Versorgungsspannungsmodulation von Hochfrequenz-Leistungsverstärkern

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
Alexander Bräckle
aus Stuttgart

Hauptberichter:	Prof. Dr.-Ing. Manfred Berroth
Mitberichter:	Prof. Dr. sc. techn. Jan Hesselbarth
Tag der mündlichen Prüfung:	19. Juni 2013

Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik der Universität Stuttgart
2013

Wenn's nicht hart wär', wär's keine Hardware.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und Formelzeichen **V**

Zusammenfassung **XV**

Abstract **XIX**

1 Einleitung **1**
1.1 Stand der Technik 3
1.2 Zielsetzung 4
1.3 Gliederung 5

2 Kenngrößen von Leistungsverstärkern **6**
2.1 Eingangsanpassung 6
2.2 Verstärkung 7
2.3 Bandbreite und Mittenfrequenz 7
2.4 Effizienz 7
2.5 Linearität 8
2.5.1 Harmonischenabstand 9
2.5.2 Kompression 10
2.5.3 Intermodulationsabstand dritter Ordnung 11
2.5.4 Schnittpunkt dritter Ordnung 12
2.5.5 Nachbarkanalleistung 13
2.5.6 Fehlervektor 13
2.6 Anforderungen des LTE-Standards 14

3 Transistortechnologien **17**
3.1 Technologievergleich 17
3.2 Galliumnitrid-Transistortechnologie 19
3.3 Eingesetzter Transistor 20

4 Leistungsverstärker **23**

4.1 Lineare Verstärker 24
4.1.1 Der ideale lineare Verstärker 24
4.1.1.1 Der ideale lineare Verstärker bei Vollaussteuerung 25
4.1.1.2 Der ideale lineare Verstärker bei reduzierter Ausgangsleistung 29
4.1.2 Einflüsse von Nichtidealitäten 32
4.1.2.1 Kniespannung 32
4.1.2.2 Nichtlineare Übertragungskennlinie 33
4.1.2.3 Parasitäre Elemente des Transistors 33
4.1.3 Beispiel 33
4.2 Klasse-F-Verstärker 39
4.2.1 Der ideale Klasse-F-Verstärker 40
4.2.2 Einflüsse von Nichtidealitäten 43
4.2.2.1 Kniespannung 43
4.2.2.2 Nichtlineare Übertragungskennlinie 44
4.2.2.3 Parasitäre Elemente des Transistors 44
4.2.3 Beispiel 45

5 Das Grundprinzip der adaptiven Einstellung der Vorspannungen 52
5.1 Versorgungsspannungsmodulation 53
5.1.1 Grundprinzip 53
5.1.2 Praktische Implementierung 56
5.2 Adaptive Arbeitspunkteinstellung 59

6 Praktische Realisierung der Spannungsmodulatoren 64
6.1 Versorgungsspannungsmodulatoren 64
6.1.1 Anforderungen 65
6.1.2 Linearmodulator 67
6.1.2.1 Grundprinzip 67
6.1.2.2 Beispiel 70
6.1.3 Buck-Modulator 74
6.1.3.1 Grundprinzip 74
6.1.3.2 Schaltungsdimensionierung 75
6.1.3.3 Verlustmechanismen 77
6.1.3.4 Beispiel 78
6.1.4 Mehrstufiger Buck-Modulator 82

6.1.4.1 Grundprinzip 82
6.1.4.2 Beispiel 84
6.1.5 Klasse-G-Modulator 88
6.1.5.1 Grundprinzip 88
6.1.5.2 Beispiel 89
6.1.6 Mehrstufiger Klasse-G-Modulator 93
6.1.6.1 Grundprinzip 93
6.1.6.2 Beispiel 94
6.1.7 Schaltunterstützter Linearmodulator 98
6.1.7.1 Grundprinzip 98
6.1.7.2 Schaltfrequenz 100
6.1.7.3 Effizienz 102
6.1.7.4 Bandbreite 103
6.1.7.5 Beispiel 107
6.1.8 Zusammenfassung Drainspannungsmodulatoren 113
6.2 Gatespannungsmodulator 116
6.2.1 Anforderungen 116
6.2.2 Grundprinzip 117
6.2.3 Beispiel 118

7 Zusammenfassung und Ausblick 123

A Definition der Eingangsanpassung durch Leistungen 128

B Herleitungen zum idealen linearen Verstärker 130
B.1 Vollaussteuerung 130
B.2 Reduzierte Ausgangsleistung 132

C Herleitungen zum idealen Klasse-F-Verstärker 137
C.1 Optimaler Verlauf der Drain-Source-Spannung 137
C.2 Optimale Abschlussimpedanzen 141

D Herleitungen zur Versorgungsspannungsmodulation 143
D.1 Versorgungsspannungsmodulation bei vollem Modulationsbereich 143
D.2 Versorgungsspannungsmodulation bei reduziertem Modulationsbereich . . . 147

E Spektrale Eigenschaften von Buck-Modulatoren 150

E.1 Gleichspannungssignal am Eingang 150
E.2 Sinusförmige Spannung am Eingang 151
E.2.1 Die zweidimensionale Fourierreihe 153
E.2.2 Berechnung des Ausgangsspektrums 154

F Verluste von Buck-Modulatoren 160
F.1 Abschätzung der Gesamteffizienz 160
F.2 Kniespannung der Diode 162
F.3 Durchlasswiderstand des Transistors 163
F.4 Parasitäre Induktivitäten 164
F.5 Parasitäre Kapazitäten 166

G Leistungsverteilung der Einhüllenden im Frequenzbereich 168
G.1 Einträgermodulation 168
G.1.1 Unbegrenzte Einhüllende 168
G.1.2 Begrenzte Einhüllende 173
G.2 Mehrträgermodulation 176
G.2.1 Unbegrenzte Einhüllende 176
G.2.2 Begrenzte Einhüllende 177

Literaturverzeichnis 181

Eigene Veröffentlichungen 191

Danksagung 193

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

Abkürzung	*Erklärung*
2DEG	Zweidimensionales Elektronengas
AAE	Adaptive Arbeitspunkteinstellung
ACLR	Verhältnis der Nachbarkanalleistung, *adjacent channel leakage ratio*
ACP	Mittlere Nachbarkanalleistung, *adjacent channel power*
AlGaN	Aluminiumgalliumnitrid
CPLD	Komplexer programmierbarer Logik-Baustein, *complex programmable logic device*
CW	Sinusförmig, *continuous wave*
EDGE	Technik zur Erhöhung der Datenrate bei GSM, *Enhanced Data Rates for GSM Evolution*
EER	Versorgungsspannungsmodulation mit Schaltverstärkern, *Envelope Elimination and Restoration*
EVM	Betrag des Fehlervektors, *error vector magnitude*
FET	Feldeffekttransistor
GaAs	Galliumarsenid
GaN	Galliumnitrid
Ge	Germanium
GSM	Mobilfunksystem der zweiten Generation, *Global System for Mobile Communications*
HEMT	Transistor mit hoher Elektronenbeweglichkeit, *high-electron-mobility transistor*
HF	Hochfrequenz
HSDPA	Technik zur Erhöhung der Datenrate bei UMTS, *High Speed Downlink Packet Access*
IIP3	Eingangsseitiger Schnittpunkt dritter Ordnung, *input intercept point*
IMD	Intermodulationsabstand, *intermodulation distortion*

InP	Indiumphosphid
IP3	Schnittpunkt dritter Ordnung, *third order intercept point*
LDMOS	Laterale zweifach diffundierte Metall-Oxid-Halbleiter-Struktur, *lateral double-diffused metal-oxide-semiconductor*
LTE	Mobilfunksystem der vierten Generation, *Long Term Evolution*
LUT	Wertetabelle, *look-up table*
OFDM	Orthogonales Frequenzmultiplex, *orthogonal frequency-division multiplex*
OIP3	Ausgangsseitiger Schnittpunkt dritter Ordnung, *output intercept point*
PAE	Leistungsaddierte Effizienz, *power-added efficiency*
PAPR	Verhältnis der maximalen zur mittleren Leistung, *peak-to-average power ratio*
PWM	Pulsweitenmodulation
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation
QPSK	Quadraturphasenumtastung, *quadrature phase-shift keying*
Si	Silizium
SiC	Siliziumcarbid
SMALM	Schaltunterstützter Linearmodulator, *switch-mode assisted linear modulator*
TEDS	System für digitalen Bündelfunk, *Terrestrial Trunked Radio Enhanced Data Service*
TETRA	System für digitalen Bündelfunk, *Terrestrial Trunked Radio*
TIA	Transimpedanzverstärker, *transimpedance amplifier*
UMTS	Mobilfunksystem der dritten Generation, *Universal Mobile Telecommunications System*
VSM	Versorgungsspannungsmodulation
W-CDMA	Codemutliplex-Zugriffsverfahren großer Bandbreite, *Wideband Code-Division Multiple Access*

Formelzeichen

Formelzeichen	*Erklärung*	*Einheit*
Lateinische Buchstaben		
A	Einhüllende eines HF-Signals	V
A'	Eingangssignal eines Spannungsmodulators	V
A_{DC}	Gleichanteil der Einhüllenden $A(t)$	V
A_{lim}	Begrenzte Einhüllende eines HF-Signals	V
a_{lim}	Begrenzungsfaktor für begrenzte Einhüllende	1
A_{max}	Maximalwert der Einhüllenden eines HF-Signals	V
a_{T0}	Entwicklungspunkt einer Taylorreihe	A
a_{T1}	Erster Koeffizient einer Taylorreihe	A/V
a_{T2}	Zweiter Koeffizient einer Taylorreihe	$\mathrm{A/V^2}$
a_{T3}	Dritter Koeffizient einer Taylorreihe	$\mathrm{A/V^3}$
$ACLR_{1,\ell}$	ACLR des ersten Nachbarkanals unten	1, dBc
$ACLR_{1,\mathrm{u}}$	ACLR des ersten Nachbarkanals oben	1, dBc
$ACLR_{2,\ell}$	ACLR des zweiten Nachbarkanals unten	1, dBc
$ACLR_{2,\mathrm{u}}$	ACLR des zweiten Nachbarkanals oben	1, dBc
$ACP_{1,\ell}$	Mittlere Leistung im ersten Nachbarkanal unten	W, dBm
$ACP_{1,\mathrm{u}}$	Mittlere Leistung im ersten Nachbarkanal oben	W, dBm
$ACP_{2,\ell}$	Mittlere Leistung im zweiten Nachbarkanal unten	W, dBm
$ACP_{2,\mathrm{u}}$	Mittlere Leistung im zweiten Nachbarkanal oben	W, dBm
B	Bandbreite	Hz
C	Kapazität	F
C_1	Kapazität eines Filters	F
C_{AC}	Blockkapazität	F
C_{B}	Kapazität der Bootstrap-Schaltung	F
C_{DS}	Drain-Source-Kapazität eines Transistors	F
C_{F}	Rückkoppelkapazität eines TIA	F
C_{p}	Parasitäre Kapazität	F
$\underline{c}_{\mu\nu}$	Koeffizient der komplexen zweidimensionalen Fourierreihe	V
D	Leitverhältnis einer Schaltstufe	%
$\vec{E}$	Fehlervektor im Konstellationsdiagramm	V
E_{C}	Energie der Leitungsbandkante eines Halbleiters	J, eV

E_F	Fermi-Niveau eines Halbleiters	J, eV
E_V	Energie der Valenzbandkante eines Halbleiters	J, eV
EVM	Betrag des Fehlervektors	%
$\underline{F}$	Übertragungsfunktion eines Filters	1
f	Frequenz	Hz
f_0	Mittenfrequenz	Hz
f_1	Untere Grundfrequenz bei Zweitonanregung	Hz
f_2	Obere Grundfrequenz bei Zweitonanregung	Hz
f_A	Grundfrequenz eines periodischen Modulatoreingangssignals	Hz
f_s	Schaltfrequenz	Hz
G	Leistungsverstärkung	1, dB
G_T	Betriebsleistungsverstärkung	1, dB
$G_\mathrm{T,A}$	Betriebsleistungsverstärkung eines Klasse-A-Verstärkers	1, dB
$G_\mathrm{T,B}$	Betriebsleistungsverstärkung eines Klasse-B-Verstärkers	1, dB
H	Hilfsfunktion zur Berechnung eines PWM-Signals	V
HD_3	Harmonischenabstand der dritten Harmonischen	1, dBc
$\vec{I}$	Ideales Symbol im Konstellationsdiagramm	V
i	Inphase-Komponente	V
I_0	Ausgangsstrom einer geschalteten Stromquelle	A
I_1	Amplitude der ersten Harmonischen des Drainstroms	A
I_DAU	Ausgangsstrom des Digital-Analog-Wandlers	A
I_DC	Drainseitiger Eingangsgleichstrom eines Verstärkers	A
I_DS	Amplitude des Drainstroms bei einer Frequenz	A
i_DS	Drainstrom	A
i_env	Drainseitiger Eingangsstrom eines HF-Verstärkers mit Versorgungsspannungsmodulation	A
I_h	Schwellwert der Hysterese eines SMALM	A
i_lin	Ausgangsstrom der Linearstufe eines SMALM	A
I_max	Maximaler Drainstrom	A
I_p	Amplitude des Drainstroms	A
$I_\mathrm{p,max}$	Amplitude des Drainstroms bei Vollaussteuerung	A
I_q	Drain-Ruhestrom	A
$i_\tilde{\mathrm{R}}$	Strom durch den Hilfswiderstand $\tilde{R}$	A
i_sw	Ausgangsstrom der Schaltstufe eines SMALM	A

$IIP3$	Auf den Eingang bezogener Schnittpunkt dritter Ordnung	W, dBm
$IMD3$	Intermodulationsabstand dritter Ordnung	1, dBc
$IMD3_\ell$	Unterer Intermodulationsabstand dritter Ordnung	1, dBc
$IMD3_\mathrm{u}$	Oberer Intermodulationsabstand dritter Ordnung	1, dBc
J_k	Besselfunktion erster Art	1
k	Laufvariable in der Jacobi-Anger-Identität	1
L	Induktivität	H
L_1	Induktivität eines Filters	H
L_DC	Induktivität zur Zuführung einer Gleichspannung	H
L_p	Parasitäre Induktivität	H
M	Modulationsindex einer Amplitudenmodulation	1
N	Länge einer endlichen zeitdiskreten Folge	1
n	Diskrete Zeit	1
$OIP3$	Auf den Ausgang bezogener Schnittpunkt dritter Ordnung	W, dBm
p	Auftrittswahrscheinlichkeit einer Ausgangsleistung	%
P_1dB	Ausgangsseitiger 1 dB-Kompressionspunkt	W, dBm
P_A	Gesamtleistung der Einhüllenden $A(t)$	W, dBm
$P_\mathrm{A,DC}$	Leistung des Gleichanteils der Einhüllenden $A(t)$	W, dBm
P_avs	Verfügbare Wirkleistung einer Signalquelle	W, dBm
P_DC	Aufgenommene Gleichleistung eines Verstärkers	W, dBm
P_env	Aufgenommene Leistung eines Verstärkers mit Versorgungsspannungsmodulation	W, dBm
P_h	Leistung der hinlaufenden Welle	W, dBm
P_in	Eingangsleistung eines Verstärkers	W, dBm
p_lim	Wahrscheinlichkeit für die Begrenzung eines Symbols	%
P_max	Maximale Signalleistung	W, dBm
P_out	Ausgangsleistung eines Verstärkers	W, dBm
$\overline{P_\mathrm{out}}$	Mittlere Ausgangsleistung eines Verstärkers	W, dBm
$P_\mathrm{out,A}$	Ausgangsleistung des Klasse-A-Verstärkers	W, dBm
$P_\mathrm{out,AB}$	Ausgangsleistung bei Vollaussteuerung eines Klasse-AB-Verstärkers	W, dBm
$P_\mathrm{out,B}$	Ausgangsleistung des Klasse-B-Verstärkers	W, dBm
$P_\mathrm{out,max}$	Ausgangsleistung bei Vollaussteuerung eines Verstärkers	W, dBm

P_r	Leistung der rücklaufenden Welle	W, dBm
P_V	Verlustleistung	W, dBm
$P_\mathrm{V,C}$	Kapazitive Schaltverluste eines Spannungsmodulators	W, dBm
$P_\mathrm{V,K}$	Verlustleistung aufgrund der Diodenkniespannung eines Spannungsmodulators	W, dBm
$P_\mathrm{V,L}$	Induktive Schaltverluste eines Spannungsmodulators	W, dBm
$P_\mathrm{V,R}$	Verlustleistung aufgrund des Transistorwiderstands eines Spannungsmodulators	W, dBm
$P_\mathrm{V\xi}$	Verlustleistung des ξ-ten Verlustmechanismus eines Spannungsmodulators	W, dBm
PAE	Leistungsaddierte Effizienz	%
PAE_avg	Mittlere leistungsaddierte Effizienz	%
$PAPR$	Verhältnis der maximalen zur mittleren Leistung	1, dB
q	Quadratur-Komponente	V
$\tilde{R}$	Hilfswiderstand zur Herleitung der Schaltverluste	Ω
$\vec{R}$	Empfangenes Symbol im Konstellationsdiagramm	V
r	Betrag eines komplexen Symbols im Konstellationsdiagramm	V
R_1	Rückkoppelwiderstand einer Operationsverstärkerschaltung	Ω
R_2	Rückkoppelwiderstand einer Operationsverstärkerschaltung	Ω
R_env	Lastwiderstand des Spannungsmodulators	Ω
R_F	Transimpedanz eines TIA	Ω
R_i	Innenwiderstand einer Signalquelle	Ω
R_L	Lastwiderstand	Ω
$R_\mathrm{L,opt}$	Optimaler Lastwiderstand	Ω
$R_\mathrm{L,opt,K}$	Optimaler Lastwiderstand unter Berücksichtigung der Kniespannung	Ω
R_M	Messwiderstand	Ω
R_on	Durchlasswiderstand eines Schalttransistors	Ω
$\underline{S}_{11}$	Eingangsreflexionsfaktor	1, dB
$s(t)$	Sprungfunktion	1
t	Zeit	s
T_ℓ	Leitdauer des Transistors eines SMALM	s

T_s	Sperrdauer des Transistors eines SMALM	s
U_0	Ausgangsspannung einer geschalteten Spannungsquelle	V
U_1	Amplitude der ersten Harmonischen der Drain-Source-Spannung	V
U_3	Amplitude der dritten Harmonischen der Drain-Source-Spannung	V
U_DAU	Ausgangsspannung des Digital-Analog-Wandlers	V
U_DC	Drainvorspannung	V
$U_\mathrm{DC,M}$	Versorgungsspannung eines Spannungsmodulators	V
$U_\mathrm{DC,M0}$	Mittlere Versorgungsspannung eines Spannungsmodulators	V
$U_\mathrm{DC,M+}$	Hohe Versorgungsspannung eines Spannungsmodulators	V
$U_\mathrm{DC,M-}$	Niedrige Versorgungsspannung eines Spannungsmodulators	V
u_DS	Drain-Source-Spannung	V
u_env	Variable Drainvorspannung bei der Versorgungsspannungsmodulation	V
$U_\mathrm{env,max}$	Maximale Drainvorspannung bei der Versorgungsspannungsmodulation	V
$U_\mathrm{env,min}$	Minimale Drainvorspannung bei der Versorgungsspannungsmodulation	V
U_G	Gatevorspannung	V
$\hat{U}_\mathrm{GS}$	Amplitude der Gate-Source-Spannung	V
u_GS	Gate-Source-Spannung	V
$\hat{U}_\mathrm{GS,1dB}$	Amplitude der Gate-Source-Spannung bei P_1dB	V
$\hat{U}_\mathrm{GS,IP3}$	Amplitude der Gate-Source-Spannung im IP3	V
$U_\mathrm{GS,max}$	Gate-Source-Spannung bei I_max	V
u_in	Eingangsspannung eines HF-Verstärkers	V
U_h	Amplitude der hinlaufenden Spannungswelle	V
$\hat{U}_\mathrm{IQ}$	Maximaler Wert der I- und Q-Komponente einer QAM	V
U_K	Kniespannung eines Transistors	V
$U_\mathrm{K,D}$	Kniespannung einer Diode	V
U_max	Maximale Drain-Source-Spannung eines Transistors	V
u_out	Ausgangsspannung eines HF-Verstärkers	V
U_r	Amplitude der rücklaufenden Spannungswelle	V

$u_{\tilde{\mathrm{R}}}$	Spannungsabfall über dem Hilfswiderstand $\tilde{R}$	V
U_{ref}	Referenzspannung des Pegelschiebers	V
$U_{\mathrm{ref,1}}$	Referenzspannung des Buck- und Klasse-G-Modulators	V
$U_{\mathrm{ref,2}}$	Referenzspannung des Buck- und Klasse-G-Modulators	V
u_{s}	Potential des Ausgangsknotens einer Schaltstufe	V
$U_{\mathrm{s,1}}$	Erste Harmonische des Potentials am Ausgangsknoten einer Schaltstufe	V
$U_{\mathrm{s},\mu\nu}$	Amplitude des Mischproduktes aus Signal- und Schaltfrequenz des Potentials am Ausgangsknoten einer Schaltstufe	V
U_{th}	Schwellspannung eines Transistors	V
W	Energie	J
x	Dimension senkrecht zur Grenzfläche in einer Halbleiterstruktur	m
y	Substitutionsvariable	1
Z_0	Leitungswellenwiderstand	Ω
$\underline{Z}_{\mathrm{L}}$	Lastimpedanz	Ω

Griechische Buchstaben

α	Leitwinkel bei Vollaussteuerung	rad
$\tilde{\alpha}$	Leitwinkel bei reduzierter Ausgangsleistung	rad
β	Skalierungsfaktor von I_{p} bei reduzierter Ausgangsleistung	1
Δu_{env}	Schwankung der Modulatorausgangsspannung bei konstantem Eingangssignal	V
η_{C}	Effizienzminderung aufgrund parasitärer Kapazitäten	%
η_{D}	Draineffizienz	%
$\eta_{\mathrm{D,A}}$	Draineffizienz des Klasse-A-Verstärkers	%
$\eta_{\mathrm{D,avg}}$	Mittlere Draineffizienz	%
$\eta_{\mathrm{D,B}}$	Draineffizienz des Klasse-B-Verstärkers	%
$\eta_{\mathrm{D,F}}$	Draineffizienz des Klasse-F-Verstärkers	%
$\eta_{\mathrm{D,max}}$	Draineffizienz bei Vollaussteuerung	%
η_{K}	Effizienzminderung aufgrund der Kniespannung eines Transistors	%
$\eta_{\mathrm{K,D}}$	Effizienzminderung aufgrund der Kniespannung einer Diode	%

η_{L}	Effizienzminderung aufgrund parasitärer Induktivitäten	%
η_{M}	Effizienz des Spannungsmodulators	%
η_{R}	Effizienzminderung aufgrund des Durchlasswiderstands eines Transistors	%
η_{tot}	Gesamteffizienz des Systems mit Versorgungsspannungsmodulation	%
η_{ξ}	Effizienzminderung aufgrund des ξ-ten Verlustmechanismus eines Buck-Modulators	%
ϑ_{A}	Phasenwinkel eines periodischen pulsweitenmodulierten Modulatorausgangssignals	rad
ϑ_{s}	Phasenwinkel der Pulsweitenmodulation	rad
λ	Hilfsvariable	1
μ	Laufindex der Fourierreihe	1
$\tilde{\mu}$	Laufindex zur Herleitung der zweidimensionalen Fourierreihe	1
ν	Laufindex der Fourierreihe	1
$\tilde{\nu}$	Laufindex zur Herleitung der zweidimensionalen Fourierreihe	1
θ	Phasenwinkel	rad
Ξ	Anzahl der Verlustmechanismen	1
ξ	Laufvariable zur Nummerierung der Verlustmechanismen	1
σ	Standardabweichung des Real- und Imaginärteils eines OFDM-Signals	V^2
φ	Phase eines komplexen Symbols im Konstellationsdiagramm	rad
ω	Kreisfrequenz	rad/s
ω_{g}	Grenzfrequenz eines Filters	rad/s

Mathematische Konstanten

Konstante	*Erklärung*
e	Eulersche Zahl, $e = 2{,}71828183\ldots$
j	Komplexe Einheit, $j^2 = -1$
π	Verhältnis des Kreisumfangs zum Kreisdurchmesser, $\pi = 3{,}14159\ldots$

Bezeichnungen

Bezeichnung	*Erklärung*
D_1, D_2	Freilaufdioden
D_B	Diode der Bootstrap-Schaltung
T_1, T_2	Schalttransistoren
T_3, T_4	Transistoren in der Ausgangsstufe eines Operationsverstärkers

Zusammenfassung

Moderne Kommunikationssysteme erlauben die Übermittlung immer höherer Datenraten. Aufgrund der begrenzten Frequenzressourcen kommen zunehmend höherwertige Modulationsverfahren zum Einsatz, durch die das Verhältnis der Spitzen- zur Durchschnittsleistung der Sendesignale anwächst. Die Effizienz von Leistungsverstärkern in Hochfrequenzsendern wird bei Vollaussteuerung maximal und geht für geringere Ausgangsleistungen zurück. Daher sinkt die mittlere Effizienz bei modernen Mobilfunkstandards deutlich.

Eine Möglichkeit zur Effizienzsteigerung von Leistungsverstärkern bei reduzierter Ausgangsleistung ist die in dieser Arbeit untersuchte Versorgungsspannungsmodulation. Dabei wird die Drainvorspannung des Hochfrequenz-Verstärkers dynamisch an den momentanen Pegel des Ausgangssignals angepasst. Zentrales Element ist ein Spannungsmodulator, der für die Einstellung der Versorgungsspannung verantwortlich ist. Diese Arbeit stellt verschiedene Konzepte für Modulatorschaltungen vor und vergleicht deren Einfluss auf die Effizienz und die Linearität des Verstärkers. Darüber hinaus wird untersucht, ob die zusätzliche Anpassung der Gatevorspannung des Transistors die Linearität verbessert.

Zunächst werden Kenngrößen zur Charakterisierung von Hochfrequenz-Verstärkern definiert, wobei besonderes Augenmerk auf der Quantifizierung der Linearität liegt. Daran schließt sich eine Übersicht über die Anforderungen des LTE-Standards, eines Mobilfunksystems der vierten Generation, an.

Das folgende Kapitel geht auf die Auswahl einer geeigneten Transistortechnologie für den Hochfrequenz-Verstärker ein und identifiziert Galliumnitrid als das aussichtsreichste Material. Die Funktionsweise eines Transistors dieser Technologie wird erläutert und der eingesetzte Transistor vorgestellt.

Mit diesem Transistor werden zwei Hochfrequenz-Verstärker der Klassen AB und F entworfen. Das Augenmerk liegt darauf, dass die Lastimpedanz an der inneren Stromquelle des Transistors bei den ersten drei Harmonischen mit den theoretischen Werten übereinstimmt. Der Klasse-AB-Verstärker erreicht eine maximale Ausgangsleistung von 41 dBm und eine Effizienz von 60 % bei der Mittenfrequenz 2,75 GHz. Beim Klasse-F-Verstärker werden bei der Betriebsfrequenz 2,65 GHz die Ausgangsleistung 42 dBm und eine Effizienz von 61 % gemessen.

Bei beiden Verstärkern führt eine Reduzierung der Drainvorspannung zu einem Rückgang der Verstärkung. Sie soll in einem Gesamtsystem um maximal 0,5 dB schwanken, um eine ausreichende Linearität zu erreichen. Diese Forderung kann mit den entworfenen Verstärkern für eine variable Versorgungsspannung ohne zusätzliche Linearisierungsmaßnahmen nicht eingehalten werden, die jedoch nicht Teil dieser Arbeit sind. Aus diesem Grund wird im Folgenden ein Abfall der Verstärkung um bis zu 5 dB unter den Maximalwert in Kauf genommen. Mit dieser Vorgabe darf die nominale Drainvorspannung von 28 V der entworfenen Schaltungen höchstens auf 10 V beim Klasse-AB-Verstärker und 14 V beim Klasse-F-Verstärker abgesenkt werden.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf der Untersuchung und dem Vergleich verschiedener Schaltungskonzepte für die Spannungsmodulatoren zur dynamischen Einstellung der Drainvorspannung.

Der Linearmodulator basiert auf einem Emitterfolger. Prinzipbedingt ist damit keine Effizienzsteigerung des Gesamtsystems möglich. Da die Schaltung jedoch die geringsten Verzerrungen der betrachteten Modulatoren aufweist, wird sie als Referenz zur Bewertung der Linearität herangezogen. Das aufgebaute System bestehend aus den Hochfrequenzverstärkern bei 2,7 GHz und dem Linearmodulator ist nach dem Kenntnisstand des Verfassers das einzige, das bei einer Bandbreite von 20 MHz eine Ausgangsleistung von mehr als 10 W erreicht. Bei Ansteuerung mit einem LTE-Signal der Bandbreite 20 MHz verringert sich das Verhältnis der Nachbarkanalleistungen im Vergleich zum Betrieb mit konstanter Versorgungsspannung um 5 dB bis 10 dB. Der Betrag des Fehlervektors erhöht sich von rund 9 % auf 16 % beim Klasse-AB-Verstärker und von 4 % auf 5 % beim Klasse-F-Verstärker.

Beim Buck-Modulator wird die Ausgangsspannung erzeugt, indem zwischen zwei diskreten Spannungen umgeschaltet und das entstehende Rechtecksignal gefiltert wird. Die Schaltfrequenz muss dabei deutlich über der Bandbreite der Ausgangsspannung liegen. Theoretisch erreicht der Buck-Modulator eine Effizienz von 100 %, in der Praxis treten dagegen aufgrund der hohen Schaltfrequenzen Umladeverluste auf. Darüber hinaus darf der Ausgangsstrom einen Minimalwert nicht unterschreiten. Aufgrund dieser beiden Einschränkungen ist der Buck-Modulator nur bedingt für den Einsatz bei der Versorgungsspannungsmodulation in breitbandigen Systemen mit hoher Signaldynamik geeignet. Der in dieser Arbeit realisierte Modulator weist im Vergleich zu Buck-Modulatoren aus der Literatur mit 8 MHz die höchste Schaltfrequenz auf und ermöglicht eine Effizienzsteigerung des Gesamtsystems mit dem Klasse-AB-Verstärker um 5 % im statischen Betrieb. Die Verstärkung eines LTE-Signals gelingt aufgrund der angeführten Schwächen des Schaltungskonzeptes jedoch nicht.

Beim mehrstufigen Buck-Modulator werden weitere Spannungsstufen eingefügt, was zu einer Verringerung der Schaltverluste führt. Dies wird an einem dreistufigen Modulator demonstriert, durch den bei einer Schaltfrequenz von 8 MHz die Effizienz des Klasse-AB-Verstärkers im statischen Betrieb um 6 % gesteigert werden kann. Dynamische Messungen mit LTE-Signalen sind auch bei dieser Schaltung nicht möglich.

Der Klasse-G-Modulator kann am Ausgang lediglich zwei diskrete Versorgungsspannungen zur Verfügung stellen. Der Hochfrequenz-Verstärker arbeitet dadurch nicht immer in seinem effizientesten Betriebspunkt, doch die Modulatoreffizienz ist insbesondere bei den am häufigsten auftretenden niedrigen Ausgangsleistungen deutlich höher als bei den anderen betrachteten Konzepten. In dieser Arbeit lässt sich die Effizienz des Klasse-AB-Verstärkers bei Ansteuerung mit einem LTE-Signal der Bandbreite 20 MHz von 22 % auf 38 % erhöhen, beim Klasse-F-Verstärker steigt der Wert von 20 % auf 32 %. Dies geht mit einer bezogen auf den Linearmodulator sinkenden Linearität einher. Nach dem Kenntnisstand des Verfassers stellt dies das Klasse-G-System dieser Leistungsklasse mit der höchsten Bandbreite dar.

Wie beim Buck-Modulator lässt sich auch der Klasse-G-Modulator zur Erhöhung der Effizienz um zusätzliche Stufen erweitern. In dieser Arbeit wird ein dreistufiger Modulator aufgebaut, dessen mittlere Spannungsstufe dem arithmetischen Mittelwert der beiden anderen entspricht. Aufgrund der komplexeren Ansteuerung steigt der Leistungsverbrauch an und die Effizienz ist etwas geringer als beim zweistufigen Klasse-G-Modulator. Sie beträgt 36 % beim Klasse-AB-Verstärker und 32 % beim Klasse-F-Verstärker. Der Rückgang der Linearität ist jedoch weniger stark ausgeprägt.

Beim schaltunterstützten Linearmodulator sind ein schneller Linearmodulator und eine effiziente Schaltstufe parallel geschaltet. Wie in dieser Arbeit erstmals analytisch bewiesen wird, liegt bei LTE-Signalen der größte Teil der Leistung bei niedrigen Frequenzen. In diesem Fall lässt sich die mittlere Effizienz des Modulators steigern, indem die Bandbreite und damit die Umladeverluste der Schaltstufe begrenzt werden. Bei Ansteuerung mit der Einhüllenden eines LTE-Signals der Bandbreite 20 MHz kann die Modulatoreffizienz durch diese Maßnahme um knapp 10 % erhöht werden. Im Gesamtsystem sinkt die Gesamteffizienz leicht auf 20 % beim Klasse-AB-Verstärker und 17 % beim Klasse-F-Verstärker. Der Grund hierfür liegt in dem nach unten begrenzten Drainspannungsbereich der aufgebauten Verstärker. Die Linearität ist vergleichbar mit dem Linearmodulator.

