

Beiträge aus der Elektrotechnik

Robert Wolf

**Arbeitspunktspannungsanpassung
für Leistungsverstärker in
Rundfunksendern**

 VOGT

Dresden 2016

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der
Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im
Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2016

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation
„Arbeitspunktspannungsanpassung für Leistungsverstärker in
Rundfunksendern“ von Robert Wolf überein.

© Jörg Vogt Verlag 2016
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-005-6

Jörg Vogt Verlag
Niederwaldstr. 36
01277 Dresden
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921
Telefax: +49-(0)351-31403918
e-mail: info@vogtverlag.de
Internet : www.vogtverlag.de

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN

**Arbeitspunktspannungsanpassung
für Leistungsverstärker in
Rundfunksendern**

Robert Wolf

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. habil. K. Röbenack
Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. habil. Dipl.
Betriebswissenschaften Frank Ellinger
Prof. Dr.-Ing. Georg Fischer

Tag der Einreichung: 7. April 2015

Tag der Verteidigung: 1. Oktober 2015

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich als erstes meiner Familie danken, durch die die Anfertigung dieser Arbeit trotz der schwierigen Umstände erst möglich wurde.

Des Weiteren danke ich Prof. Frank Ellinger für die Möglichkeit diese Arbeit anfertigen zu können, aber natürlich auch den vielen Freunden und Kollegen die stets als Gesprächs- und Diskussionspartner zur Verfügung standen. Besonderer Dank gilt dabei:

Prof. Udo Jörges, durch den ich Grundlagen und wissenschaftlich Darstellung vertiefen konnte,

Hendrik Fehr, der mir mit Anregungen und fundiertem regelungstechnischem Wissen weiterhelfen konnte,

Stefan Schumann, der als Gesprächspartner bei messtechnischen Problemen und bei Grundlagen unterstützen konnte,

Uwe Meyer und Michael Wickert, die in der genutzten Halbleitertechnologie den Weg ebneten,

und natürlich auch all den Anderen, die mich unterstützen und die an dieser Stelle nicht alle namentlich erwähnt werden können.

Kurzfassung

Der mittlere Wirkungsgrad von linearen Leistungsverstärkern ist aufgrund der Modulation des Hochfrequenzsignals und der veränderlichen Sendeleistung deutlich geringer als der maximale Wirkungsgrad. Die dynamische Anpassung des Arbeitspunktes des Leistungsverstärkers ist eine Möglichkeit, der Verschlechterung des Wirkungsgrades effektiv entgegenzuwirken. Diese Arbeit befasst sich mit der Analyse, dem Entwurf und der Erprobung eines DVB-T-Transmitters mit hochdynamischer Arbeitspunktspannungsanpassung. Das System wird theoretisch analysiert, und der Entwurf sowie die Erprobung des Leistungsverstärkers und weiterer Komponenten werden beschrieben.

Die theoretische Untersuchung des Systemgewinns zeigt, dass die Verlustleistung etwa halbiert werden kann.

Für den Entwurf des Leistungsverstärkers wird ein strukturiertes Entwurfsverfahren entwickelt, und es werden zwei Optimierungsziele verfolgt. Einerseits wird die Großsignalbandbreite mit Hilfe eines Dual-Band-Impedanztransformationsnetzwerkes und andererseits der Wirkungsgrad durch Entwicklung eines differentiellen Spartransformators optimiert. Beide Entwürfe werden durch Messungen validiert. Der Leistungsverstärker mit Spartransformator zeigt dabei bessere Eigenschaften.

Für die Bereitstellung der Arbeitspunktspannung werden ein Tiefsetzstellerbasiertes und ein hybrides System betrachtet. Dies umfasst die theoretische Untersuchung und Optimierung des Systems und der verwendeten Gleitregler. Die experimentelle Erprobung zeigt, dass das Tiefsetzstellerbasierte System mit einem Gewinn von 1.5 dem hybriden System überlegen ist. Dies entspricht eine Verringerung der Verluste um mehr als 33%.

Eine weitere Verbesserungsmöglichkeit des Systems durch Kombination des Tiefsetzstellerbasierten und des hybriden Systems wird aufgezeigt.

Abstract

The average efficiency of linear power amplifiers is significantly reduced compared to its maximum efficiency due to the modulation of the radio frequency signal and due to the variable transmit power. The dynamic operating point adjustment of the power amplifier is an effective method to reduce the drop in efficiency. This work deals with the analysis, the design and the experimental results of a DVB-T transmitter with highly dynamic operating point voltage adjustment. The system is theoretically analysed. Moreover, the design and the experimental results of the power amplifier and further components are described.

The theoretical investigations reveal that the losses can be reduced to approximately one half.

A structured design method for power amplifiers is depicted and two optimization goals are pursued. On the one hand the large signal bandwidth is maximized by the use of a dual-band impedance transformation network, on the other hand the efficiency is optimized by the development of a differential autotransformer, which is also called single-coil transformer. Measurements validate the designs. Overall, the autotransformer power amplifier exhibits better performance.

A buck-based and a hybrid system are investigated for the operating point voltage generation. This includes theoretical studies as well as the optimization of the system and the used sliding mode controllers. By measurements, it is shown that the buck-based system is superior to the hybrid system. The buck-based system achieves a system gain of 1.5. This corresponds to a reduction of the losses by more than 33%.

A possible further improvement of the system is a combination of the buck-based system and the hybrid system. This is shown as an outlook.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	iv
Nomenklatur und ausgewählte Formelzeichen	vi
1 Einleitung	1
2 Systemkonzeption	5
2.1 Grundprinzipien der Anpassverfahren	5
2.2 Systemgewinn	7
2.2.1 Eigenschaften der Signale	7
2.2.2 Leistungsverstärkermodell	10
2.2.3 Abschätzung der Verlustleistungseinsparung	12
2.3 Systemarchitektur	21
3 Leistungsverstärker	25
3.1 Strukturierter Entwurf von Leistungsverstärkern	26
3.1.1 Berechnung der optimalen Last	26
3.1.2 Wahl der Architektur	30
3.1.3 Wahl des Arbeitspunktes	33
3.2 Entwurf des Eingangnetzwerkes	36
3.3 Optimierung des ausgangsseitigen Impedanztransformations- netzwerkes	40
3.3.1 Optimierung der Großsignalbandbreite	41
3.3.2 Optimierung des Wirkungsgrads der Impedanztransfor- mation	47
3.4 Verfahren zur Abschätzung des Einflusses des Leistungsverstärkers	54
3.5 Schaltungsbeschreibung	58
3.6 Experimentelle Ergebnisse	62

4	Sollwertgenerierung	69
4.1	Grundstrukturen der Hüllkurvendetektion	70
4.1.1	Hüllkurvendektoren mit analytischen Signalen	70
4.1.2	Inkohärente Hüllkurvendektoren	73
4.1.3	Hüllkurvendetektion durch Dämpfungsregelung	76
4.2	Analyse und Modifikation des Diodendetektors	78
4.2.1	Analyse des Diodendetektors	78
4.2.2	Diodendetektor mit Spannungsverstärkung	82
4.2.3	Differentieller Diodendetektor	84
4.3	Implementierungen der Detektoren	86
4.3.1	Diodendetektor mit Spannungsverstärkung	87
4.3.2	Differentieller Diodendetektor mit Spannungsverstärkung	89
4.3.3	Differentieller Diodendetektor ohne Spannungsverstärkung	93
4.3.4	Übersteuerungsdetektor	96
4.3.5	Detektor mit direkter Quadrierung und mit analytischem Signal	98
4.4	Implementierung der Unterstützungsschaltungen	102
4.4.1	Einstellbarer Vorverstärker	102
4.4.2	Basisbandsignalverarbeitung und Tiefpassfilter	104
5	Tiefsetzsteller-basierte Systemarchitektur	108
5.1	Beschreibung der Regelstrecke	109
5.2	Lastmodell	114
5.3	Entwurf der Streckenparameter	116
5.4	Lineare Regler	118
5.5	Gleitregimeregelung	120
5.6	Approximiertes Gleitregime	124
5.7	Implementierung und Optimierung der Baugruppen	132
5.7.1	Signalkonditionierung	133
5.7.2	Gleitfunktionsberechnung	134
5.7.3	Komparator	135
5.7.4	Leistungsschalter	141
5.8	Experimentelle Ergebnisse	147

6	Hybride Systemarchitektur	158
6.1	Hybrides System mit schneller Stromregelung	160
6.2	Hybrides System mit Konstantstromregelung	165
6.3	Implementierung und Optimierung der Baugruppen	167
6.4	Experimentelle Ergebnisse	172
6.5	Verbesserungsmöglichkeit des hybriden Systems	178
7	Zusammenfassung und Ausblick	181
	Abbildungsverzeichnis	184
	Tabellenverzeichnis	192
	Literaturverzeichnis	193

