR, Koppler im stationären Zustand.

Power-Combiners, die in den Berechnungen vernachlässigt wurde. Die gemessene Einfügedämpfung des geschalteten Lange-Kopplers beträgt 0.3 dB und ist damit ca. 0.2 dB höher als die eines gewöhnlichen Richtkopplers. Dieser Unterschied bedingt die 3 % Verschlechterung des Wirkungsgrades.

Wird dieser SSA nicht mit dem balancierten sondern mit einem einzelnen Klasse-B Verstärker verglichen, müssen die vollen 0.3 dB Einfügedämpfung berücksichtigt werden. Hieraus ergibt sich dann eine Reduzierung um knapp 7 % durch den Power-Combiner. Der Signalteiler (Eingangskoppler des SSA) spielt für die Verlustrechnung eine untergeordnete Rolle, da dessen Verluste mit der Leistungsverstärkung der Verstärker gewichtet werden müssen und so gegenüber denen des Combiners mindestens eine Größenordnung kleiner sind (vorausgesetzt: Leistungsverstärkung > 10 dB).

Um realistische Werte für den SSA zu erhalten, muss der gemessene zusätzliche Verlust von 7 % in der Berechnung des mittleren Wirkungsgrades berücksichtigt werden. Wird dies gemacht, sind die Steigerungsraten des SSA gegenüber dem einzelnen Klasse-B immer noch beträchtlich, wie die Berechnungen in Tabelle 6.3 zeigen. Zum Vergleich

	einzelner Klasse-B Verstärker	SSA, 2 kanalig	SSA, 3 kanalig
mittlere PAE incl. Berücksichtigung der Combiner Verluste	27 %	43 %	53 %
Steigerung gegenüber einzelnen Klasse-B Verstärker	entfällt	60 %	96 %

Tabelle 6.3: Mittlerer SSA Wirkungsgrad unter Berücksichtigung der Power-Combiner Verluste sind die Ergebnisse aus Tabelle 6.2 um die Einfügedämpfung der geschalteten Richtkoppler berichtigt worden. Es werden trotz des zusätzlichen Verlustes Steigerungsraten für den mittleren Wirkungsgrad von 60 % und höher reicht.

Neben der Messung des Wirkungsgrades wurde ebenfalls die Linearität in den

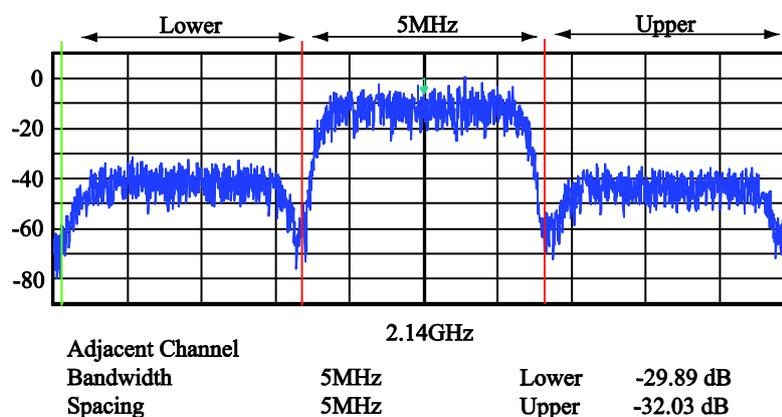


Bild 6.13: Gemessenes ACPR, Koppler geschaltet.

Messungen untersucht. Hierbei wurde festgestellt, dass mit den aufgebauten Kopplern durchaus nichtlineare Verzerrungen erzeugt werden.

Als Testaufbau wurde ebenfalls ein zweistufiger SSA, aber ohne Verstärker, mit zwei geschalteten Branch-Line Kopplern benutzt. Als Eingangssignalteiler wurde der Koppler in Hybrid-Technik mit „linksdrehenden“ Leitungen und als Power-Combiner der Koppler in Mikrostreifentechnik verwendet. Durch die gegensätzlichen Transmissionsphasen dieser Koppler ist kein zusätzlicher Phasenschieber für den SSA nötig. Auftretende Nichtlinearitäten werden jetzt nur noch durch das Netzwerk und dessen geschalteten Richtkoppler verursacht.

Mit diesem Aufbau wurden zwei Messzustände untersucht:

1. **Stationärer Zustand:** Die geschalteten Richtkoppler werden in einem der beiden Zustände, Bypass- oder Koppel-Zustand, geschaltet und dann das Netzwerk auf mögliche Intermodulationsstörungen, verursacht durch die Schaltdioden der Richtkoppler, untersucht. Gemessen wurde jetzt das Ausgangssignal jeweils in dem einen oder anderen Zustand, wenn ein digital modulierte Signal am Eingang anlag.

Das gemessene Ausgangssignal (Bild 6.12) ist in beiden Schaltzuständen identisch. Das gemessene ACPR ist besser als 60 dB, was auf sehr geringe Störungen durch die Dioden hinweist.

2. **Umschalten:** Hierbei wurden die Effekte durch das Umschalten zwischen Bypass- und balancierten Zustandes des SSA untersucht. Auftretende Störungen können durch die Schaltdioden oder das Schalten verursacht werden. Das Messergebnis ist in Bild 6.13 gezeigt. Es wurde nur noch ein ACPR von 30 dB erzielt. Weitere Untersuchungen haben gezeigt, dass diese Verschlechterung auf Fertigungstoleranzen der geschalteten Richtkoppler zurückzuführen sind.

Die Transmissionsphase der beiden verwendeten Richtkoppler variiert um 3° und es tritt zusätzlich eine unterschiedliche Einfügedämpfung von 0.5 dB zwischen den beiden

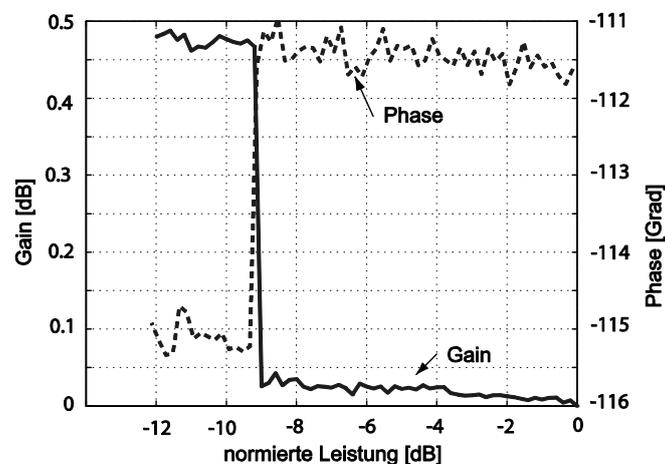


Bild 6.14: Gemessene Phasen- und Leistungsverstärkungs-Abweichung.