Außerdem untersucht diese Arbeit, inwiefern die Linearität eines versorgungsspannungsmodulierten Verstärkers durch eine adaptive Einstellung der Gatevorspannung des Transistors erhöht werden kann. Die Einstellung der Gatevorspannung erfolgt über einen kom-

plexen programmierbaren Logik-Baustein. Bei einer linearen Abbildungsfunktion zwischen Drain- und Gatevorspannung führt dies zu einer leichten Verbesserung der Verhältnisse der Nachbarkanalleistungen um 1 dB. Der Betrag des Fehlervektors schwankt in Abhängigkeit des betrachteten Symbols im Konstellationsdiagramm. Zwar steigt durch die adaptive Arbeitspunkteinstellung der schlechteste Wert um 2,5 % an, zugleich sinkt der beste Wert aber um 1,5 %. Dies legt eine weitere Untersuchung der Gatespannungsmodulation nahe, um eine optimierte Abbildungsfunktion zwischen den Vorspannungen zu finden.

Abstract

Modern communications systems allow transmission of constantly increasing data rates. Due to the limited frequency range available for mobile communication, higher-order modulation schemes are employed, resulting in rising peak-to-average power ratios of the transmitted signals. Efficiency of power amplifiers becomes maximum at peak output power und decreases for lower output powers. Therefore, average efficiency drops for modern communications standards.

One solution to increase power amplifier efficiency in backoff operation is envelope tracking, which is investigated in this work. In this architecture, the drain bias voltage of the radio frequency amplifier is dynamically adapted to the instantaneous output power level. The crucial element is the voltage modulator which is responsible for providing the proper bias voltage. This work presents several modulator concepts und compares their influence on power amplifier efficiency and linearity. Furthermore, it is investigated whether the adaption of the gate bias voltage of the transistor can increase linearity.

First, parameters to characterise the performance of radio frequency amplifiers are defined. Special focus is on the quantification of linearity. Besides, an overview of the requirements specified in the LTE standard, a fourth-generation mobile communications system, is given.

The following chapter discusses the choice of an adequate transistor technology for the radio frequency amplifier and identifies gallium nitride as the most promising material. The principle of transistors based on this technology as well as the device used in this work are presented.

This transistor is used to design two radio frequency amplifiers of classes AB and F. The main focus is on realising load impedances at the intrinsic current source for the first three harmonics in accordance with the theoretical values. The class-AB amplifier achieves a maximum output power of 41 dBm and an efficiency of 60 % at a centre frequency of 2.75 GHz. For the class-F amplifier, an output power of 42 dBm and an efficiency of 61 % are measured at an operation frequency of 2.65 GHz.

For both circuits, reducing the drain bias voltage results in a lower power gain. It shall not deviate by more than 0.5 dB on system level in order to achieve sufficient linearity. This

requirement cannot be fulfilled by the designed amplifiers for a variable supply voltage without further linearisation, which is not investigated in this work. Therefore, a gain drop up to 5 dB below the maximum value is accepted hereinafter. With this in mind, the nominal drain bias of 28 V may only be reduced down to 10 V for the class-AB amplifier and to 14 V for the class-F amplifier.

The main part of this work is the investigation and comparison of different voltage modulator concepts.

The linear modulator is based on the emitter follower. Inherently to its functional principle, this circuit does not allow an increase of overall system efficiency. However, this modulator causes the fewest distortions. Therefore, it is used as a reference for evaluation of the linearity of the other modulator concepts. To the best of the author's knowledge, the realised setup consisting of a radio frequency amplifier at 2.7 GHz and the linear modulator is the only one achieving an output power of more than 10 W at a bandwidth of 20 MHz. For an LTE drive signal with a bandwidth of 20 MHz, adjacent channel leakage ratio decreases by 5 dB to 10 dB compared to operation with constant drain bias. Error vector magnitude increases from about 9 % up to 16 % for the class-AB amplifier and from 4 % up to 5 % for the class-F amplifier.

In a buck modulator, the output voltage is generated by switching between two discrete voltages. The resulting square wave signal is then filtered. Switching frequency needs to be considerably higher than the bandwidth of the output signal. In theory, a buck modulator achieves an efficiency of 100 %. In reality, however, switching losses appear due to the high switching frequencies. Furthermore, the output current must not be lower than a minimum value to guarantee proper functionality. Because of these two contraints, the buck modulator is only of limited use for envelope tracking in broadband systems with high-dynamic signals. The modulator presented in this work operates at a switching frequency of 8 MHz, which is to the author's knowledge the highest value reported so far for the considered output powers. Efficiency of the entire envelope tracking system using the class-AB amplifier is increased by 5 % for a continuous-wave input signal. However, amplification of an LTE signal is not possible due to the weaknesses of the concept mentioned above.

In a multi-level buck modulator, additional voltage levels are inserted, resulting in reduced switching losses. This is demonstrated with a three-level buck modulator. When operating at a switching frequency of 8 MHz, efficiency of the class-AB amplifier is increased by 6 % under continuous-wave excitation. Dynamic measurements using LTE signals are not possible for this circuit as well.

The class-G modulator can provide only two discrete bias voltages at its output. Therefore, the radio frequency amplifier is not operated at maximum efficiency all the time. However, modulator efficiency especially for low output voltages, which occur very frequently, is significantly higher than for the other modulator concepts considered in this work. When exciting the class-AB amplifier with a 20 MHz bandwidth LTE signal, efficiency is increased from 22 % up to 38 %. For the class-F amplifier it rises from 20 % up to 32 %. This is accompanied by a decreasing linearity compared to the linear modulator. To the best of the author's knowledge, this class-G system has the highest bandwidth published so far.

As for the buck modulator, the class-G modulator can be expanded by more voltage levels as well. In this work, a three-level class-G modulator is designed. The third voltage is the arithmetic mean of the two others. Due to the more complex control circuitry, power consumption increases and efficiency slightly decreases compared to the two-level class-G modulator. It is 36 % with the class-AB amplifier and 32 % with the class-F amplifier. However, the decrease in linearity is lower.

In a switch-mode assisted linear modulator, a fast linear modulator and a high-efficiency switching stage work in parallel. As derived analytically in this work for the first time, most of the power of an LTE envelope is situated at low frequencies. In this case, average modulator efficiency can be increased by limiting the bandwidth and thereby the losses of the switching stage. When driven by the envelope of an LTE signal with a bandwidth of 20 MHz, modulator efficiency increases by almost 10 % due to this measure. In the entire envelope tracking system, overall efficiency slightly decreases to 20 % for the class-AB amplifier and to 17 % for the class-F amplifier. The reason for this behaviour is the limitation of the drain bias voltage to values above a minimum. Linearity is comparable to the linear modulator.

Besides, this work investigates whether linearity of an amplifier in an envelope tracking system can be increased by adapting dynamically the gate bias voltage of the transistor. The gate bias is provided by a complex programmable logic device. A linear mapping between drain and gate bias voltage is implemented in this work and leads to a slight improvement of adjacent channel leakage ratio by 1 dB. Error vector magnitude fluctuates with the considered symbol. On the one hand, the worst value increases by 2.5 % due to the adaptive gate bias. On the other hand, the best value improves by 1.5 %. This suggests further investigation of gate bias modulation combined with envelope tracking in order to find an optimized mapping between the bias voltages.

1 Einleitung

In den vergangenen Jahren ist die Mobilkommunikation allgegenwärtig geworden. Mit über 4 Milliarden Nutzern weltweit verwendet bereits mehr als die Hälfte der Weltbevölkerung tragbare Telefonie und Datendienste [1]. Damit einher geht eine immer engmaschigere Netzabdeckung, was in einem stetig anwachsenden Energiebedarf für den Betrieb von Basisstationen resultiert. Angesichts dessen sowie des Trends steigender Energiekosten gewinnt die Effizienz einer Basisstation, also das Verhältnis der Sendeleistung zur aufgenommenen Leistung, für Netzbetreiber zunehmend an Bedeutung. Hinzu kommt, dass bei der Erschließung neuer Märkte in Schwellen- und Entwicklungsländern Basisstationen auch in Gegenden errichtet werden, in denen die Energienetze nur unzuverlässig arbeiten oder gar nicht verfügbar sind. In diesem Fall werden die Sende- und Empfangsanlagen mit Generatoren versorgt. Allein der Netzbetreiber Vodafone verbrauchte hierfür im Jahr 2011 durchschnittlich mehr als 3,5 Millionen Liter Diesel pro Tag [2]. Hinzu kommt die Verteilung des Treibstoffs für die Generatoren, die bis zu 50 % der Betriebskosten ausmachen kann [1]. Auch aus ökologischen Aspekten ist eine höhere Effizienz von Kommunikationsnetzen wünschenswert. Der weltweit durch Telekommunikation verursachte Ausstoß an Kohlenstoffdioxid beträgt bereits 25 % der Emissionen von Automobilen [3]. Abbildung 1.1 zeigt den durch Kommunikationssysteme verursachten Ausstoß an Kohlenstoffdioxid im Jahr 2002 sowie die Prognose für das Jahr 2020. Es wird erwartet, dass sich in diesem Zeitraum die Emissionen mehr als verdoppeln. Der größte Anstieg auf fast das Dreifache wird für die Mobilfunknetze vorausgesagt, zu denen auch die Basisstationen zählen.

Maßnahmen zur Effizienzsteigerung werden daher auf allen Ebenen der Kommunikationssysteme untersucht, angefangen von den Einzelkomponenten in Sendern und Empfängern bis hin zur Auslegung des gesamten Netzwerks [1]. Auf Komponentenebene fallen die mit Abstand größten Verluste im Leistungsverstärker des Sendepfades an. Abbildung 1.2 zeigt das Blockschaltbild eines auf dem Überlagerungsprinzip basierenden Senders. Als Leistungsverstärker wird der letzte Verstärker vor der Antenne bezeichnet. Dessen Verluste machen typischerweise 50 % und mehr des gesamten Senders aus [1],[2]. Eine typische Verteilung der Verluste in einer Basisstation ist in Abbildung 1.3 aufgetragen. Daher hat

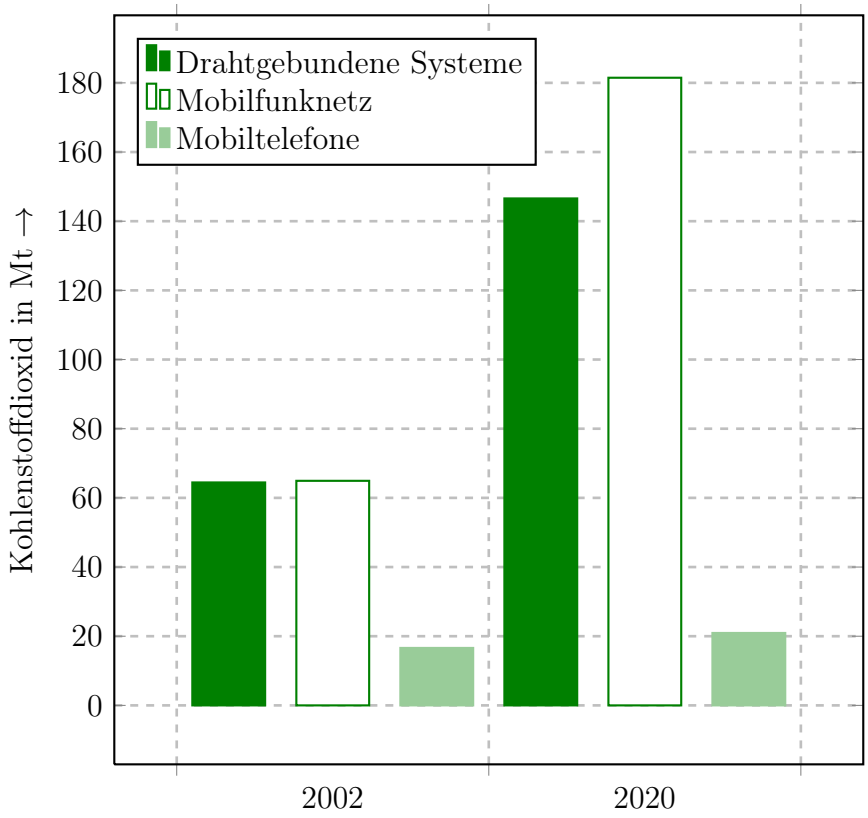


Abbildung 1.1: Durch Kommunikationssysteme verursachter Ausstoß an Kohlenstoffdioxid in den Jahren 2002 und 2020 (Prognose) [4].

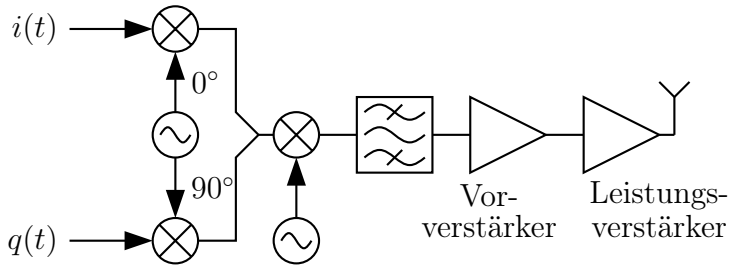


Abbildung 1.2: Blockschaltbild des Sendepfades einer typischen Basisstation.

eine Effizienzsteigerung des Leistungsverstärkers die größte Auswirkung auf die Gesamteffizienz des Systems.

Es gibt eine Reihe verschiedener Verfahren zur Erhöhung der Effizienz von Leistungsverstärkern, die in der Vorgängerarbeit [5] verglichen werden. Im Einzelnen erfolgt dort die Betrachtung des Doherty-Verstärkers [6], des Chireix-Verstärkers [7], des Klasse-S-Verstärkers [8] und der Versorgungsspannungsmodulation (VSM) [9]. Dabei werden der Klasse-S-Verstärker und die VSM als besonders vielversprechende Ansätze identifiziert,

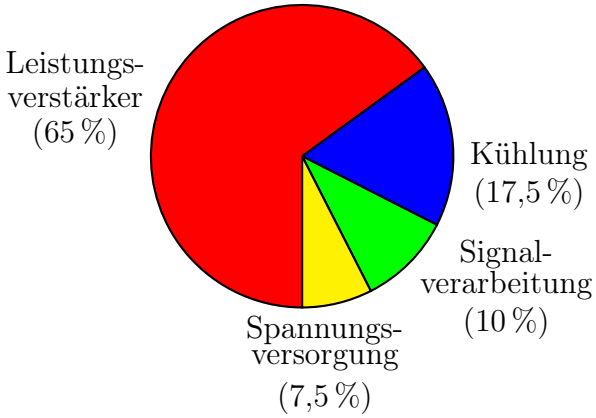


Abbildung 1.3: Typische Verteilung der Verluste auf die Komponenten einer Basisstation [4].

wobei der erstere eher für niedrige und letzterer für hohe Ausgangsleistungen geeignet ist. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der VSM von Leistungsverstärkern bei Hochfrequenz (HF) zur Steigerung der Effizienz. Zur Einordnung der erzielten Ergebnisse gibt Abschnitt 1.1 zunächst einen Überblick über den Stand der Technik. Die Zielsetzung der vorliegenden Arbeit wird in Abschnitt 1.2 dargestellt. Abschnitt 1.3 erläutert die Gliederung der nachfolgenden Ausführungen.

1.1 Stand der Technik

Während sich die Mobilkommunikation früher weitgehend auf die Telefonie beschränkte, stehen heute zunehmend Datendienste im Vordergrund, die eine hohe Datenrate erfordern. Das elektromagnetische Spektrum stellt eine sehr knappe Ressource dar. Insbesondere im Frequenzbereich zwischen 300 MHz und 3,5 GHz, der einen guten Empfang auch innerhalb von Gebäuden bei für tragbare Geräte akzeptabler Antennengröße erlaubt, gibt es eine Vielzahl an Kommunikationssystemen und das Spektrum ist vollständig ausgenutzt [10]. Aus diesem Grund können die hohen Datenraten nicht durch eine beliebige Vergrößerung der Kanalbandbreiten erreicht werden. Vielmehr kommen höherwertige Modulationsverfahren zum Einsatz. Wie im Folgenden noch ausführlicher erläutert wird, werden in diesem Fall die Leistungsverstärker in Zuständen betrieben, in denen ihre Effizienz deutlich unterhalb des maximal erreichbaren Wertes liegt. In aktuell eingesetzten Systemen werden abhängig vom Kommunikationssystem typischerweise zwischen 20 % und 30 % erreicht [11].
Daher zeigt sich zunehmendes Interesse an der Effizienzsteigerung von HF-Leistungsver-

stärkern durch die VSM sowohl in der Forschung als auch in der Industrie. Erste Schaltungsblöcke stehen als kommerzielle Produkte zur Verfügung [12]. Dennoch bleiben die Auswahl und Optimierung geeigneter Schaltungen für die jeweils vorliegende Anwendung eine Herausforderung. Daher werden im Folgenden verschiedene Konzepte hierfür vorgestellt, untersucht und verglichen. Auf die genaue Zielsetzung dieser Arbeit geht der folgende Abschnitt ein.

1.2 Zielsetzung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird untersucht, durch welche Schaltungskonzepte zur Anpassung der Vorspannungen an den momentanen Pegel des Ausgangssignals sich die Effizienz von HF-Leistungsverstärkern steigern lässt. Die Untersuchung erfolgt anhand zweier Verstärker unterschiedlicher Betriebsklassen, die zur Vergleichbarkeit verschiedener Konzepte als Referenzschaltungen dienen. Bei deren Entwurf liegt besonderes Augenmerk auf den korrekten Lastimpedanzen, durch welche die Verstärkerklassen definiert sind. Zu Gunsten dieser Optimierung werden Zugeständnisse an Ausgangsleistung und Effizienz in Kauf genommen, da zum einen die HF-Verstärker nicht Kern dieser Arbeit sind, sondern zur Demonstration der VSM dienen, und zum anderen vom akademischen Standpunkt aus betrachtet mehr Erkenntnisse gewonnen werden können, wenn die Betriebsklasse eindeutig feststeht.

Für diese Verstärker werden anschließend die Schaltungen zum Einstellen der optimalen Versorgungsspannung entworfen. Hierbei werden insgesamt sechs Konzepte für die Einstellung der Drainvorspannung und eine Möglichkeit zur Variation der Gatevorspannung untersucht. Für alle Schaltungen erfolgen zunächst theoretische Betrachtungen des Grundprinzips, anschließend werden sie aufgebaut und vermessen. Anhand der Ergebnisse und Überlegungen erfolgen schließlich eine Bewertung und ein Vergleich der betrachteten Schaltungen.

Für die Zielanwendung fällt die Entscheidung auf Basisstationen für *Long Term Evolution* (LTE), einen Mobilfunkstandard der vierten Generation. Die Wahl ist darin begründet, dass LTE zu Beginn der Untersuchungen das modernste Mobilfunksystem mit weitgehend abgeschlossener Standardisierung darstellt. Der Standard definiert zahlreiche Frequenzbänder und Leistungsklassen. Im Folgenden werden die Verstärker für das Frequenzband um 2,65 GHz und maximale Ausgangsleistungen von ungefähr 40 dBm ausgelegt, da aufgrund vorangehender Arbeiten am Institut in diesem Bereich die meisten Erfahrungen vorliegen und die erforderliche Messtechnik verfügbar ist. Dies entspricht laut dem LTE-

Standard [13] einer Basisstation hoher Ausgangsleistung des Frequenzbandes VII.

1.3 Gliederung

Das zweite Kapitel führt zunächst die Eigenschaften ein, anhand derer die Leistungsverstärker in dieser Arbeit charakterisiert werden. Wichtige Kenngrößen zur Quantifizierung der Effizienz und Linearität werden definiert. Daneben werden der LTE-Standard kurz erläutert und die Vorgaben dargestellt, die dieser verlangt.
Kapitel 3 beschäftigt sich mit der Wahl eines Transistors für die realisierten HF-Verstärker. Verschiedene Technologien werden verglichen, um die geeignetste zu identifizieren. Das Funktionsprinzip eines Transistors in dieser Technologie wird dargestellt. Schließlich erfolgt eine kurze Betrachtung des eingesetzten Bauelements.
Unter Verwendung dieses Transistors werden zwei Verstärker der Klassen AB und F entworfen und aufgebaut. Kapitel 4 stellt ausführlich die Theorie dieser Verstärkerklassen vor, wobei zunächst idealisierte Annahmen getroffen und anschließend Einflüsse von Nichtidealitäten betrachtet werden. Außerdem werden die Ergebnisse präsentiert, die sich bei der Vermessung der Schaltungen ergeben. Hierbei wird auch das Problem geringer Effizienzen bei niedrigen Ausgangsleistungen herausgearbeitet.
Der im Rahmen dieser Arbeit gewählte Ansatz zur Effizienzsteigerung ist die VSM. Kapitel 5 erläutert das ihr zugrunde liegende Prinzip. Dabei wird neben der Variation der Drainvorspannung auf das Potential einer veränderlichen Gatevorspannung eingegangen. In der praktischen Umsetzung sind einige Einschränkungen zu beachten, die ebenfalls dargestellt werden.
Zentrales Element der VSM ist die sogenannte Modulatorschaltung, welche zu jedem Zeitpunkt die optimale Versorgungsspannung zur Verfügung stellt. Die untersuchten Konzepte werden ausführlich in Kapitel 6 vorgestellt. Neben theoretischen Betrachtungen, bei denen die Einflüsse verschiedener Verlustmechanismen hergeleitet werden, stellt dieses Kapitel Beispiele vor, in denen die Modulatorschaltungen entworfen und aufgebaut werden. Sie werden zusammen mit den in Kapitel 4 präsentierten Verstärkern vermessen. Dies erlaubt es, die betrachteten Konzepte zu bewerten und zu vergleichen.
Kapitel 7 fasst schließlich die wesentlichen Ergebnisse der Arbeit zusammen und gibt Vorschläge für Themen, mit denen sich Folgearbeiten auf dem Gebiet der VSM beschäftigen können.

2 Kenngrößen von Leistungsverstärkern

HF-Leistungsverstärker lassen sich durch eine Reihe von Kenngrößen beschreiben. Dieses Kapitel gibt die Definitionen derjenigen Kenngrößen an, die in der vorliegenden Arbeit verwendet werden.

Abbildung 2.1 zeigt das Blockschaltbild eines Leistungsverstärkers. Die verfügbare Wirkleistung der Signalquelle mit Innenwiderstand R_i wird als P_avs definiert. P_in bezeichnet die am Eingang des Verstärkers aufgenommene Wirkleistung und P_out gibt die Ausgangsleistung des Verstärkers an, die an den Lastwiderstand R_L abgegeben wird. Die von der Versorgungsspannungsquelle U_DC aufgenommene Gleichleistung wird als P_DC bezeichnet.

2.1 Eingangsanpassung

Die Eingangsleistung P_in eines Verstärkers entspricht nur bei Leistungsanpassung der verfügbaren Wirkleistung P_avs der Quelle, ansonsten ist $P_\mathrm{in} < P_\mathrm{avs}$. Um die verfügbare Quellleistung optimal zu nutzen, wird eine möglichst gute Eingangsanpassung $|\underline{S}_{11}|$ angestrebt. Diese lässt sich gemäß Anhang A schreiben als

$$|\underline{S}_{11}| = \sqrt{\frac{P_\mathrm{avs} - P_\mathrm{in}}{P_\mathrm{avs}}}. \tag{2.1}$$

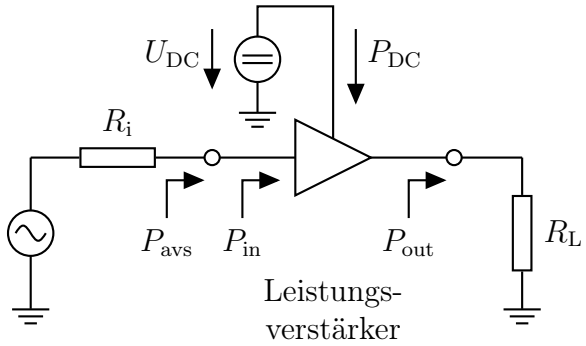


Abbildung 2.1: Blockschaltbild eines Leistungsverstärkers.

2.2 Verstärkung

Es sind verschiedene Definitionen für Verstärkungen gebräuchlich. Die Leistungsverstärkung G bestimmt sich durch den Zusammenhang

$$G = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}. \tag{2.2}$$

Die Betriebsleistungsverstärkung G_{T} betrachtet dagegen nicht die tatsächliche Eingangsleistung des Verstärkers, sondern die verfügbare Wirkleistung der Quelle. Sie ist definiert als

$$G_{\text{T}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{avs}}}. \tag{2.3}$$

Somit hängt G_{T} auch von der Eingangsanpassung ab. Für praktische Systeme ist die Betriebsleistungsverstärkung aussagekräftiger, da eine hohe Leistungsverstärkung keinen Nutzen bringt, wenn die verfügbare Leistung am Eingang des Verstärkers reflektiert wird.

2.3 Bandbreite und Mittenfrequenz

HF-Leistungsverstärker weisen ein Bandpassverhalten auf und können somit nur in einem bestimmten Frequenzbereich betrieben werden. Die Bandbreite B des Verstärkers ist im Folgenden definiert als der Bereich, in dem die Verstärkung um maximal 0,5 dB schwankt. Die Mittenfrequenz dieses Frequenzbereichs wird als f_0 bezeichnet.

2.4 Effizienz

Die Effizienz gibt an, welchen Anteil der aufgenommenen Leistung der Verstärker am Ausgang als HF-Leistung abgibt. Dabei sind zwei Definitionen gebräuchlich, die sich sowohl für statische als auch für dynamische Signalverläufe angeben lassen.

Im statischen (*continuous wave*, CW) Fall ist das Eingangssignal ein sinusförmiger Spannungsverlauf mit konstanter Frequenz und Amplitude. Die Draineffizienz η_{D} bestimmt sich als das Verhältnis der HF-Ausgangsleistung zur Gleichstrom-Eingangsleistung:

$$\eta_{\text{D}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} \tag{2.4}$$

Die leistungsaddierte Effizienz (*power-added efficiency*, PAE) ist definiert als

$$PAE = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{DC}}}. \tag{2.5}$$

Unter Verwendung von Gleichung (2.2) lässt sich Gleichung (2.5) umschreiben zu

$$PAE = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} \cdot \left(1 - \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{out}}}\right) = \eta_{\text{D}} \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right). \tag{2.6}$$

Die PAE erlaubt somit, gleichzeitig eine Aussage über die Draineffizienz und die Verstärkung zu treffen. Für hohe Verstärkungen gilt $PAE \approx \eta_{\text{D}}$.
Im dynamischen Fall ist das Eingangssignal moduliert und weist Amplituden- und Phasenschwankungen auf. Die Effizienzen bestimmen sich dann durch Mittelung der auftretenden Leistungen unter Verwendung der Auftrittswahrscheinlichkeit $p(P_{\text{out}})$ der Ausgangsleistung P_{out}. Die mittlere Draineffizienz ist gegeben durch

$$\eta_{\text{D,avg}} = \frac{\int_0^\infty p(P_{\text{out}}) \cdot P_{\text{out}} \, \mathrm{d}P_{\text{out}}}{\int_0^\infty p(P_{\text{out}}) \cdot P_{\text{DC}}(P_{\text{out}}) \, \mathrm{d}P_{\text{out}}} \tag{2.7}$$

und die mittlere PAE berechnet sich zu

$$PAE_{\text{avg}} = \frac{\int_0^\infty p(P_{\text{out}}) \cdot (P_{\text{out}} - P_{\text{in}}(P_{\text{out}})) \, \mathrm{d}P_{\text{out}}}{\int_0^\infty p(P_{\text{out}}) \cdot P_{\text{DC}}(P_{\text{out}}) \, \mathrm{d}P_{\text{out}}}. \tag{2.8}$$

2.5 Linearität

Lineare Schaltungen sind dadurch charakterisiert, dass keine Frequenzen erzeugt werden, die nicht bereits im Eingangssignal enthalten sind. Nichtlineare Schaltungen generieren dagegen neue Frequenzen, die das Eingangssignal verzerren und eine größere Bandbreite aufweisen. Dieser Abschnitt stellt verschiedene Kenngrößen zur Quantifizierung der Linearität vor. Die Kenngrößen in den Abschnitten 2.5.1 bis 2.5.4 werden bei Ansteuerung des Verstärkers mit einem sinusförmigen Signal gemessen und werden daher zur ersten Abschätzung der Linearität im Labor herangezogen. Die Anforderungen von Mobilfunkstandards sind dagegen für Signale definiert, die auch im praktischen Betrieb einer Basisstation auftreten. Die zugehörigen Kenngrößen werden in Abschnitt 2.5.5 und Abschnitt 2.5.6 vorgestellt.
Zur Herleitung der verschiedenen Kenngrößen wird angenommen, dass das Übertragungsverhalten des Verstärkers durch eine Taylorreihe dritter Ordnung beschrieben sei. Unter

der Annahme eines Feldeffekttransistors (FET) als nichtlineares Element gilt somit für den Drainstrom i_{DS} in Abhängigkeit von der Gate-Source-Spannung u_{GS}

$$i_{\mathrm{DS}}(t) = a_{\mathrm{T0}} + a_{\mathrm{T1}} \cdot u_{\mathrm{GS}}(t) + a_{\mathrm{T2}} \cdot u_{\mathrm{GS}}^2(t) + a_{\mathrm{T3}} \cdot u_{\mathrm{GS}}^3(t) \tag{2.9}$$

mit $a_{\mathrm{T1}} > 0$ und $a_{\mathrm{T3}} < 0$ [14].

Es ist zu beachten, dass die Taylorreihe dritter Ordnung eine starke Vereinfachung darstellt, die in der Praxis zu ungenau ist. Die Beschränkung in diesem Abschnitt erfolgt lediglich, um bei überschaubarer Komplexität die Ursachen der nichtlinearen Effekte darzustellen. Alle Definitionen gelten analog auch für Taylorreihen höherer Ordnung.

2.5.1 Harmonischenabstand

Zunächst wird der Fall der Eintonanregung betrachtet:

$$u_{\mathrm{GS}}(t) = \hat{U}_{\mathrm{GS}} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \tag{2.10}$$

Damit ergibt sich der Drainstrom

$$\begin{aligned} i_{\mathrm{DS}}(t) = a_{\mathrm{T0}} + \frac{1}{2} \cdot a_{\mathrm{T2}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^2 + \left(a_{\mathrm{T1}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}} + \frac{3}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^3 \right) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \\ + \frac{1}{2} \cdot a_{\mathrm{T2}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^2 \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot f \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^3 \cdot \cos(6 \cdot \pi \cdot f \cdot t). \end{aligned} \tag{2.11}$$

Aufgrund der nichtlinearen Terme der Taylorreihe entstehen weitere Frequenzkomponenten. Das Verhältnis der Amplituden höherer Harmonischen zur Amplitude der Grundschwingung wird als Harmonischenabstand bezeichnet. Der Harmonischenabstand der dritten Harmonischen berechnet sich beispielsweise zu

$$HD_3 = 20 \cdot \log \left| \frac{\frac{1}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^3}{a_{\mathrm{T1}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}} + \frac{3}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^3} \right| . \tag{2.12}$$

Da alle Oberschwingungen mindestens eine Oktave von der Grundfrequenz entfernt sind, lassen sie sich durch die Anpassnetzwerke ohne großen Aufwand filtern und sind in Hinblick auf die Linearität unproblematisch.

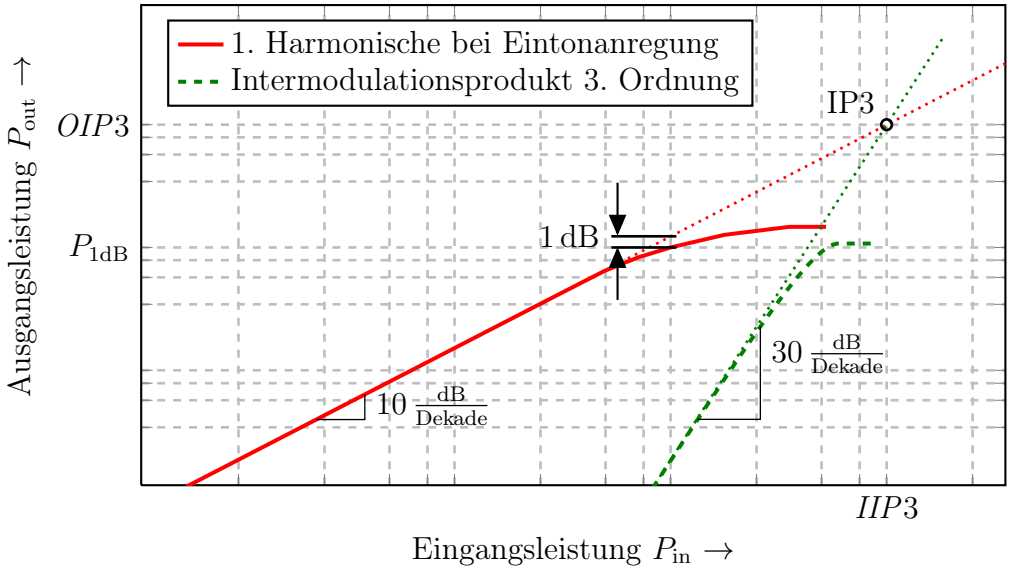


Abbildung 2.2: Verlauf der Ausgangsleistung der ersten Harmonischen und des Intermodulationsproduktes 3. Ordnung über der Eingangsleistung.