Abkürzungsverzeichnis

ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
AP	Arbeitspunkt
BiCLDMOS	Bipolar CLDMOS
BiCMOS	Bipolar CMOS
CF	Crest Factor
CLDMOS	Complementary Laterally Diffused Metal-Oxide-Semiconductor
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
COB	Chip-on-Board
D	Differential
DAC	Digital-to-Analog Converter
DPD	Digital Predistortion
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM
EER	Envelope Elimination and Restoration
EVM	Error Vector Magnitude
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HF	Hochfrequenz
HVCMOS	High-Voltage CMOS
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
InGaP	Indium-Gallium-Phosphid
IQ	In- and Quadrature Phase
LINC	Linear Amplification with Nonlinear Components
LTE	Long Term Evolution
LTI	Linear Time-Invariant
MIM	Metal-Insulator-Metal

m-WiMAX	mobile Worldwide Interoperability for Microwave Access
P	Proportional
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PCB	Printed Circuit Board
PD	Proportional-Differential
PID	Proportional-Integral-Differential
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
SiGe	Silizium-Germanium
SMD	Surface-Mount Device
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TN	Transformationsnetzwerk
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
VBIC	Vertical Bipolar Intercompany Model
VGA	Variable Gain Amplifier
WCDMA	Wideband Code-Division Multiple Access

Nomenklatur und ausgewählte Formelzeichen

x	reelles Zeitsignal
\underline{x}	komplexes Zeitsignal
x_{rms}	Effektivwert eines Zeitsignals
U, I	elektrische Größe im Zeitbereich
$U_{\text{AP}}, I_{\text{AP}}$	elektrische Größe im Arbeitspunkt
\hat{U}, \hat{I}	Amplitude einer Größe
$\bar{I}, \bar{s}, \bar{q}$	zeitlicher Mittelwert einer Größe
$\underline{U}, \underline{I}$	komplexe elektrische Größe im Bildbereich
g_m, r_{BE}	durch Linearisierung im Arbeitspunkt gewonnene Kleinsignalgröße sowohl im Zeit- als auch im Bildbereich
$z(\tau)$	Impulsantwort einer Impedanz im Zeitbereich
\underline{v}	komplexer Verstärkungsfaktor im Zeitbereich
$\underline{Z}, \underline{Y}$	komplexe Übertragungsfunktion im Bildbereich
$\underline{\underline{Y}}$	Matrix komplexer Übertragungsfunktionen in Bildbereich
$\mathcal{E}\{x\}$	Erwartungswert
$\mathcal{H}\{x\}$	Hilberttransformation
\mathbb{A}, \mathbb{S}	Matrix von Skalaren
$\mathbb{L}(t)$	Matrix reeller Zeitsignale
y_S	Solltrajektorie
y	Ausgang eines regelungstechnischen Systems
z_L, z_C	Zustand eines regelungstechnischen Systems

1 Einleitung

Nachdem Heinrich Hertz die Grundlage für die drahtlose Kommunikation mit dem Nachweis der elektromagnetischen Wellen legte und Guglielmo Marconi als einer der ersten diese kommerziell nutzte, ist die Bedeutung der drahtlosen Kommunikation fortwährend gestiegen. Heutzutage ist die drahtlose Kommunikation ein fester Bestandteil des Alltagslebens geworden und es ist kaum noch vorstellbar ohne diese.

Derzeit ist zu beobachten, dass digitale Übertragungsstandards ihre analogen Vorgänger sowohl in der bidirektionalen Kommunikation als auch im Rundfunkbereich fast vollständig ablösen. Dies begründet sich in der höheren Robustheit, der besseren spektralen Effizienz und in der Art der zu übertragenden Daten.

Mit digitaler Übertragung ist es im Gegensatz zu einer analogen Umsetzung außerdem möglich, Gleichwellennetze aufzubauen, bei denen mehrere Sender auf derselben Frequenz synchron den gleichen Inhalt abstrahlen. Dies ist besonders für Rundfunksysteme interessant, da durch den Einsatz mehrerer Sender die abgeschatteten Gebiete deutlich verkleinert werden können. Ein weiterer Vorteil der Gleichwellennetze ist, dass für die gleiche Qualität der Abdeckung weniger Sendeleistung benötigt wird, da im Gegensatz zu einem einzelnen Sender, in dessen Nähe eine deutliche Überversorgung auftritt, die ausgesendete Leistung besser über das abzudeckende Gebiet verteilt wird. Der Trend des Einsatzes mehrerer kleiner Sender existiert nicht nur bei Rundfunksystemen, sondern auch bei mobiler drahtloser Kommunikation, da durch den Einsatz vieler Basisstationen mit kleiner Sendeleistung die verfügbare Bandbreite pro Nutzer erhöht werden kann.

In all diesen Klein- und Kleinstsendern werden Leistungsverstärker benötigt, um das Hochfrequenzsignal mit der notwendigen Leistung abzustrahlen. Diese Leistungsverstärker müssen für die meisten heutigen Übertragungsstandards

eine hohe Linearität aufweisen, um die digital modulierten Signale nicht unzulässig zu verfälschen und um die hohe spektrale Effizienz zu erhalten. Um dies zu erreichen werden lineare Leistungsverstärker eingesetzt.

Der Wirkungsgrad linearer Leistungsverstärker ist stark von der Sendeleistung abhängig. Dieser fällt bei einer Aussteuerung unterhalb der maximalen Aussteuerung deutlich ab. Das Verhältnis zwischen maximaler Ausgangsleistung und mittlerer Sendeleistung wird als Back-Off bezeichnet. Beim idealen Klasse-A-Verstärker ist der Wirkungsgrad proportional zur Ausgangsleistung und beträgt maximal 50%. Dem entsprechend ist der maximale Wirkungsgrad bei 6dB Back-Off nur noch 12.5%.

Aufgrund der Signaleigenschaften des zu sendenden Signals ist der Betrieb im Back-Off notwendig. Dafür gibt es mehrere Ursachen.

Die erste Ursache ist, dass die momentane Sendeleistung von bandbegrenzten, modulierten Signalen fluktuiert. Für eine verzerrungsfreie Verstärkung muss der Leistungsverstärker in der Lage sein, auch das Signal dann noch linear zu verstärken, wenn dessen Momentanleistung über dem Mittelwert liegt. Damit dies möglich ist, muss die mittlere Sendeleistung geringer als die maximale Ausgangsleistung gewählt und damit der Leistungsverstärker im Back-Off betrieben werden. Dieses Problem ist umso größer, je größer der Crest-Faktor der verwendeten Modulation ist. Für Systeme, die die OFDM-Modulation verwenden, besteht dieses Problem aufgrund des extrem hohen Crest-Faktors im Besonderen. In diesem Zusammenhang wird ein gewisses Maß an Verzerrung in Kauf genommen. Häufig ist dabei ein Back-Off von ungefähr 6 dB ausreichend um die Linearitätsanforderungen noch zu erfüllen.

Die zweite Ursache für den Back-Off-Betrieb sind schwankende Kanalbedingungen zum Beispiel durch sich verändernde Abstände zwischen Sender und Empfänger. Dadurch ist die Sendeleistung, die erforderlich ist, um das notwendige SNR am Empfänger sicherzustellen, ebenso veränderlich. Bei vielen aktuellen Kommunikationssystemen wird die Sendeleistung an die momentanen Kanalbedingungen angepasst. Für Systeme, die auf CDMA beruhen, ist dies zwingend notwendig. Aber auch für andere Systeme ist dies vorteilhaft,

da dadurch sowohl Energie gespart als auch die gegenseitige Beeinflussung verschiedener Kommunikationsteilnehmer reduziert werden kann.

Diese Ursachen führen zu einem Betrieb des Leistungsverstärkers im Back-Off, weswegen dessen Wirkungsgrad häufig deutlich unter 10% abfällt, sodass es sinnvoll ist, Methoden zu entwickeln, um den Wirkungsgrad der Leistungsverstärker im Back-Off zu erhöhen.

Verschiedene Ansätze wurden dafür publiziert. Bei einem Khan-Leistungsverstärker, der auch als EER-Leistungsverstärker bezeichnet wird, wird ein schaltender Leistungsverstärker verwendet und die Amplitudenmodulation über die Versorgungsspannung des Verstärkers realisiert. Im Gegensatz dazu werden bei einem LINC-System zwei schaltende Leistungsverstärker verwendet und die Amplitudenmodulation wird über die Addition der phasenverschobenen Ausgangssignale erreicht. Diese beiden Systeme haben unter anderem den Nachteil, dass sie nicht breitbandig implementiert werden können, da schaltende Leistungsverstärker verwendet werden.

Um den Back-Off-Betrieb von linearen Verstärkern zu erhöhen, können diese zu einem Doherty-System verschaltet werden. Ein solches System ist allerdings aufgrund der notwendigen Netzwerke ebenfalls schmalbandig. Zusätzlich ist es schwierig, die notwendige Linearität mit einem solchen System zu erreichen.

Eine weitere Möglichkeit, um den Wirkungsgrad zu steigern, ist die Anpassung des Arbeitspunktes des Leistungsverstärkers an die momentane Sendeleistung. Dadurch kann wirkungsvoll die Verlustleistung im Leistungsverstärker reduziert werden. Gleichzeitig kann ein solches System breitbandig implementiert werden und es kann eine hohe Linearität erreicht werden.