Netzwerkzuständen auf (vgl. hierzu Messergebnisse in Bild 6.14). Hierdurch wird dem Signal eine Art zusätzliche Amplituden- und Phasenmodulation aufgeprägt, was die hohen Nachbarkanalstörungen verursacht.

Von Vorteil ist aber, dass diese Toleranzen der Richtkoppler sehr genau vermessen werden können und die auftretenden Störungen genau bestimmt sind. Damit ist zum Beispiel eine digitale Vorverzerrung in Form einer Wertetabelle für Amplituden- und Phasenwerte über der Leistung möglich. Mithilfe der gemessenen Richtkoppler-Parameter wurde eine Signalvorverzerrung für ein Zweitonsignal durchgeführt und so eine Verbesserung des ACPR um zusätzliche 13 dB erreicht [27]. Die Ergebnisse lassen sich ebenso auf dieses Signal und damit auch auf eine APCR Verbesserung auf dann mindestens 43 dB übertragen.

Die Messungen haben gezeigt, dass das Prinzip des SSA funktioniert und trotz zusätzlicher Verluste am Power-Combiner ein SSA-Netzwerk einen höheren mittleren Wirkungsgrad erzielt, als ein einzelner Klasse-B Verstärker.

6.6 Zusammenfassung SSA

In diesem Abschnitt wurde das Prinzip eines SSA vorgestellt und erläutert. Ein SSA ist ein geschaltetes Verstärkernetzwerk, das je nach Leistungsbedarf einzelne Verstärker im Netz zu- oder abschaltet. Dazu werden zwei oder mehrere Verstärker mittels geschalteter Richtkoppler zu einem parallelen Netz verbunden. Als individuelle Verstärker in den einzelnen Netzwerkpfeifen können gewöhnliche Klasse-A oder -B Verstärker zum Einsatz kommen, die durch die verwendeten Richtkoppler voneinander entkoppelt sind.

Durch das gezielte Abschalten nicht benötigter Verstärker wird die Anzahl der aktiven Verstärker an die geforderte Ausgangsleistung angepasst und so die Aussteuerung und der Wirkungsgrad der Verbleibenden erhöht. Durch eine entsprechende Wahl der Koppelfaktoren der geschalteten Richtkoppler ist eine gezielte Verschiebung der einzelnen Wirkungsgradmaxima im Back-Off Bereich und somit eine Anpassung der Charakteristik an die Signalstatistik möglich. Hierdurch kann der mittlere Wirkungsgrad eines Klasse-B Verstärkers von 25 % auf 53 % eines SSAs gesteigert werden. Je tiefer das Maximum der Signalstatistik im Back-Off Bereich liegt, desto größer sind die möglichen Steigerungsraten durch den SSA. Für einen 3-stufigen SSA können 50 % bei 10 dB Back-Off erreicht werden.

Bei mehrstufigen Netzwerken ist der zusätzliche Verlust je Power-Combiner (ca. 7 %) zu berücksichtigen und dem Gewinn an Wirkungsgrad entgegen zurechnen. Demzufolge haben Beispielrechnungen gezeigt, dass ein 3- als auch 4-stufiger SSA noch hohe Steigerungsraten zulässt, aber bei einem 4-stufigen SSA schon hohe

Verlustleistungen von über 20 % auftreten. Deshalb ist der Einsatz für mehrstufige SSA Netzwerke je nach Einzelfall abzuwägen.

7 Vergleich der verschiedenen Methoden zur Wirkungsgradsteigerung

Abschließend werden die in dieser Arbeit vorgestellten sequenziellen Verstärker mit anderen Verfahren zur Wirkungsgradsteigerung verglichen und kritisch diskutiert.

Hierzu wird als erstes der technische Aufwand und später dann die mögliche Performance an einem Beispielsignal miteinander verglichen.

7.1 Schaltungsaufwand-Technische Realisierung

Für einen SPA werden im einfachsten Fall zwei gewöhnliche Leistungsverstärker und ein Standard-Richtkoppler benötigt. Sämtliche Komponenten brauchen keinerlei Anpassung oder Abstimmung aufeinander. Die Ansteuerung erfolgt in diesem Fall über eine Digitalelektronik (z. B. FPGA). Es werden keine weiteren zusätzlichen oder speziell für den SPA entwickelten Bauteile benötigt. Man kann also sagen, der SPA besteht nur aus Teilen „von der Stange“. Ebenso werden für den SSA nur konventionelle Verstärker, geschaltete Richtkoppler und ein Amplitudendetektor oder eine digital Elektronik zur Berechnung des Schaltmomentes benötigt.

Keine andere Methode oder Systemkonzept zur Wirkungsgradsteigerung kommt mit so wenigen, gewöhnlichen Komponenten aus. Beim Doherty-Verstärker sind es ähnlich wenige, aber die Verstärker müssen in aufwendiger Entwicklungsarbeit aufeinander abgestimmt werden. Beim EER- oder auch ET-Konzept werden spezielle entwickelte Spannungsversorgungen als auch Detektoren und damit verbundene Verzögerungsleitungen für den HF-Pfad benötigt. Auch bei diesen technisch komplizierten Konzepten ist zum Erreichen der hohen Anforderungen für die diversen Kommunikationsstandards eine zusätzliche Linearisierung des Gesamtsystems nötig. Dementsprechend wird dann häufig auf digitale Methoden zurückgegriffen, wozu auch im praktischen Einsatz ein FPGA benötigt wird.

Der SPA ist nichtlinear. Aufgrund der Leistungsaddition mittels Richtkoppler kommt es zu Amplitudenverzerrungen (a priori berechenbar), die aber mithilfe einer einfachen Vor-Verzerrungsfunktion bei der Signalerzeugung auf dem FPGA korrigiert werden können (vgl. Abschnitt 5.2.4). Hierzu sind keine zusätzlichen Bauteile nötig. Weiterhin können die verwendeten einzelnen Verstärker nichtlineare Effekte erzeugen, welche aber einzeln bestimmbar oder auch bekannt sind und so bei der Signalerzeugung durch konventionelle Linearisierungskonzepte berücksichtigt werden können.