2.5.2 Kompression

Die Verstärkung eines Leistungsverstärkers ist nicht konstant, sondern nimmt für steigende Ausgangsleistungen ab. Dieses Verhalten, das in Abbildung 2.2 dargestellt ist, wird als Kompression bezeichnet und lässt sich mithilfe von Gleichung (2.11) beschreiben. Die Amplitude des Drainstroms bei der Grundfrequenz hängt über den Zusammenhang

$$I_{\mathrm{DS}}(f) = a_{\mathrm{T1}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}} + \frac{3}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^3 \tag{2.13}$$

von der Gatespannung ab. Wegen $a_{\mathrm{T3}} < 0$ reduziert sich die Verstärkung für steigende Eingangsleistungen. Eine Quantifizierung erfolgt über den 1 dB-Kompressionspunkt P_{1dB}. Er gibt die Ausgangsleistung an, bei der die Betriebsleistungsverstärkung 1 dB unter der Kleinsignalverstärkung liegt. Mit Gleichung (2.13) ergibt sich die Bedingung

$$20 \cdot \log \left(\frac{a_{\mathrm{T1}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS,1dB}} + \frac{3}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS,1dB}}^3}{a_{\mathrm{T1}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS,1dB}}} \right) \stackrel{!}{=} -1\,\mathrm{dB}, \tag{2.14}$$

wobei $\hat{U}_{\mathrm{GS,1dB}}$ die Gate-Source-Spannung bei P_{1dB} bezeichnet. Damit folgt

$$\hat{U}_{\mathrm{GS,1dB}} = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{a_{\mathrm{T1}}}{a_{\mathrm{T3}}} \cdot (10^{-1/20} - 1)}. \tag{2.15}$$

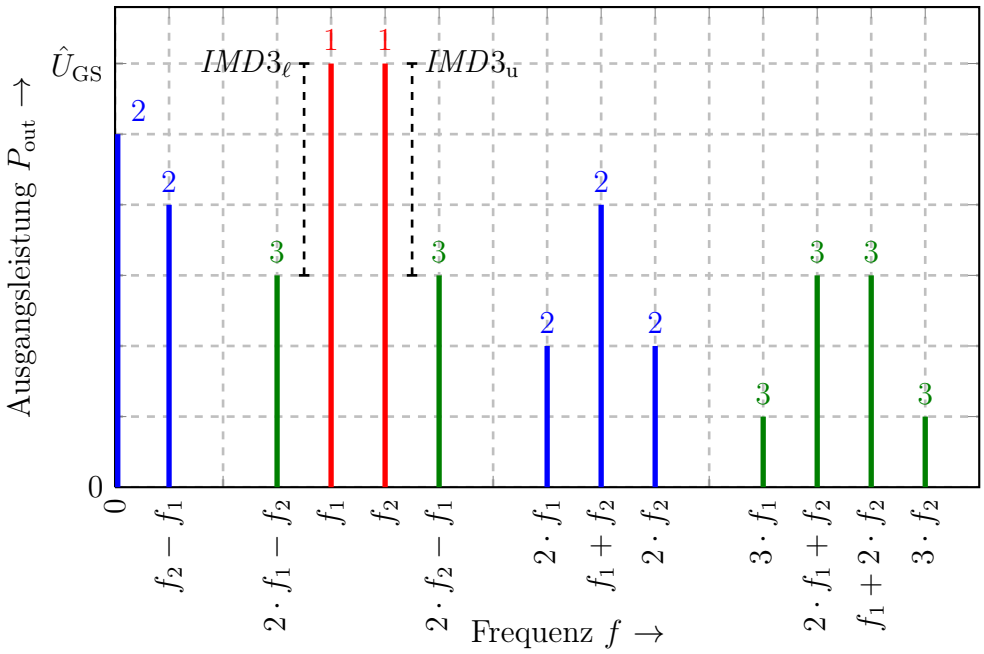


Abbildung 2.3: Spektrum mit Nichtlinearitäten bis zur dritten Ordnung. Die Zahlen geben den Term der Taylorreihe an, der die Komponente verursacht.

2.5.3 Intermodulationsabstand dritter Ordnung

Neben der Eintonanregung werden Leistungsverstärker auch bei Zweitonanregung mit

$$u_{\text{GS}}(t) = \hat{U}_{\text{GS}} \cdot (\cos(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + \cos(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot t)) \tag{2.16}$$

charakterisiert, wobei $f_1 \approx f_2$ ist. Mithilfe von Additionstheoremen folgt, dass das Ausgangssignal neben den harmonischen Frequenzen auch Komponenten bei Summen- und Differenzfrequenzen aufweist. Abbildung 2.3 zeigt schematisch alle auftretenden Spektralkomponenten. Kritisch sind die Intermodulationsprodukte ungerader Ordnung, die Komponenten nahe bei f_1 und f_2 aufweisen und nur schwer gefiltert werden können.

Ähnlich zum Harmonischenabstand lässt sich der Intermodulationsabstand (*intermodulation distortion*, IMD) definieren. Er bezeichnet das Amplitudenverhältnis der trägernächsten Intermodulationskomponente zu einem der Träger. Der IMD dritter Ordnung lautet

$$IMD3 = 20 \cdot \log \left| \frac{3 \cdot a_{\text{T3}} \cdot \hat{U}_{\text{GS}}^3}{4 \cdot a_{\text{T1}} \cdot \hat{U}_{\text{GS}} + 9 \cdot a_{\text{T3}} \cdot \hat{U}_{\text{GS}}^3} \right| . \tag{2.17}$$

Zur Unterscheidung wird der $IMD3$ bei der Frequenz $2 \cdot f_1 - f_2$ als $IMD3_\ell$ und der $IMD3$ bei $2 \cdot f_2 - f_1$ als $IMD3_\text{u}$ bezeichnet. Weichen die beiden voneinander ab, so ist der kleinere

Wert maßgeblich.

2.5.4 Schnittpunkt dritter Ordnung

Die Amplituden der Spektralkomponenten bei f_1 und f_2 bei Zweitonanregung lauten

$$I_{\mathrm{DS}}(f_1) = I_{\mathrm{DS}}(f_2) = a_{\mathrm{T1}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}} + \frac{9}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^3. \tag{2.18}$$

Für kleine Gatespannungen ist der Term dritter Ordnung vernachlässigbar und die Amplitude wächst näherungsweise linear mit $\hat{U}_{\mathrm{GS}}$. Trägt man die Ausgangsleistung in einem doppellogarithmischen Schaubild über der Eingangsleistung auf, so ergibt sich eine Gerade mit der Steigung $10\,\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{Dekade}}$. Bei hohen Leistungen wirkt sich der Term dritter Ordnung in Form der Kompression aus. Der Verlauf ist in Abbildung 2.2 dargestellt.
Für die Amplituden der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung gilt

$$I_{\mathrm{DS}}(2 \cdot f_1 - f_2) = I_{\mathrm{DS}}(2 \cdot f_2 - f_1) = \frac{3}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS}}^3. \tag{2.19}$$

In einem doppellogarithmischen Schaubild erhält man eine Gerade mit der Steigung $30\,\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{Dekade}}$, die ebenfalls in Abbildung 2.2 aufgetragen ist. Bei realen Verstärkern weist auch die Amplitude der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung ein Kompressionsverhalten auf, das durch eine Taylorreihe höherer Ordnung beschrieben werden kann.
Extrapoliert man die linearen Verläufe der Amplituden im Kleinsignalbereich, so schneiden sich die Geraden. Den Schnittpunkt bezeichnet man als den Schnittpunkt dritter Ordnung (*third order intercept point*, IP3). Die zugehörige Eingangsleistung wird als eingangsseitiger IP3 (*input intercept point*, IIP3) und die zugehörige Ausgangsleistung als ausgangsseitiger IP3 (*output intercept point*, OIP3) bezeichnet. Die zugehörige Gatespannung $\hat{U}_{\mathrm{GS,IP3}}$ berechnet sich durch Lösen der Gleichung

$$a_{\mathrm{T1}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS,IP3}} = -\frac{3}{4} \cdot a_{\mathrm{T3}} \cdot \hat{U}_{\mathrm{GS,IP3}}^3 \tag{2.20}$$

und ergibt sich zu

$$\hat{U}_{\mathrm{GS,IP3}} = \sqrt{-\frac{4}{3} \cdot \frac{a_{\mathrm{T1}}}{a_{\mathrm{T3}}}}. \tag{2.21}$$

Unter der Annahme einer Taylorreihe dritter Ordnung lässt sich der Zusammenhang

$$20 \cdot \log\left(\frac{\hat{U}_{\mathrm{GS,IP3}}}{\hat{U}_{\mathrm{GS,1dB}}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{1 - 10^{-0{,}05}}}\right) \approx 9{,}6\,\mathrm{dB} \tag{2.22}$$

zwischen dem 1 dB-Kompressionspunkt und dem IP3 herleiten. Der IP3 liegt somit in guter Näherung 10 dB über dem 1 dB-Kompressionspunkt.

2.5.5 Nachbarkanalleistung

Aufgrund der vielen Systeme, die sich das elektromagnetische Spektrum teilen, ist es wichtig, dass im Betrieb möglichst wenig Leistung außerhalb des zugeteilten Frequenzbandes abgestrahlt wird. Daher werden Leistungsverstärker auch mit Eingangssignalen, die in realen Übertragungssystemen auftreten, vermessen. In Standards wie der LTE-Norm [13] sind verschiedene Kenngrößen zur Quantifizierung von Störemissionen definiert.
Eine verbreitete Kenngröße ist das Verhältnis der Nachbarkanalleistung (*adjacent channel leakage ratio*, ACLR). Hierzu werden die mittlere Leistung $\overline{P_{\text{out}}}$ im Sendekanal und die mittleren Leistungen in den angrenzenden Nachbarkanälen (*adjacent channel power*, ACP) gemessen. Sie ergeben sich durch Integration der Leistung über den entsprechenden Kanal. Im Folgenden gibt der erste Index des ACP den Nachbarkanal an. Der zweite Index spezifiziert, ob es sich um den oberen (u für *upper*) oder den unteren (ℓ für *lower*) Nachbarkanal handelt.
Das ACLR ist definiert als das Verhältnis der Nachbarkanalleistung zur Leistung des gesendeten Signals [13]:

$$ACLR_{1,\ell} = \frac{ACP_{1,\ell}}{\overline{P_{\text{out}}}} \tag{2.23}$$

$$ACLR_{1,\text{u}} = \frac{ACP_{1,\text{u}}}{\overline{P_{\text{out}}}} \tag{2.24}$$

$$ACLR_{2,\ell} = \frac{ACP_{2,\ell}}{\overline{P_{\text{out}}}} \tag{2.25}$$

$$ACLR_{2,\text{u}} = \frac{ACP_{2,\text{u}}}{\overline{P_{\text{out}}}} \tag{2.26}$$

2.5.6 Fehlervektor

Die im vorangehenden Abschnitt vorgestellten Kenngrößen erlauben eine Aussage über die Störemissionen in Nachbarkanälen. Aber auch das Signal selbst wird durch Nichtlinearitäten verzerrt. Dadurch liegen die empfangenen Symbole $\vec{R}$ im Konstellationsdiagramm nicht auf den idealen Punkten $\vec{I}$, sondern sind wie in Abbildung 2.4 verschoben. Zwischen jedem empfangenen Symbol und dem zugehörigen gesendeten Symbol lässt sich ein Fehlervektor $\vec{E}$ definieren:

$$\vec{E} = \vec{R} - \vec{I} \tag{2.27}$$

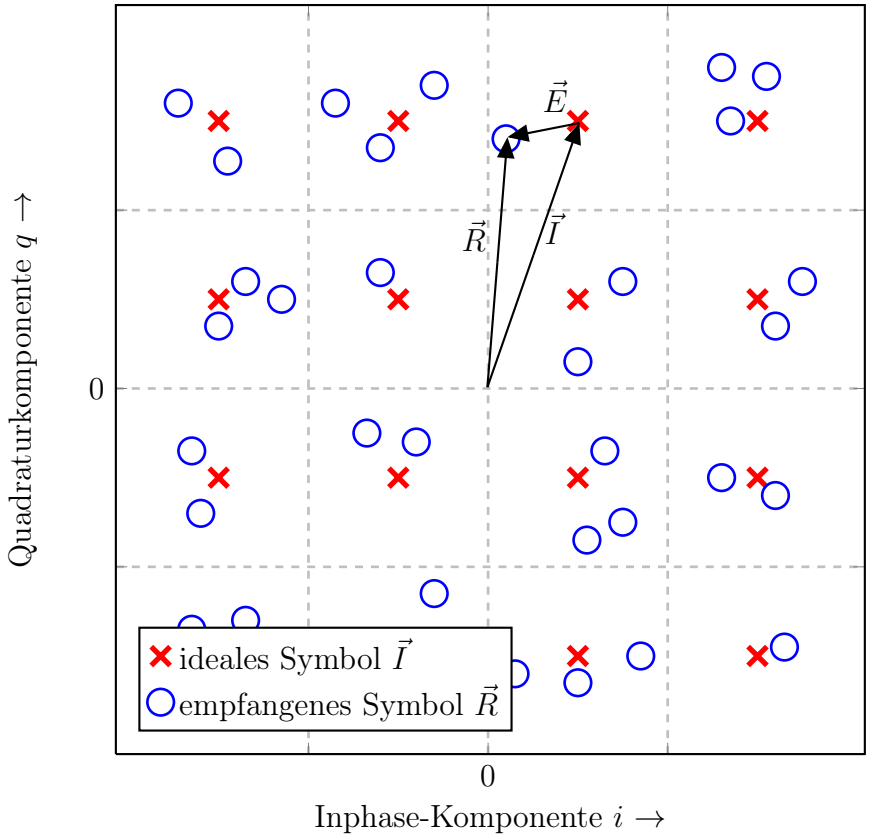


Abbildung 2.4: Konstellationsdiagramm und Definition des Fehlervektors.

Der Betrag des Fehlervektors (*error vector magnitude*, EVM) ist nach [13] definiert als das Verhältnis des mittleren Betrags des Fehlervektors zum mittleren Betrag des idealen Signals:

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^{N} \left|\vec{E}(n)\right|^2}}{\sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^{N} \left|\vec{I}(n)\right|^2}} \cdot 100\,\% \tag{2.28}$$

Dabei bezeichnet N die Länge der betrachteten Symbolfolge.

2.6 Anforderungen des LTE-Standards

Nach der Definition wichtiger Kenngrößen in den vorangehenden Abschnitten werden nun die Anforderungen des Übertragungsstandards LTE vorgestellt, auf den die Schaltungen in der vorliegenden Arbeit optimiert sind.

LTE folgt dem *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS) nach und zeichnet

Tabelle 2.1: Anforderungen für den Betrieb mit LTE-Signalen [18].

Kenngröße	Anforderung	Testmodell
Mittenfrequenz f_0	$2{,}62\,\mathrm{GHz} \leq f_0 \leq 2{,}69\,\mathrm{GHz}$	
Bandbreite B	$\geq 20\,\mathrm{MHz}$	
Mittlere Ausgangsleistung $\overline{P_{\mathrm{out}}}$	$> 24\,\mathrm{dBm}$	1.1
ACLR des ersten Nachbarkanals	$< -44{,}2\,\mathrm{dBc}$	1.1/1.2
ACLR des zweiten Nachbarkanals	$< -44{,}2\,\mathrm{dBc}$	1.1/1.2
EVM	$< 9\,\%$	3.1 (64-QAM)
		3.2 (16-QAM)
		3.3 (QPSK)

sich neben höheren Datenraten und einer besseren Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Spektrums insbesondere durch eine größere spektrale Flexibilität aus. Hierzu erlaubt der LTE-Standard [13] insgesamt sechs verschiedene Bandbreiten zwischen 1,4 MHz und 20 MHz, sodass einerseits hohe Übertragungsraten möglich sind, andererseits aber auch kleine Lücken im Spektrum für LTE-Anwendungen genutzt werden können [15].

Als Zugriffsverfahren wird das orthogonale Frequenzmultiplex (*orthogonal frequency-division multiplex*, OFDM) verwendet. Hierbei wird das Frequenzband in viele Subträger mit einem Abstand von 15 kHz unterteilt, die den verschiedenen Nutzern zugewiesen werden. Der Frequenzabstand der Subträger entspricht dabei dem Kehrwert der Symboldauer. Wie sich mit der Fouriertransformation zeigen lässt, weisen die Subträger in diesem Fall bei den Mittenfrequenzen aller anderen Subträger im Spektrum eine Nullstelle auf und stören sich damit nicht gegenseitig. Im Vergleich zu anderen Zugriffsverfahren ist die Symbolrate bei OFDM sehr niedrig, was eine geringe Störanfälligkeit zur Folge hat. Durch die große Anzahl an Subträgern kann insgesamt dennoch eine hohe Übertragungsrate erreicht werden [16]. Die einzelnen Subträger werden bei LTE entweder mit Quadraturphasenumtastung (*quadrature phase-shift keying*, QPSK), 16-Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) oder 64-QAM moduliert [15],[17].

Die Anforderungen an LTE-Basisstationen finden sich in [18]. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden die Verstärker für das Frequenzband VII von 2,62 GHz bis 2,69 GHz und Ausgangsleistungen über 24 dBm ausgelegt. Dies entspricht den Vorgaben für Basisstationen mit großer Reichweite. Aufgrund der Konfigurationsmöglichkeiten hinsichtlich Bandbreite und Modulationsverfahren können zahlreiche Kombinationen auftreten. Zur Konformitätsprüfung sind typische Signalsequenzen zu verwenden, die als Testmodelle bezeichnet werden. Tabelle 2.1 listet die zugehörigen Anforderungen und die zu verwen-

denden Testmodelle auf.
Die Linearität wird mithilfe des ACLR und der EVM charakterisiert. Zur Bestimmung der EVM werden in Gleichung (2.28) bei der Summation die idealen und die tatsächlich empfangenen Symbole aller Subträger berücksichtigt.

3 Transistortechnologien

Der zentrale Bestandteil jedes Verstärkers ist ein aktives Bauelement, in dem die eigentliche Verstärkung erfolgt. Zunächst wurden hierfür Elektronenröhren eingesetzt, die seit den 1950er Jahren mehr und mehr durch Transistoren abgelöst werden. Der Vorteil von Transistoren liegt zum einen in den deutlich niedrigeren Herstellungskosten und zum anderen in der hohen Integrationsfähigkeit, wodurch günstige und kompakte Schaltungen möglich sind. Daher kommen Röhrenverstärker heute nur noch in Nischenanwendungen zum Einsatz.
Dieses Kapitel gibt in Abschnitt 3.1 zunächst eine kurze Übersicht über die verschiedenen Transistortechnologien, die für HF-Leistungsverstärker eingesetzt werden können. Abschnitt 3.2 beschreibt die Grundlagen der auf Galliumnitrid (GaN) basierenden Technologie, auf die in dieser Arbeit die Wahl fällt. Der in den folgenden Kapiteln verwendete Transistor wird anschließend in Abschnitt 3.3 vorgestellt.

3.1 Technologievergleich

HF-Leistungstransistoren lassen sich in verschiedenen Technologien realisieren, deren physikalische Eigenschaften in den Tabellen 3.1 und 3.2 aufgelistet sind. Im Einzelnen werden Siliziumcarbid (SiC), Galliumarsenid (GaAs), GaN, Germanium (Ge), Indiumphosphid (InP) und Silizium (Si) betrachtet. Da die Zahlenwerte in der Literatur zum Teil variieren, sind in den Tabellen Wertebereiche angegeben.
Eine wichtige Anforderung an die Technologie ist die HF-Tauglichkeit. Hierfür sind eine hohe Sättigungsgeschwindigkeit und eine hohe Beweglichkeit der Ladungsträger erforderlich [19]. Für Leistungsanwendungen ist außerdem eine hohe Durchbruchfeldstärke von Bedeutung, die wiederum von der Bandlücke des Halbleiters abhängt [20]. Eine hohe Durchbruchfeldstärke erlaubt den Betrieb des Transistors bei höheren Spannungen. Mit Transistoren niedriger Durchbruchfeldstärke lassen sich hohe Ausgangsleistungen nur erreichen, indem der Ausgangsstrom durch vielfache Parallelschaltung vergrößert wird. Daraus resultiert einerseits ein niedriges Impedanzniveau, was die Anpassung auf das in der HF-Technik verwendete $50\,\Omega$-System erschwert [19],[21]. Darüber hinaus verrin-

Tabelle 3.1: Eigenschaften von SiC in der 4H-Phase, GaAs und GaN.

Eigenschaft	4H-SiC	GaAs	GaN
Bandlücke / (eV)	$3,2 - 3{,}3$	1,4	3,2 – 3,5
Durchbruchfeldstärke / ($10^5\,\mathrm{V\,cm^{-1}}$)	30 – 35	4,0 – 4,2	20 – 30
Elektronenbeweglichkeit / ($\mathrm{cm^2\,V^{-1}\,s^{-1}}$)	900 – 1140	6000 – 8500	1250 – 1500
Sättigungsgeschwindigkeit / ($10^7\,\mathrm{cm\,s^{-1}}$)	0,8 – 2,0	1,0 – 1,3	1,8 – 2,7
Wärmeleitfähigkeit / ($\mathrm{W\,cm^{-1}\,K^{-1}}$)	4,0 – 4,9	0,5	1,3 – 1,7
Quellen	[22],[23], [24],[25]	[19],[22],[23], [24],[25]	[19],[22],[23], [24],[25]

Tabelle 3.2: Eigenschaften von Ge, InP und Si.

Eigenschaft	Ge	InP	Si
Bandlücke / (eV)	0,66	1,3 – 1,4	1,1
Durchbruchfeldstärke / ($10^5\,\mathrm{V\,cm^{-1}}$)	2,3	4,5 – 5,0	3,0 – 3,8
Elektronenbeweglichkeit / ($\mathrm{cm^2\,V^{-1}\,s^{-1}}$)	3900	5400	1300 – 1500
Sättigungsgeschwindigkeit / ($10^7\,\mathrm{cm\,s^{-1}}$)	0,6	2,0	0,7 – 1,0
Wärmeleitfähigkeit / ($\mathrm{W\,cm^{-1}\,K^{-1}}$)	0,6	0,7	1,4 – 1,5
Quellen	[22]	[22],[24]	[19],[22],[23], [24],[25]

gern die parasitären Effekte verteilter Strukturen die Bandbreite des Transistors. Auf das Einfügen von zusätzlichen Zwischenschichten in der Halbleiterstruktur, durch das sich in leistungselektronischen Bauelementen die Durchbruchspannung erhöhen lässt, wird bei HF-Transistoren verzichtet, da dies ebenfalls parasitäre Kapazitäten zur Folge hat. Neben den elektrischen Eigenschaften ist für Leistungsbauelemente auch eine gute thermische Leitfähigkeit wichtig, um die anfallende Verlustleistung abführen zu können.

Aufgrund der großen Bandlücken und der damit verbundenen hohen Durchbruchfeldstärken sowie der guten Wärmeleitfähigkeiten sind insbesondere SiC und GaN für den Einsatz in Leistungsanwendungen geeignet. Zwar ist die Elektronenbeweglichkeit dieser Materialien geringer als bei GaAs, Ge und InP, doch es lassen sich damit dennoch Leistungstransistoren für den GHz-Bereich herstellen, die auch kommerziell verfügbar sind [26],[27]. Darüber hinaus besitzen Elektronen in GaN eine sehr hohe Sättigungsgeschwindigkeit, wodurch eine hohe Transitfrequenz möglich ist.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden für die Verstärkerschaltungen GaN-Transistoren verwendet. Einerseits weist GaN mit $10 - 12\,\mathrm{W/mm}$ die doppelte Leistungsdichte von SiC auf, das lediglich $5 - 6\,\mathrm{W/mm}$ erlaubt [24]. Andererseits liegen am Institut auf-

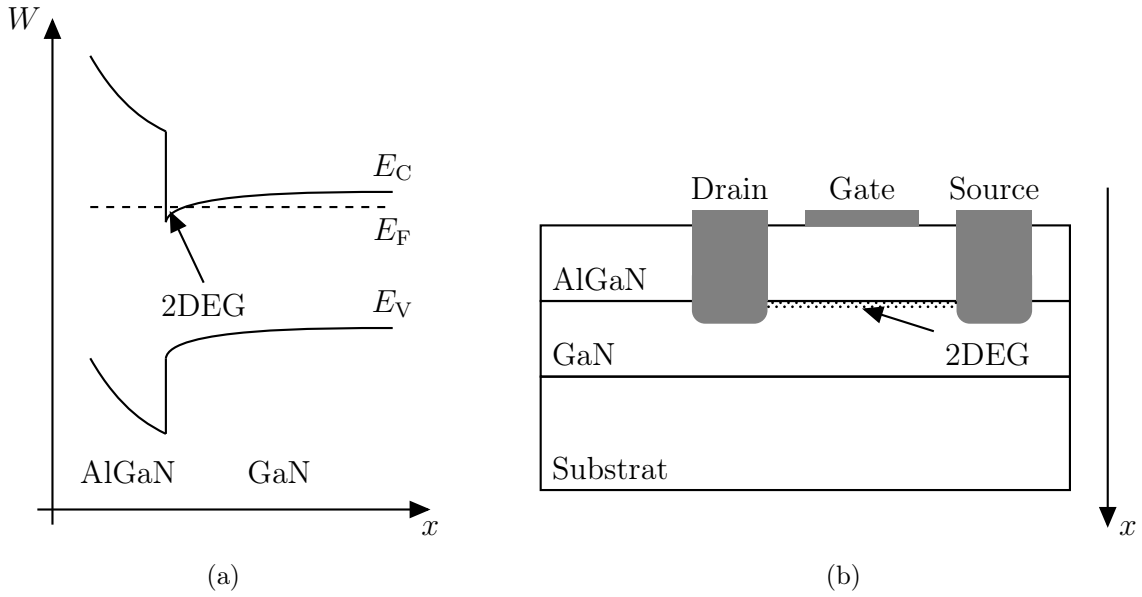


Abbildung 3.1: (a) Banddiagramm eines AlGaN/GaN-Übergangs und (b) schematischer Aufbau eines GaN-HEMTs.

grund vorangehender Arbeiten bereits Erfahrungen mit GaN-Baulementen vor [28]. Die Prinzipien dieser Technologie werden im folgenden Abschnitt vorgestellt.

3.2 Galliumnitrid-Transistortechnologie

Bei einem GaN-FET handelt es sich um einen Transistor mit hoher Elektronenbeweglichkeit (*high-electron-mobility transistor*, HEMT). Er basiert auf einem Übergang zweier Halbleitermaterialien mit stark unterschiedlicher Bandlücke. Üblicherweise sind dies GaN und Aluminiumgalliumnitrid (AlGaN).

Das Banddiagramm eines solchen Übergangs ist schematisch in Abbildung 3.1 (a) dargestellt. Der Verlauf der Valenzbandkante E_V und der Leitungsbandkante E_C an der Grenzfläche folgt aus der Stetigkeit der Vakuumenergie. Maßgeblich für das Verhalten der AlGaN/GaN-Struktur sind zwei Polarisationseffekte, die spontane und die piezoelektrische Polarisation, die in der Umgebung des Übergangs auftreten [29].

Ursache für die spontane Polarisation sind die polaren Atombindungen der Kristallstruktur, wobei die Polarisation in AlGaN betragsmäßig größer ist als in der GaN-Schicht. Nahe der Grenzschicht weist die Polarisation somit eine hohe Divergenz auf, die nach [30] eine Flächenladung zur Folge hat.

Ferner sind die Gitterkonstanten von AlGaN und GaN nicht identisch. Am Heteroüber-

gang treten daher mechanische Verspannungen auf, welche die Kristallstruktur deformieren. Aufgrund des piezoelektrischen Effekts bildet sich an der Grenzschicht eine Flächenladung aus. Man spricht daher von piezoelektrischer Polarisation.
Durch die Überlagerung der beiden Polarisationseffekte entsteht an der Grenzfläche eine Flächenladung, die stark genug ist, um einige Kristallatome innerhalb der AlGaN-Schicht zu ionisieren. Die freien Elektronen werden in Richtung des Übergangs beschleunigt und diffundieren in die GaN-Schicht. In direkter Nähe der Grenzschicht liegt dort die Leitungsbandkante unterhalb des Fermi-Niveaus E_{F} und bildet einen Potentialtopf, der die Elektronen aufnimmt und einen leitfähigen Kanal bildet. Aufgrund der geringen Ausdehnung des Kanals senkrecht zur Grenzfläche bezeichnet man dies als zweidimensionales Elektronengas (2DEG). Die Ladungsträgerkonzentration des 2DEG ist dabei um ein Vielfaches größer als bei anderen Technologien.
Durch Hinzufügen einer Steuerelektrode und zweier ohmscher Kontakte gemäß Abbildung 3.1 (b) lässt sich ein Transistor realisieren. Eine negative Gate-Source-Spannung wirkt dabei den Polarisationseffekten entgegen und hat eine geringere Ladungsträgerkonzentration im Kanal zur Folge. Üblicherweise handelt es sich bei GaN-HEMTs um selbstleitende Transistoren. Auch das in dieser Arbeit eingesetzte Bauelement leitet bei der Gate-Source-Spannung $u_{\mathrm{GS}} = 0\,\mathrm{V}$.
Aufgrund großer Herausforderungen bei der Herstellung von einkristallinen GaN-Scheiben werden GaN-HEMTs üblicherweise auf einem Trägersubstrat gefertigt. Bei Leistungstransistoren ist hier vor allem SiC verbreitet, da zum einen dessen Gitterkonstante ähnlich zu der von GaN ist und es zum anderen eine hohe Wärmeleitfähigkeit aufweist und damit die Verlustleistung gut abführen kann [28].

3.3 Eingesetzter Transistor

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden für die HF-Verstärker Transistoren vom Typ CGH40010F des Herstellers Cree eingesetzt. Dabei handelt es sich um AlGaN/GaN-Transistoren auf einem SiC-Substrat mit einer nominalen Ausgangsleistung von 10 W. Die Versorgungsspannung ist im Datenblatt [27] mit 28 V angegeben.
Für den Schaltungsentwurf wird vom Hersteller ein Großsignal-Simulationsmodell zur Verfügung gestellt, in dem auch die Effekte des Gehäuses gemäß Abbildung 3.2 berücksichtigt sind. Das Transistormodell ist laut Herstellerangaben [31] gültig für Drainvorspannungen zwischen 28 V und 22 V und weicht für geringere Werte zunehmend vom Verhalten des realen Transistors ab. Die parasitäre Drain-Source-Kapazität C_{DS} ist in [27] mit 1,3 pF an-

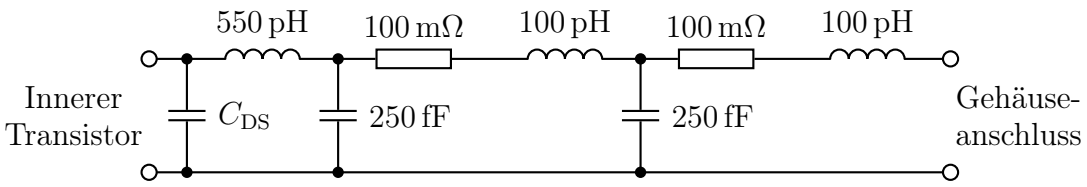


Abbildung 3.2: Drainseitiges Gehäusemodell des Transistors CGH40010F [33].

gegeben und kann laut Herstellerangaben auch für variierende Drain-Source-Spannungen als näherungsweise konstant angenommen werden [32]. Mit diesen Angaben können während des Schaltungsentwurfs durch Simulation die Spannungs- und Stromverläufe am inneren Transistor bestimmt werden, die maßgeblich für die Effizienz eines Verstärkers sind.

Das simulierte Ausgangskennlinienfeld des Transistors ist für verschiedene Gatespannungen u_{GS} in Abbildung 3.3 dargestellt. Der maximale Drainstrom I_{max} beträgt ungefähr 2 A, die Kniespannung U_K liegt – abhängig von der Dimensionierung des Verstärkers – im Bereich zwischen 4 V und 5 V. Mit Kenntnis dieser Größen lassen sich in Kapitel 4 die beispielhaft entworfenen Verstärkerschaltungen dimensionieren.

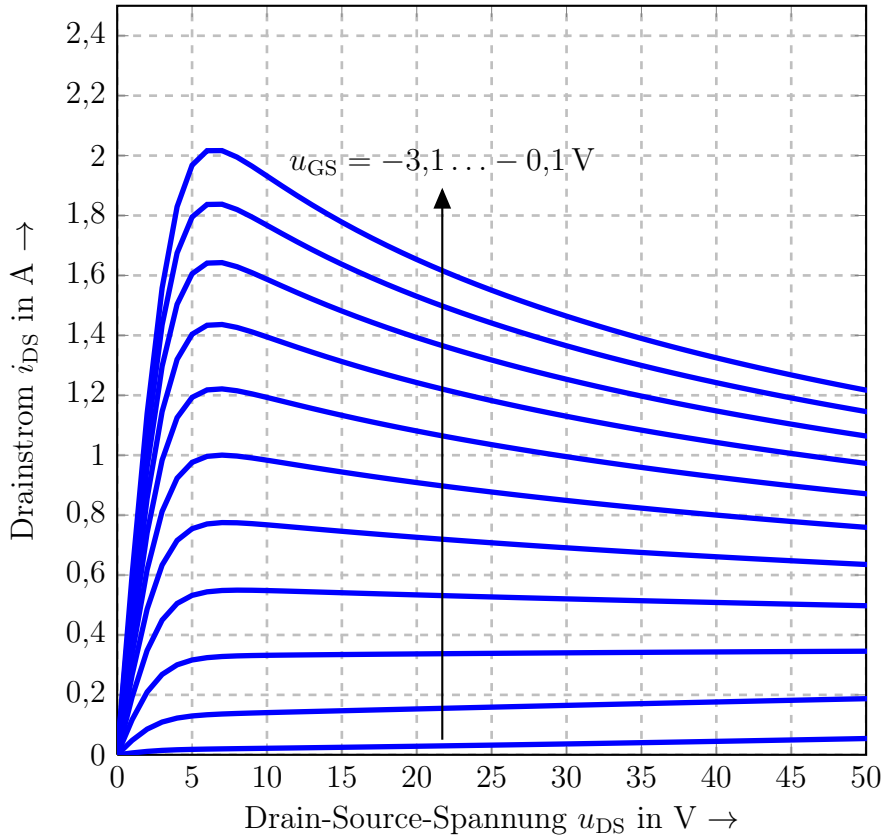


Abbildung 3.3: Simulation des Ausgangskennlinienfelds des Transistors.

4 Leistungsverstärker

Durch eine geeignete Beschaltung lassen sich mit einem oder mehreren Transistoren Verstärker entwerfen. Diese werden zunächst grob in Betriebsmodi eingeteilt, die angeben, ob ein Transistor als gesteuerte Stromquelle oder als Schalter eingesetzt wird. Eine feinere Unterteilung ergibt sich durch die Verstärkerklassen, die hinsichtlich der Beschaltung und Ansteuerung der Transistoren unterschieden werden.