Damit dieser Ansatz bei Rundfunksystemen wirksam ist, muss die Anpassung mit der vollständigen Dynamik der Hüllkurve des modulierten Signals erfolgen. Das Ziel dieser Arbeit¹ ist die Entwicklung eines solchen Systems, das den Arbeitspunkt eines Leistungsverstärkers für den DVB-T-Rundfunkstandard hochdynamisch anpasst.

¹Diese Arbeit wurde im Rahmen des Projektes CoolBroadcastRepeater des Spitzenclusters CoolSilicon von dem Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) unterstützt.

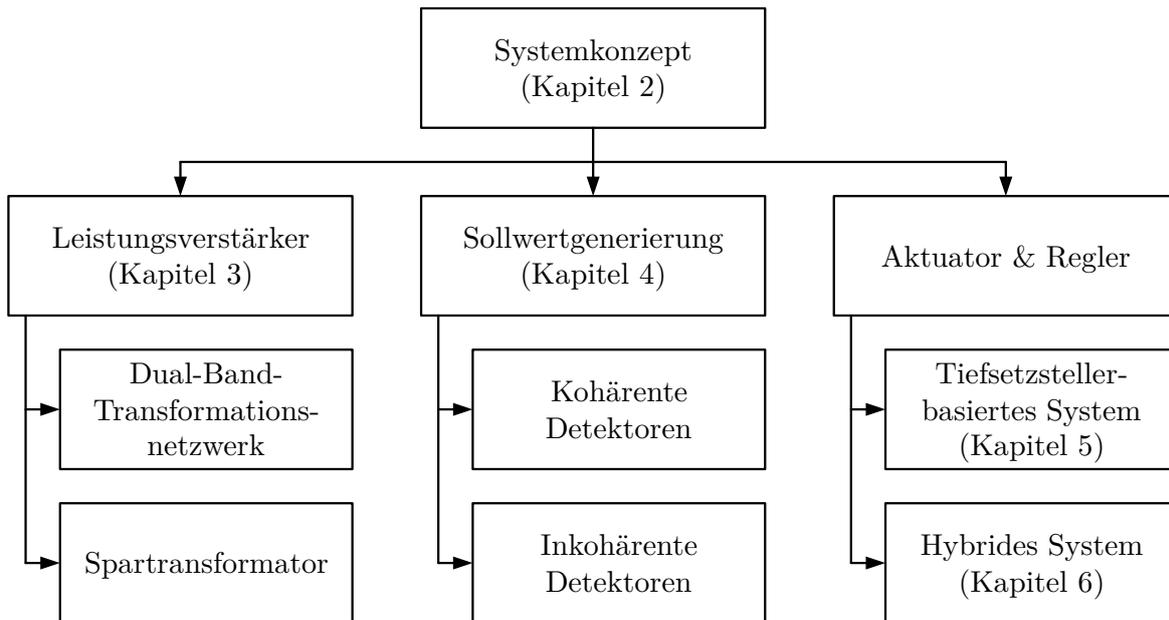


Abbildung 1.1: Aufbau der Arbeit

Die Arbeit beginnt im folgende Kapitel mit der Entwicklung des Systemkonzeptes und mit der Abschätzung der möglichen Reduktion der Verlustleistung des Leistungsverstärkers. Anschließend werden die für die Implementierung notwendigen Komponenten beschrieben. Dabei wird zuerst im Kapitel 3 auf den Leistungsverstärker eingegangen. Anschließend wird im Kapitel 4 die Gewinnung der Hüllkurveninformation aus einem Hochfrequenzsignal und die darauf aufbauende Sollwertgenerierung beschrieben. In den darauf folgenden beiden Kapiteln 5 und 6 werden zwei Ansätze für die Umsetzung der Arbeitspunktanpassung vorgestellt und diskutiert. Dabei werden die Systeme jeweils zuerst analysiert und basierend auf den Analyseergebnissen dimensioniert. Außerdem werden in den Kapiteln jeweils die für die Implementierung notwendigen Schaltungsblöcke sowie der Aufbau der Systeme beschrieben. Die Kapitel enden jeweils mit der Darstellung der experimentellen Ergebnisse. Im letzten Kapitel wird die Arbeit abschließend zusammengefasst, und es wird ein Ausblick auf Weiterentwicklungsmöglichkeiten gegeben. Der Aufbau der Arbeit ist noch einmal in Abbildung 1.1 illustriert.

2 Systemkonzeption

Ein Transmitter besteht prinzipiell aus den in Abbildung 2.1 dargestellten Blöcken. Das Leistungsverstärkermodul umfasst im einfachsten Fall nur einen Leistungsverstärker. Im Rahmen dieser Arbeit soll das Leistungsverstärkermodul um ein Anpasssystem erweitert werden, um den Wirkungsgrad dieser Baugruppe zu erhöhen.

Dazu wird in den nächsten Abschnitten zunächst erläutert, welche Eigenschaften die Anpasssysteme aufweisen müssen, um der Wirkungsgradreduktion entgegenzuwirken, die aus den verschiedenen Ursachen für den Back-Off-Betrieb resultiert. Anschließend wird der mögliche Systemgewinn dieser Anpasssysteme für OFDM-modulierte Rundfunksignale abgeschätzt. Im letzten Abschnitt dieses Kapitels werden verschiedene Konzepte für den Aufbau des Anpasssystems diskutiert.

2.1 Grundprinzipien der Anpassverfahren

Im Kapitel 1 wurde erläutert, weswegen der Back-Off-Betrieb von Leistungsverstärkern notwendig ist. Des Weiteren wurde gezeigt, dass die Dynamik der ursächlichen Signaleigenschaften sehr verschieden ist. Aus diesem Grund ist die

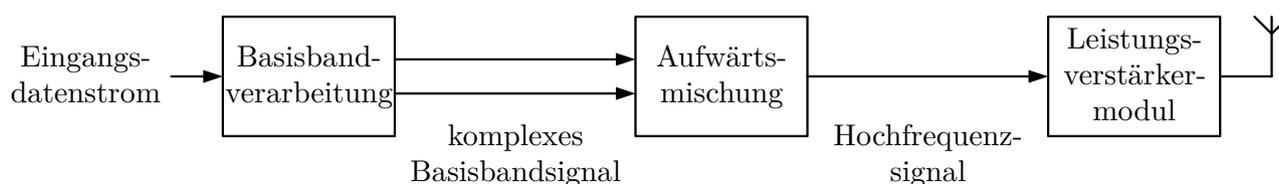


Abbildung 2.1: Blockschaltbild eines Transmitters

Anforderung an die Regelbandbreite des Anpasssystems verschieden, je nachdem welcher Ursache für den Back-Off-Betrieb entgegengewirkt werden soll.

Die Veränderung des Sendekanals und damit die Veränderung der benötigten Sendeleistung ist im Vergleich zu den anderen Ursachen für den Back-Off-Betrieb ein langsamer Prozess. Außerdem liegt die Information über den momentanen Sendekanal direkt nur am Empfänger vor. Dem Sender muss diese Information auf Protokollebene mitgeteilt werden. Erst danach kann die Basisbandverarbeitung des Senders darauf reagieren und die Sendeleistung an die Sendestrecke anpassen. Daraufhin wird die Sendeleistung bis zur nächsten Rückmeldung des Empfängers konstant gehalten, sodass die Kontrollsignale zur Beeinflussung der Sendeleistung in der Zwischenzeit statisch sind. Dieses Verfahren wird in dieser Arbeit als Envelope-Tracking bezeichnet.

Eine Abhängigkeit des Übertragungsverhaltens des Sendesystems von den Kontrollsignalen ist unkritisch, da es sich nicht in einer Nichtlinearität äußert, solange die Kontrollsignale quasistatisch sind. Die auf diesem Prinzip basierenden Anpasssysteme benötigen nur eine geringe Regelbandbreite und können deswegen sehr effizient implementiert werden. Allerdings können diese Systeme nicht den durch die Modulation des Signals notwendigen Back-Off-Betrieb verbessern und sie können nur für Systeme mit Rückkanal verwendet werden. Explizit ist der Einsatz dieses Verfahrens bei Rundfunksystemen nicht möglich.

Um den durch Modulation des Signals notwendigen Back-Off-Betrieb effizienter zu gestalten, ist ein Anpasssystem mit deutlich höherer Regelbandbreite notwendig. Dadurch ist das System in der Lage, der dynamischen Hüllkurve des Hochfrequenzsignals direkt zu folgen. Zur Unterscheidung wird dieses Verfahren im Folgenden als Envelope-Following bezeichnet. Die dafür notwendige Regelbandbreite liegt im Bereich der doppelten Signalbandbreite der Basisbandsignalkomponenten beziehungsweise der einfachen Signalbandbreite des Hochfrequenzsignals. Im Falle von DVB-T sind dies 8 MHz. Die hohe notwendige Regelbandbreite wirkt sich nachteilig auf den erreichbaren Wirkungsgrad des Anpasssystems aus, da für eine hohe Regelbandbreite eine hohe Schaltfrequenz notwendig ist und dadurch die Verluste im Anpasssystem steigen.

Da sich bei diesem Verfahren die Kontrollsignale schnell verändern, darf das Übertragungsverhalten des Sendesystems nicht von den Kontrollsignalen abhängen, damit die Linearität des Sendesystems nicht durch eine Mischung der Signale verschlechtert wird. Dies erschwert zusätzlich die Implementierung eines solchen Systems. Allerdings ist dieses Verfahren die einzige Möglichkeit, die Verluste von Leistungsverstärkern in Rundfunksystemen zu verringern.