Im Gegensatz hierzu treten bei idealen EER- oder auch ET-Systemen aufgrund des Konzeptes keine Verzerrungen auf, sie sind linear. Praktisch ist das leider nicht zu realisieren, da ideale Transistoren nicht existieren. Reale Transistoren verändern ihr Verhalten bezüglich der Transmissionsphase und der Verstärkung bei variabler Betriebsspannung. Dieses nichtlineare Verhalten lässt sich nicht über funktionale Zusammenhänge beschreiben und deshalb müssen zur Vor-Verzerrung dieser Systeme aufwendige Kalibrationsmessungen durchgeführt werden.

Ähnlich verhält sich der Doherty-Verstärker, dieser ist vom Design her linear. Der Gain-Verlust des Main-Verstärkers wird durch den Peak-Verstärker kompensiert. Praktisch wird durch Abstimmen und Nachjustieren der Arbeitspunkte der einzelnen Verstärker versucht, einen linearen Betrieb zu erreichen, aber aufgrund von zusätzlich auftretenden Phasendrehungen bei Transistoren im Sättigungsbereich wird man auch hier ohne zusätzliche Linearisierung nicht auskommen.

Der SSA ist ebenfalls vom Konzept her linear und nichtlineare Effekte treten nur durch die konventionellen einzelnen Verstärker auf, die aber wie beim SSA mittels herkömmlicher Methoden kompensiert werden können. In der praktischen Realisierung können aber zusätzlich durch Toleranzen der verwendeten Power-Combiner Probleme auftreten, welche durch eine entsprechende Selektion der Power-Combiner minimiert oder durch zusätzliche digitale Methoden im Vorfeld kompensiert werden können.

Zusammenfassend ist zu sagen, dass durch den Einsatz gewöhnlicher Verstärker im SPA als auch SSA diese auf einfache konventionelle Art einzeln linearisiert werden können und somit ein hoch lineares System aufgebaut werden kann. Die zusätzlich auftretende Amplitudenverzerrung des SPA ist funktional über den Power-Combiner beschreibbar und damit sehr einfach zu kompensieren. Demzufolge stellen der SPA als auch der SSA zwei Konzepte mit höchstmöglicher Linearität dar, die aus wenigen Komponenten einfach aufzubauen sind.

7.2 Performance-Vergleich

Die Performance der einzelnen Konzepte lässt sich am besten an einem konkreten Beispiel miteinander vergleichen. Hierzu wird exemplarisch ein zu verstärkendes Signal angenommen und die möglichen mittleren PAE-Werte (vgl. Gleichung (2.4)) berechnet. Als zugrundeliegendes Signal wird das typische WCDMA Signal mit 5.4 dB CREST-Faktor (vgl. Abschnitt 5.2.6) benutzt. Die berechneten Ergebnisse sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst.

Hier ist abzulesen, dass der Doherty-Verstärker für dieses Beispiel das beste Ergebnis erzielt, da seine Wirkungsgradcharakteristik am besten an das zu verstärkende Signal angepasst ist. Die Arbeitsweise von Doherty-Verstärker und SPA (3. Platz) ist ziemlich ähnlich. Beide haben einen Main- und einen Peak-Verstärker, wobei der zweite

Verstärker nur bei hohen Signalleistungen zugeschaltet wird. Der entscheidende Systemunterschied ist der Power-Combiner, ein reaktives Netzwerk beim Doherty-Verstärker und ein gewöhnlicher Richtkoppler beim SPA. Folglich ergibt sich das in den entsprechenden Abschnitten dieser Arbeit beschriebene Wirkungsgradverhalten. Der Vorteil des Doherty-Verstärkers liegt im Bereich der Lastmodulation des Main-Verstärkers. Hierdurch ist es möglich, dass dieser bei maximalem Wirkungsgrad seine Ausgangsleistung noch steigern kann. Das geht beim SPA nicht, hier bleibt die Leistung des Main-Verstärkers nach Zuschalten des Peak-Verstärkers konstant. Folglich liegt das erste Wirkungsgradmaximum des SPA bei zwei gleichen Verstärkern bei 3 dB und nicht wie beim Doherty-Verstärker bei 6 dB Back-Off. Ebenfalls ist aus diesem Grunde der Einbruch des Wirkungsgrades beim SPA stärker ausgeprägt als beim Doherty-Verstärker. Aus Sicht der Steigerung der mittleren PAE erreicht der Doherty-Verstärker 71 % und der SPA 35 % Verbesserung. Hier ist der Doherty-Verstärker der klare Sieger. Auf der anderen Seite steht aber der einfache Aufbau aus konventionellen Komponenten, hohe Leistungsverstärkung, die einfache Linearisierung und die hohe relative Bandbreite des SPA. Ein SPA kann entsprechend den vorangegangenen Überlegungen mit einem Lange-Koppler als Power-Combiner mit bis zu 50 % relativer Bandbreite realisiert werden (Doherty-Design maximal 10 % aufgrund der $\lambda/4$ -Leitung). Demzufolge gilt es den Aufwand bezüglich Entwicklung eines Doherty-Systems und höchster mittlerer PAE der Einfachheit, hohen Bandbreite und immer noch hohen PAE Steigerung des SPA gegenüberzustellen. Durch die Wahl eines geschalteten oder auch variablen Power-Combiners lässt sich die Performance des SPA bezüglich Wirkungsgrad und Verlustleistung noch etwas verbessern, aber nicht auf das Niveau des Doherty-Verstärkers heben.

An zweiter Stelle dieses Vergleiches liegt laut Tabelle 7.1 der 3-stufige SSA und das 3-stufig geschaltete ET-System. Beide haben die gleiche berechnete mittlere PAE von 60.5 %, was einer Steigerung gegenüber dem einzelnen Klasse-B Verstärker von knapp

Konzept	mittlere PAE(pdf)
Gewöhnlicher Klasse-B Verstärker	37 %
SPA (gewöhnlicher Richtkoppler)	50 %
SPA (geschalteter Richtkoppler)	53 %
SPA (variabler Richtkoppler, 2-13 dB)	56 %
SSA (2-stufig)	50.5 %
SSA (3-stufig)	60.5 %
Doherty-Verstärker	63.3 %
ET-System (Betriebsspannung, 2-stufig)	50.5 %
ET-System (Betriebsspannung, 3-stufig)	60.5 %

Tabelle 7.1: Berechnete mittlere PAE der einzelnen Wirkungsgradsteigerungs-Methoden.