In dieser Arbeit werden ausschließlich Verstärker betrachtet, bei denen der Transistor als Stromquelle betrieben wird. Im Einzelnen sind dies die linearen Verstärker der Klassen A, AB, B und C, die in Abschnitt 4.1 beschrieben werden, sowie der Klasse-F-Verstärker, auf den in Abschnitt 4.2 eingegangen wird. Die nachfolgenden Abschnitte stellen deren Funktionsprinzipien vor und leiten die Eigenschaften der Schaltungen her. Außerdem werden Beispiele für die Realisierung der Verstärker gegeben.

Auf Schaltverstärker wird nicht weiter eingegangen, nähere Informationen hierzu finden sich in der Literatur [5],[14].

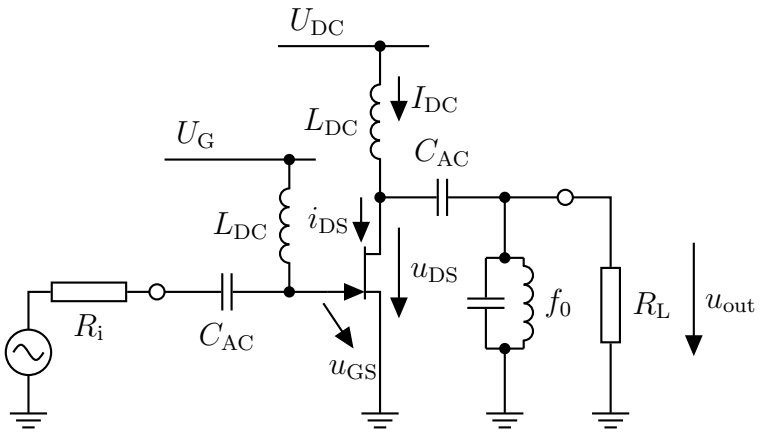


Abbildung 4.1: Prinzipschaltbild eines linearen Verstärkers.

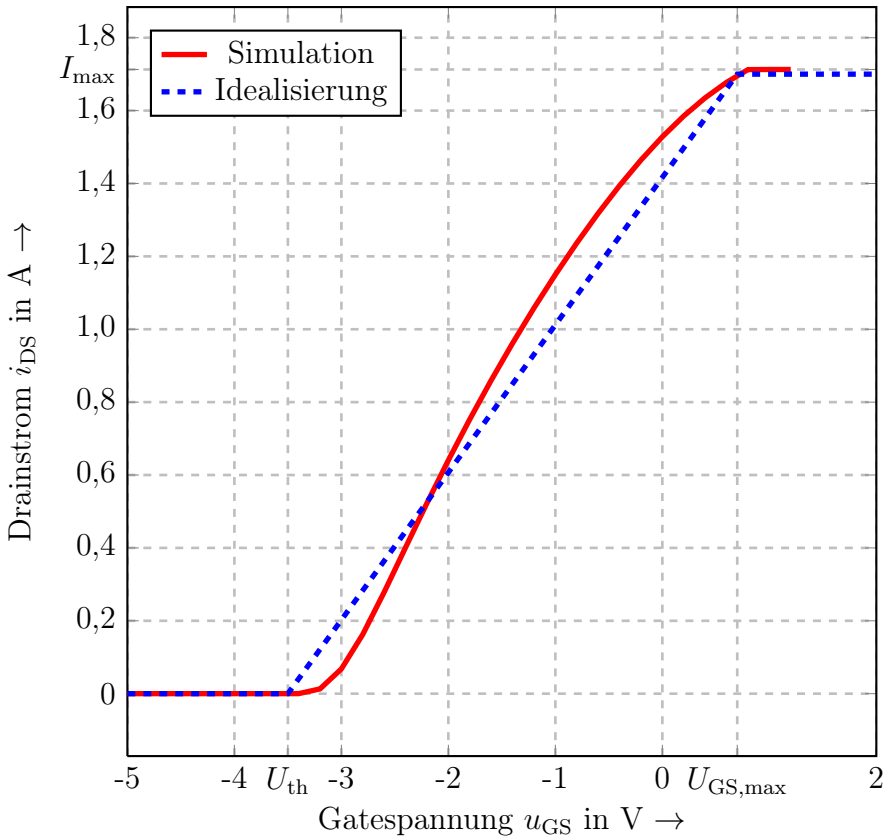


Abbildung 4.2: Simulierte Übertragungskennlinie des eingesetzten Transistors und idealisierte Knickkennlinie.

4.1 Lineare Verstärker

4.1.1 Der ideale lineare Verstärker

Abbildung 4.1 zeigt das Prinzipschaltbild eines linearen Verstärkers. Der Transistor ist am Gate mit U_G und am Drain mit U_{DC} vorgespannt. Die Vorspannungen werden über die Induktivitäten L_{DC} zugeführt. Diese seien so groß, dass sie für Gleichstrom einen Kurzschluss und für alle auftretenden Harmonischen einen Leerlauf darstellen. Der sich ergebende Ruhestrom von Drain nach Source wird mit I_q bezeichnet. Zur Wechselstromkopplung des Ein- und Ausgangs sind an Gate und Drain die Blockkondensatoren C_{AC} eingefügt. Deren Kapazitäten sind so gewählt, dass sie für alle Frequenzanteile mit Ausnahme des Gleichanteils als Kurzschluss betrachtet werden können. Der Parallelresonator begrenzt die Bandbreite des Ausgangssignals. Seine Resonanz tritt bei der Signalfrequenz f_0 auf, bei der er als Leerlauf wirkt. Alle höheren Harmonischen werden kurzgeschlossen und sind nicht im Ausgangsspektrum vorhanden. Abbildung 4.2 zeigt die Übertra-

gungskennlinie des Transistors. Diese wird für die folgenden analytischen Betrachtungen durch die ebenfalls dargestellte idealisierte Knickkennlinie angenähert. Hierbei hängt der Drainstrom ausschließlich von der Gate-Source-Spannung u_{GS} ab. Überschreitet diese die Schwellspannung U_{th}, so setzt ein Stromfluss ein, der linear mit u_{GS} zunimmt. Ab einer Gate-Source-Spannung von $U_{\mathrm{GS,max}}$ treten Sättigungseffekte ein und der Strom bleibt konstant bei seinem Maximalwert I_{max}.

Die nachfolgende Analyse der Schaltung orientiert sich an [14]. Bei linearen Verstärkern wird der Transistor mit einem sinusförmigen Eingangssignal um den Arbeitspunkt U_{G} so ausgesteuert, dass die Gate-Source-Spannung zu keinem Zeitpunkt $U_{\mathrm{GS,max}}$ überschreitet. Damit ergibt sich für den Verlauf des Drainstroms mit Abbildung 4.2 der Zusammenhang

$$i_{\mathrm{DS}}(\theta) = \begin{cases} I_{\mathrm{q}} + I_{\mathrm{p}} \cdot \cos(\theta) & , I_{\mathrm{q}} + I_{\mathrm{p}} \cdot \cos(\theta) > 0 \\ 0 & , \text{sonst} \end{cases} , \tag{4.1}$$

wobei θ den Phasenwinkel und I_{p} die Amplitude des Sinusanteils des Drainstroms bezeichnen. In Abschnitt 4.1.1.1 wird der Verstärker zunächst bei Vollaussteuerung betrachtet. Diesem Betriebszustand kommt besondere Bedeutung zu, da die Schaltung hierfür optimiert wird. Außerdem erfolgt die Definition der Verstärkerklassen anhand der Stromverläufe bei Vollaussteuerung. Auf das Verhalten bei reduzierter Ausgangsleistung wird anschließend in Abschnitt 4.1.1.2 eingegangen.

4.1.1.1 Der ideale lineare Verstärker bei Vollaussteuerung

Wie in Abbildung 4.3 dargestellt, erreicht das Maximum des Drainstroms bei Vollaussteuerung gerade den Wert I_{max}. Die Amplitude des Drainstroms wird in diesem Fall mit $I_{\mathrm{p,max}}$ bezeichnet. Zur mathematischen Beschreibung des am Gate eingestellten Arbeitspunktes dient der Leitwinkel α bei Vollaussteuerung. Er ist definiert als der Phasenwinkel, über dem der Drainstrom während einer Periode einen von Null verschiedenen Wert annimmt. Abhängig vom Leitwinkel werden lineare Verstärker in Klassen eingeteilt. Die Zuordnung ist in Tabelle 4.1 aufgelistet.

Das Verhalten linearer Verstärker bei Vollaussteuerung wird in Anhang B.1 hergeleitet. Es zeigt sich, dass die Ausgangsleistung des Verstärkers maximal wird, wenn für den Lastwiderstand der optimale Wert

$$R_{\mathrm{L,opt}} = \frac{U_{\mathrm{DC}}}{I_{\mathrm{max}}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\alpha - \sin(\alpha)} \tag{4.2}$$

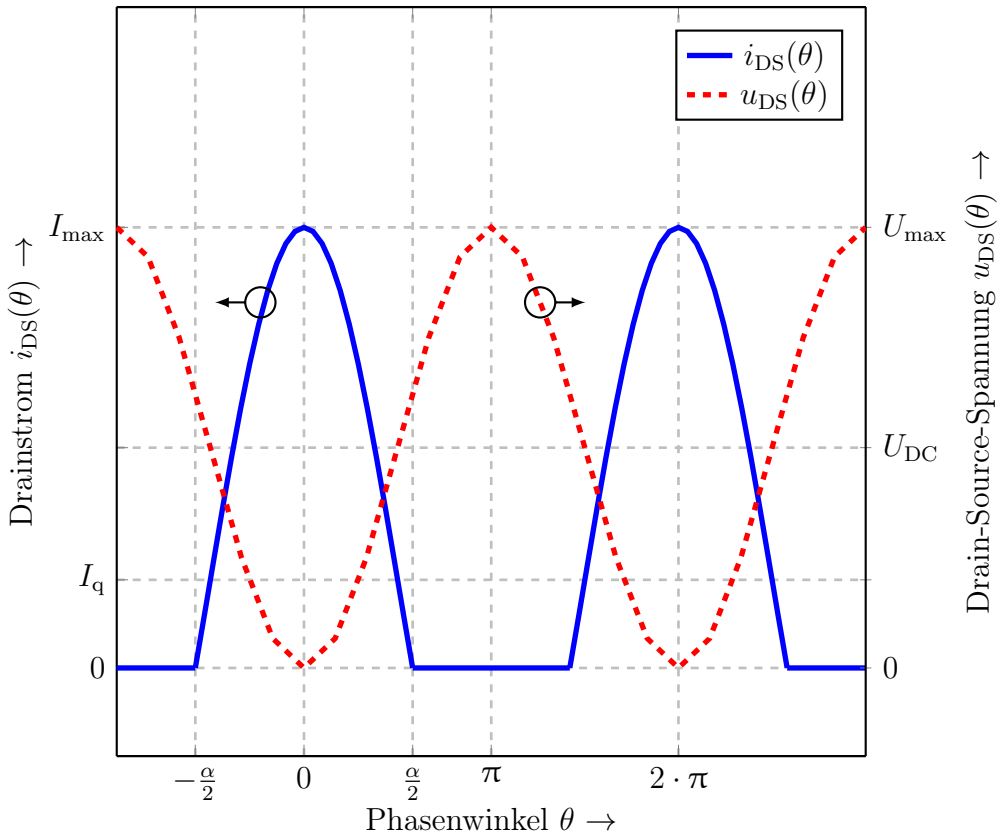


Abbildung 4.3: Strom- und Spannungsverläufe eines idealen linearen Verstärkers bei Vollaussteuerung.

Tabelle 4.1: Definition der Verstärker-Klassen in Abhängigkeit vom Leitwinkel α bei Vollaussteuerung.

Klasse	α
A	$2 \cdot \pi$
AB	$\pi \ldots 2 \cdot \pi$
B	π
C	$0 \ldots \pi$

gewählt wird. Dabei ist zu beachten, dass bei Leistungsverstärkern der optimale Lastwiderstand im Gegensatz zu Kleinsignalverstärkern nicht durch konjugiert komplexe Anpassung bestimmt werden kann, da diese nicht die maximal zulässigen Werte für die Drain-Source-Spannung u_{DS} und den Drainstrom i_{DS} berücksichtigt. $R_{L,opt}$ ist dagegen das Ergebnis einer Optimierung unter Berücksichtigung der Nebenbedingungen $i_{DS} \leq I_{max}$ und $0 \leq u_{DS} \leq U_{max}$ [14], wobei U_{max} die maximal zulässige Drain-Source-Spannung des

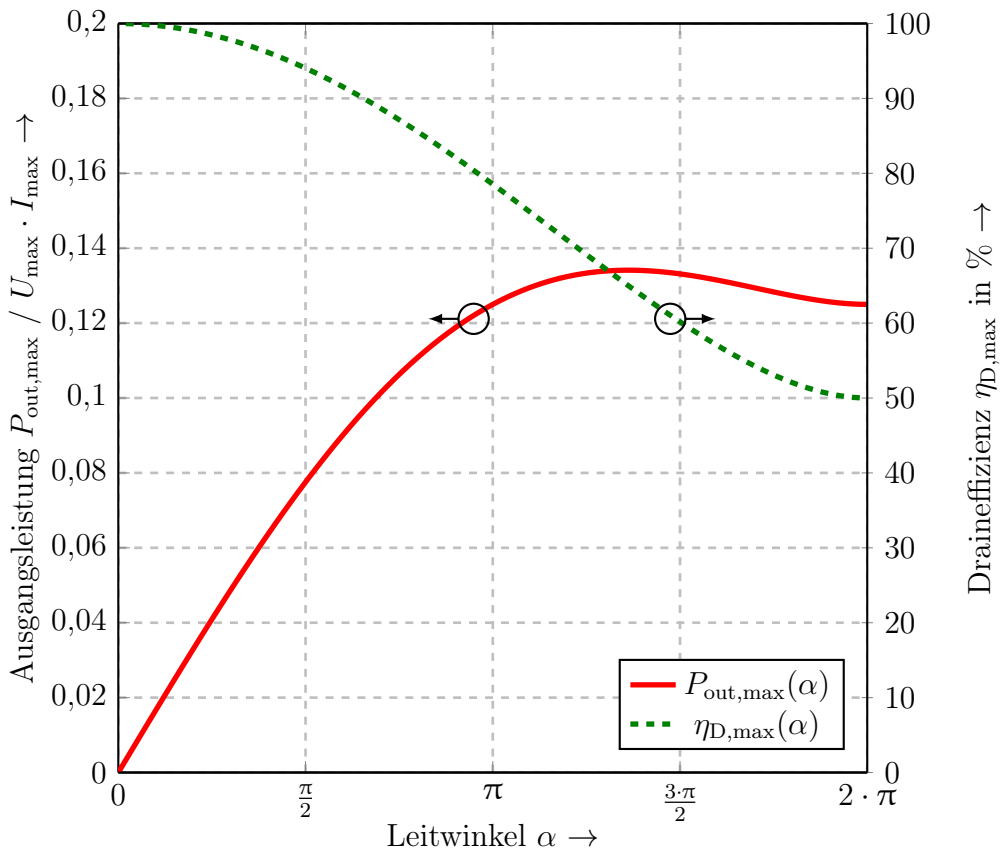


Abbildung 4.4: Ausgangsleistung und Effizienz linearer Verstärker bei Vollaussteuerung in Abhängigkeit vom Leitwinkel.

Transistors bezeichnet.

Als weitere Entwurfsregel ergibt sich für die Wahl der Drainvorspannung der Zusammenhang

$$U_{\mathrm{DC}} = \frac{U_{\max}}{2}. \tag{4.3}$$

Mit diesen Dimensionierungen berechnet sich die Ausgangsleistung bei Vollaussteuerung zu

$$P_{\mathrm{out,max}} = \frac{U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\max}}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{4.4}$$

Für die Draineffizienz bei Vollaussteuerung gilt

$$\eta_{\mathrm{D,max}} = \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{4 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - 2 \cdot \alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{4.5}$$

Die Verläufe der Ausgangsleistung und der Draineffizienz bei Vollaussteuerung sind in Abbildung 4.4 über dem Leitwinkel aufgetragen. Die Effizienz wächst mit sinkendem Leit-

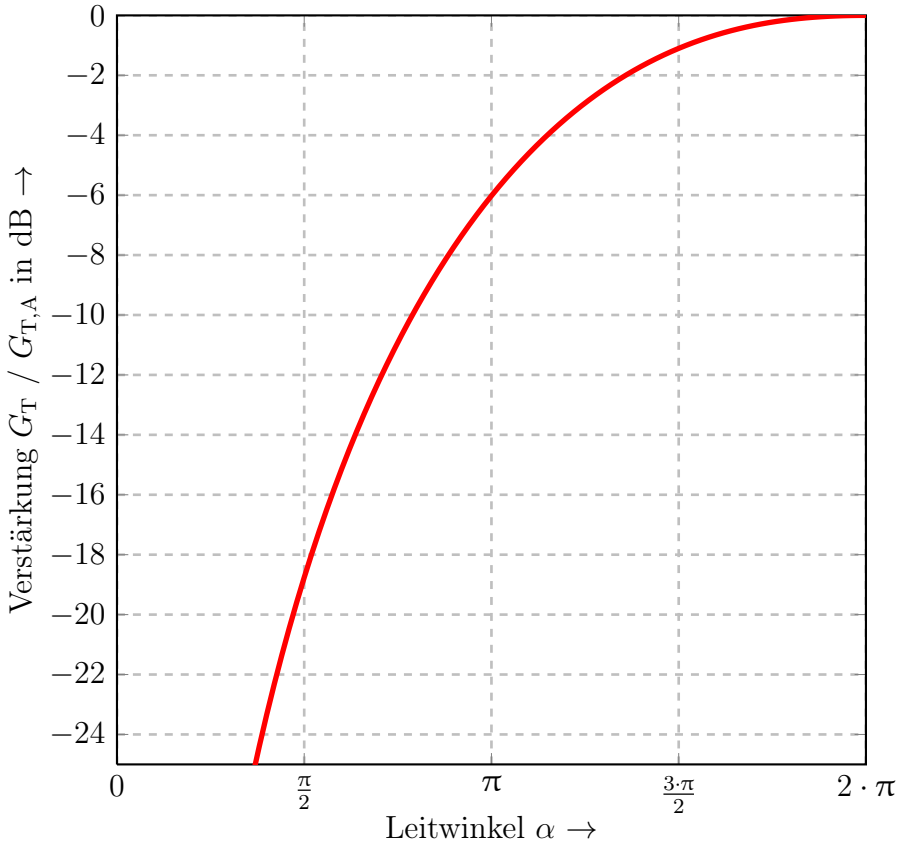


Abbildung 4.5: Verstärkung linearer Verstärker bei Vollaussteuerung in Abhängigkeit vom Leitwinkel.

winkel von 50 % im Klasse-A-Betrieb bis auf 100 % im tiefen Klasse-C-Betrieb an. Jedoch geht in letzterem Fall die Ausgangsleistung stark zurück, weshalb in der Praxis hauptsächlich Verstärker der Klassen AB und B zum Einsatz kommen. Im Klasse-B-Betrieb ist die Ausgangsleistung näherungsweise identisch zum Klasse-A- und Klasse-AB-Verstärker und die Effizienz mit bis zu 78,5 % deutlich höher als im Klasse-A-Betrieb.

Neben der Effizienz ist die Betriebsleistungsverstärkung G_T von Interesse. Es ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$G_T = \frac{1}{2\cdot\pi}\cdot\frac{U_{DC}\cdot I_{max}\cdot R_i}{(U_{GS,max}-U_{th})^2}\cdot(\alpha-\sin(\alpha))\cdot\left(1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right). \tag{4.6}$$

In Abbildung 4.5 ist der Verlauf der Verstärkung bezogen auf die Verstärkung $G_{T,A}$ im Klasse-A-Betrieb über dem Leitwinkel α aufgetragen, die zugleich die maximale Verstärkung darstellt. Für kleinere Leitwinkel vergrößert sich zum einen die erforderliche Eingangsleistung zum Erreichen der Vollaussteuerung und für $\alpha < \pi$ sinkt zudem die

Ausgangsleistung ab, was einen starken Rückgang der Verstärkung zur Folge hat.

4.1.1.2 Der ideale lineare Verstärker bei reduzierter Ausgangsleistung

Signale des LTE-Standards ändern nicht nur die Phase, sondern auch die Amplitude des HF-Trägers. Somit wird der Verstärker nicht nur bei Vollaussteuerung betrieben, weshalb im Folgenden dessen Verhalten bei reduzierter Ausgangsleistung betrachtet wird.
Die Amplitudenänderung wird mathematisch durch den Faktor β beschrieben, um den die Amplitude I_p des Drainstroms im Vergleich zur Vollaussteuerung skaliert wird. Dabei gelte $0 \leq \beta \leq 1$ und es folgt

$$I_\mathrm{p} = \beta \cdot I_\mathrm{p,max}. \tag{4.7}$$

Der Ruhestrom hängt ausschließlich von der Gatevorspannung ab und bleibt somit unverändert. Als Lastwiderstand wird weiterhin der optimale Wert gemäß Gleichung (4.2) verwendet.
Analog zum Leitwinkel bei Vollaussteuerung wird der tatsächliche Leitwinkel $\tilde{\alpha}$ als der Phasenwinkel definiert, über dem der Drainstrom bei reduzierter Ausgangsleistung von Null abweicht. Hiermit lässt sich der Stromverlauf im Intervall $[-\pi; \pi]$ angeben zu

$$i_\mathrm{DS}(\theta) = \begin{cases} I_\mathrm{q} + I_\mathrm{p} \cdot \cos(\theta) & , |\theta| < \frac{\tilde{\alpha}}{2} \\ 0 & , \text{sonst} \end{cases} . \tag{4.8}$$

Aufgrund der erhöhten Komplexität bei der Berechnung wird im Folgenden auf die Herleitungen der Ergebnisse verzichtet. Sie finden sich in Anhang B.2.
Für den Klasse-A- und den Klasse-B-Verstärker vereinfachen sich die Ergebnisse deutlich. In beiden Fällen ergibt sich die Ausgangsleistung zu

$$P_\mathrm{out,A} = P_\mathrm{out,B} = U_\mathrm{DC} \cdot I_\mathrm{max} \cdot \frac{\beta^2}{4}. \tag{4.9}$$

Da die Eingangsleistung ebenfalls proportional zu β^2 ist, weisen der Klasse-A- und der Klasse-B-Verstärker in der Theorie ein lineares Übertragungsverhalten auf.
Die Effizienz im A-Betrieb beträgt

$$\eta_\mathrm{D,A}(\beta) = \frac{1}{2} \cdot \beta^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_\mathrm{out}}{P_\mathrm{out,max}}. \tag{4.10}$$

Sie fällt quadratisch über dem Skalierungsfaktor β beziehungsweise linear über der auf ihren Maximalwert normierten Ausgangsleistung ab. Für den Klasse-B-Verstärker ergibt

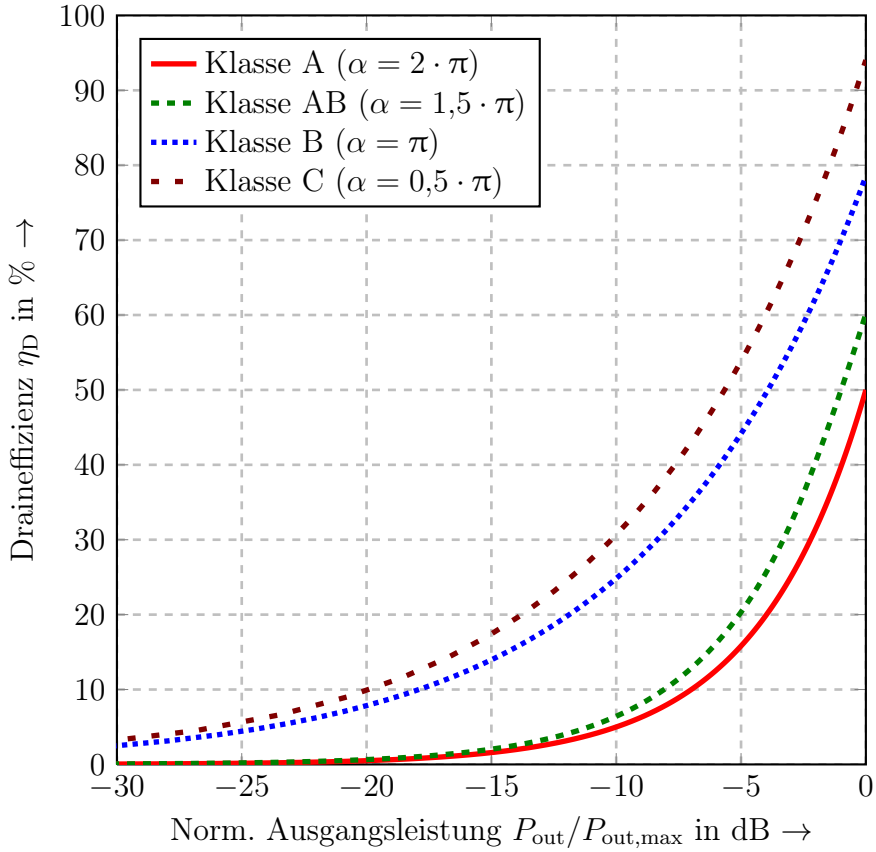


Abbildung 4.6: Effizienzen verschiedener linearer Verstärker bei reduzierter Ausgangsleistung.

sich dagegen ein linearer Verlauf der Effizienz über β, was einem wurzelförmigen Abfall über der normierten Ausgangsleistung entspricht:

$$\eta_{D,B}(\beta) = \frac{1}{4} \cdot \pi \cdot \beta = \frac{1}{4} \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out,max}}} \tag{4.11}$$

In Abbildung 4.6 ist die Effizienz über der normierten Ausgangsleistung für verschiedene Klassen linearer Verstärker aufgetragen. Man erkennt, dass die Effizienz unabhängig von der Verstärker-Klasse für sinkende Aussteuerung zurückgeht. Weiterhin ist zu sehen, dass sich ein Klasse-AB-Verstärker nahe der Vollaussteuerung wie ein Klasse-B-Verstärker verhält und sich für kleine Aussteuerungen an den Verlauf des Klasse-A-Verstärkers annähert.

Unter den getroffenen Annahmen erreicht man die Reduzierung von I_p um den Faktor β, indem die Amplitude der Eingangsspannung ebenfalls mit β skaliert wird. Damit ergibt

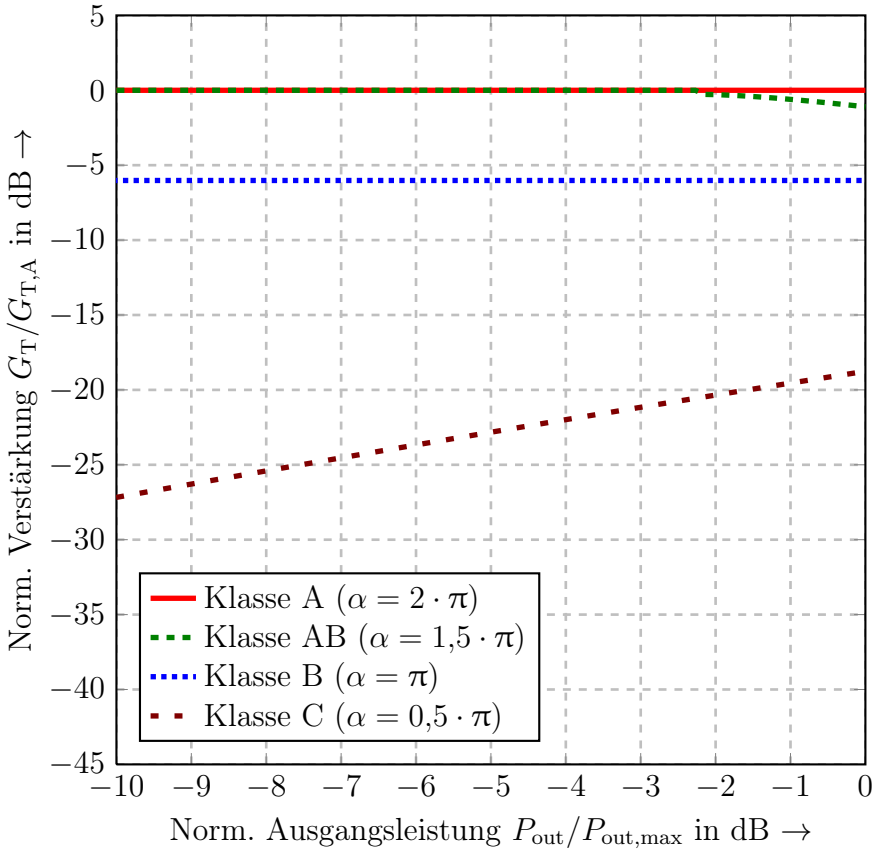


Abbildung 4.7: Betriebsleistungsverstärkung bezogen auf die Verstärkung des Klasse-A-Verstärkers bei Vollaussteuerung verschiedener linearer Verstärker bei reduzierter Ausgangsleistung.

sich eine verfügbare Wirkleistung von

$$P_{avs} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(U_{GS,max} - U_{th})^2}{R_i} \cdot \frac{\beta^2}{\left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right)^2}. \tag{4.12}$$

Für Verstärker der Klassen A und B ist die Verstärkung unabhängig von der Aussteuerung konstant. Sie beträgt im Klasse-A-Betrieb

$$G_{T,A} = 2 \cdot \frac{U_{DC} \cdot I_{max} \cdot R_i}{(U_{GS,max} - U_{th})^2} \tag{4.13}$$

und im Klasse-B-Betrieb

$$G_{T,B} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{DC} \cdot I_{max} \cdot R_i}{(U_{GS,max} - U_{th})^2}. \tag{4.14}$$

Abbildung 4.7 zeigt den Verlauf der Verstärkung für verschiedene Leitwinkel bezogen auf

den Wert im Klasse-A-Betrieb bei Vollaussteuerung in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung. Auch hier zeigt der Klasse-AB-Verstärker für eine kleine Ausgangsleistung das Verhalten eines Klasse-A-Verstärkers, um sich bei größerer Aussteuerung dem B-Betrieb anzunähern.

4.1.2 Einflüsse von Nichtidealitäten

Bei der Analyse linearer Verstärker im vorangehenden Abschnitt werden mehrere Idealisierungen angenommen, die in der Praxis nicht gültig sind. Im Folgenden wird erläutert, wie sich die in der Realität auftretenden Nichtidealitäten auf das Verhalten der Schaltung auswirken.

4.1.2.1 Kniespannung

Wie in Abbildung 3.3 zu erkennen, ist der Drainstrom nur für $u_{\mathrm{DS}} > U_{\mathrm{K}}$ ausschließlich von der Gatespannung abhängig. Aus diesem Grund muss sichergestellt werden, dass die Drain-Source-Spannung stets zwischen U_{K} und U_{max} liegt. Hierzu wird die Amplitude der Drain-Source-Spannung auf $U_{\mathrm{DC}} - U_{\mathrm{K}}$ verringert, was durch eine Reduzierung des optimalen Lastwiderstands auf den Wert

$$R_{\mathrm{L,opt,K}} = \left(1 - \frac{U_{\mathrm{K}}}{U_{\mathrm{DC}}}\right) \cdot R_{\mathrm{L,opt}} \tag{4.15}$$

erreicht wird. Da der Drainstrom auch bei Berücksichtigung der Kniespannung weiterhin dem idealen Verlauf folgt, reduziert sich die Ausgangsleistung des Verstärkers ebenfalls um den Faktor $\left(1 - \frac{U_{\mathrm{K}}}{U_{\mathrm{DC}}}\right)$. Damit ergibt sich eine Effizienzminderung aufgrund der Kniespannung von

$$\eta_{\mathrm{K}} = 1 - \frac{U_{\mathrm{K}}}{U_{\mathrm{DC}}}. \tag{4.16}$$

Für $u_{\mathrm{DS}} < U_{\mathrm{K}}$ kommt es zu einem Einbruch des Drainstroms, wodurch dessen Verlauf nicht mehr dem eines linearen Verstärkers entspricht. Die höheren Harmonischen haben einen stärkeren Einfluss und bewirken eine Verformung der Spannungen und Ströme, die in einer höheren Effizienz resultiert. Daher kann die Effizienz linearer Verstärker in der Realität bei starker Übersteuerung über den theoretisch abgeleiteten Werten liegen. Jedoch wird in diesem Fall nicht mehr von einem linearen Verstärker gesprochen. Für eine ausführliche Betrachtung linearer Verstärker bei Übersteuerung wird auf [14] verwiesen.

4.1.2.2 Nichtlineare Übertragungskennlinie

Die in Abschnitt 4.1.1 getroffene Annahme, dass für $U_{\mathrm{th}} \leq u_{\mathrm{GS}} \leq U_{\mathrm{GS,max}}$ ein linearer Zusammenhang zwischen der Gate-Source-Spannung und dem Drainstrom besteht, ist in der Praxis nur näherungsweise gültig. In der Realität weicht der Verlauf eines realen Transistors von der idealen Kennlinie in Abbildung 4.2 ab.
Die Nichtlinearitäten der Übertragungskennlinie wirken sich auch auf die Linearität des Verstärkers aus. Daher weisen in der Realität auch Verstärker der Klassen A und B, die unter idealisierten Annahmen vollkommen linear sind, Nichtlinearitäten auf. Andererseits können in bestimmten Arbeitspunkten die Nichtlinearitäten des Transistors gerade die nichtlinearen Effekte eines Klasse-AB-Verstärkers ausgleichen [34]. Daher kommen in der Praxis häufig Verstärker der Klasse AB zum Einsatz, da diese einen guten Kompromiss zwischen Effizienz und Linearität darstellen.