Auch Kombinationen aus beiden Verfahren sind für Kommunikationssysteme denkbar und sinnvoll. Dafür sollten zwei Anpasssysteme mit verschiedener Regelbandbreite kaskadiert werden, um die Vorteile sowohl von Envelope-Tracking als auch von Envelope-Following zu kombinieren und um somit eine maximale Wirkungsgradsteigerung zu erzielen.

2.2 Systemgewinn

2.2.1 Eigenschaften der Signale

Für viele aktuelle Übertragungsstandards wird das OFDM-Modulationsverfahren eingesetzt. Für die Optimierung des Envelope-Following-Systems ist die genaue Kenntnis der Signaleigenschaften dieses Modulationsverfahrens notwendig.

Bei dem OFDM-Modulationsverfahren wird das komplexe Basisbandsignal \underline{x} durch die Überlagerung von n_C Unterträgern gebildet, die unabhängig voneinander in Amplitude und Phase moduliert werden. Dadurch wird erreicht, dass das Spektrum rechteckförmig und damit die spektrale Effizienz sehr hoch ist. Darüber hinaus ist die Symboldauer hoch, wodurch das Modulationsverfahren gegenüber Mehrwegeausbreitung robust ist.

Für die effiziente Berechnung des Zeitsignals wird die inverse zeitdiskrete Fourier-Transformation verwendet. Dadurch wird inhärent die Orthogonalität der Unterträger, die für die Dekodierung notwendig ist, sichergestellt. In Abbildung 2.2 ist das vereinfachte Blockschaltbild des Basisbandes eines OFDM-Transmitters dargestellt.

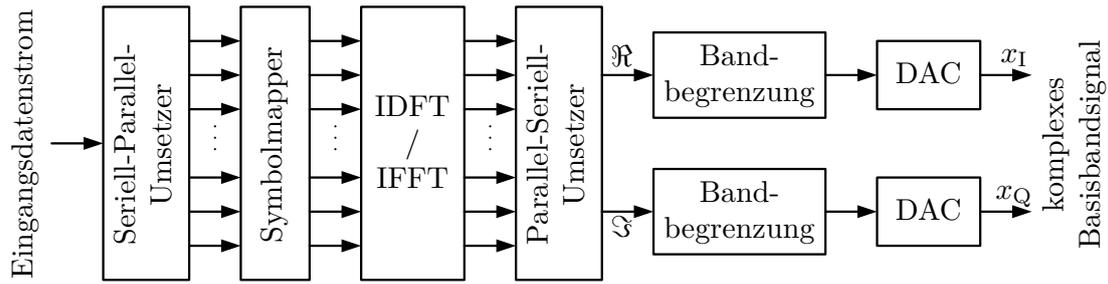


Abbildung 2.2: Blockschaltbild des OFDM-Modulators des Basisbandes

Tabelle 2.1: Crest-Faktoren der Modulation

Modulation	QPSK	QAM16	QAM64	QAM256	QAM n^2
$CF_{\text{mod}}^2, P\text{APR}_{\text{mod}}$	1	$\frac{9}{5}$	$\frac{7}{3}$	$\frac{45}{17}$	$\frac{3(n-1)}{n+1}$
$CF_{\text{mod,dB}}, P\text{APR}_{\text{mod,dB}}$	0 dB	2.6 dB	3.7 dB	4.2 dB	

Da das komplexe Basisbandsignal \underline{x} und seine beiden Komponenten x_I und x_Q durch die Überlagerung von n_C Unterträgern gebildet werden, ist die maximale Elongation des Signals x_{max} n_C -mal größer als die maximale Elongation eines Unterträgers $x_{C,\text{max}}$. Der Effektivwert x_{rms} ist allerdings nur $\sqrt{n_C}$ -mal größer als der Effektivwert eines Unterträgers $x_{C,\text{rms}}$. Dadurch vergrößert sich die Dynamik des Signal. Dies wird durch den Crest-Faktor CF

$$CF_x = \frac{x_{\text{max}}}{x_{\text{rms}}} = \frac{n_C x_{C,\text{max}}}{\sqrt{n_C} x_{C,\text{rms}}} \quad (2.1)$$

beschrieben. Abhängig davon, welche Modulationsart für die Unterträger verwendet wird, steigt der Dynamikumfang des Signals weiter an. Der Crest-Faktor für die Modulation eines Unterträgers CF_{mod} gibt den Zusammenhang zwischen der maximale Elongation eines Unterträgers $x_{C,\text{max}}$ und dem Effektivwert $x_{C,\text{rms}}$ an

$$CF_{\text{mod}} = \frac{x_{C,\text{max}}}{x_{C,\text{rms}}} \quad (2.2)$$

Diese Werte sind für verschiedene Modulationsarten in Tabelle 2.1 angegeben. Mit Hilfe des Crest-Faktors der Modulation CF_{mod} kann der Crest-Faktor des

Gesamtsignal CF_x bestimmt werden

$$CF_x = \sqrt{n_C} CF_{\text{mod}}. \quad (2.3)$$

Für DVB-T sind zwei Modi spezifiziert, der 2k- und der 8k-Modus. Dabei kann QPSK, QAM16 und QAM64 eingesetzt werden. Dementsprechend liegt der Crest-Faktor zwischen 32 dB und 43 dB.

Dieser Sachverhalt kann sowohl mit dem Crest-Faktor als auch mit Hilfe des Peak-to-Average-Power-Ratio ausgedrückt werden. Dabei gilt allgemein

$$PAPR = CF^2. \quad (2.4)$$

Daraus folgt für das Peak-to-Average-Power-Ratio des Signals

$$PAPR_x = n_C PAPR_{\text{mod}}. \quad (2.5)$$

Wenn die Signale x_I und x_Q als stochastische Prozesse aufgefasst werden, werden diese durch ihre Verteilungsfunktionen und ihre Autokorrelationsfunktionen oder ihre Spektren beschrieben.

Das Spektrum ist ein Rechteckspektrum. Die Bandbreite ist die halbe Hochfrequenzsignalbandbreite und beträgt für DVB-T 4 MHz.

Die Prozesse x_I und x_Q können für eine große Unterträgeranzahl n_C als normalverteilt und erwartungswertfrei angenommen werden. Die Verteilungsdichtefunktion ist dementsprechend

$$f_{x_I, x_Q}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.6)$$

Die Bedeutung des Parameters σ wird dabei im weiteren Verlauf der Beschreibung spezifiziert.

Die Leistung des Signals P_x ist definiert als

$$P_x = |\underline{x}|^2 = x_I^2 + x_Q^2. \quad (2.7)$$

Da die Signale x_I und x_Q normalverteilt und erwartungswertfrei sind, ist die Signalleistung dieser Definition folgend Chi-Quadrat-verteilt. Die sich für diesen Fall, in dem zwei normalverteilte, erwartungswertfreie Zufallsgrößen die Grundlage für die Chi-Quadrat-Verteilung bilden, ergebende Verteilung ist als Exponentialverteilung bekannt. Deren Dichtefunktion ist

$$f_{P_x}(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right) & x \geq 0 \\ 0 & x < 0. \end{cases} \quad (2.8)$$

Für die Berechnung der Signalleistung werden die Signale quadriert respektive mit sich selbst multipliziert. Dies entspricht im Frequenzbereich einer Faltung des Signals mit sich selbst. Da das Spektrum des Ausgangssignals rechteckförmig ist, ergibt sich aus diesem Grund für die Signalleistung ein dreiecksförmiges Spektrum, welches sich über die doppelte Bandbreite erstreckt.

Das Hüllkurvensignal x_H wird durch

$$x_H = \sqrt{x_I^2 + x_Q^2} = \sqrt{P_x} \quad (2.9)$$

berechnet. Da die Signalleistung P_x exponentialverteilt ist, ergibt sich durch die Wahrscheinlichkeitsdichtetransformation, dass das Hüllkurvensignal Rayleigh-verteilt ist. Die Dichtefunktion ist

$$f_{x_H}(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) & x \geq 0 \\ 0 & x < 0. \end{cases} \quad (2.10)$$

Die dargelegten Eigenschaften werden im weiteren Verlauf dazu verwendet, um in Verbindung mit einem einfachen Modell des Leistungsverstärkers die Verlustleistungseinsparung abzuschätzen.

2.2.2 Leistungsverstärkermodell

Der Load-Line-Theorie zufolge ist die Ausgangsleistung eines Transistors durch die Stromkompression und durch die Spannungscompression begrenzt. Die

Stromkompression tritt auf, sobald der Transistor während eines Teils der Signalperiode nicht mehr leitend ist. Die Spannungskompression wird dadurch verursacht, dass der Transistor während eines Teils der Signalperiode im Falle eines Bipolartransistors vom aktiven Vorwärtsbetrieb in den Sättigungsbetrieb beziehungsweise für den Fall eines Feldeffekttransistors vom Abschnürbereich in den Triodenbereich wechselt. Die maximale unkomprimierte Ausgangsleistung wird erreicht, wenn beide Effekte für die gleiche Aussteuerung auftreten und wenn das Stromsignal und das Spannungssignal in Phase sind. Für die Abschätzung der Verlustleistungseinsparung wird dieses einfache Verstärkermodell benutzt.