64 % entspricht und nicht weit unterhalb des Doherty-Verstärkers liegt. SSA und geschaltetes ET-Konzept haben die identisch berechneten Werte, da beide Konzepte sozusagen die gleiche Funktion ausüben. Beim SSA wird mit Erreichen einer definierten Amplitudenschwelle ein Verstärker aus dem Netzwerk abgeschaltet und somit ein bestimmter Anteil an aktiver Peripherie ausgeschaltet. Dieses kann man so ähnlich auch durch das Herunterschalten der Betriebsspannung beim ET-System interpretieren. Somit ergibt sich theoretisch bei beiden Konzepten der gleiche Wirkungsgradverlauf. Der gravierende Unterschied beider Methoden liegt an der „Stelle“, an der geschaltet wird. Der SSA realisiert die Abschaltung im HF-Bereich durch geschaltete Richtkoppler und aufgrund der Betriebsart der Verstärker muss deren Spannung nicht abgeschaltet werden. Das ET-System schaltet die Betriebsspannung der einzelnen Verstärker über geschaltete Spannungsversorgungen.

Der Vorteil liegt hier aufgrund des einfachen und breitbandigen Aufbaus eindeutig beim SSA. Mithilfe des geschalteten Lange-Kopplers und breitbandigen Verstärkern sind relative Bandbreiten von mind. 50 % möglich. Diese äquivalenten schnellen Schaltzeiten sind für das ET-System mit geschalteten Spannungsquellen (relativ hohe Spannungen und Ströme) nicht realisierbar. Auch wenn die Bandbreite keine Rolle spielt, ist der Einsatz des SSA vorzuziehen, da dieser eine konstante Verstärkung als auch Phase zu den verschiedenen Schaltzuständen hat und nicht variiert wie bei Verstärkern mit geschalteter Betriebsspannung (ET-System).

An dritter Stelle folgt der SPA mit den verschiedenen möglichen Power-Combinern, wie auch schon zuvor mit dem Doherty-Verstärker verglichen wurde. Dicht dahinter folgen die 2-stufigen SSA als auch ET-Systeme. Für deren Wirkungsgradcharakteristik gilt das Gleiche, wie auch schon für die 3-stufigen Konzepte erläutert, sie sind identisch. Auch hier ist der SSA in Bezug auf Bandbreite, konstante Verstärkung und Einfachheit im Aufbau dem ET-System vorzuziehen.

Die PAE-Berechnungen wurden für ein zweites Signal mit 8 dB CREST-Faktor wiederholt (Ergebnisse siehe Anhang A.6) und es ergibt sich die gleiche Reihung der einzelnen Systeme. Hierbei wurde vorausgesetzt, dass die einzelnen Konzepte bezüglich ihrer Möglichkeiten bestmöglich an die Signalstatistik angepasst werden. Das bedeutet, das OPCR, der Koppelfaktoren, die geschalteten Versorgungsspannungen wurden optimal gewählt und auch der Doherty-Verstärker ist unsymmetrisch auszuführen, was das Design des Doherty-Verstärkers zusätzlich verkompliziert.

Zusammenfassend kann also gesagt werden, die höchstmögliche Steigerung der Effizienz für amplitudenmodulierte Signale ist mit dem Doherty-Verstärker möglich. Dieser ist aber sehr aufwendig und kompliziert in der Realisierung und nur für schmalbandige Systeme geeignet.

Demgegenüber stehen der SSA und der SPA als breitbandige Effizienzsteigerungsmethoden, die aus konventionellen Bauteilen einfach zu realisieren sind. Mit diesen

Systemen werden Steigerungsraten der mittleren PAE zwischen 35-64 % für ein typisches WCDMA Signal (5.4 dB CREST-Faktor) erreicht.

8 Zusammenfassung

In dieser Dissertation wurden die sequenziellen sowie die geschalteten sequenziellen Verstärker als neue Methoden zur Wirkungsgradsteigerung gewöhnlicher Verstärker vorgestellt. Aufgrund des geringen mittleren Wirkungsgrades konventioneller linearer Verstärker beim Betrieb mit amplitudenmodulierten Signalen sind Effizienz steigernde Konzepte von besonderem Interesse. Zur Realisierung der geschalteten Netzwerke wurden ebenfalls neuartige geschaltete und auch kontinuierlich abstimmbare Richtkoppler entwickelt, vorgestellt und untersucht.

Die sequenziellen Verstärker (SPA) stellen eine sehr elegante und einfache Methode zur Optimierung des Systems dar. Ein SPA zeichnet sich im Vergleich zu anderen Methoden durch seinen sehr einfachen Aufbau aus. Er besteht im Wesentlichen aus zwei konventionellen linearen Verstärkern und einem Power-Combiner in Form eines Richtkopplers. Durch die entkoppelnde Eigenschaft eines Richtkopplers können gewöhnliche Verstärker zum Einsatz kommen. Die einzelnen Verstärker sind parallel angeordnet und dementsprechend lässt sich die Anzahl der aktiven Komponenten im Netzwerk an den momentanen Leistungsbedarf anpassen. Infolgedessen lässt sich der mittlere Wirkungsgrad des gesamten Systems signifikant steigern.

Für kleine und mittlere Leistungen arbeitet nur der sogenannte Main-Verstärker und kann deshalb dicht an der maximalen Leistung bzw. am maximalem Wirkungsgrad betrieben werden. Um die Spitzenleistungen zu erzeugen, wird der Peak-Verstärker hinzugeschaltet und so eine lineare Arbeitsweise des Netzwerkes garantiert. Im Vergleich zu einem gewöhnlichen einzelnen Klasse-B Verstärker ist hierdurch eine Steigerung um 35 % auf dann 50 % mittleren Wirkungsgrad möglich. Bei der Verwendung von Lange-Kopplern kann so ein SPA eine relative Bandbreite von 50 % erreichen.