4.1.2.3 Parasitäre Elemente des Transistors

Wie in Abschnitt 3.3 dargestellt, treten aufgrund des physikalischen Aufbaus des Transistors und der Einflüsse des Transistorgehäuses parasitäre Effekte auf, die sich durch das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.2 modellieren lassen. Entscheidend für das Verhalten der Verstärkerschaltung sind die Strom- und Spannungsverläufe am inneren Transistor, die durch die parasitären Elemente bereits stark von denen am äußeren Anschluss des Gehäuses abweichen.
Die Anschlussstrukturen werden im Ersatzschaltbild durch passive Bauelemente mit konstantem Wert nachgebildet, deren Einflüsse während des Schaltungsentwurfs rechnerisch korrigiert werden können. Nicht vollständig korrigiert werden kann die parasitäre Drain-Source-Kapazität C_{DS}, die, wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, von der Drain-Source-Spannung abhängt. Dadurch stellt der Transistor ein gedächtnisbehaftetes System dar, was sich in einer Verringerung der Linearität äußert.

4.1.3 Beispiel

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird mit dem in Abschnitt 3.3 vorgestellten Transistor ein Klasse-AB-Verstärker entworfen, der die Anforderungen für LTE-Basisstationen nach Abschnitt 2.6 erfüllt. Die maximale Ausgangsleistung im Klasse-AB-Betrieb $P_{\mathrm{out,AB}}$ soll erreicht werden, wenn das Maximum des Drainstroms den Wert $I_{\mathrm{max}} = 2\,\mathrm{A}$ annimmt. Hierzu werden die optimalen Impedanzen bis zur dritten Harmonischen berücksichtigt.

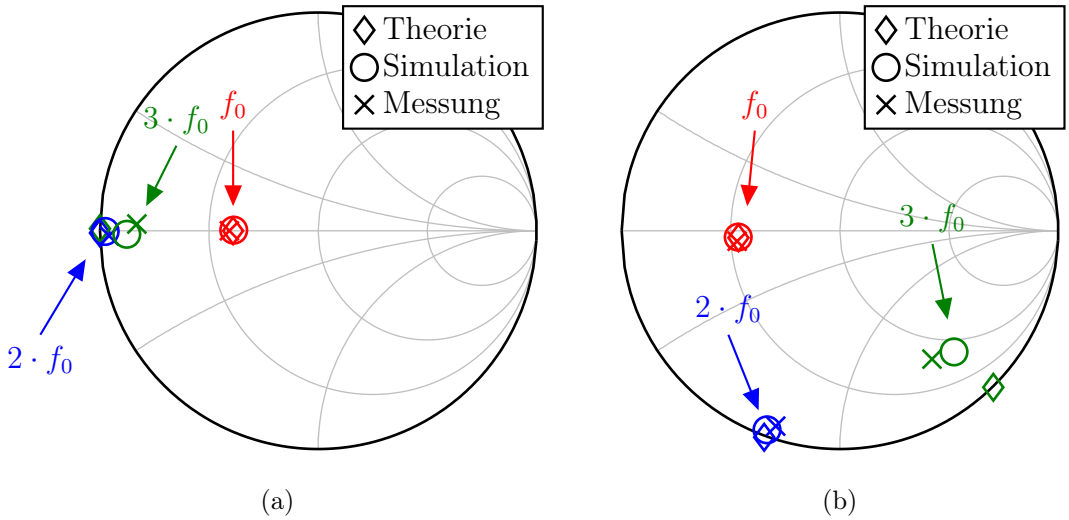


Abbildung 4.8: Lastimpedanzen des Klasse-AB-Verstärkers (a) an der inneren Stromquelle und (b) am Gehäuse des Transistors (Normierung auf 50 Ω).

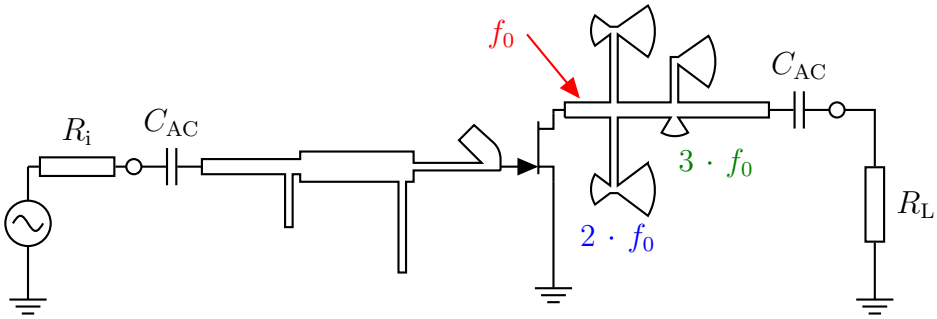


Abbildung 4.9: Schematischer Aufbau der Anpassnetzwerke.

Eine ausführliche Beschreibung des Entwurfs findet sich in [35]. Die Kniespannung wird dabei zu $U_K = 5\,V$ gewählt, ein guter Kompromiss zwischen Effizienz und Linearität ergibt sich für einen Leitwinkel von $\alpha \approx 1{,}15 \cdot \pi$. Die Drainvorspannung wird auf den im Datenblatt angegebenen Wert $U_{DC} = 28\,V$ eingestellt, woraus eine maximale Drainspannung $U_{max} = 2 \cdot U_{DC} = 56\,V$ resultiert. Mit Gleichung (4.2) und (4.15) berechnet sich für die Grundfrequenz eine optimale Lastimpedanz von

$$R_{L,opt,K} = \frac{U_{DC}}{I_{max}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\alpha - \sin(\alpha)} \cdot \left(1 - \frac{U_K}{U_{DC}}\right) \approx 22\,\Omega. \tag{4.17}$$

Die zweite und dritte Harmonische werden kurzgeschlossen. Abbildung 4.8 (a) zeigt die Lage der Impedanzen bei den ersten drei Harmonischen im Smith-Diagramm. Durch das Gehäuse werden sie auf die in Abbildung 4.8 (b) dargestellten Punkte am äußeren An-

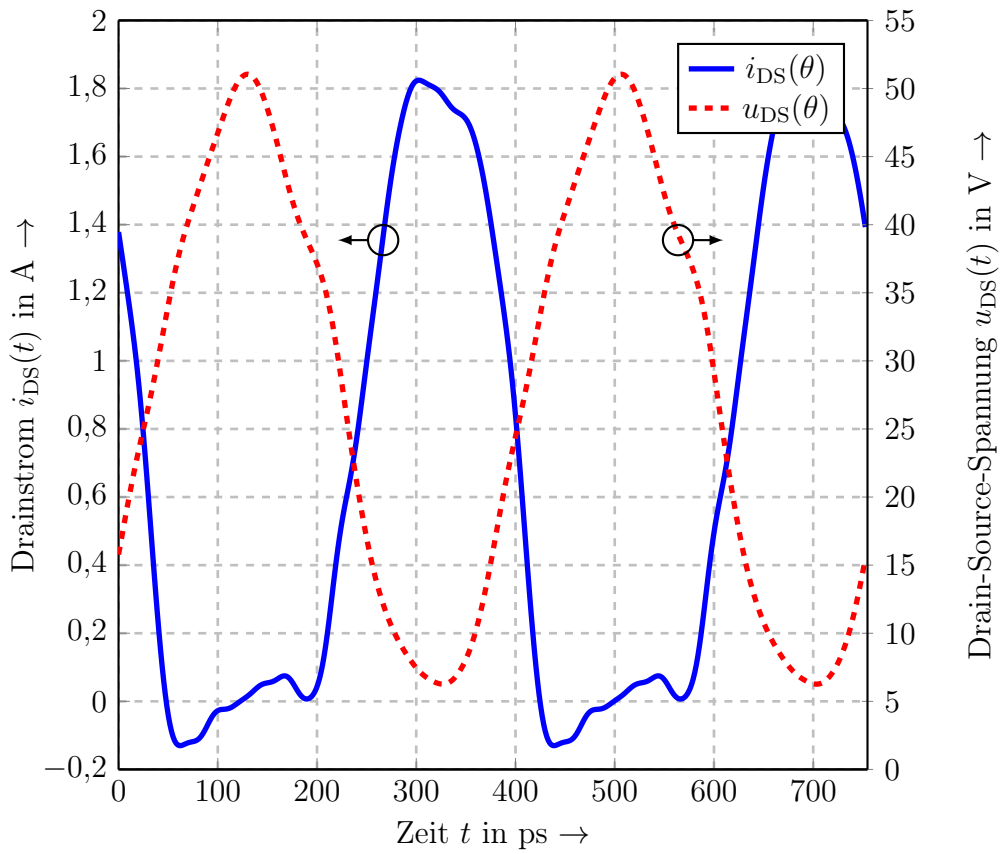


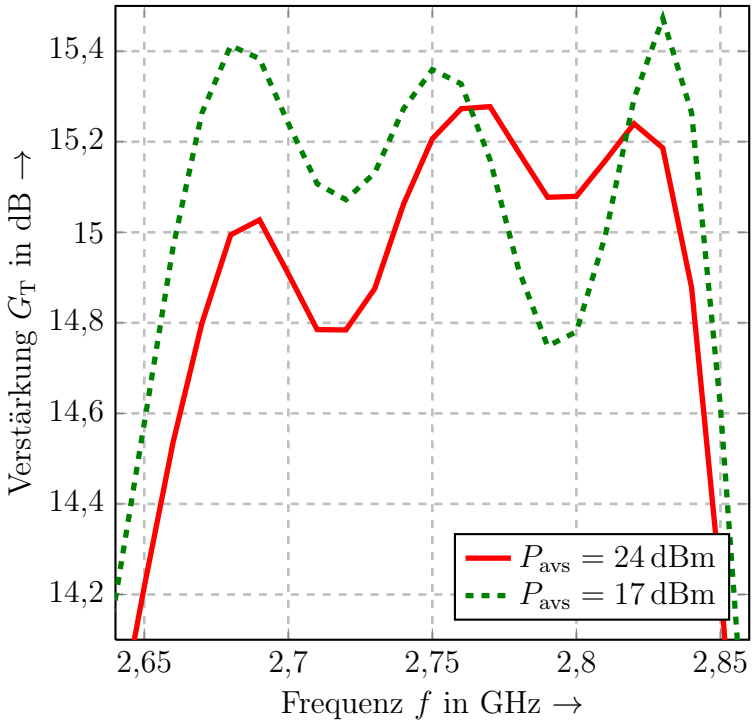
Abbildung 4.10: Simulierte Verläufe der Drain-Source-Spannung und des Drainstroms des entworfenen Klasse-AB-Verstärkers am inneren Transistor.

schluss des Transistors transformiert.

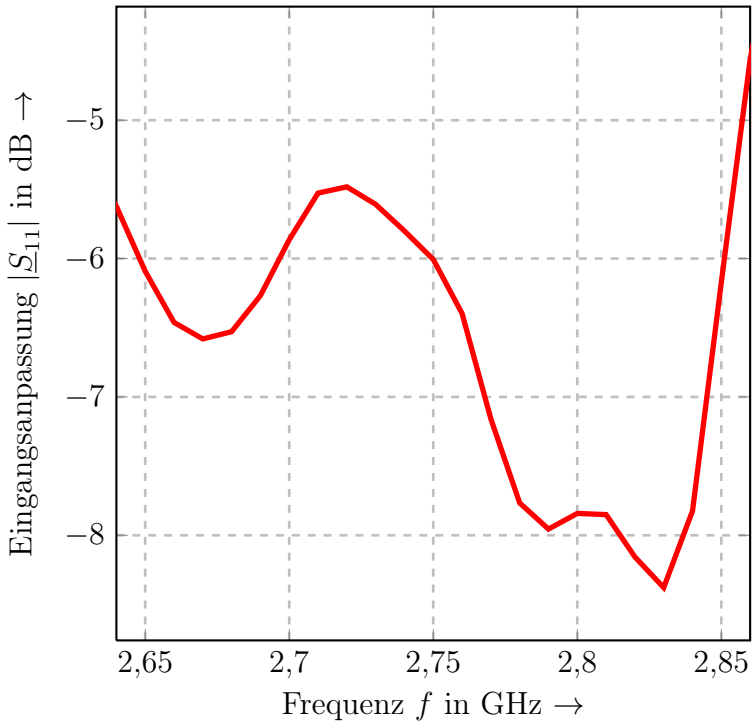
Die erforderlichen Impedanzen werden durch das in Abbildung 4.9 schematisch dargestellte Anpassnetzwerk in Mikrostreifentechnik realisiert. Der optimale Lastwiderstand $R_{\mathrm{L,opt,K}}$ bei der Grundfrequenz wird durch eine $\lambda/4$-Leitung aus dem $50\,\Omega$-Abschluss transformiert. Die Kurzschlüsse bei den Oberschwingungen entstehen durch Stichleitungen, die so ausgelegt sind, dass sie die Anpassung bei der Grundfrequenz nicht beeinflussen.

Die Simulations- und Messergebnisse der sich mit der Ausgangsanpassung ergebenden Impedanzen sind ebenfalls in Abbildung 4.8 eingetragen. Es herrscht eine sehr gute Übereinstimmung mit den gewünschten Werten. Lediglich die Kurzschlüsse sind nicht optimal, sondern weisen einen kleinen ohmschen Widerstand auf, der auf die Verluste der Mikrostreifenleitungen zurückzuführen ist.

Abbildung 4.10 zeigt die simulierten Verläufe von u_{DS} und i_{DS}, die sich mit der Ausgangsanpassung ergeben. Die für einen Klasse-AB-Verstärker typischen halbsinusförmigen Strom- und sinusförmigen Spannungsverläufe sind deutlich zu erkennen.



(a)



(b)

Abbildung 4.11: Messergebnisse des Klasse-AB-Verstärkers: (a) Verstärkung für diverse Eingangsleistungen und (b) Eingangsanpassung bei $P_{avs} = 26\,dBm$.

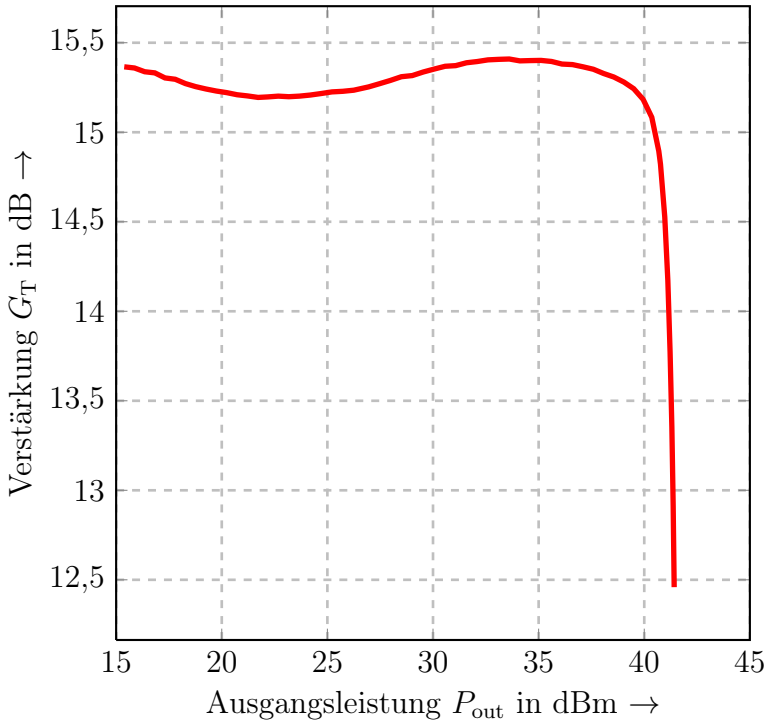
In der Messung lässt sich der Verstärker im Frequenzbereich von 2,65 GHz bis 2,85 GHz betreiben und weist damit das gewünschte Bandpassverhalten auf. Dabei liegt die Mittenfrequenz mit 2,75 GHz ungefähr 100 MHz über der angestrebten Zielfrequenz. Der Verlauf der Verstärkung über der Frequenz ist in Abbildung 4.11 (a) dargestellt. Sie hat innerhalb des gesamten Bandes einen Wert von mehr als 14 dB, die 0,5 dB-Bandbreite beträgt 180 MHz für $P_{\mathrm{avs}} = 24\,\mathrm{dBm}$. Die Eingangsanpassung $|S_{11}|$, die in Abbildung 4.11 (b) zu sehen ist, liegt bei allen Frequenzen und Leistungen unterhalb von $-5\,\mathrm{dB}$.

In Abbildung 4.12 (a) ist die Verstärkung bei der Frequenz 2,75 GHz über der Ausgangsleistung aufgetragen. Sie verläuft im Kleinsignalbetrieb annähernd konstant und zeigt bei hohen Leistungen Kompressionsverhalten. Der 1 dB-Kompressionspunkt liegt bei $P_{\mathrm{1dB}} = 41\,\mathrm{dBm}$. Da der Verstärker in diesem Punkt jedoch schon übersteuert wird, kann in diesem Fall nicht mehr von einem Klasse-AB-Betrieb gesprochen werden. Abbildung 4.12 (b) zeigt ebenfalls bei 2,75 GHz die Effizienzen über der Ausgangsleistung. Die Draineffizienz erreicht ihr Maximum von 62,1 % bei einer Ausgangsleistung von 41,1 dBm. Die PAE beträgt dabei 59,8 %. Für reduzierte Ausgangsleistung ergibt sich der in Abschnitt 4.1.1 vorausgesagte Abfall, der durch eine Halbierung der Effizienz bei einem Rückgang von P_{out} um 6 dB charakterisiert ist.

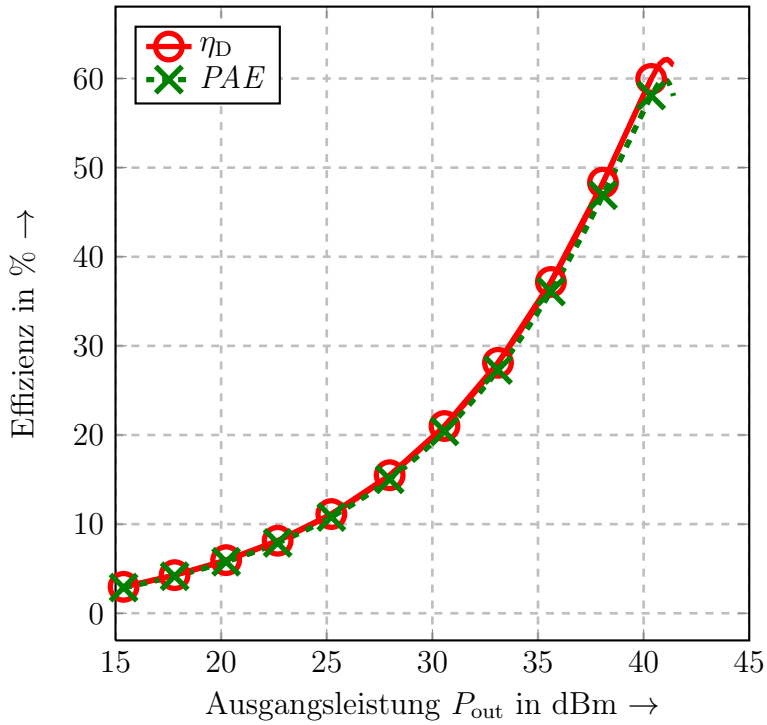
Zur Bestimmung der Linearität kommen die in Abschnitt 2.5 vorgestellten Kenngrößen zum Einsatz. Der Abstand der zweiten Harmonischen vom Träger im 1 dB-Kompressionspunkt beträgt 35,7 dBc. Eine Messung der dritten Harmonischen ist aufgrund der begrenzten Bandbreite der zur Verfügung stehenden Messtechnik nicht möglich. Weiterhin wird der Verstärker mit Zweitonanregung untersucht. Die Amplituden der beiden Träger sowie der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung sind in Abbildung 4.13 aufgetragen. Der auf den Ausgang bezogene Schnittpunkt dritter Ordnung liegt bei 50,3 dBm, was knapp 10 dB höher als der 1-dB-Kompressionspunkt ist. Dies deckt sich mit den Herleitungen in Abschnitt 2.5.4.

Abschließend erfolgt die Ansteuerung des Verstärkers durch LTE-Signale mit einer Bandbreite von 20 MHz. Die mittlere Ausgangsleistung ist dabei gerade so gewählt, dass P_{max} des Signals der maximalen Ausgangsleistung des Verstärkers entspricht. Die EVM liegt im Klasse-AB-Betrieb je nach Träger bei bis zu 8,8 %, womit die Anforderungen des Standards eingehalten werden. Das ACLR beträgt $-28\,\mathrm{dBc}$ im ersten beziehungsweise $-45\,\mathrm{dBc}$ im zweiten Nachbarkanal. Damit sind weitere Linearisierungsmaßnahmen erforderlich, die jedoch im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht weiter verfolgt werden.

Tabelle 4.2 fasst die wesentlichen Charakteristika des entworfenen Verstärkers zusammen und bietet einen Vergleich zu anderen veröffentlichten linearen Verstärkern. Da in der



(a)



(b)

Abbildung 4.12: Messergebnisse des Klasse-AB-Verstärkers bei $f = 2{,}75\,\mathrm{GHz}$: (a) Verstärkung und (b) Effizienz.

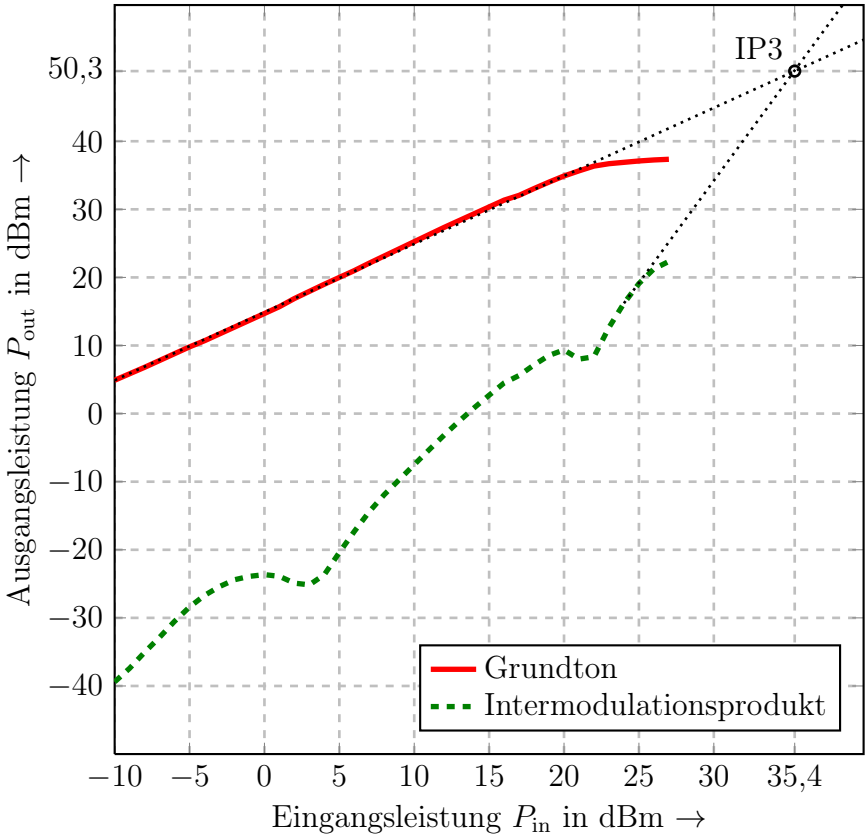


Abbildung 4.13: Gemessene Intermodulationsprodukte dritter Ordnung und IP3 des Klasse-AB-Verstärkers bei einem Trägerabstand von 1 kHz.

Literatur üblicherweise das Verhalten in Kompression und nicht im theoretischen Klasse-AB-Betriebspunkt angegeben wird, beziehen sich die Werte in der Tabelle zur besseren Vergleichbarkeit ebenfalls auf den 1-dB-Kompressionspunkt.

4.2 Klasse-F-Verstärker

Wie in Abbildung 4.4 dargestellt, steigt die Effizienz linearer Verstärker bei Vollaussteuerung für sinkende Leitwinkel an. Jedoch kommt es zu einem starken Rückgang der Ausgangsleistung und Verstärkung im Klasse-C-Betrieb, weshalb in der Praxis der Leitwinkel nicht auf Werte unterhalb von π reduziert wird. Alternativ kann die Effizienz durch Formung der Drain-Source-Spannung erhöht werden. Dies bezeichnet man als einen Klasse-F-Verstärker. Das Schaltungsprinzip wurde erstmalig in [36] veröffentlicht.

Abschnitt 4.2.1 betrachtet zunächst den Klasse-F-Verstärker unter der Annahme eines idealen Transistors. Die Einflüsse von Nichtidealitäten werden in Abschnitt 4.2.2 unter-

Tabelle 4.2: Lineare Verstärker mit Ausgangsleistungen über 2 W aus der Literatur.

Referenz	[37]	[38]	[39]	[40]	Diese Arbeit [35]
Jahr	2010	2010	2010	2011	2012
Technologie	GaN	LDMOS	GaN	GaAs	GaN
Frequenz	2,45 GHz	2,69 GHz	2,45 GHz	1,98 GHz	2,75 GHz
Verstärkung	12,3 dB	13,6 dB	41,0 dB*	14,0 dB	15,4 dB
max. Ausgangsleistung	34,7 dBm	33,0 dBm	36,0 dBm	39,0 dBm	41,0 dBm
max. PAE	42,5 %	39,0 %	50,0 %	45,0 %	59,9 %

* Mit Vorverstärker

sucht. Abschnitt 4.2.3 geht schließlich auf einen im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Klasse-F-Verstärker ein.

4.2.1 Der ideale Klasse-F-Verstärker

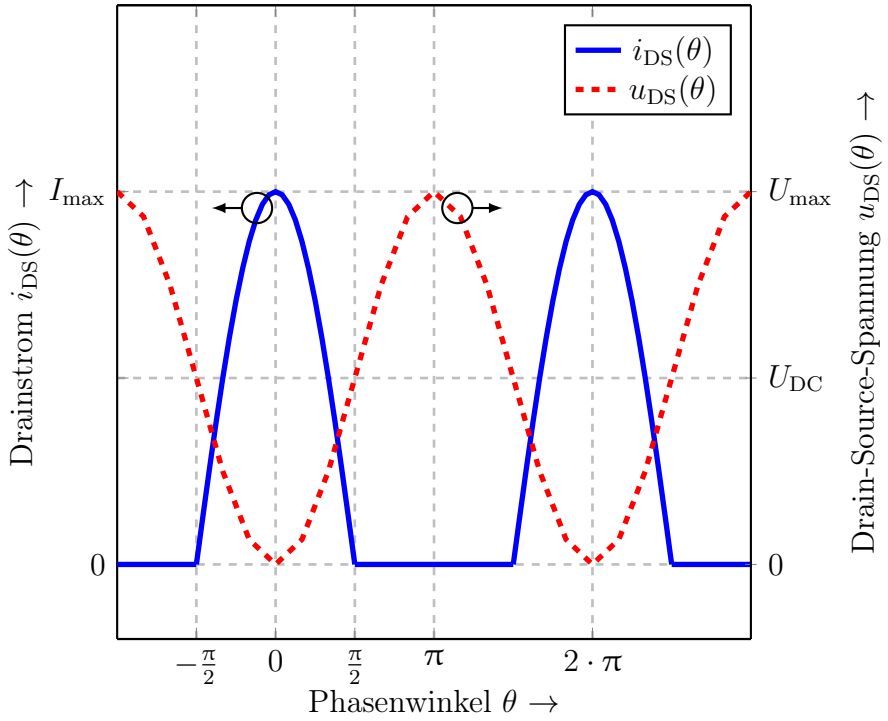
Ausgangspunkt der Betrachtungen ist der Klasse-B-Verstärker, dessen Verläufe von u_{DS} und i_{DS} in Abbildung 4.14 (a) dargestellt sind. Aufgrund der Überlappung von Spannung und Strom ist die Verlustleistung, die sich aus dem Produkt der beiden Größen berechnet, ungleich Null. Bei kleineren Leitwinkeln verringert sich diese Überlappung und die Effizienz steigt gemäß Abbildung 4.4 an.

Für einen rechteckförmigen Verlauf von u_{DS} gemäß Abbildung 4.14 (b) ist zu jedem Zeitpunkt entweder die Drain-Source-Spannung oder der Drainstrom Null, wodurch keine Verluste auftreten und der Verstärker eine Effizienz von 100 % aufweist. Prinzipiell lässt sich für beliebige Leitwinkel ein geeigneter rechteckförmiger Spannungsverlauf angeben. Besonders günstig ist jedoch der Betrieb bei $\alpha = \pi$, da in diesem Fall i_{DS} nur geradzahlige Harmonischen und u_{DS} nur ungeradzahlige Harmonischen aufweist. Dadurch ist sichergestellt, dass der Verstärker nur Leistung bei der Grundfrequenz abgibt.

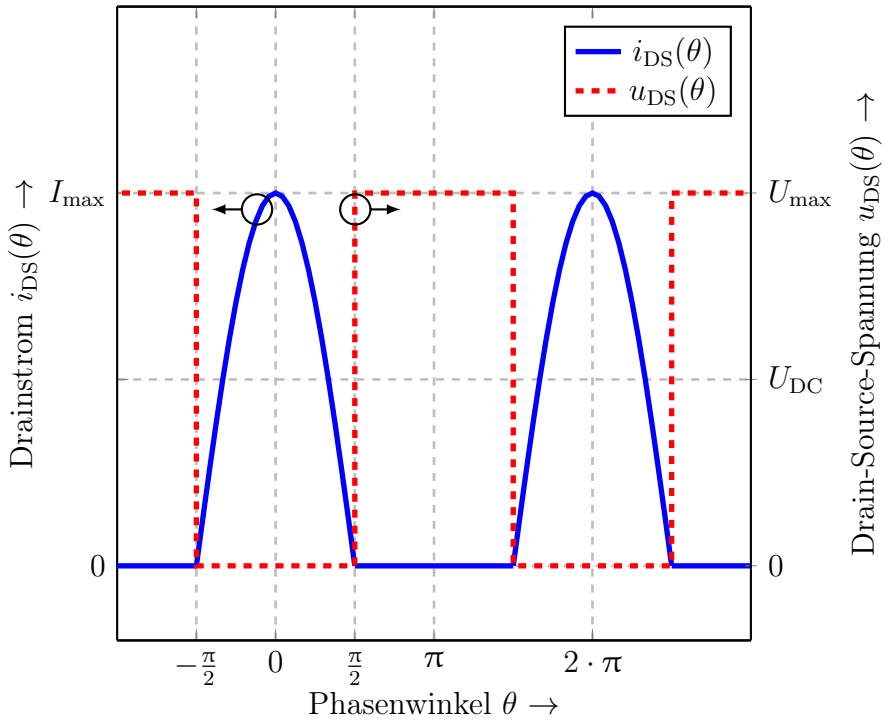
Die Spannungs- und Stromverläufe in Abbildung 4.14 (b) setzen sich aus unendlich vielen Harmonischen zusammen. In der Praxis beschränkt man sich üblicherweise auf eine Betrachtung der ersten drei Harmonischen:

$$u_{\mathrm{DS}}(\theta) = U_{\mathrm{DC}} + U_1 \cdot \cos(\theta) + U_3 \cdot \cos(3 \cdot \theta) \tag{4.18}$$

Wie in Anhang C.1 hergeleitet wird, ergibt sich die maximale Effizienz, wenn der Gleich-



(a)



(b)

Abbildung 4.14: Verläufe von Drainspannung und -strom (a) eines Klasse-B- und (b) eines Klasse-F-Verstärkers unter Berücksichtigung aller Harmonischen.