Als Referenz wird der Klasse-A-Verstärker mit induktiver Speisung gewählt. Der Arbeitspunktstrom I_{AP} wird so dimensioniert, dass er der maximalen Stromamplitude \hat{I}_{max} entspricht

$$I_{\text{AP}} = \hat{I}_{\text{max}}. \quad (2.11)$$

Die Arbeitspunktspannung U_{AP} ist durch die maximale Spannungsamplitude \hat{U}_{max} und die Sättigungsspannung U_{sat} gegeben

$$U_{\text{AP}} = \hat{U}_{\text{max}} + U_{\text{sat}}. \quad (2.12)$$

Für dieses einfache Modell wird die Sättigungsspannung als konstant angenommen.

Der Zusammenhang zwischen der Stromamplitude und der Spannungsamplitude ist durch die Last R_{L} gegeben

$$\hat{U} = R_{\text{L}} \hat{I}. \quad (2.13)$$

Dementsprechend ist die Leistungsaufnahme konstant und beträgt

$$P_{\text{DC,A}} = I_{\text{AP}} U_{\text{AP}} = \frac{1}{R_{\text{L}}} \hat{U}_{\text{max}} (\hat{U}_{\text{max}} + U_{\text{sat}}). \quad (2.14)$$

Die abgegebene Leistung P_{L} ist

$$P_{\text{L}} = \frac{1}{2} \hat{I} \hat{U} = \frac{1}{2R_{\text{L}}} \hat{U}^2. \quad (2.15)$$

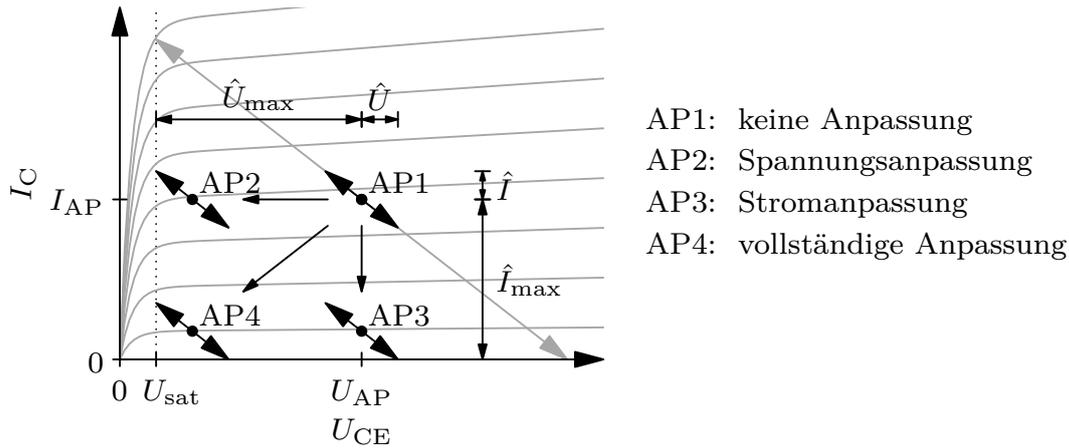


Abbildung 2.3: Möglichkeiten der Arbeitspunktanpassung für eine Aussteuerung \hat{U} und \hat{I} kleiner als der maximalen Aussteuerung \hat{U}_{\max} und \hat{I}_{\max}

Damit ergibt sich der Wirkungsgrad

$$\eta_A = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{\hat{U}}{\hat{U}_{\max}}\right)^2}{\left(1 + \frac{U_{\text{sat}}}{\hat{U}_{\max}}\right)}. \quad (2.16)$$

Mit Hilfe dieses Leistungsverstärkermodells und der Eigenschaften der Signale ist es möglich, die Verlustleistungseinsparung abzuschätzen. Dies wurde in [44] veröffentlicht.

2.2.3 Abschätzung der Verlustleistungseinsparung

Bei der Arbeitspunktanpassung eines Leistungsverstärkers ist es möglich, die Arbeitspunktspannung, den Arbeitspunktstrom oder beide Größen an die Aussteuerung anzupassen. Dabei wird die Anpassung so vorgenommen, dass der Verstärker an der Aussteuerungsgrenze arbeitet. Die Abbildung 2.3 veranschaulicht diesen Sachverhalt mit Hilfe des Ausgangskennlinienfeldes eines Transistors.

Bei der Arbeitspunktspannungsanpassung wird die Arbeitspunktspannung an

die Spannungsaussteuerung angepasst, sodass gilt

$$U_{\text{AP}} = \hat{U} + U_{\text{sat}}. \quad (2.17)$$

Die Leistungsaufnahme ist damit nicht mehr konstant und beträgt

$$P_{\text{DC,U}} = \frac{1}{R_{\text{L}}} \hat{U}_{\text{max}} \left(\hat{U} + U_{\text{sat}} \right). \quad (2.18)$$

Da die abgegebene Leistung identisch bleibt, ist der Wirkungsgrad

$$\eta_{\text{U}} = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{\hat{U}}{\hat{U}_{\text{max}}} \right)}{\left(1 + \frac{U_{\text{sat}}}{\hat{U}} \right)}. \quad (2.19)$$

Wird der Arbeitspunktstrom angepasst, berechnet sich der Arbeitspunktstrom durch

$$I_{\text{AP}} = \hat{I}, \quad (2.20)$$

wodurch die Leistungsaufnahme durch

$$P_{\text{DC,I}} = \frac{1}{R_{\text{L}}} \hat{U} \left(\hat{U}_{\text{max}} + U_{\text{sat}} \right) \quad (2.21)$$

und der Wirkungsgrad durch

$$\eta_{\text{I}} = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{\hat{U}}{\hat{U}_{\text{max}}} \right)}{\left(1 + \frac{U_{\text{sat}}}{\hat{U}_{\text{max}}} \right)} \quad (2.22)$$

gegeben ist.

Werden beide Verfahren kombiniert, betragen die Größen

$$P_{\text{DC,UI}} = \frac{1}{R_{\text{L}}} \hat{U} \left(\hat{U} + U_{\text{sat}} \right) \quad (2.23)$$

und

$$\eta_{\text{UI}} = \frac{1}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{U_{\text{sat}}}{\hat{U}} \right)}. \quad (2.24)$$

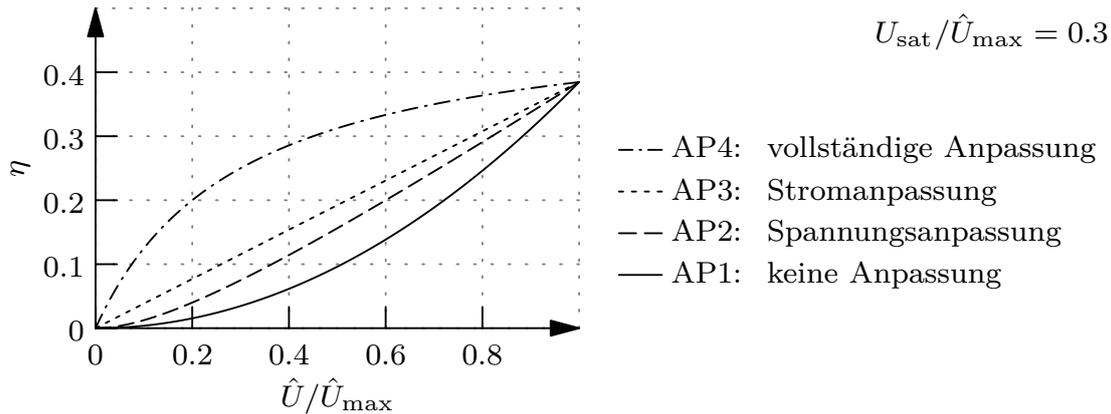


Abbildung 2.4: Wirkungsgrad der Arbeitspunktanpassverfahren für unmodulierte Signale

In Abbildung 2.4 ist der erreichbare Wirkungsgrad der Anpassverfahren vergleichend dargestellt. Man erkennt, dass der maximale Wirkungsgrad nicht gesteigert werden kann, allerdings wird der Wirkungsgrad bei geringerer Aussteuerung bei allen drei Verfahren angehoben.

Die Betrachtung bezieht sich bis zu diesem Zeitpunkt auf unmodulierte Signale. Daraus kann aufgrund des nichtlinearen Zusammenhangs nicht direkt auf den Wirkungsgrad für modulierte Signale geschlossen werden.