Als zweite Effizienz steigernde Methode wurden die geschalteten sequenziellen Verstärker (SSA) vorgestellt, die auf dem bekannten balancierten Verstärker aufbauen. In dem ursprünglichen Konzept werden die Richtkoppler durch neu im Rahmen dieser Arbeit entwickelte geschaltete Komponenten ersetzt, wodurch ebenfalls das Abschalten nicht benötigter aktiver Peripherie ermöglicht wird und so eine Anpassung an den momentanen Leistungsbedarf stattfindet. Durch das Deaktivieren einzelner Verstärker werden die Verbleibenden dicht an ihrer maximalen Aussteuerung betrieben, was ebenfalls einem hohen Wirkungsgrad entspricht. Die Wirkungsgradsteigerung und Bandbreite für ein zweistufiges SSA-Netzwerk ist ähnlich der des SPA und bei einer dreistufigen Ausführung beträgt diese 63 % auf dann 60.5 % mittlere Power Added Efficiency.

Beide Konzepte, SPA und SSA, bieten die Möglichkeit ihren Wirkungsgradverlauf an die Signalstatistik des zu verstärkenden Signals anzupassen und so eine optimale Ausnutzung der Wirkungsgradcharakteristik zu ermöglichen. Hierzu sind lediglich das Verhältnis der Verstärkerausgangsleistungen und der Koppelfaktor der benutzten Richtkoppler nach definierten Optimierungsvorschriften anzupassen.

Weiterhin können sowohl SPA als auch SSA, aufgrund ihres einfachen Aufbaus ohne großen zusätzlichen Aufwand auf mehrstufige Konzepte erweitert werden. Das bietet den Vorteil, sehr flexibel für unterschiedlichste Systeme und deren Signalstandards von nutzen zu sein.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden die beiden neu vorgestellten Konzepte mit bekannten Effizienzsteigerungsmethoden verglichen und ausführlich diskutiert. Es stellte sich heraus, dass der SPA und der SSA die Methoden mit dem einfachsten Aufbau und der größten relativen Bandbreite sind. Bezüglich ihres Potenzials der Wirkungsgradsteigerung liegen sie mit auf den vordersten Plätzen und wurden nur vom Doherty-Verstärker Konzept übertroffen.

Eine weitergehende Effizienzsteigerung der vorgestellten Konzepte ist durch den Einsatz geschalteter, also nichtlinearer Verstärker denkbar. Hierzu könnten einzelne Verstärker geschaltet ausgeführt (theoretisch 100 % Wirkungsgrad) werden und die Amplitudenlinearität über andere im Netz vorhandene lineare Verstärker wieder hergestellt werden.

Anhang

A.1 Simulationsmodelle der verwendeten PIN-Diode und Simulationsschaltung des geschalteten Branch-Line Kopplers

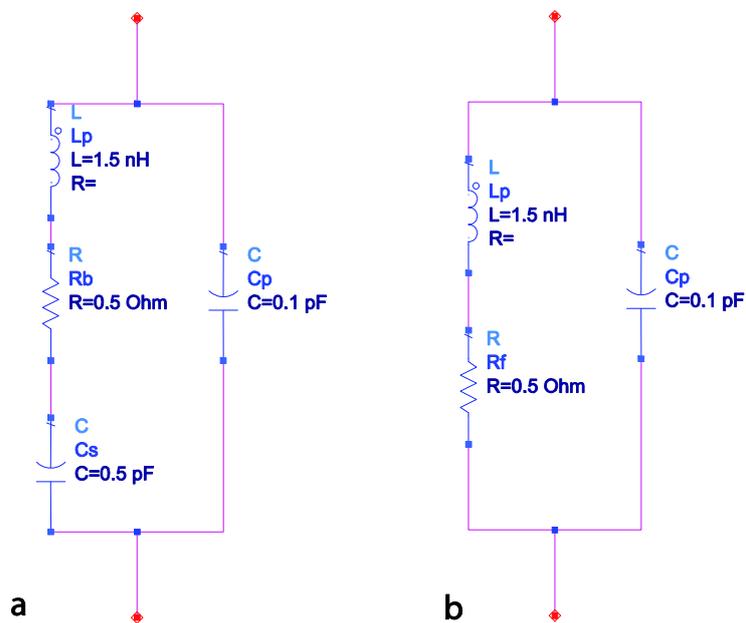


Bild 8.1: Ersatzschaltung der verwendeten PIN-Diode; (a) Sperrrichtung, (b) Flussrichtung

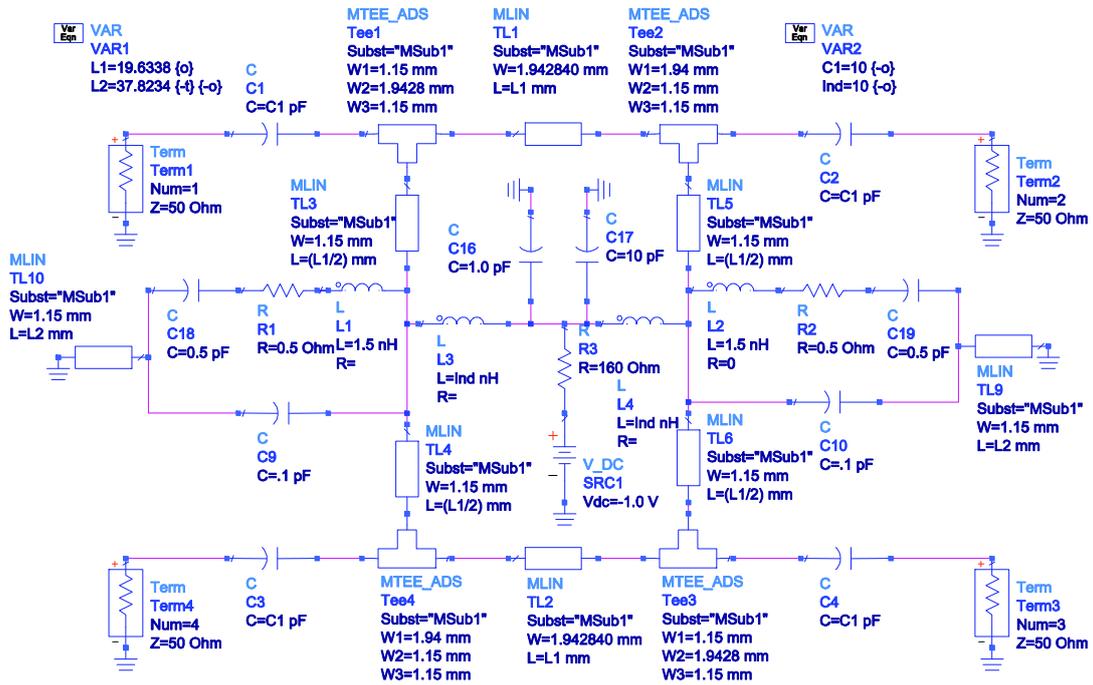


Bild 8.2: ADS Simulationsmodell eines geschalteten 3 dB Kopplers im Koppel-Zustand