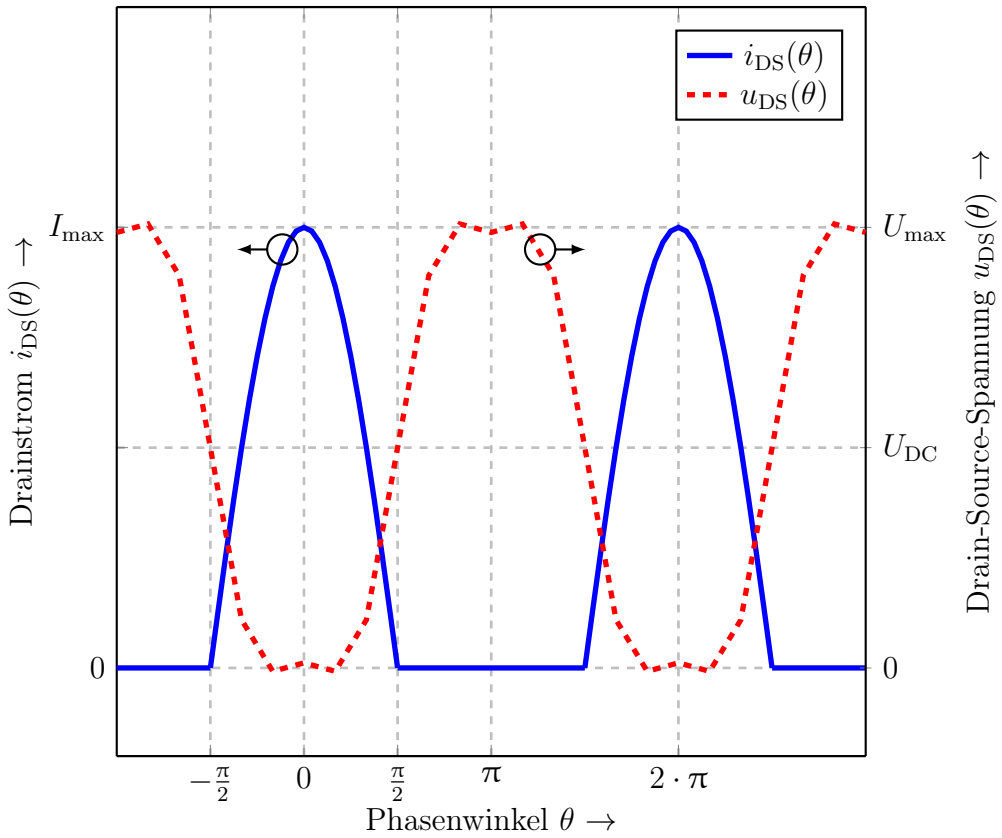


Abbildung 4.15: Verläufe von Drainspannung und -strom eines Klasse-F-Verstärkers unter Berücksichtigung der ersten drei Harmonischen.

anteil der Drain-Source-Spannung zu

$$U_{DC} = \frac{U_{max}}{2} \tag{4.19}$$

und die Amplitude der dritten Harmonischen zu

$$U_3 = -\frac{1}{6} \cdot U_1 \tag{4.20}$$

gewählt werden. Abbildung 4.15 zeigt die resultierenden Spannungs- und Stromverläufe. Wie in Anhang C.2 hergeleitet, ergeben sie sich für eine frequenzabhängige optimale Lastimpedanz $R_{L,opt}$ mit

$$R_{L,opt}(f_0) = \frac{U_{DC}}{I_{max}} \cdot \frac{4}{\sqrt{3}} \tag{4.21}$$

$$R_{L,opt}(2 \cdot f_0) = 0 \tag{4.22}$$

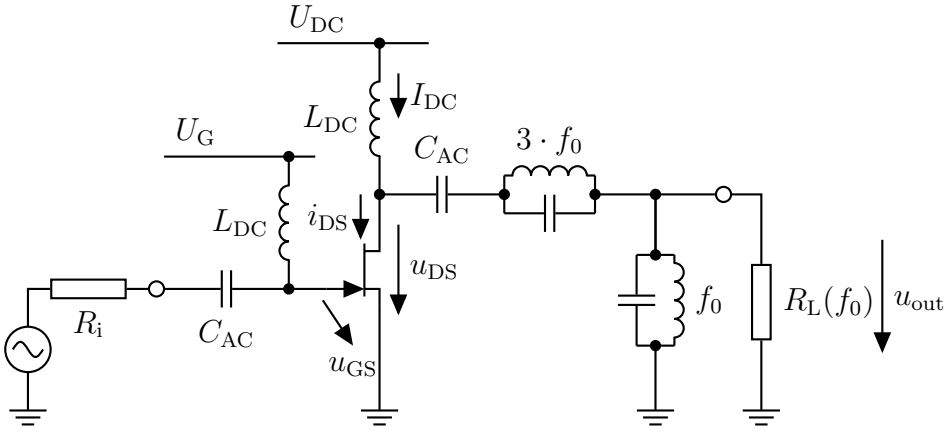


Abbildung 4.16: Prinzipschaltbild eines Klasse-F-Verstärkers.

$$R_{L,opt}(3 \cdot f_0) = \infty. \tag{4.23}$$

Aufgrund der Frequenzabhängigkeit der Lastimpedanz auch bei höheren Harmonischen sind Klasse-F-Verstärker im Allgemeinen schmalbandiger als lineare Verstärker.
Die Ausgangsleistung beträgt in diesem Fall

$$P_{out} = \frac{U_{DC} \cdot I_{max}}{2 \cdot \sqrt{3}}. \tag{4.24}$$

Die Draineffizienz berechnet sich zu

$$\eta_{D,F} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} \approx 90{,}69\,\%. \tag{4.25}$$

Abbildung 4.16 zeigt das Prinzipschaltbild eines Klasse-F-Verstärkers. Im Vergleich zum linearen Verstärker in Abbildung 4.1 wird ein Parallelschwingkreis mit der Resonanzfrequenz $3 \cdot f_0$ hinzugefügt, der den Leerlauf bei der dritten Harmonischen bewirkt.

4.2.2 Einflüsse von Nichtidealitäten

4.2.2.1 Kniespannung

Wie beim linearen Verstärker wird auch beim Klasse-F-Verstärker der zulässige Betriebsbereich für die Drain-Source-Spannung des Transistors nach unten hin durch die Kniespannung U_K begrenzt. Die daran angepasste Dimensionierungsregel

$$R_{L,opt,K} = \left(1 - \frac{U_K}{U_{DC}}\right) \cdot R_{L,opt} \tag{4.26}$$

sowie die daraus resultierende Effizienzminderung

$$\eta_{\mathrm{K}} = 1 - \frac{U_{\mathrm{K}}}{U_{\mathrm{DC}}} \tag{4.27}$$

sind identisch zum linearen Verstärker.
Allerdings kann die Kniespannung auch gezielt dazu genutzt werden, um den gewünschten Verlauf von u_{DS} nach Abbildung 4.15 zu erhalten. Übersteuert man den Transistor leicht in den Bereich der Kniespannung, so verringert sich der Drainstrom. Aufgrund der Wechselwirkungen zwischen u_{DS}, i_{DS} und den Lastimpedanzen bei den verschiedenen Harmonischen können die Verläufe nicht analytisch bestimmt, sondern nur unter Verwendung iterativer Verfahren angenähert werden. Ein Beispiel dafür ist in [14] aufgeführt. Dort wird gezeigt, dass der Einfluss der Kniespannung qualitativ zu einem Abflachen von u_{DS} um U_{K} führt. Da beim Klasse-F-Verstärker alle geradzahligen Harmonischen kurzgeschlossen sind, wird ein halbwellensymmetrischer Verlauf der Drain-Source-Spannung erzwungen, wodurch sich der gewünschte Verlauf nach Abbildung 4.15 ergibt.

4.2.2.2 Nichtlineare Übertragungskennlinie

Auch die nichtlineare Übertragungskennlinie des Transistors hat beim Klasse-F-Verstärker zunächst ähnliche Auswirkungen wie beim linearen Verstärker und bewirkt einen Rückgang der Linearität. Da beim Klasse-F-Verstärker jedoch bewusst Anteile bei der dritten Harmonischen erzeugt werden sollen, kann die nichtlineare Übertragungskennlinie gezielt zur Formung der Drain-Source-Spannung genutzt werden. Allerdings reicht die Nichtlinearität in der Regel nicht aus, um die gewünschten Verläufe von u_{DS} und i_{DS} zu erhalten. Hierfür sind zusätzlich die in Abschnitt 4.2.2.1 beschriebenen Effekte bei Übersteuerung des Transistors erforderlich [14].

4.2.2.3 Parasitäre Elemente des Transistors

Wie beim linearen Verstärker müssen auch beim Klasse-F-Verstärker die parasitären Elemente beim Schaltungsentwurf berücksichtigt und deren Einflüsse eingerechnet werden. In der praktischen Umsetzung stellt dies insbesondere bei der dritten Harmonischen eine große Herausforderung dar. Bei der Frequenz $3 \cdot f_0$ muss an der inneren Stromquelle des Transistors ein Leerlauf realisiert werden. Wie Abbildung 3.2 zu entnehmen, liegt direkt parallel dazu die parasitäre Drain-Source-Kapazität C_{DS}, die sich bei steigenden Frequenzen immer mehr wie ein Kurzschluss verhält. Dies erschwert beim Klasse-F-Verstärker die

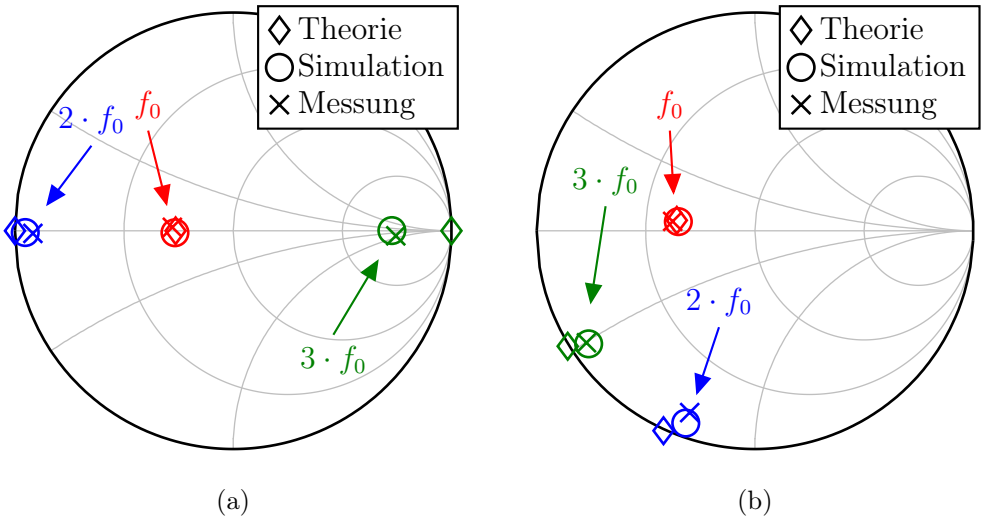


Abbildung 4.17: Lastimpedanzen des Klasse-F-Verstärkers (a) an der inneren Stromquelle und (b) am Gehäuse des Transistors (Normierung auf 50 Ω).

Realisierung eines guten Leerlaufes bei der dritten Harmonischen, während beim linearen Verstärker bei $3 \cdot f_0$ ohnehin ein Kurzschluss angestrebt wird.

4.2.3 Beispiel

Dieser Abschnitt stellt beispielhaft einen Klasse-F-Verstärker für eine LTE-Basisstation vor, der im Rahmen dieser Arbeit entworfen wird. Zur guten Vergleichbarkeit kommt wie bei dem in Abschnitt 4.1.3 vorgestellten Klasse-AB-Verstärker der Transistor aus Abschnitt 3.3 zum Einsatz. Die maximale Ausgangleistung soll ebenfalls bei einem Drainstrom $I_{\max} = 2\,\mathrm{A}$ erreicht werden.

Eine ausführliche Beschreibung des Entwurfs findet sich in [41]. Dabei wird die Kniespannung zu $U_{\mathrm{K}} = 4\,\mathrm{V}$ gewählt. Die Drainvorspannung beträgt wie im Datenblatt des Transistors angegeben 28 V. Damit ergibt sich mit den Gleichungen (4.21) und (4.26) für die Grundfrequenz rechnerisch ein optimaler Lastwiderstand von

$$R_{\mathrm{L,opt,K}}(f_0) = \left(1 - \frac{4\,\mathrm{V}}{28\,\mathrm{V}}\right) \cdot \frac{28\,\mathrm{V}}{2\,\mathrm{A}} \cdot \frac{4}{\sqrt{3}} \approx 27{,}7\,\Omega. \tag{4.28}$$

Im Zuge einer Optimierung wird dieser Wert leicht auf $R_{\mathrm{L,opt,K}}(f_0) = 29{,}1\,\Omega$ erhöht. Für die zweite Harmonische wird ein Kurzschluss und für die dritte Harmonische ein Leerlauf realisiert. Abbildung 4.17 (a) zeigt die Lage der an der inneren Stromquelle des Transistors zu realisierenden Impedanzen im Smith-Diagramm. Aufgrund des Einflusses

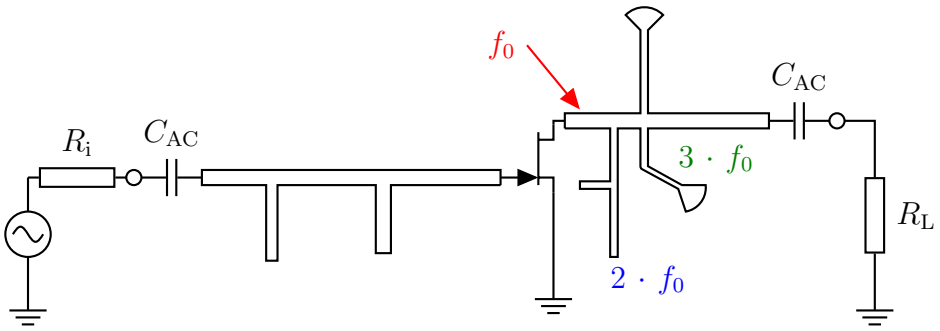


Abbildung 4.18: Schematischer Aufbau der Anpassnetzwerke.

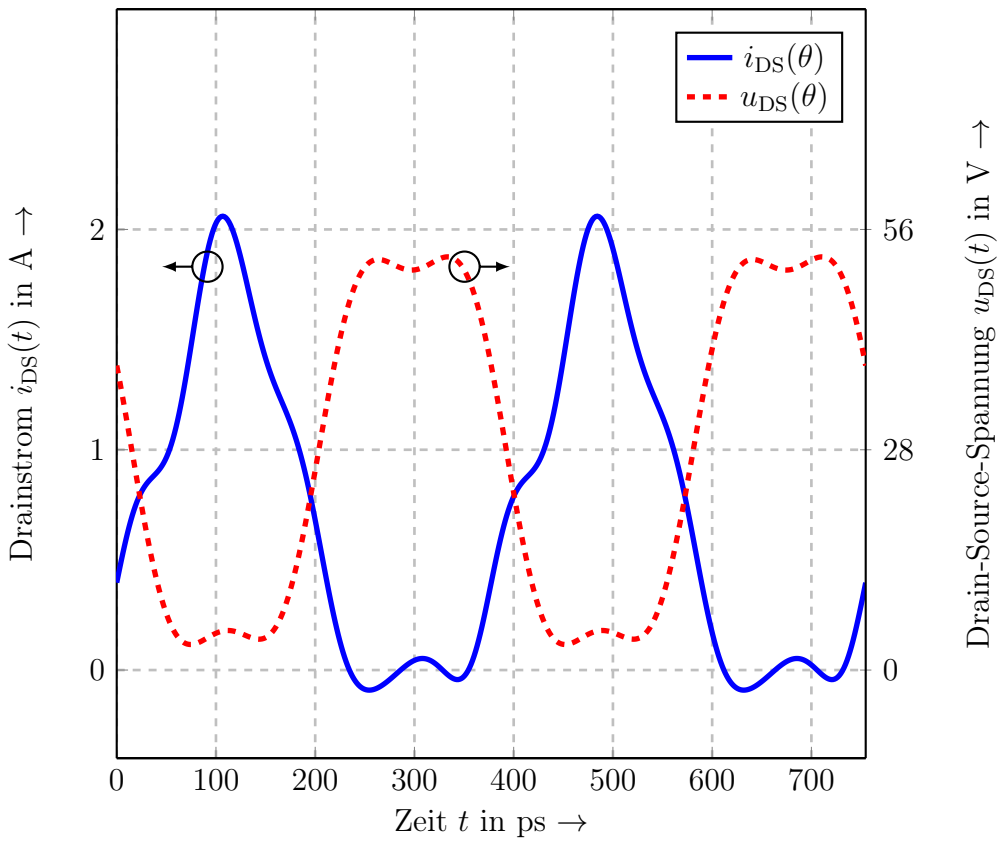


Abbildung 4.19: Simulierte Verläufe von Drainspannung und -strom des entworfenen Klasse-F-Verstärkers an der inneren Stromquelle des Transistors.

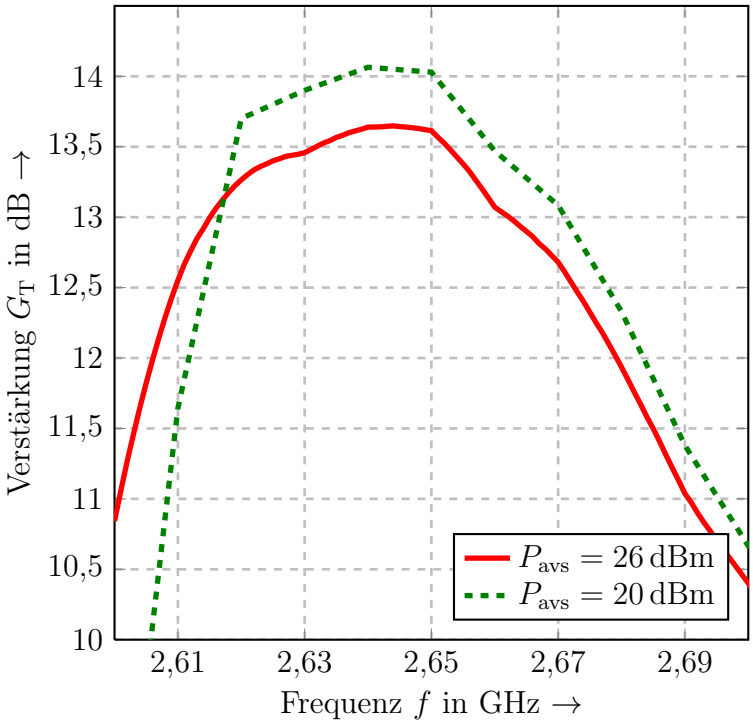
des Gehäuses ergeben sich die Impedanzen in Abbildung 4.17 (b), die am Anschluss des Transistors erforderlich sind.

Zur Transformation des Lastwiderstands von 50 Ω auf die gewünschten Werte wird ein Anpassnetzwerk verwendet, das in Abbildung 4.18 schematisch dargestellt ist. Die Transformation bei der Grundfrequenz erfolgt über eine $\lambda/4$-Leitung, der Kurzschluss und Leerlauf werden durch kurzgeschlossene Stichleitungen erzeugt. Die Realisierung der Impedanzen durch das Anpassnetzwerk wird sowohl durch Simulation als auch durch Messung verifiziert. Wie in Abbildung 4.17 zu sehen, ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung mit den angestrebten Impedanzen. Lediglich die Leerläufe bei der dritten Harmonischen weisen aufgrund der unvermeidlichen Verluste einen endlichen Widerstand auf, der jedoch hinreichend groß ist, um näherungsweise als Leerlauf betrachtet werden zu können. Die simulierten Strom- und Spannungsverläufe an der inneren Stromquelle des Transistors sind in Abbildung 4.19 dargestellt. Während der Drainstrom eine leichte Verzerrung aufweist und von der idealen Form eines Halbsinus abweicht, entspricht u_{DS} beinahe perfekt dem theoretischen Verlauf.

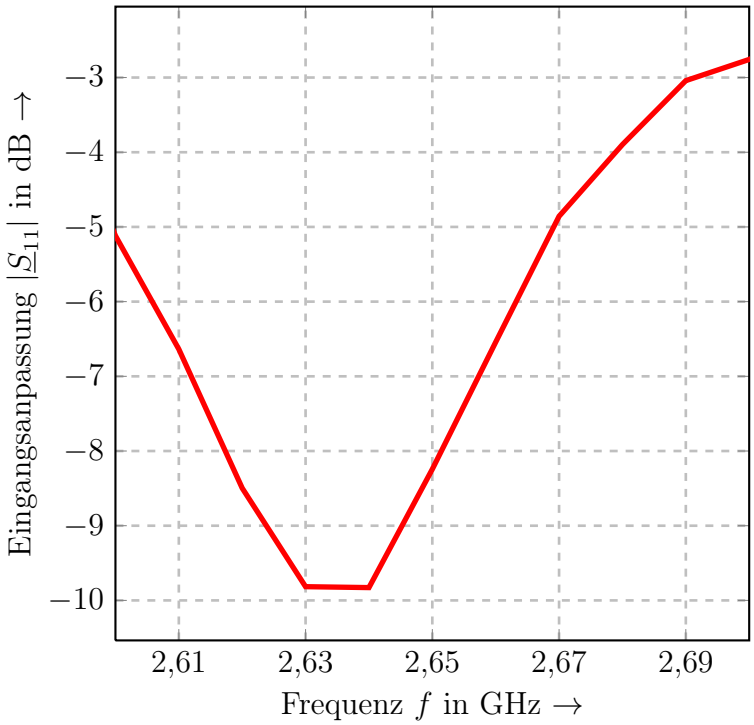
Wie in Abbildung 4.20 (a) zu sehen, weist der entworfene Verstärker innerhalb der im LTE-Standard definierten Bandbreite von 2,61 GHz bis 2,69 GHz eine Verstärkung von über 10 dB auf. Die 0,5 dB-Bandbreite liegt bei 50 MHz und ist damit wie erwartet deutlich geringer als bei dem Klasse-AB-Verstärker aus Abschnitt 4.1.3. Sie wird maximal bei der Mittenfrequenz 2,65 GHz und erreicht einen Wert von 13,7 dB in Kompression und 14,1 dB im Kleinsignalbereich. Die Eingangsanpassung $|S_{11}|$ beträgt bei dieser Frequenz −8,2 dB und wird bei 2,64 GHz mit −9,8 dB minimal. Dies ist in Abbildung 4.20 (b) dargestellt.

Die Verstärkung über der Ausgangsleistung bei $f_0 = 2{,}65\,\mathrm{GHz}$ ist in Abbildung 4.21 (a) aufgetragen. Sie weist vom Kleinsignalbereich her kommend eine Überhöhung von 14,1 dB auf, bevor sie aufgrund der Kompression zurückgeht. Der 1-dB-Kompressionspunkt liegt bei 42 dBm. Abbildung 4.21 (b) zeigt die Effizienz des Klasse-F-Verstärkers über der Ausgangsleistung. Die Draineffizienz erreicht einen maximalen Wert von 64,8 % bei einer Ausgangsleistung von 42 dBm. Dabei wird eine PAE von 61,2 % erzielt. Die Effizienzen sinken zu kleineren Ausgangsleistungen hin ab, wobei sich die für einen Klasse-B-Arbeitspunkt typische Halbierung der Effizienz bei einer Reduzierung von P_{out} um 6 dB ergibt.

Zur Quantifizierung der Linearität wird zunächst das Ausgangsspektrum des Verstärkers im 1-dB-Kompressionspunkt bei Eintonanregung betrachtet. Die zweite Harmonische weist einen Abstand von 45 dBc vom Träger auf, bei der dritten Harmonischen beträgt der Abstand 33 dBc. Des Weiteren erfolgt eine Untersuchung des Verstärkers mit Zweitonanregung. Die Amplituden der beiden Träger sowie der Intermodulationsprodukte dritter

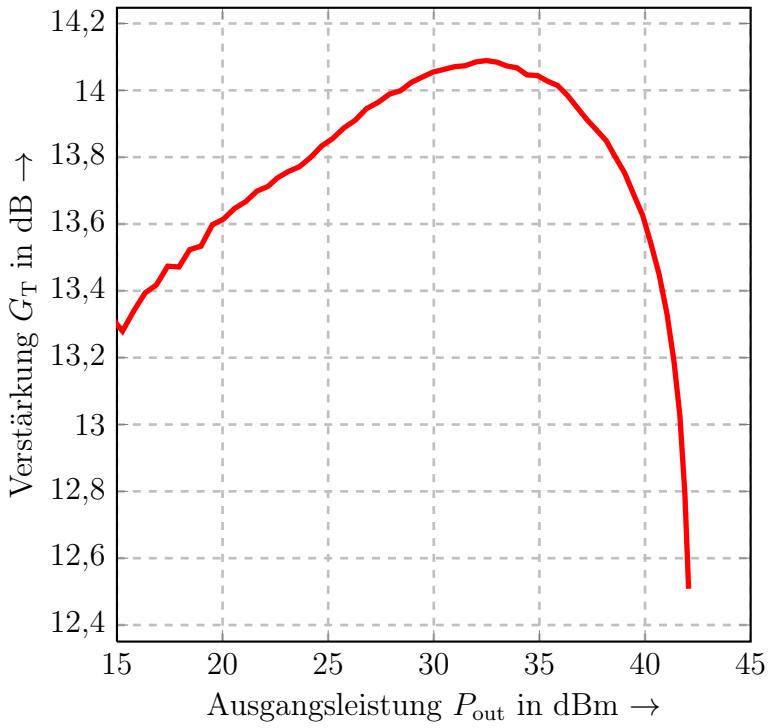


(a)

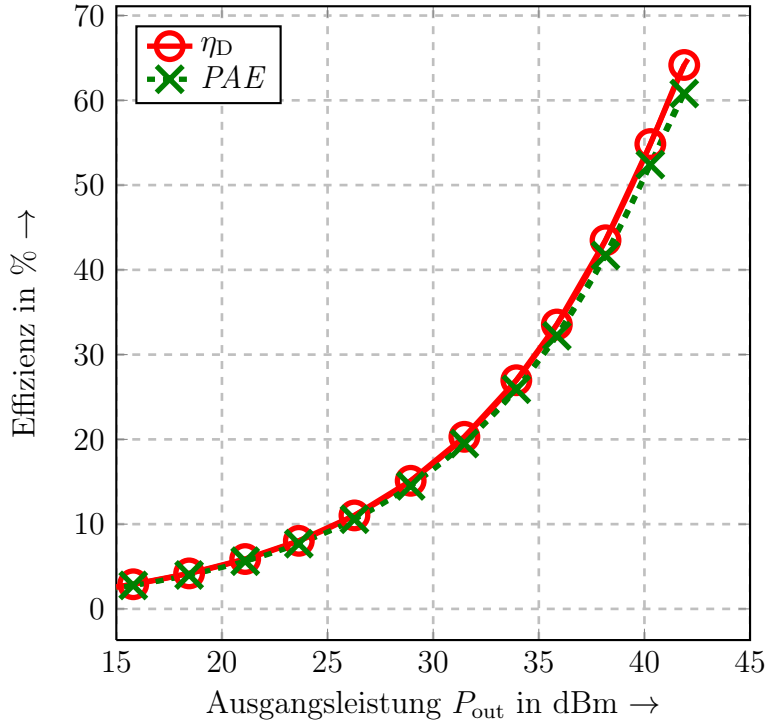


(b)

Abbildung 4.20: Messergebnisse des Klasse-F-Verstärkers: (a) Verstärkung für diverse Eingangsleistungen und (b) Eingangsanpassung bei $P_{avs} = 26\,dBm$.



(a)



(b)

Abbildung 4.21: Messergebnisse des Klasse-F-Verstärkers bei $f = 2{,}65\,\text{GHz}$: (a) Verstärkung und (b) Effizienz.

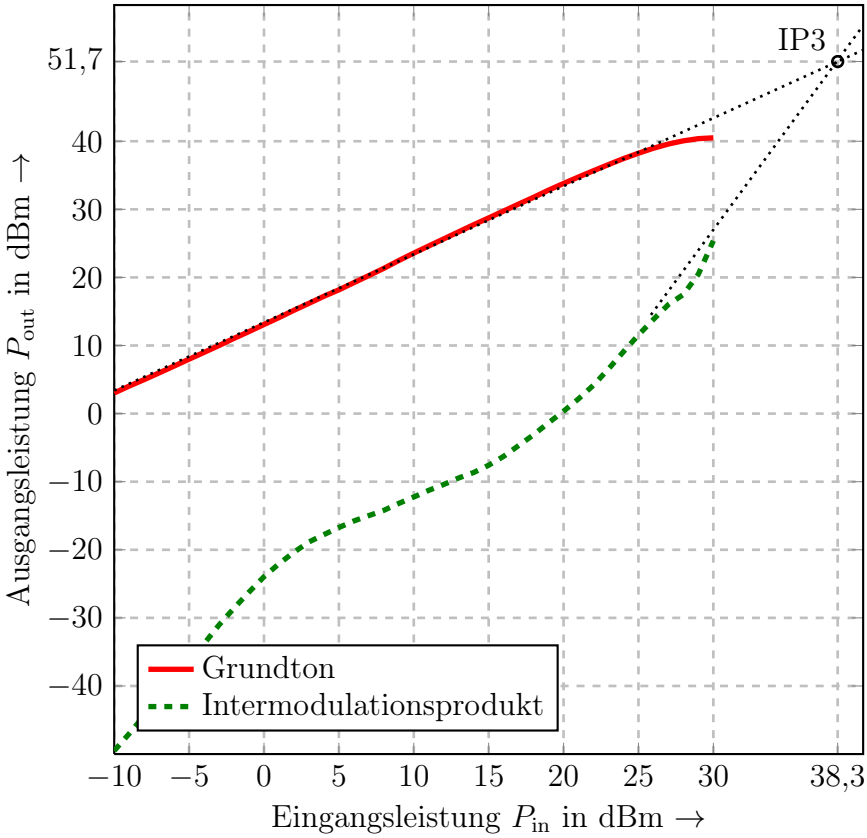


Abbildung 4.22: Gemessene Intermodulationsprodukte dritter Ordnung und IP3 des Klasse-F-Verstärkers bei einem Trägerabstand von 1 kHz.

Ordnung sind in Abbildung 4.22 aufgetragen. Der OIP3 beträgt 51,7 dBm und liegt damit wie in Abschnitt 2.5.4 hergeleitet ungefähr 10 dB über dem 1-dB-Kompressionspunkt des Verstärkers.

Schließlich wird der Klasse-F-Verstärker mit LTE-Signalen charakterisiert. Für ein Signal mit der maximalen Bandbreite von 20 MHz liegt die EVM je nach Träger zwischen 2,7 % und 3,8 %, womit die Anforderungen des Standards eingehalten werden. Auch das ACLR des zweiten Nachbarkanals erfüllt mit −47 dBc beziehungsweise −52 dBc die Vorgaben. Jedoch deutet die Asymmetrie bereits an, dass Nichtlinearitäten aufgrund von Speichereffekten auftreten. Dies ist auch die Ursache, dass das ACLR des ersten Nachbarkanals mit −36 dBc und −38 dBc über dem geforderten Wert liegt. Es sind weitere Linearisierungsmaßnahmen erforderlich, die jedoch nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit sind. Eine Zusammenfassung der wichtigsten Kenngrößen des entworfenen Verstärkers findet sich in Tabelle 4.3. Sie enthält zum Vergleich auch Klasse-F-Verstärker, die in der Literatur veröffentlicht wurden.

Tabelle 4.3: Klasse-F-Verstärker mit Ausgangsleistungen über 2 W aus der Literatur.

Referenz	[42]	[43]	[44]	[45]	Diese Arbeit [41]
Jahr	2011	2010	2011	2008	2012
Technologie	GaN	GaN	GaN	LDMOS	GaN
Frequenz	2,7 GHz	5,8 GHz	3,54 GHz	2,1 GHz	2,65 GHz
Verstärkung	16,6 dB	12,0 dB	14 dB	23 dB	14 dB
max. Ausgangsleistung	37,1 dBm	33,4 dBm	47,2 dBm	35,9 dBm	42,0 dBm
max. PAE	62 %	71 %	62 %	77 %	61 %

5 Das Grundprinzip der adaptiven Einstellung der Vorspannungen

Wie in Kapitel 4 gezeigt, ist es möglich, lineare HF-Leistungsverstärker mit Effizienzen von über 60 % zu betreiben, wenn sie voll ausgesteuert werden. Für reduzierte Ausgangsleistungen geht die Effizienz dagegen schnell zurück. Bei Mobilfunksystemen der zweiten Generation wie beispielsweise dem *Global System for Mobile Communication* (GSM) stellt dies keine Einschränkung dar, da hier nur die Phase des Trägers, nicht aber die Amplitude moduliert wird, wodurch der Verstärker immer voll ausgesteuert ist. Moderne Mobilfunkstandards der dritten und vierten Generation wie UMTS und LTE modulieren dagegen zusätzlich die Amplitude, um eine höhere Übertragungsrate zu erreichen. Dadurch liegt die Ausgangsleistung des Verstärkers im zeitlichen Mittel unterhalb des Maximums und die mittlere Effizienz geht zurück.
Eine wichtige Kenngröße für Signale veränderlicher Amplitude ist das Verhältnis der maximalen zur mittleren Signalleistung (*peak-to-average power ratio*, PAPR), das auch als Crest-Faktor bezeichnet wird. Es ist definiert als

$$PAPR = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{\max}}{\overline{P_{\text{out}}}} \right) . \tag{5.1}$$

Je größer das PAPR des Eingangssignals ist, umso geringer ist die mittlere Effizienz eines Leistungsverstärkers. Dies wird in Tabelle 5.1 verdeutlicht, welche die mittleren Effizienzen der im vorigen Kapitel präsentierten Beispielverstärker bei Ansteuerung mit LTE-Testsignalen erreichen. Zum Vergleich ist auch die maximale PAE bei Vollaussteuerung angegeben.
In [5] werden verschiedene Verfahren untersucht, mit denen auch bei reduzierter Ausgangsleistung Verstärker hoher Effizienz realisiert werden können. Ein besonders vielversprechender Ansatz ist die VSM. Sie wurde erstmals 1983 von Adel Saleh und Donald Cox in [9] vorgeschlagen und basiert auf einer dynamischen Anpassung der Gate- und Drainvorspannung des Transistors an den momentanen Ausgangspegel des Verstärkers. Im heutigen Sprachgebrauch, der auch im Folgenden verwendet wird, bezeichnet die VSM ausschließlich die Variation der Drainvorspannung. Für die Einstellung der Gatevorspannung wird

Tabelle 5.1: Mittlere Effizienzen der HF-Verstärker für verschiedene Eingangssignale.

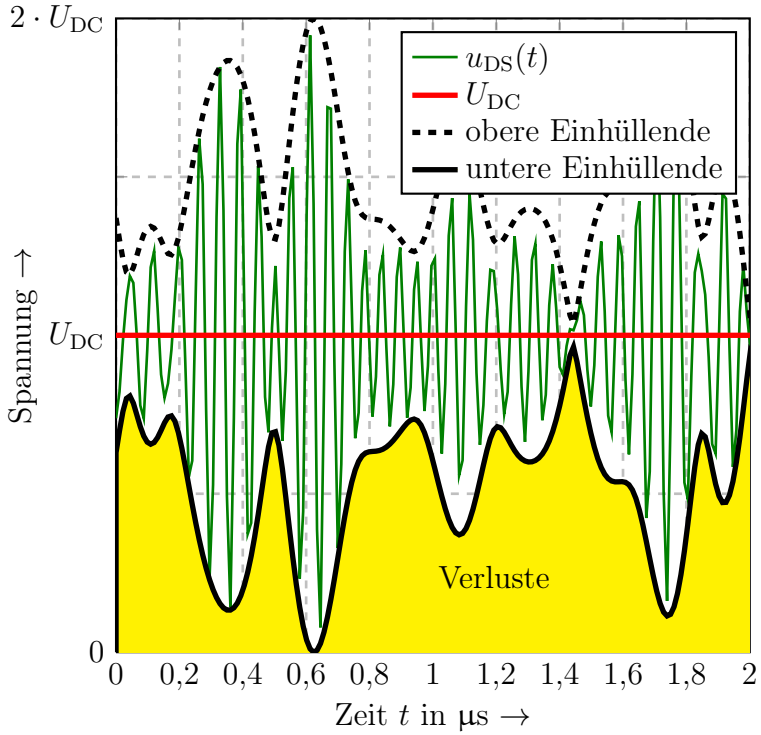
Testmodell	$PAPR$	PAE_{avg} Klasse AB	PAE_{avg} Klasse F
CW	0 dB	59,9 %	61,2 %
LTE-Testmodell 1.1 (20 MHz)	11,6 dB	22,4 %	19,6 %
LTE-Testmodell 1.2 (20 MHz)	11,6 dB	22,3 %	19,6 %
LTE-Testmodell 3.1 (20 MHz)	12,6 dB	17,8 %	17,7 %

der Begriff der adaptiven Arbeitspunkteinstellung (AAE) eingesetzt.
In diesem Kapitel werden die Grundprinzipien der beiden Konzepte vorgestellt. Abschnitt 5.1 geht auf die VSM ein, in Abschnitt 5.2 wird das Potential der AAE erläutert.