Um den Wirkungsgrad für modulierte Signale zu berechnen, muss ausgehend von der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Hüllkurve die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Ausgangsleistung und der Leistungsaufnahme berechnet werden. Ist die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion einer Zufallsgröße x bekannt und wird aus dieser Zufallsgröße über die Funktion $g(x)$ die Zufallsgröße y berechnet, so gibt die Wahrscheinlichkeitsdichtetransformation an, wie die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der abgeleiteten Zufallsgröße berechnet wird. Ausgehend von

$$y = g(x) \tag{2.25}$$

muss die Umkehrfunktion

$$x = h(y) \tag{2.26}$$

berechnet werden. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Zufallsgröße y ergibt sich dann durch

$$\begin{aligned} f_y(y) &= f_x(x) \cdot \frac{dh(y)}{dy} \\ &= f_x(h(y)) \cdot \frac{dh(y)}{dy}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Dies wird auf die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Hüllkurve, die in (2.10) bereits angegeben wurde, angewendet. Dabei ist das Signal x_H gleichbedeutend mit \hat{U} . Unter Verwendung der Beziehung (2.15) ergibt sich die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Ausgangsleistung

$$f_{P_L}(P_L) = \begin{cases} \frac{R_L}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R_L P_L}{\sigma^2}\right) & P_L \geq 0 \\ 0 & P_L < 0. \end{cases} \quad (2.28)$$

Auf die gleiche Weise ergibt sich die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Leistungsaufnahme bei den verschiedenen Möglichkeiten der Arbeitspunktanpassung unter Verwendung der Beziehungen (2.18), (2.21) und (2.23)

$$\begin{aligned} &f_{P_{DC,U}}(P_{DC}) \\ &= \begin{cases} R_L \frac{P_{DC} R_L - \hat{U}_{\max} U_{\text{sat}}}{\sigma^2 \hat{U}_{\max}^2} \exp\left(-\frac{(P_{DC} R_L - \hat{U}_{\max} U_{\text{sat}})^2}{2\sigma^2 \hat{U}_{\max}^2}\right) & P_{DC} \geq 0 \\ 0 & P_{DC} < 0 \end{cases}, \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} &f_{P_{DC,I}}(P_{DC}) \\ &= \begin{cases} R_L \frac{P_{DC} R_L}{\sigma^2 (\hat{U}_{\max} + U_{\text{sat}})^2} \exp\left(-\frac{(P_{DC} R_L)^2}{2\sigma^2 (\hat{U}_{\max} + U_{\text{sat}})^2}\right) & P_{DC} \geq 0 \\ 0 & P_{DC} < 0 \end{cases}, \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} &f_{P_{DC,UI}}(P_{DC}) \\ &= \begin{cases} R_L \frac{\sqrt{4P_{DC} R_L + U_{\text{sat}}^2} - U_{\text{sat}}}{2\sigma^2 \sqrt{4P_{DC} R_L + U_{\text{sat}}^2}} \exp\left(-\frac{(\sqrt{4P_{DC} R_L + U_{\text{sat}}^2} - U_{\text{sat}})^2}{8\sigma^2}\right) & P_{DC} \geq 0 \\ 0 & P_{DC} < 0 \end{cases}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

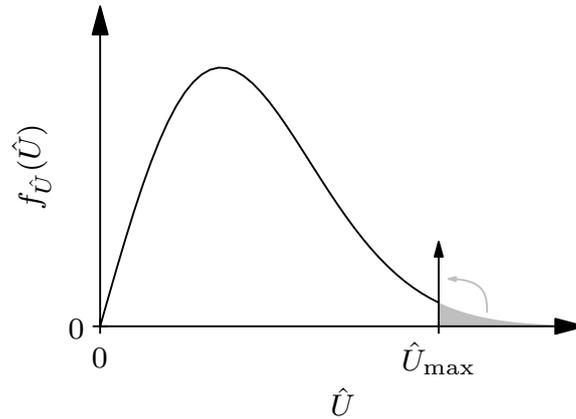


Abbildung 2.5: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Amplitude mit Hard-Clipping am Beispiel der Spannungsamplitude

Da die so berechneten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen auf der Rayleigh-Verteilung basieren, ist die maximale Aussteuerung nicht begrenzt. Dies ist für das eingeführte Modell unzulässig, da dort von einer maximalen Aussteuerung von \hat{U}_{\max} ausgegangen wurde und da die Modellgleichungen nur bis zu dieser maximalen Aussteuerung gültig sind. Aus diesem Grund muss die Aussteuerung auf einen Maximalwert begrenzt werden. Dies entspricht dem Hard-Clipping-Modell. Dementsprechend müssen die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen derart modifiziert werden, dass die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten einer Aussteuerung, die größer ist als der Maximalwert, Null beträgt und die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten des Maximalwerts muss entsprechend angepasst werden. Um dies in den Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen zu berücksichtigen, ist die Dirac-Distribution in Verbindung mit der Verteilungsfunktion der Zufallsgröße notwendig. Dieser Sachverhalt ist in Abbildung 2.5 veranschaulicht.

Die Verteilungsfunktionen zu den Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen sind

$$F_{P_L}(P_L) = \begin{cases} 1 - \exp\left(-\frac{R_L P_L}{\sigma^2}\right) & P_L \geq 0 \\ 0 & P_L < 0. \end{cases} \quad (2.32)$$

$$F_{P_{\text{DC}},\text{U}}(P_{\text{DC}}) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{U_{\text{sat}}^2}{2\sigma^2}\right) - \exp\left(-\frac{(P_{\text{DC}}R_{\text{L}} - \hat{U}_{\text{max}}U_{\text{sat}})^2}{2\sigma^2\hat{U}_{\text{max}}^2}\right) & P_{\text{DC}} \geq 0 \\ 0 & P_{\text{DC}} < 0 \end{cases}, \quad (2.33)$$

$$F_{P_{\text{DC}},\text{I}}(P_{\text{DC}}) = \begin{cases} 1 - \exp\left(-\frac{(P_{\text{DC}}R_{\text{L}})^2}{2\sigma^2(\hat{U}_{\text{max}} + U_{\text{sat}})^2}\right) & P_{\text{DC}} \geq 0 \\ 0 & P_{\text{DC}} < 0 \end{cases}, \quad (2.34)$$

$$F_{P_{\text{DC}},\text{UI}}(P_{\text{DC}}) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{U_{\text{sat}}^2}{2\sigma^2}\right) - \exp\left(-\frac{(\sqrt{4P_{\text{DC}}R_{\text{L}} + U_{\text{sat}}^2} - U_{\text{sat}})^2}{8\sigma^2}\right) & P_{\text{DC}} \geq 0 \\ 0 & P_{\text{DC}} < 0 \end{cases}. \quad (2.35)$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für das begrenzte Signal kann dann durch

$$f_{x,\text{clip}}(x) = \begin{cases} f_x(x) & x < x_{\text{max}} \\ (1 - F_x(x_{\text{max}})) \cdot \delta(x - x_{\text{max}}) & x \geq x_{\text{max}} \end{cases} \quad (2.36)$$

ausgedrückt werden. Am Beispiel der begrenzten Ausgangsleistung lautet die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$f_{P_{\text{L}},\text{clip}}(P_{\text{L}}) = \begin{cases} 0 & P_{\text{L}} < 0 \\ \frac{R_{\text{L}}}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R_{\text{L}}P_{\text{L}}}{\sigma^2}\right) & 0 \leq P_{\text{L}} < P_{\text{L},\text{max}} \\ \exp\left(-\frac{R_{\text{L}}P_{\text{L},\text{max}}}{\sigma^2}\right) \cdot \delta(P_{\text{L}} - P_{\text{L},\text{max}}) & P_{\text{L}} \geq P_{\text{L},\text{max}} \end{cases}. \quad (2.37)$$

Die weiteren Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion können auf die gleiche Weise berechnet werden.

Zur Berechnung des Wirkungsgrades werden die Erwartungswerte der Leistungen benötigt. Der Erwartungswert einer Zufallsgröße x ist definiert durch

$$\mathcal{E}\{x\} = \int_{-\infty}^{\infty} x f_x(x) dx. \quad (2.38)$$

Da die hier verwendeten Größen nicht kleiner sind als Null und auf einen Maximalwert begrenzt wurden, ist die Berechnungsvorschrift

$$\begin{aligned}\mathcal{E}\{x\} &= \int_0^{x_{\text{clip}}} x f_x(x) dx + x_{\text{clip}} \int_{x_{\text{clip}}}^{\infty} f_x(x) dx \\ &= \int_0^{x_{\text{clip}}} x f_x(x) dx + x_{\text{clip}} (1 - F_x(x_{\text{clip}})).\end{aligned}\quad (2.39)$$

Damit können die Erwartungswerte für die Ausgangsleistung und für die Leistungsaufnahme berechnet werden. Diese betragen

$$\mathcal{E}\{P_L\} = \frac{\sigma^2}{R_L} \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{\hat{U}_{\text{max}}^2}{2\sigma^2}\right) \right), \quad (2.40)$$

$$\mathcal{E}\{P_{\text{DC,U}}\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sigma \hat{U}_{\text{max}}}{R_L} \cdot \left(2 - \operatorname{erfc}\left(\frac{U_{\text{sat}}}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \operatorname{erfc}\left(\frac{\hat{U}_{\text{max}}}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right), \quad (2.41)$$

$$\mathcal{E}\{P_{\text{DC,I}}\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sigma (\hat{U}_{\text{max}} + U_{\text{sat}})}{R_L} \cdot \operatorname{erf}\left(\frac{U_{\text{sat}}}{\sqrt{2}\sigma}\right), \quad (2.42)$$

$$\mathcal{E}\{P_{\text{DC,UI}}\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\sigma U_{\text{sat}}}{R_L} \cdot \operatorname{erf}\left(\frac{\hat{U}_{\text{max}}}{\sqrt{2}\sigma}\right) + 2\mathcal{E}\{P_L\}. \quad (2.43)$$

Dabei bezeichnet $\operatorname{erf}(x)$ die Gaußsche Fehlerfunktion und $\operatorname{erfc}(x)$ die komplementäre Gaußsche Fehlerfunktion.