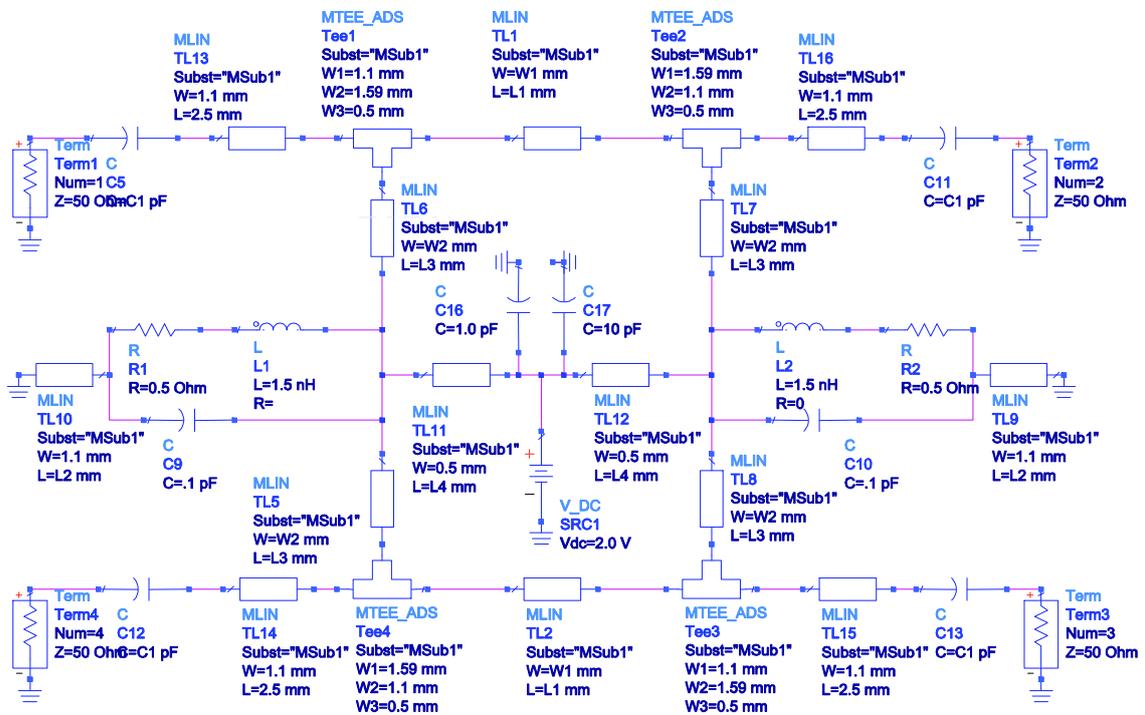


Bild 8.3: ADS Simulationsmodell eines geschalteten 3 dB Kopplers im Bypass-Zustand

A.2 Foto eines aufgebauten Branch-Line Kopplers in Hybrid-Technik



Bild 8.4: Aufgebauter Branch-Line Koppler (Hybrid-Technik).