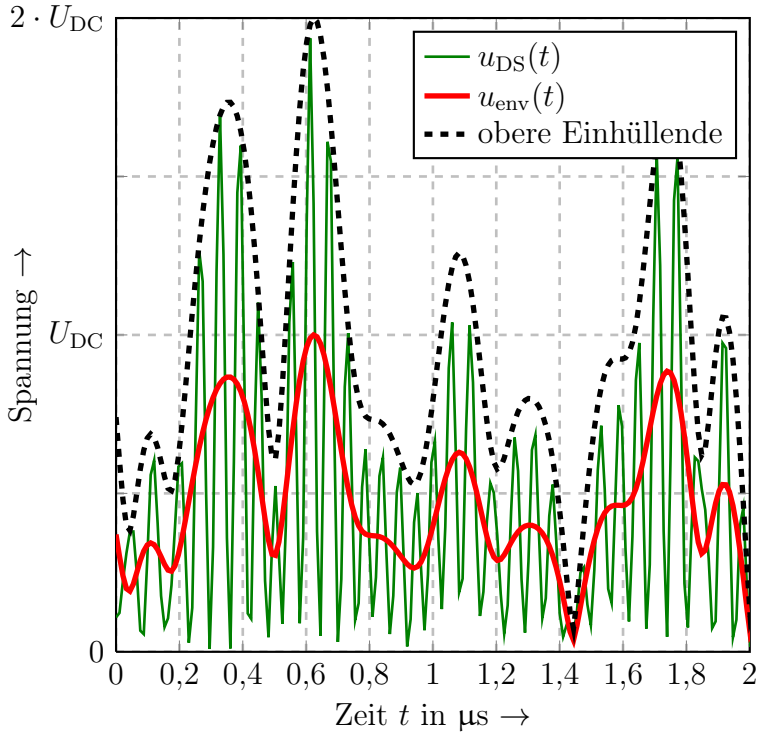
5.1 Versorgungsspannungsmodulation

5.1.1 Grundprinzip

In Abschnitt 4.1.1.2 wird analytisch hergeleitet, dass die Effizienz eines HF-Verstärkers bei reduzierter Ausgangsleistung stark zurückgeht. Abbildung 5.1 (a) illustriert den Grund dafür. Sie zeigt den zeitlichen Verlauf der Drain-Source-Spannung für ein amplitudenmoduliertes HF-Signal. Dabei schwankt u_{DS} mit veränderlicher Amplitude um die Drainvorspannung U_{DC}. Bei Vollaussteuerung wird der zur Verfügung stehende Spannungsbereich komplett ausgenutzt und P_{out} wird maximal. Reduziert sich die Ausgangsleistung des Verstärkers, so geht die aufgenommene Gleichleistung P_{DC} nicht in demselben Maße zurück und die Effizienz sinkt ab. Die anfallenden Verluste lassen sich grafisch durch die Fläche zwischen der t-Achse und der unteren Einhüllenden von u_{DS} veranschaulichen, die in Abbildung 5.1 (a) hervorgehoben ist.
Bei der VSM wird die konstante Drainvorspannung durch eine zeitlich veränderliche Versorgungsspannung u_{env} ersetzt, die in Abhängigkeit vom Momentanwert der Einhüllenden $A(t)$ des Ausgangssignals variiert wird. Für kleine Ausgangsleistungen wird u_{env} abgesenkt. Dadurch sinkt die maximale Ausgangsleistung des Verstärkers und er arbeitet stets in Kompression, was mit einer hohen Effizienz einhergeht. Abbildung 5.1 (b) zeigt den sich ergebenden zeitlichen Verlauf von u_{DS}.
In Abbildung 5.2 sind die gemessenen Effizienzen der im vorigen Kapitel entworfenen Verstärker für verschiedene Drainvorspannungen zu sehen. Auch hier wird das Potential der VSM deutlich. So erreicht beispielsweise der Klasse-AB-Verstärker in statischen Mes-

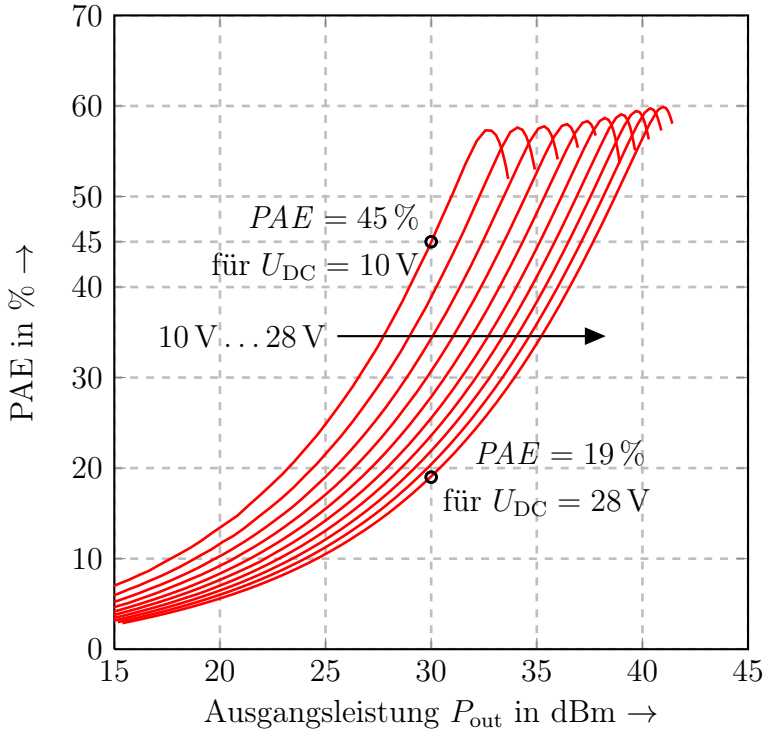


(a)

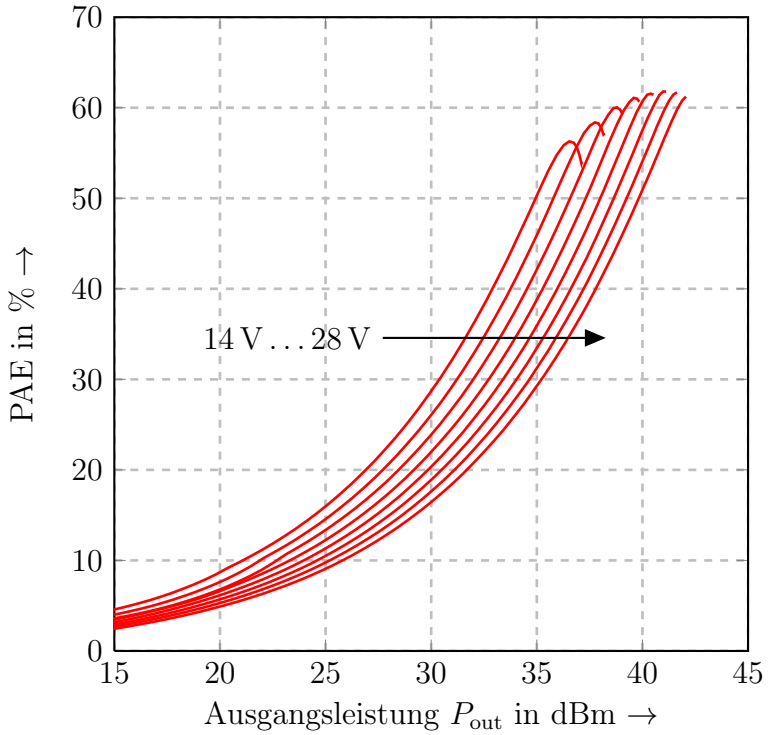


(b)

Abbildung 5.1: Verlauf der Drainspannung eines Transistors mit variierender Einhüllender (a) für konstante Versorgungsspannung und (b) mit VSM.



(a)



(b)

Abbildung 5.2: Gemessene PAE (a) des Klasse-AB-Verstärkers und (b) des Klasse-F-Verstärkers für verschiedene Drainvorspannungen.

sungen bei einer Ausgangsleistung von 30 dBm mit einer Drainvorspannung von 28 V eine PAE von unter 20 %. Senkt man U_{DC} auf 10 V ab, so steigt die PAE auf deutlich über 40 % an. Eine eingehende theoretische Betrachtung des Verhaltens linearer Verstärker bei variabler Versorgungsspannung erfolgt in Anhang D.

Die variable Drainvorspannung u_{env} wird mithilfe eines Spannungsmodulators erzeugt. Da der Modulator eine endliche Effizienz η_{M} aufweist, müssen auch dessen Verluste bei der Berechnung der Gesamteffizienz η_{tot} berücksichtigt werden:

$$\eta_{\mathrm{tot}} = \frac{P_{\mathrm{out}}}{P_{\mathrm{DC}}} = \frac{P_{\mathrm{out}}}{P_{\mathrm{env}}} \cdot \frac{P_{\mathrm{env}}}{P_{\mathrm{DC}}} = \eta_{\mathrm{D}} \cdot \eta_{\mathrm{M}} \tag{5.2}$$

Dabei bezeichnet P_{env} die Modulatorausgangsleistung beziehungsweise die aufgenommene Leistung des HF-Verstärkers. Somit ist eine möglichst hohe Modulatoreffizienz notwendig, um den erhöhten Schaltungsaufwand zu rechtfertigen.

Das Prinzip der VSM ist nicht auf lineare Verstärker beschränkt. Es ist auch möglich, die Drainvorspannung von Schaltverstärkern zu variieren und damit ein amplitudenmoduliertes Ausgangssignal zu erzeugen. Dieses Konzept wurde erstmals in [46] vorgeschlagen und ist unter dem Namen *Envelope Elimination and Restoration* (EER) bekannt.

Da sich jedoch dafür abweichende Anforderungen an die Modulatorschaltungen ergeben, beschränken sich die Betrachtungen im Folgenden auf die VSM mit linearen Verstärkern. Auf wichtige Aspekte der praktischen Umsetzung geht der folgende Abschnitt ein.

5.1.2 Praktische Implementierung

Abbildung 5.3 zeigt das Blockdiagramm einer praktischen Umsetzung der VSM. Der HF-Pfad unterscheidet sich nicht von einer gewöhnlichen Endstufe. Die Inphase- und Quadraturkomponente $i(t)$ und $q(t)$ des Sendesignals werden in einem Signalverarbeitungsblock auf den HF-Träger moduliert und steuern in Form der Eingangsspannung $u_{\mathrm{in}}(t)$ den Leistungsverstärker an. Das verstärkte Signal $u_{\mathrm{out}}(t)$ wird der Last zugeführt. Zentrales Element der VSM ist der Spannungsmodulator, der zu jedem Zeitpunkt die optimale Drainvorspannung $u_{\mathrm{env}}(t)$ des HF-Verstärkers zur Verfügung stellt. Dessen Eingangssignal $A'(t)$ wird ebenfalls von dem Signalverarbeitungsblock zur Verfügung gestellt. Für einen optimalen Betrieb muss dabei auf die Synchronisierung von $u_{\mathrm{in}}(t)$ und $A'(t)$ geachtet werden.

In der Theorie ist das Eingangssignal $A'(t)$ des Spannungsmodulators identisch mit der

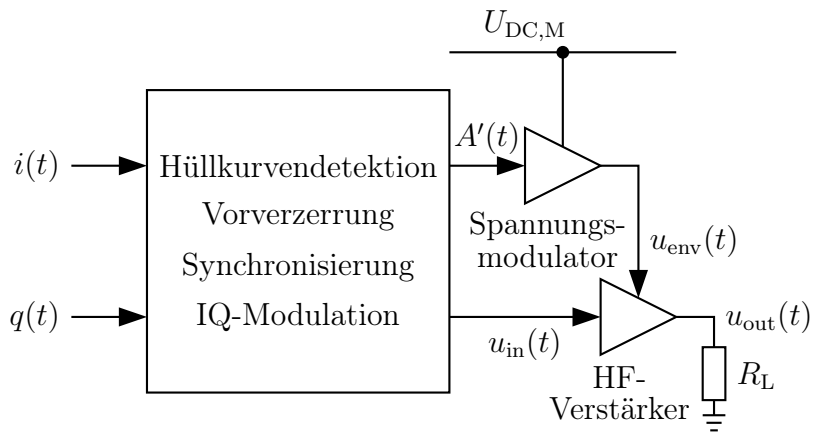


Abbildung 5.3: Blockschaltbild der VSM.

Einhüllenden $A(t)$ des HF-Signals. Sie berechnet sich zu

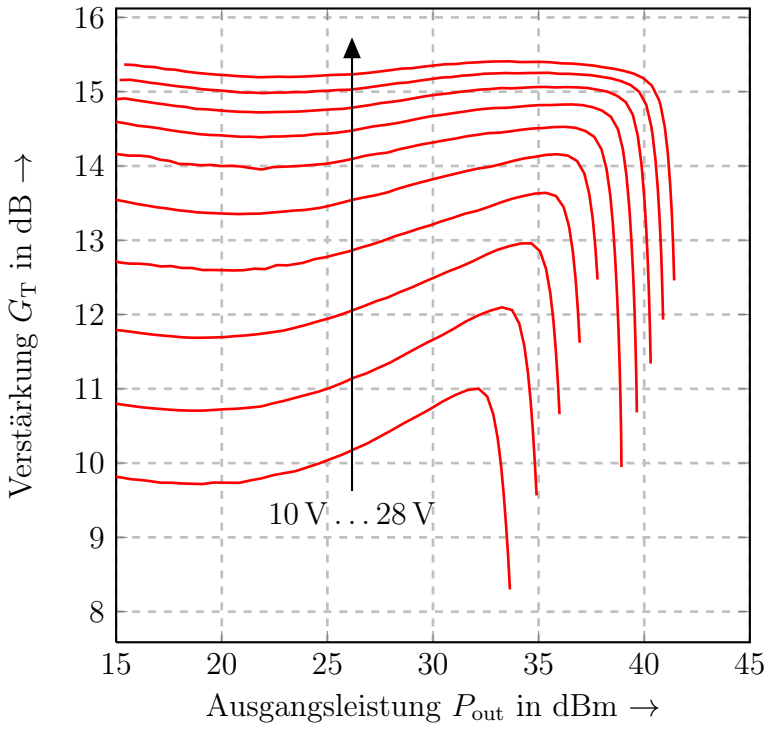
$$A(t) = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)}. \tag{5.3}$$

Dabei kann $A(t)$ zeitweise auch sehr kleine Werte annehmen. Für reale HF-Verstärker sinkt die Verstärkung für niedrige Versorgungsspannungen häufig stark ab, weshalb $A'(t)$ nicht beliebig reduziert werden kann. Dies verdeutlicht Abbildung 5.4, in der die Verstärkungen der im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Beispielverstärker für verschiedene U_{DC} aufgetragen sind. Die Drainvorspannung des Klasse-AB-Verstärkers kann bis auf 10 V reduziert werden, ohne dass die Verstärkung um mehr als 5 dB unter das Maximum absinkt, beim Klasse-F-Verstärker ist eine Variation zwischen 14 V und 28 V möglich.

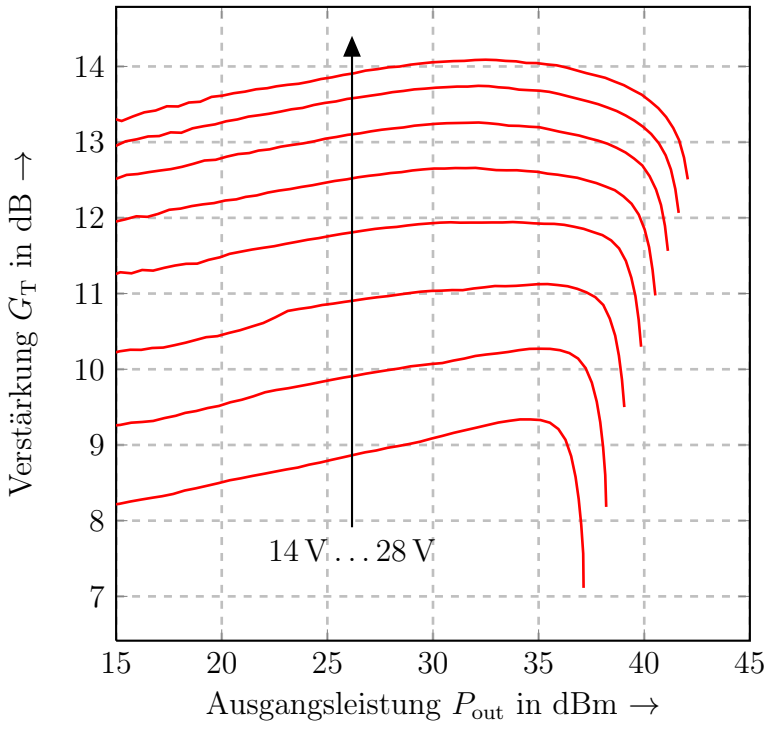
Prinzipiell kann die Spannungsabhängigkeit der Verstärkung verringert werden, indem geeignete Eingangs- und Ausgangsimpedanzen für den Transistor gewählt werden. Diese sind nicht auf die maximale Drainvorspannung optimiert, sondern stellen für alle Werte von U_{DC} einen Kompromiss dar, was beispielsweise in [40] erreicht wird. In der vorliegenden Arbeit ist eine derartige Optimierung nicht möglich, da wie in Abschnitt 3.3 erläutert das Transistormodell nur bei hohen Versorgungsspannungen gültig ist.

Aufgrund des Rückgangs der Verstärkung bei niedrigen Werten von U_{DC} wird die Versorgungsspannung nur bei hohen Ausgangsleistungen an die Einhüllende angepasst. Sinkt $A(t)$ unter einen Grenzwert, so bleibt die Ausgangsspannung des Modulators konstant. Mathematisch lässt sich der Verlauf durch eine nach unten hin begrenzte Einhüllende

$$A_{\mathrm{lim}}(t) = \begin{cases} A(t) & \text{für} \quad A(t) \geq a_{\mathrm{lim}} \cdot A_{\mathrm{max}} \\ a_{\mathrm{lim}} \cdot A_{\mathrm{max}} & \text{für} \quad A(t) < a_{\mathrm{lim}} \cdot A_{\mathrm{max}} \end{cases} \tag{5.4}$$



(a)



(b)

Abbildung 5.4: Gemessene Verstärkung (a) des Klasse-AB-Verstärkers und (b) des Klasse-F-Verstärkers für verschiedene Drainvorspannungen.

beschreiben. Dabei gibt der Begrenzungsfaktor a_{lim} an, bei welchem Bruchteil der maximalen Einhüllenden A_{max} die Begrenzung einsetzen soll. Wird $u_{\mathrm{env}}(t)$ gemäß $A_{\mathrm{lim}}(t)$ eingestellt, so ergibt sich die Drain-Source-Spannung nach Abbildung 5.5 (a). Man erkennt, dass die Fläche zwischen der Einhüllenden und der Zeitachse nicht komplett verschwindet und der HF-Verstärker damit nicht die maximal mögliche Effizienz erreicht. Jedoch ist die Fläche deutlich kleiner als ohne VSM in Abbildung 5.1 (a). Dementsprechend ist auch mit einer nach unten begrenzten variablen Drainvorspannung eine deutliche Effizienzsteigerung möglich.

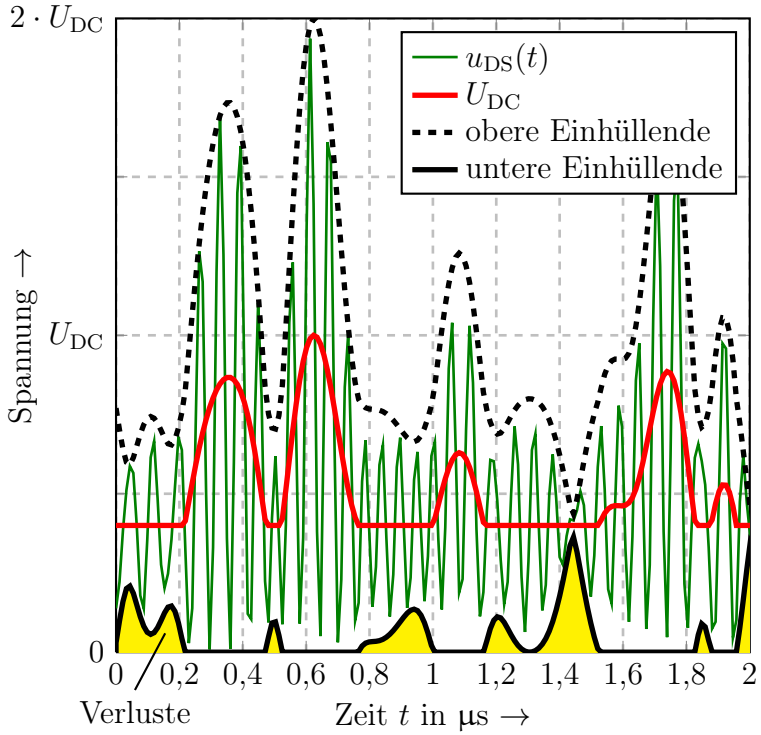
Entspricht $u_{\mathrm{env}}(t)$ exakt der Einhüllenden beziehungsweise der begrenzten Einhüllenden des HF-Signals, so sinkt die Linearität des HF-Verstärkers, da er stets in Kompression betrieben wird und Schwankungen in der Drainvorspannung direkt auf das HF-Signal aufmoduliert werden. Zur Verbesserung der Linearität wird die Modulatorausgangsspannung in der Praxis stets etwas größer als die Einhüllende gewählt, was eine etwas geringere Effizienz zur Folge hat. Hierbei gilt es, einen sinnvollen Kompromiss zwischen den beiden Zielgrößen Effizienz und Linearität zu finden.

Die vorangehenden Ausführungen beruhen auf der Annahme, dass $u_{\mathrm{env}}(t)$ wertekontinuierlich eingestellt wird, was in der Literatur auch als Klasse-H-Verstärker bezeichnet wird. Ein alternativer Ansatz ist der sogenannte Klasse-G-Verstärker, bei dem die Versorgung des HF-Verstärkers mit wertediskreten Drainvorspannungen erfolgt [47]. Der Verlauf der Drain-Source-Spannung hierfür ist in Abbildung 5.5 (b) aufgetragen. Im Vergleich zur wertekontinuierlichen VSM ist die Effizienz geringer, jedoch vereinfacht sich der Schaltungsaufwand des Spannungsmodulators aufgrund des einfachen Ausgangssignals. Dies wird in Abschnitt 6.1 näher erläutert, der ausführlich verschiedene Konzepte für Spannungsmodulatoren untersucht.

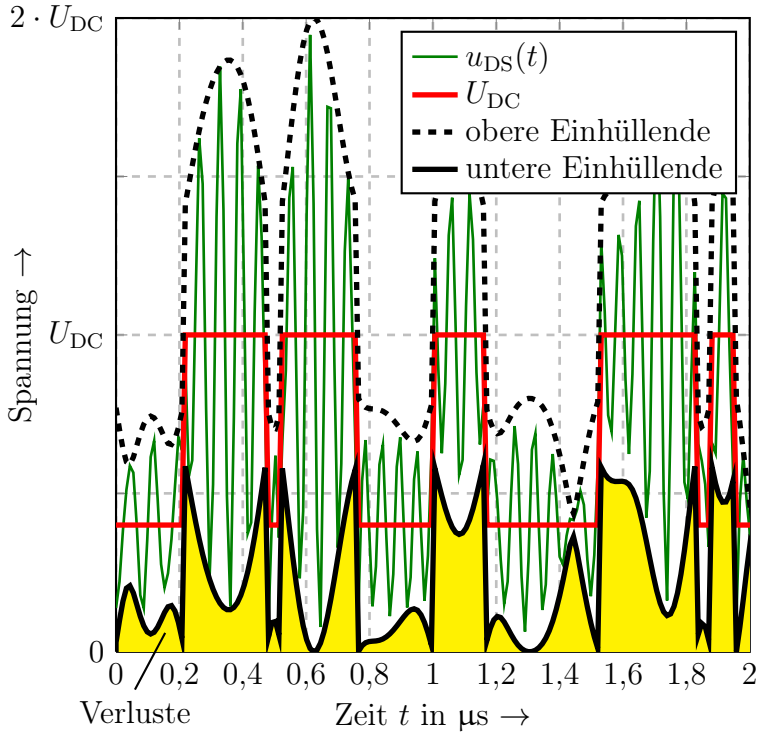
5.2 Adaptive Arbeitspunkteinstellung

In Anhang D wird gezeigt, dass durch die VSM die Effizienz eines Klasse-B-Verstärkers theoretisch für alle Ausgangsleistungen auf 78,5 % gesteigert werden kann, was gerade der maximalen Effizienz dieser Klasse bei Vollaussteuerung entspricht. Bei Verstärkern der Klassen A und AB sinkt die Effizienz dagegen auch mit variabler Drainvorspannung ab, die Anpassung von u_{env} bewirkt lediglich, dass η_{D} für kleine Ausgangsleistungen schwächer abfällt.

Den Grund hierfür verdeutlicht Abbildung 5.6, die den Drainstrom eines idealen Klasse-AB-Verstärkers bei Vollaussteuerung und für reduzierte Ausgangsleistung zeigt. Bei ver-



(a)



(b)

Abbildung 5.5: Verlauf der Drainspannung eines Transistors mit VSM (a) für eine nach unten begrenzte Modulatorspannung und (b) zwei diskrete Modulatorspannungen.

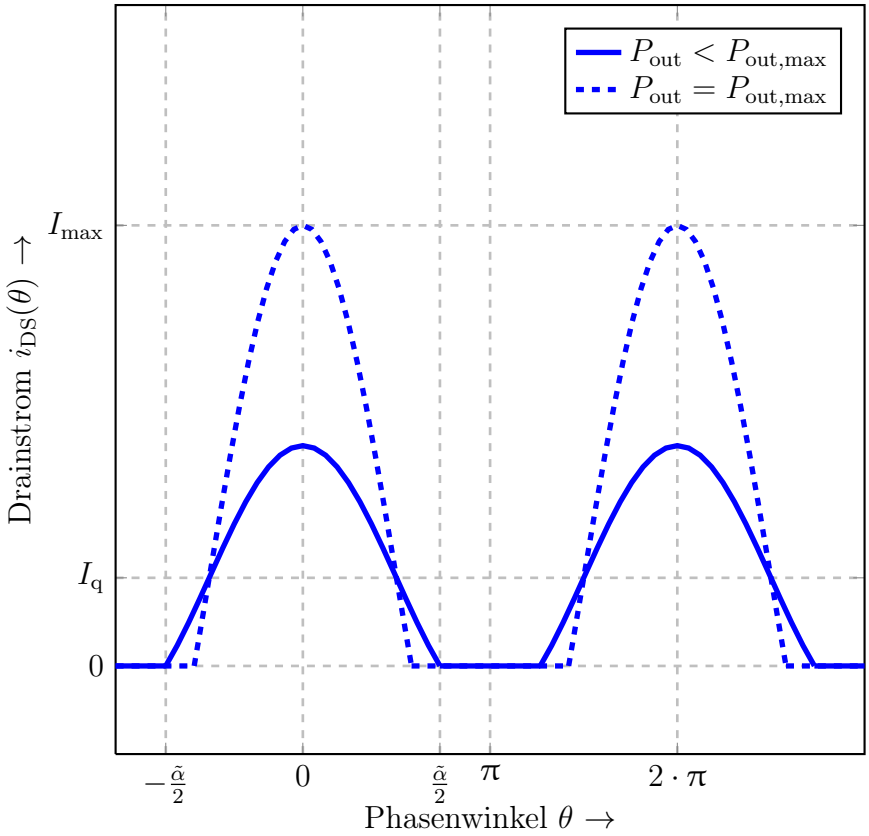


Abbildung 5.6: Drainstrom eines idealen Klasse-AB-Verstärkers bei Vollaussteuerung und reduzierter Ausgangsleistung.

ringerter Aussteuerung wird der tatsächliche Leitwinkel $\tilde{\alpha}$ größer als der Leitwinkel α bei Vollaussteuerung. Dabei hängt $\tilde{\alpha}$ ausschließlich vom Pegel des Eingangssignals und dem durch die Gatevorspannung festgelegten Drain-Ruhestrom I_{q} ab. Wird die Drainvorspannung gemäß Abschnitt 5.1 reduziert, so verhält sich der Verstärker wie in Vollaussteuerung, jedoch bei einem größeren Leitwinkel als ursprünglich eingestellt. Wie in Abschnitt 4.1.1.1 ausgeführt, geht dies mit einer geringeren Effizienz einher.

Aus diesem Grund schlagen Saleh und Cox in [9] neben der VSM auch die Anpassung der Gatevorspannung und damit des Drain-Ruhestromes an den momentanen Pegel des Ausgangssignals vor. Dies wird als AAE bezeichnet. Durch die gleichzeitige Variation der Gate- und Drainvorspannung ist es theoretisch möglich, die Effizienz für alle Verstärkerklassen über den kompletten Betriebsbereich konstant zu halten. Eine eingehende theoretische Analyse erfolgt in [48] und [49].

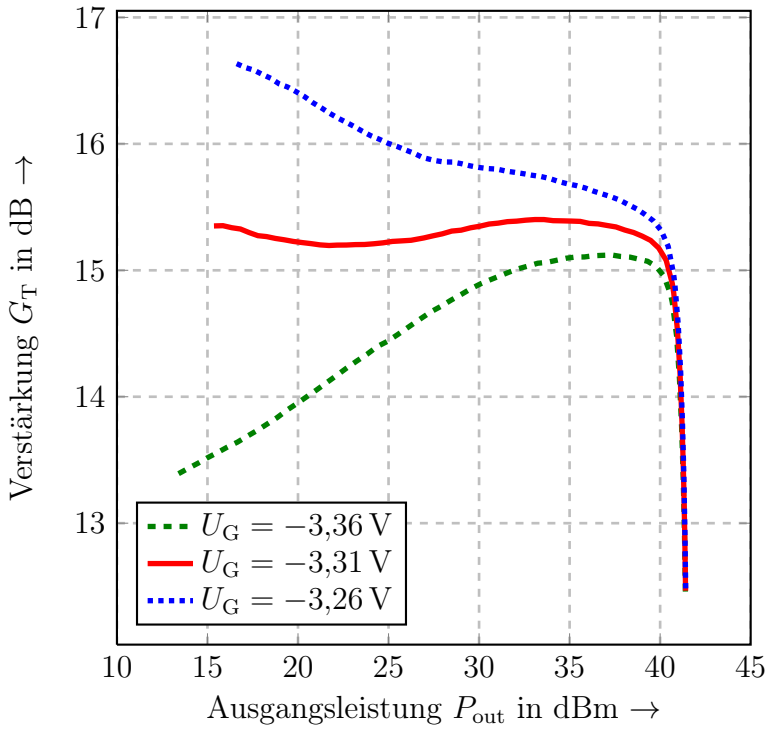
Die Auswirkung der AAE auf die Effizienz ist umso geringer, je kleiner I_{q} gewählt wird. Der Klasse-B-Verstärker ist am Gate auf die Schwellspannung U_{th} des Transistors vor-

gespannt und weist unabhängig von der Aussteuerung einen Leitwinkel von π auf. Aus diesem Grund ergibt sich in der Theorie auch dann eine konstante Effizienz über der Ausgangsleistung, wenn ausschließlich die Drainvorspannung variiert wird. Daher rechtfertigt die mögliche Effizienzsteigerung im Allgemeinen nicht den Aufwand einer AAE von Verstärkern im Klasse-B- und tiefen Klasse-AB-Betrieb. Dies gilt auch für die in Kapitel 4 vorgestellten Beispielschaltungen.