Die Wirkungsgrade der Anpasssysteme für modulierte Signale ergeben sich schließlich durch den Quotienten der entsprechenden Erwartungswerte. An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, dass dieser Ausdruck nicht dem Erwartungswert des Wirkungsgrades entspricht, allerdings nur auf diese Weise aussagekräftig ist

$$\eta_{\text{mod}} = \frac{\mathcal{E}\{P_L\}}{\mathcal{E}\{P_{\text{DC}}\}} \neq \mathcal{E}\{\eta\}. \quad (2.44)$$

Die Bedeutung des verbleibenden Parameters σ erschließt sich entweder über den Erwartungswert der Ausgangsleistung, die sich ergeben würde, wenn der

Leistungsverstärker nicht begrenzen würde, oder über das Moment zweiter Ordnung der Verteilung der Spannungsamplitude. Der Erwartungswert der unbegrenzten Ausgangsleistung ist

$$\mathcal{E}\{P_L\} = \bar{P}_L = \frac{\sigma^2}{R_L}. \quad (2.45)$$

Die maximale Ausgangsleistung beträgt

$$P_{L,\max} = \frac{\hat{U}_{\max}^2}{2R_L}. \quad (2.46)$$

Das Verhältnis dieser Leistungen ist ein Maß für die Aussteuerung des Leistungsverstärkers und wird im Folgenden als Peak-to-Average-Power-Ratio des Leistungsverstärkers $PAPR_{PA}$ bezeichnet

$$PAPR_{PA} = \frac{P_{L,\max}}{\bar{P}_L} = \frac{\hat{U}_{\max}^2}{2\sigma^2}. \quad (2.47)$$

Demzufolge ergibt sich der Parameter σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\hat{U}_{\max}^2}{2PAPR_{PA}}}. \quad (2.48)$$

Das Peak-to-Average-Power-Ratio des Leistungsverstärkers steht in Relation zu der Wahrscheinlichkeit, dass das Signal begrenzt. Dazu wird die Verteilungsfunktion der Ausgangsleistung verwendet

$$\begin{aligned} p_{\text{clip}} &= 1 - F_{P_L}(P_{L,\max}) = \exp\left(-\frac{P_{L,\max}R_L}{2\sigma^2}\right) \\ &= \exp\left(-\frac{1}{2}PAPR_{PA}\right). \end{aligned} \quad (2.49)$$

Das Ergebnis dieser Betrachtungen ist in Abbildung 2.6 dargestellt. Man erkennt, dass der Wirkungsgrad für modulierte Signale für den technisch relevanten Bereich geringfügig höher ist, als der für unmodulierte Signale. Dies begründet sich durch die nichtlinearen Zusammenhänge und durch die Begrenzung durch das Hard-Clipping-Modell.

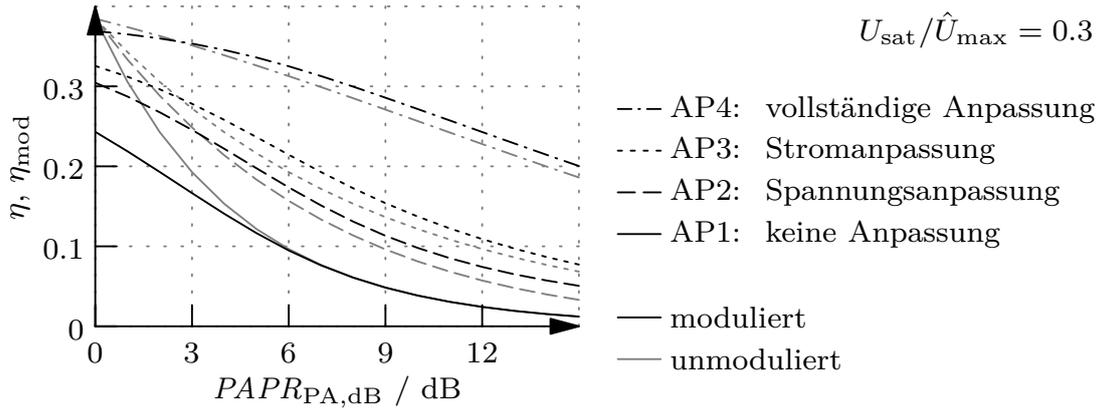


Abbildung 2.6: Wirkungsgrad der Anpassverfahren für OFDM-modulierte Signale

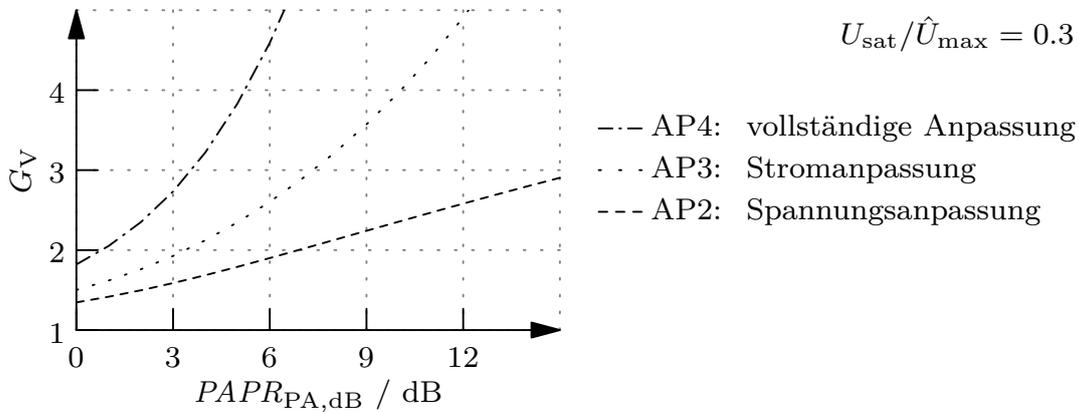


Abbildung 2.7: Systemgewinn der Anpassverfahren

Ein sinnvolles Maß für den Systemgewinn ist die relative Verlustleistungsreduktion

$$G_V = \frac{P_{V1}}{P_{V2}} = \frac{P_{DC1} - P_L}{P_{DC2} - P_L} = \frac{\frac{1}{\eta_1} - 1}{\frac{1}{\eta_2} - 1}. \quad (2.50)$$

Dieses Maß ist im Gegensatz zum Verhältnis der Wirkungsgrade sowohl für sehr effiziente als auch für weniger effiziente Systeme aussagekräftig. Die Darstellung der Ergebnisse mit Hilfe dieses Maßes ist in Abbildung 2.7 zu sehen. Man erkennt, dass für einen typischen Back-Off-Betrieb von 6 dB die Verlustleistung durch Arbeitspunktspannungsanpassung um den Faktor 1.9 im Vergleich zum Klasse-A-Verstärker ohne Anpasssystem reduziert werden kann. Für die Arbeitspunktstromanpassung beträgt der Faktor 2.6 und für die vollständige Anpassung 4.6.

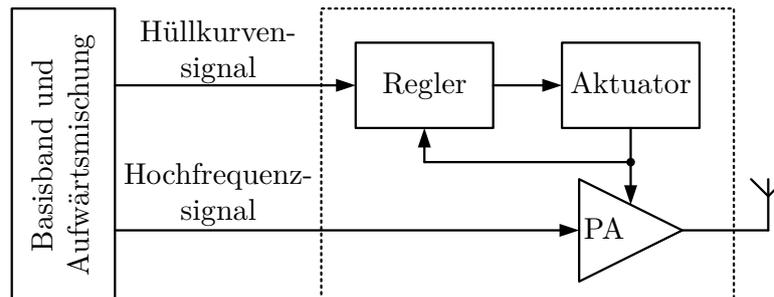


Abbildung 2.8: Blockschaltbild eines Anpasssystems mit separatem Eingang für das Hüllkurvensignal

Im Folgenden liegt der Fokus der Arbeit auf der Arbeitspunktspannungsanpassung. Dies begründet sich dadurch, dass die Anpassung des Arbeitspunktes hoch dynamisch erfolgen soll und die Arbeitspunktspannungsanpassung einen deutlich geringeren Einfluss auf die Linearität des Leistungsverstärkers aufweist als die Arbeitspunktstromanpassung, wie dies bereits in Abschnitt 2.1 erläutert wurde. Des Weiteren zeigte sich in [7] und in [8], dass es möglich ist, den Leistungsverstärker derart zu entwerfen, dass durch seine Expansion eine inhärente Anpassung der Stromaufnahme möglich ist, und dass der Nutzen eines zusätzlichen Eingriffs in keinem Verhältnis zu dem dafür notwendigen Aufwand steht.

2.3 Systemarchitektur

Um ein Envelope-Following-System zu implementieren, sind verschiedene Systemarchitekturen denkbar, die sich maßgeblich darin unterscheiden, an welcher Stelle der Sollwert für das Anpasssystem generiert wird.