A.3 Messdaten des LC-Kopplers bei fester Kopplung und variabler Mittenfrequenz

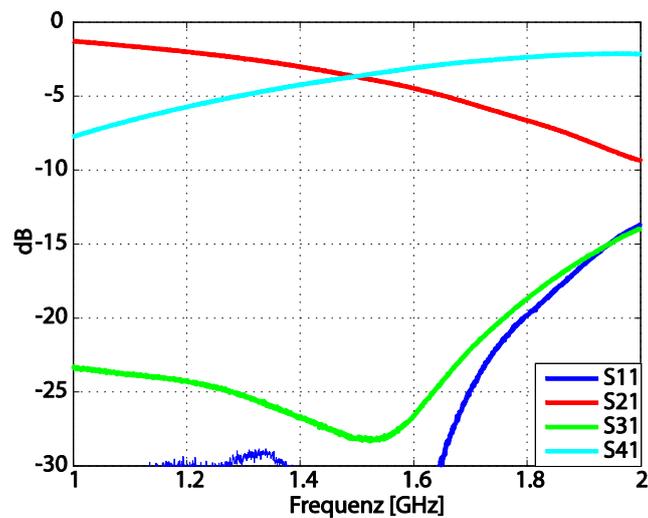


Bild 8.5: Gemessene S-Parameter bei 1.5 GHz Mittenfrequenz

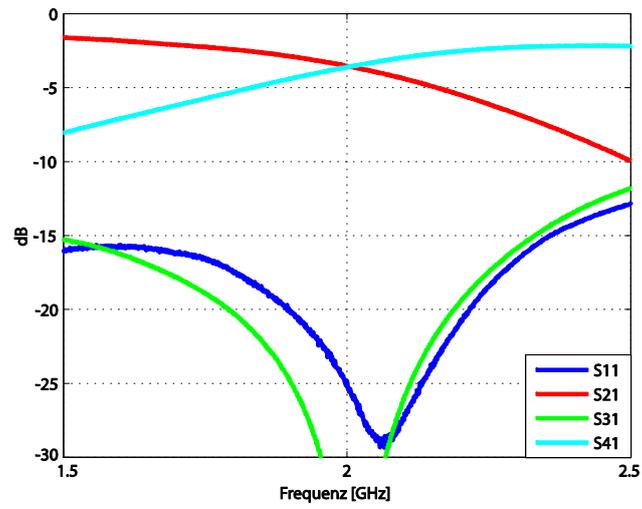


Bild 8.6: Gemessene S-Parameter bei 2 GHz Mittenfrequenz

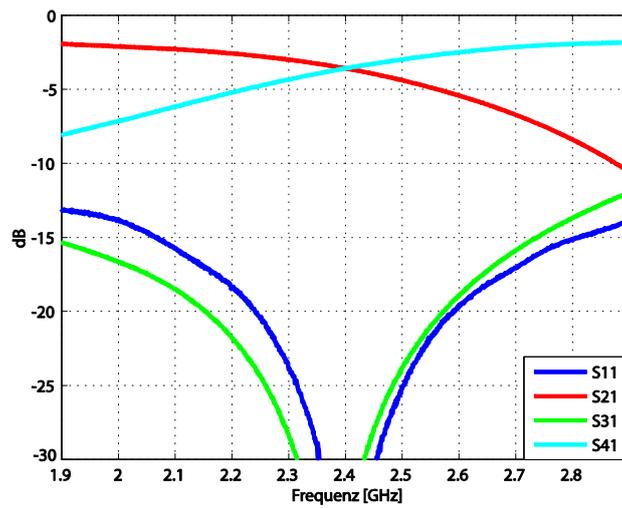


Bild 8.7: Gemessene S-Parameter bei 2.4 GHz Mittenfrequenz

A.4 Gemessene S-Parameter des SPA Power-Combiner

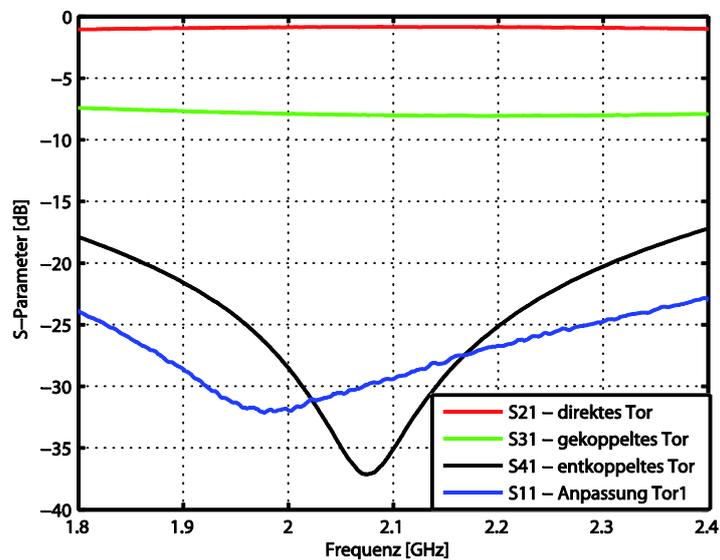


Bild 8.8: Gemessene S-Parameter eines 8 dB Branch-Line Koppler

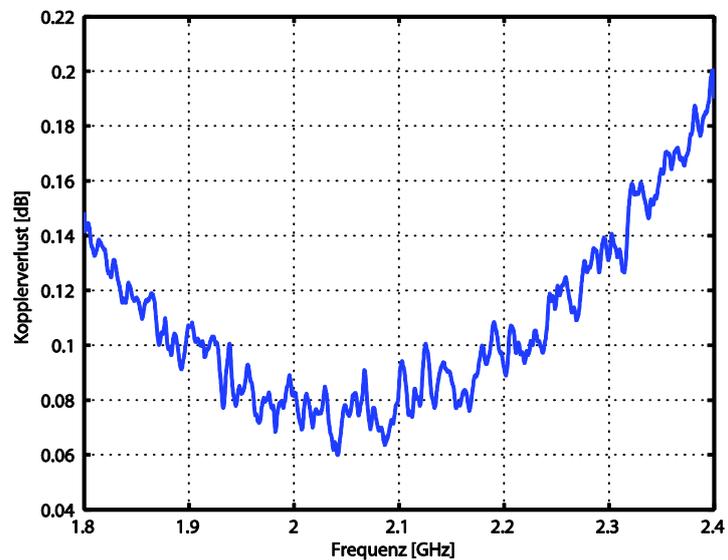


Bild 8.9: Gemessener Kopplerverlust des 8 dB Branch-Line Kopplers

A.5 Foto des aufgebauten SPA

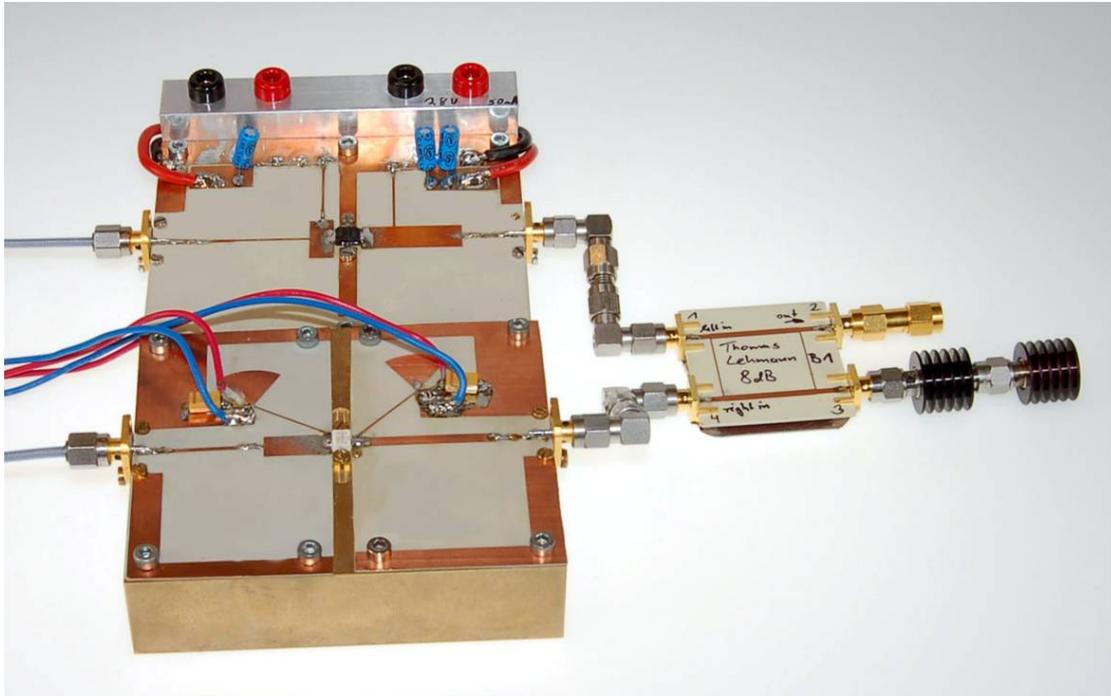


Bild 8.10: Foto eines aufgebauten SPA.