Die erste Möglichkeit besteht darin, dass das Hüllkurvensignal durch das Basisband bereitgestellt wird, wie es in Abbildung 2.8 dargestellt ist. Eine solche Implementierung gewährt sehr große Freiheiten beim Einstellen der Systemparameter und ermöglicht dadurch, verschiedenen parasitären Effekten entgegenzuwirken. Allerdings müssen die beiden Signalpfade des System synchron sein. Dies ist nicht trivial, da das Hüllkurvensignal direkt durch das Basisband

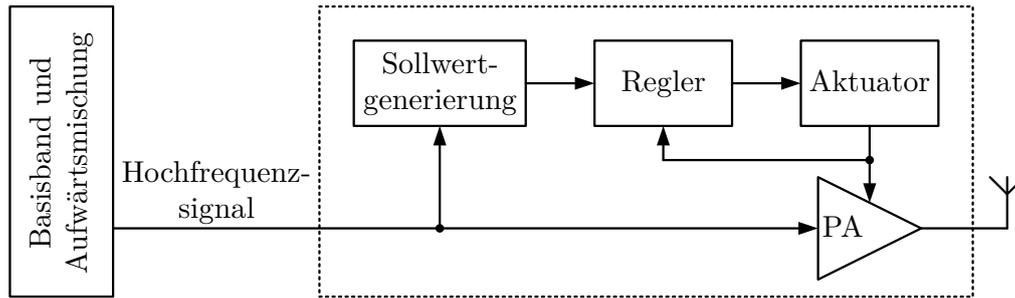


Abbildung 2.9: Blockschaltbild eines Anpasssystems mit Erzeugung des Hüllkurvensignals aus dem Hochfrequenzeingangssignal des Leistungsverstärkers

bereitgestellt wird, während das Hochfrequenzsignal vorerst noch aufwärtsgemischt wird. Eine Kalibrierung bezüglich der Verstärkung der beiden Pfade und der Verzögerung ist unabdingbar.

Der Basisbandsignalprozessor muss bei diesem Ansatz ein zusätzliches Signal erzeugen. Dies ist nachteilig, da erstens das Hüllkurvensignal eine höhere Bandbreite aufweist als die IQ-Basisbandsignale, und da zweitens die Basisbandsignalprozessoren häufig auf die Ausgabe zweier Analogsignale ausgelegt sind.

Die zweite Möglichkeit besteht in der Erzeugung des Sollwertes für das Anpasssystem aus dem Hochfrequenzeingangssignal des Leistungsverstärkers. Dies ist in Abbildung 2.9 illustriert. Das Basisband muss in diesem Fall kein zusätzliches Signal erzeugen. Damit können bestehende Systeme ohne weitere Änderungen nachgerüstet werden und die Synchronizität der Signalpfade ist gewährleistet. Die Verstärkung der beiden Signalpfade muss allerdings kalibriert werden, was analog einfach umsetzbar ist.

Wird der Sollwert aus dem Ausgangssignal des Hochfrequenzverstärkers erzeugt, wie es in Abbildung 2.10 veranschaulicht ist, vereinfacht sich die Verstärkungskalibrierung, da die Verstärkung des Leistungsverstärkers bei diesem Ansatz nicht eingeht, allerdings muss der Frequenzgang des ausgangsseitigen Impedanztransformationsnetzwerkes des Leistungsverstärkers berücksichtigt werden. Nachteilig ist bei diesem Ansatz, dass sich erstens die ausgangsseitigen Komponenten des Leistungsverstärkers in der Regelschleife befinden, wodurch

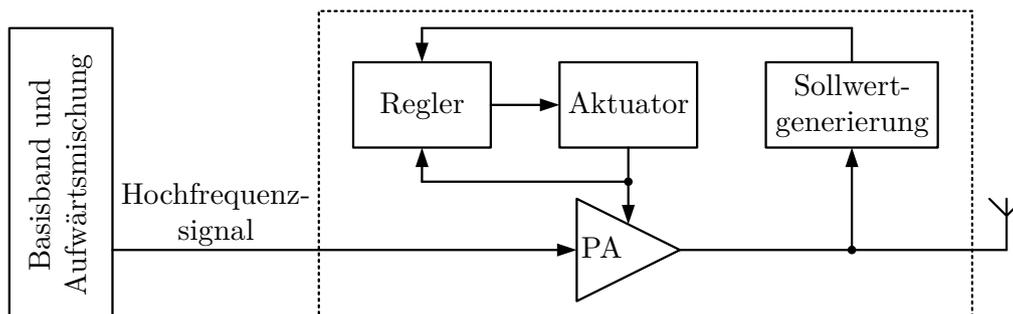


Abbildung 2.10: Blockschaltbild eines Anpasssystems mit Erzeugung des Hüllkurvensignals aus dem Hochfrequenzausgangssignal des Leistungsverstärkers

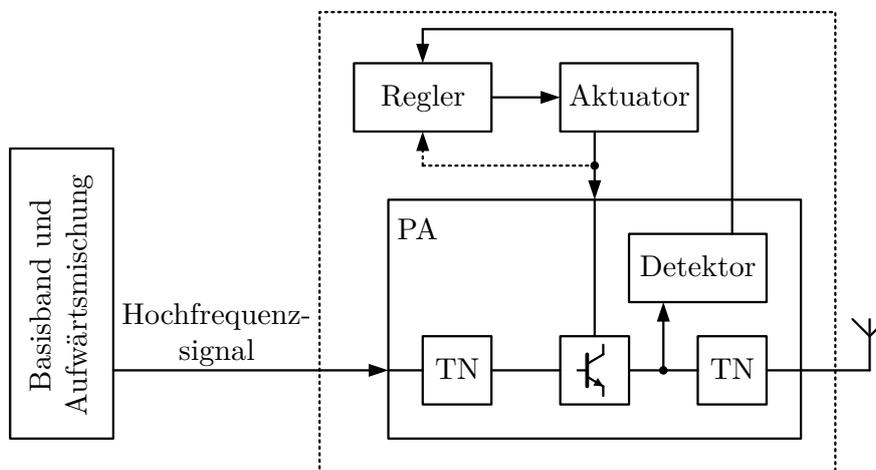


Abbildung 2.11: Blockschaltbild eines Anpasssystems mit Erzeugung des Sollwertsignals aus der Spannung am Ausgangsknoten des Transistorfeldes des Leistungsverstärkers

deren Signallaufzeit die Verzögerungszeit des Anpasssystems erhöht und zweitens dass durch diesen Ansatz eine zusätzliche Rückwirkung in dem System entsteht, wodurch die Stabilität des Systems schwieriger zu gewährleisten ist.

Um diesen Nachteilen entgegenzuwirken, kann die Sollwertgenerierung in den Leistungsverstärker verlegt werden. Dies ist in Abbildung 2.11 dargestellt. Der Frequenzgang und die Signallaufzeit der ausgangsseitigen Komponenten des Leistungsverstärkers haben damit keinen Einfluss mehr. Ein deutlich größerer Vorteil dieses Ansatzes ist es, dass bei dem Einsatz eines geeigneten Detek-

tors es möglich ist, die Rückführung der Regelgröße zu vereinfachen, sodass die Verstärkungskalibrierung der Signalpfade nicht mehr notwendig ist. Dies ist dadurch möglich, da bei diesem Ansatz die minimale Spannung über dem Transistorfeld des Leistungsverstärkers, die während der Aussteuerung auftritt, direkt detektiert werden kann. Der detektierte Spannungswert enthält damit sowohl die Information über die Aussteuerung als auch über die Versorgungsspannung. Der Sollwert für die Regelung entspricht dadurch direkt der Sättigungsspannung des Leistungsverstärkers.

Die Nachteile dieses Ansatzes sind, dass dieses System schwierig in Form einer Zweichiplösung implementiert werden kann, wodurch der Chipflächenbedarf bei der Entwicklung höher ist, und dass die Umsetzung eines dafür geeigneten Detektors in der verfügbaren Technologie sehr schwierig ist. Der Grund dafür ist, dass es notwendig ist, die negative Aussteuerung des Hochfrequenzsignals an einem internen Knoten des Leistungsverstärkers mit hoher Spannungsaussteuerung zu detektieren. Die dafür einsetzbaren Bauelemente weisen in der gegebenen Technologie nicht die dafür notwendige Spannungsfestigkeit auf oder sind nicht für Hochfrequenzsignale geeignet.

Nach der Abwägung aller Vor- und Nachteile wurde die Umsetzung gewählt, bei der der Sollwert des Anpasssystems aus dem Eingangssignal des Leistungsverstärkers erzeugt wird, welches in Abbildung 2.9 dargestellt ist. Die Umsetzung der dafür notwendigen Komponenten wird in den folgenden Abschnitten beschrieben. Dabei wird zunächst der Leistungsverstärker und anschließend die Sollwertgenerierung beschrieben. Der Aktuator und der Regler werden zusammen betrachtet. Dabei werden zwei verschiedener Ansätze verfolgt. Der erste Ansatz ist das Tiefsetzsteller-basierte System und der zweite das hybride System.