A.6 Berechnete Werte für mittlere PAE (8 dB CREST-Faktor)

Konzept	mittlere PAE(pdf)
Gewöhnlicher Klasse-B Verstärker	27.0 %
SPA (gewöhnlicher Richtkoppler)	46.0 %
SPA (geschalteter Richtkoppler)	52.5 %
SPA (variabler Richtkoppler, 2-13 dB)	51.4 %
SSA (2-stufig)	46.0 %
SSA (3-stufig)	57.0 %
Doherty-Verstärker	57.4 %
ET-System (Betriebsspannung, 2-stufig)	46.0 %
ET-System (Betriebsspannung, 3-stufig)	57.0 %

Literaturverzeichnis

- [1] **Albulet, M.** *RF Power Amplifiers*. Atlanta : Noble Publishing, 2001.
- [2] **Razavi, B.** *RF Microelectronics*. Upper Saddle River : Prentice Hall, 1998.
- [3] **Maas, S. A.** *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Norwood : Artech House, 1988.
- [4] **Cripps, S.** *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. London : Artech House, 2006.
- [5] **Kennington, P.** *High-Linearity RF Amplifier Design*. Norwood : Artech House, 2000.
- [6] **Bronstein, I. N., et al.** *Taschenbuch der Mathematik*. Frankfurt am Main : Harri Deutsch, 2001.
- [7] **Doherty, W. H.** A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves. *Proc. of the IRE*. 1936, Vol. 24, 9, pp. 1163-1182.
- [8] **Kahn, L. R.** Single Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration. *Proc. of the IRE*. 1952, Vol. 40, 7, pp. 803-806.
- [9] **Chirex, H.** High Power Outphasing Modulation. *Proc. of the IRE*. 1935, Vol. 23, 11, pp. 1370-1392.
- [10] **Feipeng, W., et al.** An Improved Power-Added Efficiency 19-dBm Hybrid Envelope Elimination and Restoration Power Amplifier for 802.11g WLAN Applications. *IEEE Trans. MTT*. 2006, Vol. 54, 12, pp. 4086-4099.
- [11] **Pozar, D. M.** *Microwave Engineering*. New York : Addison-Wesley Publishing, 1990.
- [12] **Eisele, K., Engelbrecht, R. and Kurokawa, K.** Balanced transistor amplifiers for precise wideband microwave applications. *IEEE Solid-State Circuits*

- Conference, Digest of Technical Papers.* 1965, Vol. 8, pp. 18-19.
- [13] **Thumm, M., Wiesbeck, W. und Kern, S.** *Hochfrequenzmesstechnik: Verfahren und Meßsysteme.* Stuttgart : Vieweg+Teubner, 1998.
- [14] **Reed, J. and Wheeler, G. J.** A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks. *IRE Trans. on MTT.* 1956, Vol. 4, 4, pp. 246-252.
- [15] **Toyoda, S.** Variable coupling directional couplers using varactor diodes. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.* 1982, Vol. 82, 1, pp. 419-421.
- [16] **Chao, G.** A Wide-Band Variable Microwave Coupler. *IEEE Trans. MTT.* 1970, Vol. 18, 9, pp. 576-583.
- [17] **Ferrero, F. and Jacquemont, G.** A tunable quasi-lumped microstrip coupler and RF applications. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.* 2007, pp. 1197-1200.
- [18] **Fusco, V. F.** Tunable quasilumped element quadrature hybrid. *Electronic letters.* 27, 1991, Vol. 24, pp. 2246-2248.
- [19] **Fardin, E. A., Holland, A. S. and Ghorbani, K.** Electronically tunable lumped element 90° hybrid coupler. *Electronic letters.* 42, 2006, Vol. 6, pp. 353-355.
- [20] **Matthei, G. L., Young, L. and Jones, E. M. T.** *Microwaves Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures.* Dedham : Artech House, 1980.
- [21] **Unger, H. G.** *Hochfrequenz-Halbleiterelektronik.* Stuttgart : Hirzel S., 1972.
- [22] **Knoechel, R. and Taute, W.** Characteristics of Lumped Element Branch Line Couplers. *MIKON, Proc. of the International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications.* 2006, pp. 573-576.
- [23] **Lange, J.** Interdigitated Strip-Line Quadrature Hybrid. *G-MTT International Microwave Symposium Dig.* 1969, Vol. 69, 1, pp. 10-13.
- [24] **Kammeyer, K. D.** *Nachrichtenübertragung.* Wiesbaden : Vieweg+Teubner, 2008.
- [25] **Engelbrecht, R. S. and Kurokawa, K.** A wideband low noise L-band balanced

- transistor amplifier. *IEEE Trans. on MTT*. 1965, Vol. 53, 3, pp. 237-247.
- [26] **Wright, P., et al.** A Methodology for Realizing High Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA. *IEEE Trans. on MTT*. 2009, Vol. 57, 12, pp. 3196-3204.
- [27] **Lehmann, T., Hettstedt, F. and Knöchel, R.** Reconfigurable PA Networks using Switchable Directional Couplers as RF Switch. *Proc. of the 37th European Microwave Conference*. 2007, pp. 1054-1057.
- [28] **Meinke, H. und Gundlach, F.** *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Berlin : Springer, 1992.
- [29] **Lehmann, T., Hettstedt, F. and Knöchel, R.** New Switchable Directional Couplers for Reconfigurable RF-Networks. *Proc. of the 37th European Microwave Conference*. 2007, pp. 564-567.
- [30] **Lehmann, T., Knöchel, R.** Wideband Sequential Amplifier with Switched Directional Couplers. *Proc. of the German Microwave Conference GeMiC*. 2008, pp. 105-108.
- [31] **Lehmann, T., Knöchel, R.** Multi Stage Switched Sequential Amplifiers. *Proc. of the 38th European Microwave Conference*. 2008, pp. 448-451.
- [32] **Lehmann, T., Mextorf, H., Knoechel, R.** Design of Quadrature Directional Couplers with Continuously Variable Coupling Ratios. *Proc. of the 38th European Microwave Conference*. 2008, pp. 199-202.
- [33] **Lehmann, T., Knöchel, R.** Design and Performance of Sequential Power Amplifiers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.* 2008, pp. 767-700.
- [34] **Lehmann, T., Knöchel, R.** Sequential Power Amplifiers with Adaptable Combiners. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.* 2009, pp. 767-770.
- [35] **Lehmann, T., Knöchel, R.** Design and performance of multi-channel switched sequential amplifiers. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2009, Bd. 4, 1, S. 269-275.

- [36] **Lehmann, T., Knöchel, R.** Signal Pre-Distortion and Bandwidth Requirements for Sequential Power Amplifiers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.* 2010, p. to be published.

Teile dieser Arbeit wurden in [27] und [29- 36] veröffentlicht.