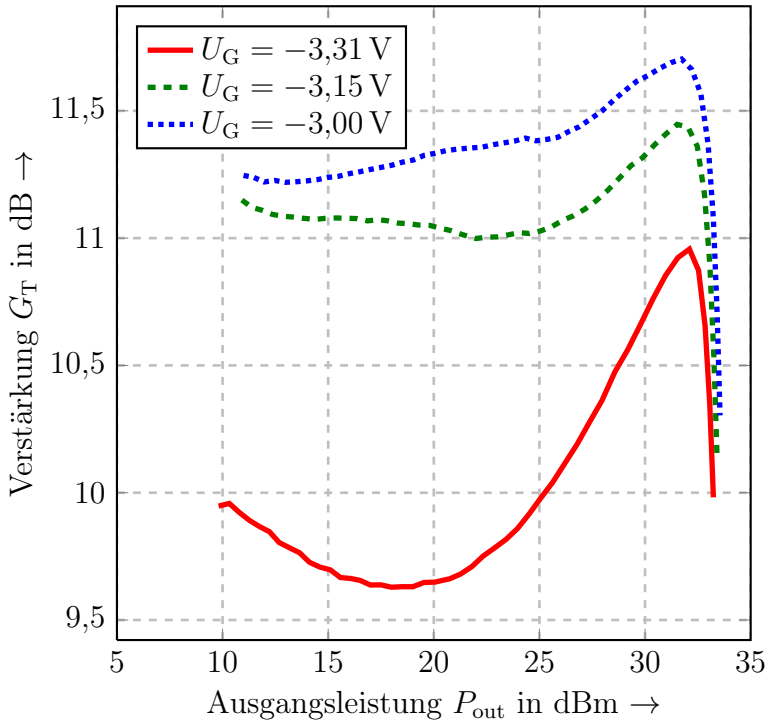
Jedoch hat die Gatevorspannung auch großen Einfluss auf die Verstärkung. Dies wird in Abbildung 5.7 (a) deutlich, welche die Verstärkung des in Abschnitt 4.1.3 präsentierten Klasse-AB-Verstärkers für verschiedene Gatevorspannungen zeigt. Die Drainvorspannung beträgt dabei 28 V. Man erkennt, dass G_{T} bei einer Gatevorspannung von $-3{,}31$ V die geringsten Schwankungen über der Ausgangsleistung aufweist, was eine hohe Linearität bedeutet. Jedoch lässt sich durch eine Variation der Gatevorspannung die Verstärkung variieren, was eine weitere Linearisierung des Verstärkers erlaubt. Dies wurde erstmals 1979 in [50] vorgeschlagen.

Wie in Abbildung 5.4 gezeigt, hat auch die Drainvorspannung großen Einfluss auf die Verstärkung. Durch eine geeignete Wahl von U_{G} kann auch bei geringeren Werten von U_{DC} ein maximal flacher Verlauf von G_{T} erreicht werden, jedoch ist der optimale Spannungswert abhängig von der Drainvorspannung. Dies bestätigt Abbildung 5.7 (b), in der zum Vergleich die Verstärkung über der Ausgangsleistung für eine Drainvorspannung von 10 V aufgetragen ist. In diesem Fall variiert die Verstärkung bei einer Gatevorspannung von $-3{,}31$ V um mehr als 1 dB und G_{T} weist für $U_{\mathrm{G}} = -3{,}15$ V die geringste Abhängigkeit von der Ausgangsleistung auf.

Daher wird im Rahmen dieser Arbeit auch untersucht, inwiefern sich die Linearität eines Systems mit Versorgungsspannungsmodulation durch eine gleichzeitige Variation der Gatevorspannung steigern lässt. Auf den hierzu entworfenen Gatemodulator, die erzielten Messergebnisse und die daraus gewonnenen Erkenntnisse geht Abschnitt 6.2 ein.



(a)



(b)

Abbildung 5.7: Gemessene Verstärkung des Klasse-AB-Verstärkers für verschiedene Gatevorspannungen (a) bei $U_{DC} = 28\,V$ und (b) bei $U_{DC} = 10\,V$.

6 Praktische Realisierung der Spannungsmodulatoren

6.1 Versorgungsspannungsmodulatoren

Wie in Abschnitt 5.1.1 erläutert, erfordert die VSM eine Modulatorschaltung, die jederzeit die optimale Drainvorspannung und den erforderlichen Drainstrom zur Verfügung stellt. Dies muss schnell genug geschehen, um den Änderungen von P_{out} folgen zu können. Für eine hohe Gesamteffizienz des Systems ist zudem nach Gleichung (5.2) eine möglichst hohe Effizienz η_{M} des Spannungsmodulators wünschenswert. Die Herausforderung beim Entwurf eines Spannungsmodulators besteht darin, die Ziele einer hohen Ausgangsleistung, die sich aus dem Produkt der Ausgangsspannung und des Ausgangsstroms ergibt, einer hohen Bandbreite und einer hohen Effizienz zu vereinen. Hierzu können verschiedene Schaltungskonzepte zum Einsatz kommen, die in diesem Abschnitt vorgestellt und untersucht werden.
Zunächst stellt Abschnitt 6.1.1 die im Rahmen der vorliegenden Arbeit gestellten Spezifikationen für die Modulatoren dar, die sich aus den Eigenschaften der HF-Verstärker und den Anforderungen des LTE-Standards ableiten lassen. Die folgenden Abschnitte erläutern die untersuchten Modulatorkonzepte und gehen auf deren praktische Implementierungen und die Messergebnisse ein. Die Modulatoren lassen sich in vier Gruppen einteilen:

- Linearmodulatoren (Abschnitt 6.1.2)
- Buck-Modulatoren, basierend auf überabtastenden Schaltern (Abschnitt 6.1.3 und Abschnitt 6.1.4)
- Klasse-G-Modulatoren, unter Verwendung von Schaltern ohne Überabtastung (Abschnitt 6.1.5 und Abschnitt 6.1.6)
- Hybridlösungen, die durch Parallelschaltung eines Schaltmodulators und eines Linearmodulators entstehen und im Folgenden als schaltunterstützte Linearmodulatoren (*switch-mode assisted linear modulators*, SMALMs) bezeichnet werden (Abschnitt 6.1.7)

Abschnitt 6.1.8 fasst die wesentlichen Erkenntnisse zusammen und vergleicht die verschiedenen Schaltungskonzepte.

6.1.1 Anforderungen

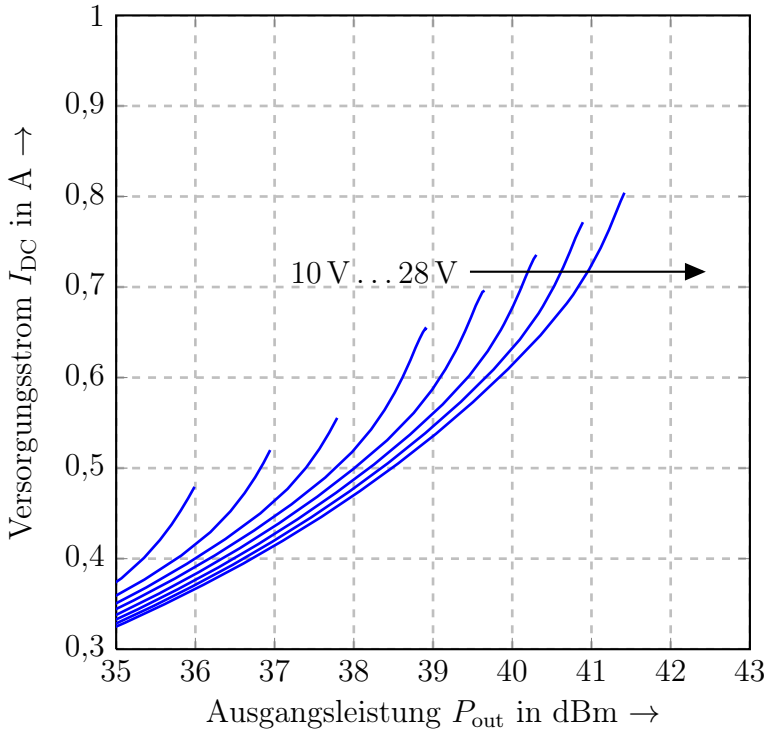
Zunächst werden die Anforderungen betrachtet, die sich aus den Eigenschaften des HF-Verstärkers ergeben. Im Einzelnen sind dies der Ausgangsspannungs- und Ausgangsstrombereich.

Die Ausgangsspannung u_{env} ist nach oben hin durch die im Datenblatt des HF-Transistors angegebene nominale Drainvorspannung bestimmt. Für die in Kapitel 4 vorgestellten Schaltungen beträgt diese 28 V. Nach unten hin wird u_{env}, wie in Abschnitt 5.1.2 ausgeführt, durch den Abfall der Verstärkung beschränkt. Da die Drainvorspannung des Klasse-AB-Verstärkers gemäß Abbildung 5.4 weiter als beim Klasse-F-Verstärker reduziert werden kann, bestimmt ersterer die untere Grenze der Modulatorausgangsspannung und legt diese auf 10 V fest.

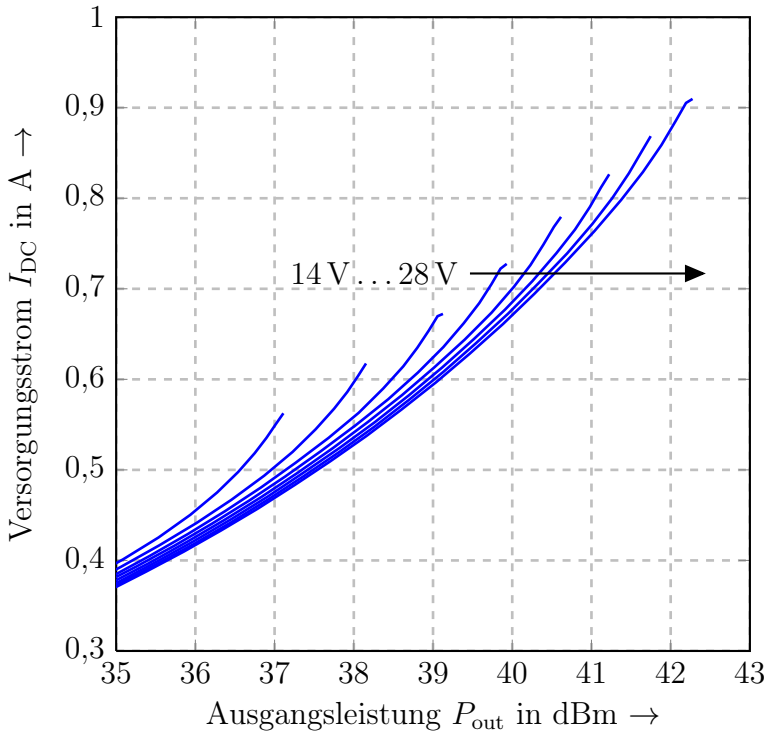
Die vom HF-Verstärker aufgenommenen Draingleichströme sind in Abbildung 6.1 für verschiedene Drainvorspannungen über der Ausgangsleistung aufgetragen. Sie steigen zu hohen Ausgangsleistungen hin an. Da P_{out} für die maximale Drainvorspannung $U_{\mathrm{DC}} = 28\,\mathrm{V}$ am größten wird, ergibt sich in diesem Fall auch für I_{DC} der Maximalwert. Er ist beim Klasse-F-Verstärker größer als beim Klasse-AB-Verstärker und nimmt einen Wert von knapp 910 mA an. Sieht man eine Reserve von 10 % vor, so müssen die Modulatoren einen Ausgangsstrom $i_{\mathrm{env}} = 1\,\mathrm{A}$ liefern können. Dies entspricht bei einer maximalen Modulatorausgangsspannung von $u_{\mathrm{env}} = 28\,\mathrm{V}$ einem Lastwiderstand von $R_{\mathrm{env}} = 28\,\Omega$, den die Modulatoren bei Vollaussteuerung treiben müssen.

Die Anforderungen an die Bandbreite der Modulatoren wird durch die Signale bestimmt, die von dem System verstärkt werden sollen. In dieser Arbeit ist die Zielanwendung eine LTE-Basisstation. Wie in Abschnitt 2.6 erläutert, können LTE-Signale Bandbreiten zwischen 1,4 MHz und 20 MHz aufweisen. Für die Modulatoren wird die maximale Bandbreite von 20 MHz angestrebt. Dies stellt insbesondere für die Buck-Modulatoren eine große Herausforderung dar, da diese auf dem Prinzip der Überabtastung basieren und daher bei Schaltfrequenzen von über 100 MHz betrieben werden müssten. Dies ist unter Berücksichtigung der Anforderungen an Ausgangsspannung und -strom nicht realisierbar. Aus diesem Grund wird für die Buck-Modulatoren im Folgenden lediglich eine Bandbreite von 1,4 MHz gefordert.

Die letzte wichtige Kenngröße stellt die Effizienz der Modulatoren dar. Für eine maximale Gesamteffizienz des Systems muss diese möglichst hoch sein. In den folgenden Abschnitten



(a)



(b)

Abbildung 6.1: Gemessene drainseitige Versorgungsströme (a) des Klasse-AB- und (b) des Klasse-F-Verstärkers für verschiedene Drainvorspannungen.

Tabelle 6.1: Anforderungen an die Drainspannungsmodulatoren.

Größe	Anforderung
Modulatorausgangsspannung u_{env}	10 V . . . 28 V
Modulatorausgangsstrom i_{env}	1 A
Bandbreite	20 MHz
	(Buck-Modulatoren: 1,4 MHz)
Effizienz η_{M}	maximal

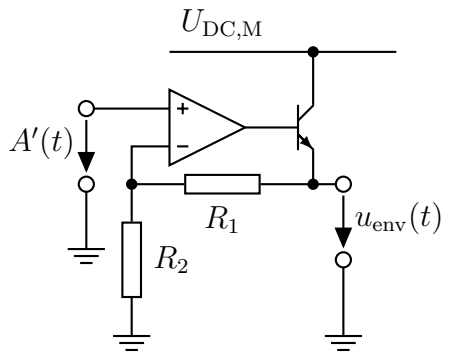


Abbildung 6.2: Aufbau eines Linearmodulators.

werden mehrere Modulatorkonzepte unter anderem hinsichtlich ihrer Effizienz verglichen, die abhängig von der gewählten Realisierung schwankt. Daher wird keine harte Forderung an η_{M} gestellt, es wird jedoch bei allen Entwürfen auf eine Maximierung der Effizienz unter Einhaltung der übrigen Anforderungen geachtet.

Für die praktische Realisierung ist außerdem zu beachten, dass das Eingangssignal $A'(t)$ aufgrund der Eigenschaften des verwendeten Signalgenerators einen maximalen Wertebereich zwischen 0 V und 1 V aufweist.

Tabelle 6.1 fasst die Anforderungen an die Spannungsmodulatoren nochmals zusammen. Dabei sollen alle Modulatoren in diskreter Schaltungstechnik unter Verwendung von Bauelementen für die Leistungselektronik verwendet werden. Auf den Einsatz von HF-Leistungstransistoren wird verzichtet.

6.1.2 Linearmodulator

6.1.2.1 Grundprinzip

Der Linearmodulator, dessen prinzipieller Aufbau in Abbildung 6.2 dargestellt ist, basiert auf der nicht-invertierenden Operationsverstärkerschaltung [51]. Unter der Annahme idea-

ler Bauelemente liegt am Ausgang des Operationsverstärkers aufgrund der Rückkopplung auf den invertierenden Eingang stets die Spannung an, durch welche die Eingangsspannungsdifferenz verschwindet. Damit ergibt sich die Ausgangsspannung nach [51] zu

$$u_{\mathrm{env}}(t) = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot A'(t). \tag{6.1}$$

Reale Operationsverstärker, deren Bandbreiten im MHz-Bereich liegen, erreichen üblicherweise nicht den erforderlichen Ausgangsstrom von bis zu 1 A. Aus diesem Grund wird dem Operationsverstärker ein diskreter Bipolartransistor in Kollektorschaltung mit der Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M}}$ als Ausgangstreiber nachgeschaltet.

Zur Herleitung der Verluste und der Effizienz des Linearmodulators wird angenommen, dass die Stromverstärkung des Transistors so groß sei, dass die Stromaufnahme des Operationsverstärkers vernachlässigt werden kann. Ebenso wird der Strom durch das Rückkopplungsnetzwerk nicht berücksichtigt. Dies ist realistisch, da in der Praxis die Widerstände R_1 und R_2 deutlich größer gewählt werden als der Lastwiderstand R_{env} des Modulators, der in erster Näherung als konstant angenommen werden kann. Unter diesen Annahmen treten die Verluste ausschließlich im Bipolartransistor auf.

Der Spannungsabfall über dem Transistor beträgt $U_{\mathrm{DC,M}} - u_{\mathrm{env}}$. Damit berechnet sich die Verlustleistung des Linearmodulators zu

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{V}} &= (U_{\mathrm{DC,M}} - u_{\mathrm{env}}) \cdot i_{\mathrm{env}} \\ &= (U_{\mathrm{DC,M}} - u_{\mathrm{env}}) \cdot \frac{u_{\mathrm{env}}}{R_{\mathrm{env}}} \\ &= -\frac{1}{R_{\mathrm{env}}} \cdot u_{\mathrm{env}}^2 + \frac{U_{\mathrm{DC,M}}}{R_{\mathrm{env}}} \cdot u_{\mathrm{env}}. \end{aligned} \tag{6.2}$$

Die Verlustleistung verläuft quadratisch über der Modulatorausgangsspannung und entspricht einer nach unten geöffneten Parabel. P_{V} wird maximal für $u_{\mathrm{env}} = U_{\mathrm{DC,M}}/2$ und nimmt in diesem Fall den Wert

$$P_{\mathrm{V}} = \frac{U_{\mathrm{DC,M}}^2}{4 \cdot R_{\mathrm{env}}} \tag{6.3}$$

an. Die Effizienz des Modulators folgt zu

$$\begin{aligned} \eta_{\mathrm{M}} &= \frac{P_{\mathrm{env}}}{P_{\mathrm{env}} + P_{\mathrm{V}}} = \frac{\frac{u_{\mathrm{env}}^2}{R_{\mathrm{env}}}}{\frac{u_{\mathrm{env}}^2}{R_{\mathrm{env}}} + (U_{\mathrm{DC,M}} - u_{\mathrm{env}}) \cdot \frac{u_{\mathrm{env}}}{R_{\mathrm{env}}}} \\ &= \frac{u_{\mathrm{env}}}{U_{\mathrm{DC,M}}}. \end{aligned} \tag{6.4}$$

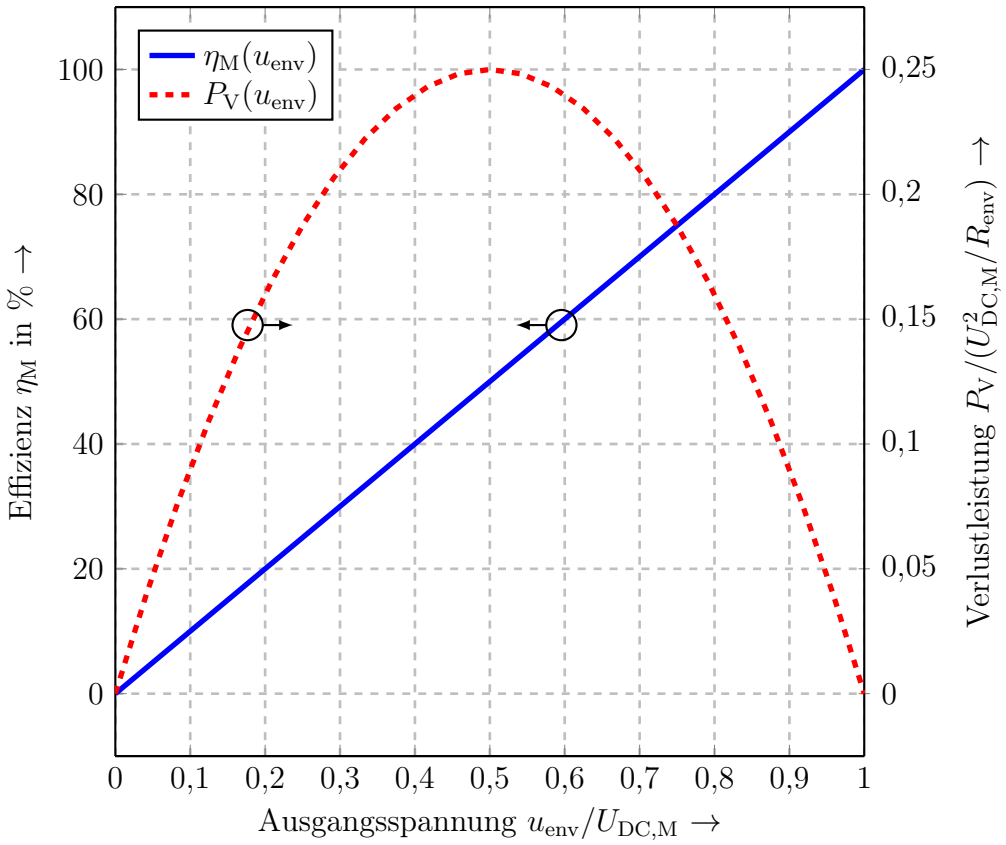


Abbildung 6.3: Effizienz und Verlustleistung eines idealen Linearmodulators über der Ausgangsspannung.

Abbildung 6.3 stellt den Verlauf der Effizienz und der Verluste über der Modulatorausgangsspannung dar. Beide sind in erster Näherung unabhängig von der Betriebsfrequenz, weshalb die Bandbreite des zu übertragenden Signals keinen Einfluss auf die Effizienz hat [52].

Die Gesamteffizienz eines Verstärkersystems lässt sich mithilfe eines Linearmodulators nicht erhöhen, da die VSM keinen Einfluss auf den Verlauf des Drainstroms hat. Damit wird der Versorgung über den Linearmodulator der gleiche Strom wie ohne VSM entnommen. Die Versorgungsspannung bleibt ebenfalls unverändert. Damit ist die aufgenommene Gleichleistung des Systems identisch zu einem Verstärker mit konstanter Versorgungsspannung. Bei unveränderter Ausgangsleistung ändert sich somit die Gesamteffizienz nicht, die Verluste verteilen sich lediglich auf den Modulator und den HF-Verstärker. Dies lässt sich auch mathematisch nachweisen, indem η_D bei konstanter Versorgungsspannung nach Gleichung (B.31) mit der Gesamteffizienz nach Gleichung (5.2) unter Verwendung der Gleichungen (6.4), (D.2) und (D.8) verglichen wird.

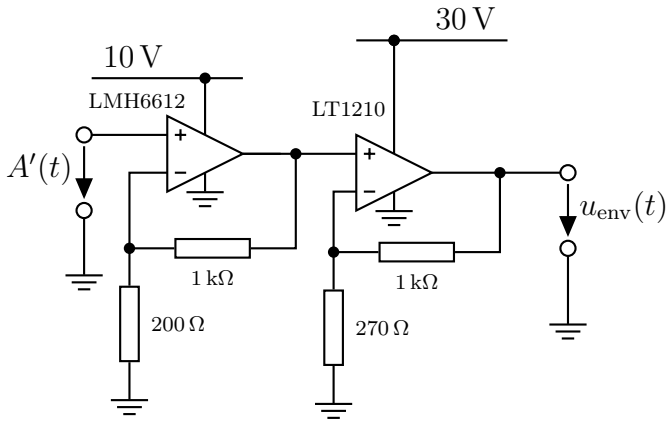


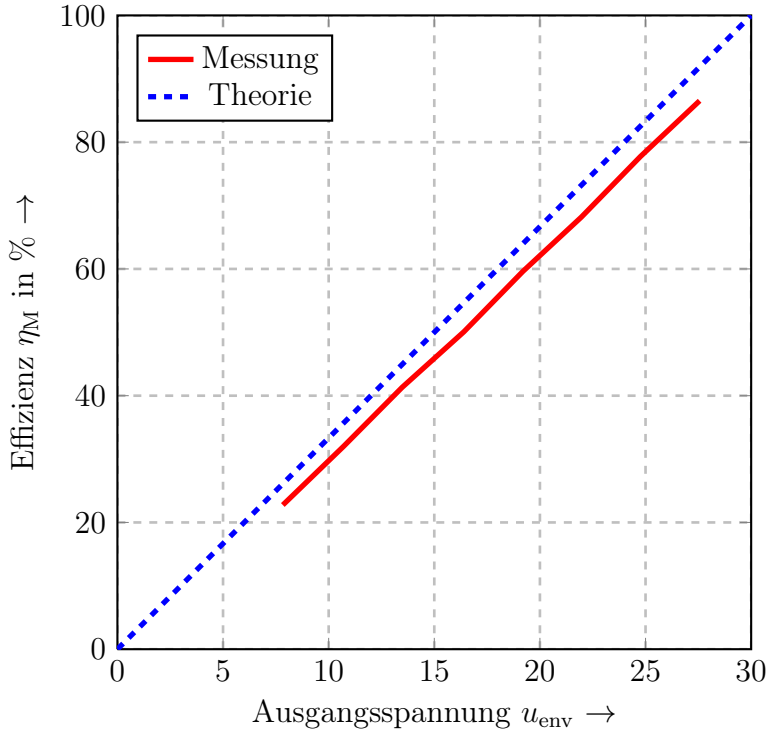
Abbildung 6.4: Schaltplan des realisierten Linearmodulators.

6.1.2.2 Beispiel

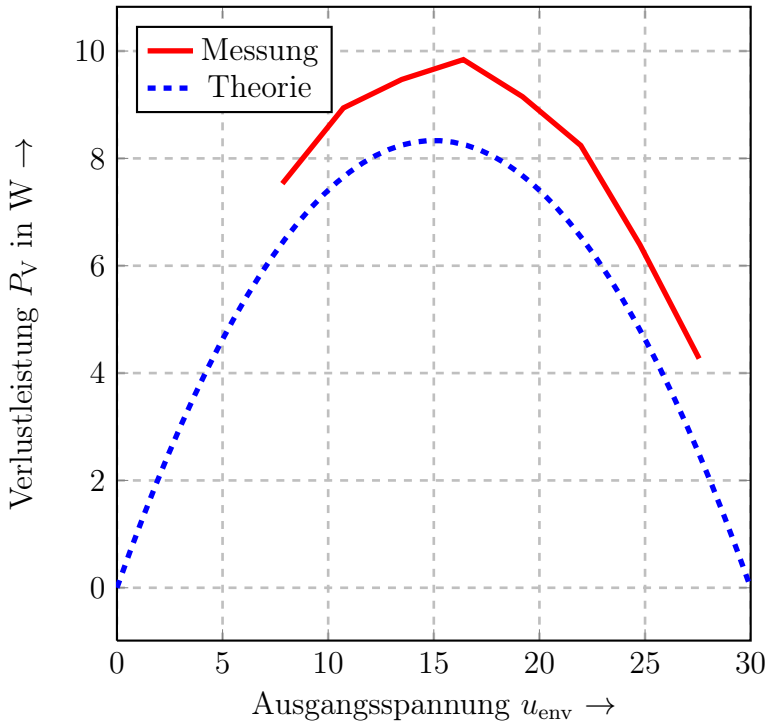
In Abbildung 6.4 ist der im Rahmen von [53] entworfene Schaltplan eines Linearmodulators dargestellt. Die Spannungsverstärkung erfolgt in zwei Stufen. In der ersten Stufe wird $A'(t)$ um den Faktor 6 erhöht, die Verstärkung der Endstufe beträgt 4,7. Damit ergibt sich eine Gesamtverstärkung des Linearmodulators von 28,2. Beim Operationsverstärker der zweiten Stufe handelt es sich um eine auf hohe Leistungen optimierte Komponente mit integriertem Ausgangstreiber, die den erforderlichen Strom liefern kann. Daher ist kein weiterer externer Bipolartransistor zur Stromverstärkung notwendig.

Abbildung 6.5 (a) zeigt die gemessene Effizienz des Linearmodulators für verschiedene Ausgangsspannungen, wenn dieser an einem konstanten Lastwiderstand von 27 Ω betrieben wird. Die Effizienz liegt ungefähr 4 % unter dem berechneten Wert nach Gleichung (6.4). Die Diskrepanz ergibt sich einerseits durch den bei den theoretischen Herleitungen nicht berücksichtigten Stromfluss durch das Rückkoppelnetzwerk und andererseits durch die zusätzlichen Verluste aufgrund der Nichtidealitäten der verwendeten Operationsverstärker. Dies wird auch in Abbildung 6.5 (b) deutlich, in der die Verlustleistung über der Modulatorausgangsspannung aufgetragen ist. Die gemessenen Werte sind zwischen 1 W und 2 W größer als berechnet.

Nach der Betrachtung des Modulators bei ohmscher Belastung werden die in Kapitel 4 vorgestellten Leistungsverstärker mit dem Ausgang der Schaltung verbunden. Zunächst erfolgt eine statische Vermessung des Gesamtsystems, bei welcher der Modulator eine Gleichspannung liefert und der HF-Verstärker rein sinusförmig angesteuert wird. Die resultierenden Effizienzkennlinien sind in Abbildung 6.6 sowohl für den Klasse-AB- als auch für den Klasse-F-Verstärker dargestellt. Zum Vergleich ist auch die PAE bei einer kon-

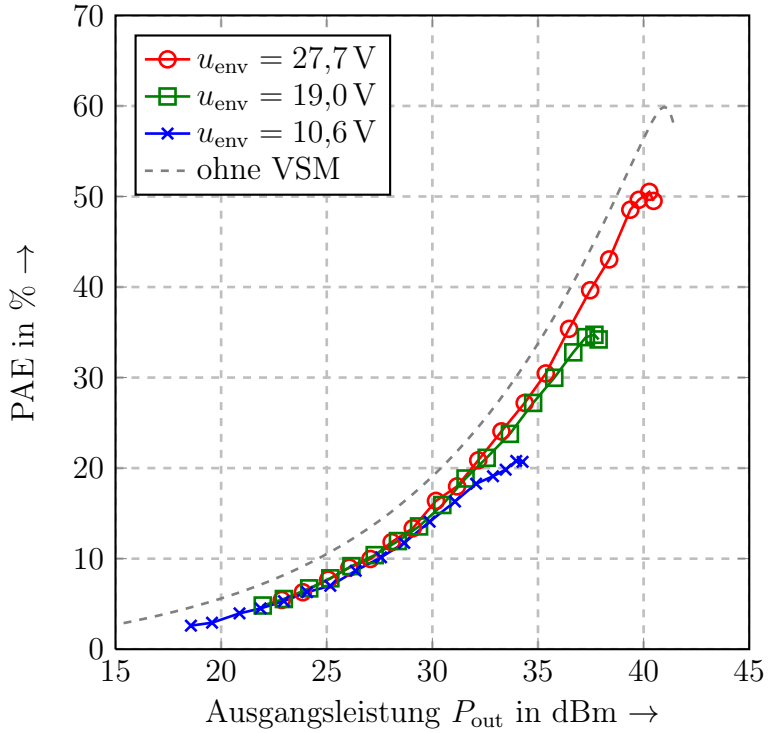


(a)

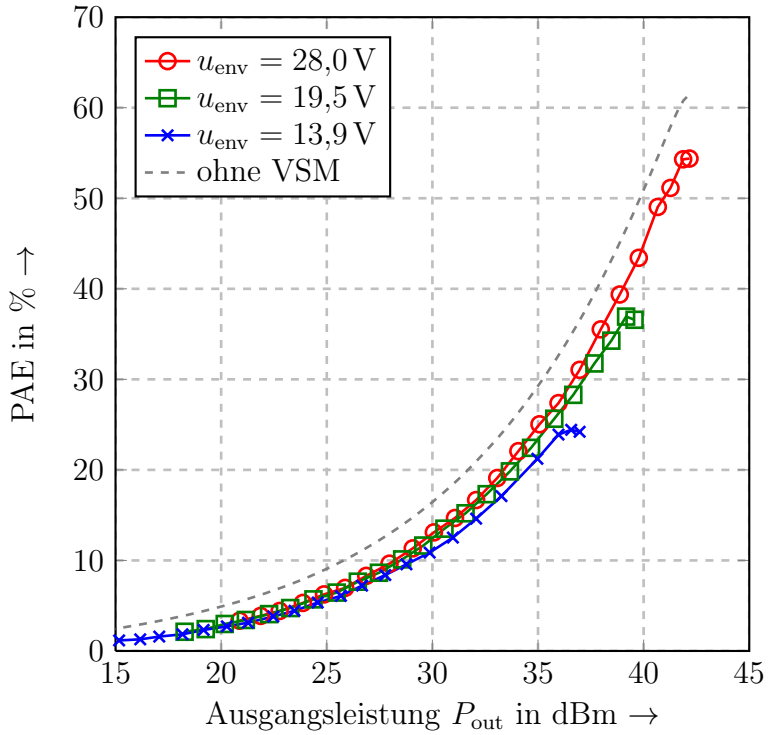


(b)

Abbildung 6.5: (a) Effizienz und (b) Verlustleistung des realisierten Linearmodulators über der Ausgangsspannung mit festem Lastwiderstand.



(a)



(b)

Abbildung 6.6: Gemessene statische Gesamteffizienz des VSM-Systems mit Linearmodulator und (a) Klasse-AB-Verstärker und (b) Klasse-F-Verstärker.

stanten Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC}} = 28\,\mathrm{V}$ in die Schaubilder eingetragen.

Wie bereits im vorigen Abschnitt hergeleitet, liegt die Effizienz der VSM-Systeme mit Linearmodulator unter der eines HF-Verstärkers mit konstanter Versorgungsspannung. Idealerweise sollten alle Kurven exakt aufeinander liegen. Da bei der Messung die Modulatoreffizienz nach Abbildung 6.5 (a) etwas geringer ausfällt als in der Theorie, ist im vorliegenden Fall auch die Gesamteffizienz niedriger als beim Betrieb mit konstanter Versorgungsspannung.

Bei den dynamischen Messungen wird das System mit einem LTE-Signal der Bandbreite 20 MHz angesteuert. Das Modulatoreingangssignal $A'(t)$ wird nach Abschnitt 5.1.2 größer gewählt als die Einhüllende $A(t)$, um die Linearität zu erhöhen. Dies erfolgt nach dem Zusammenhang

$$A'(t) = A(t) \cdot \left(1{,}05 - 0{,}05 \cdot \frac{A(t)}{A_{\max}}\right). \tag{6.5}$$

Dadurch wird bei kleinen Amplituden, die häufiger auftreten, ein größerer Abstand zwischen der Modulatorausgangsspannung und der Einhüllenden des HF-Signals eingehalten, was sich positiv auf die Linearität auswirkt. Zudem wird $A'(t)$ gemäß Abbildung 5.5 (a) nach unten hin begrenzt, so dass u_{env} stets größer als 10 V beim Betrieb mit dem Klasse-AB-Verstärker und größer als 14 V beim Betrieb mit dem Klasse-F-Verstärker bleibt.

Das System mit dem Klasse-AB-Verstärker erreicht bei einer mittleren Ausgangsleistung von 29,2 dBm eine PAE von 15,3 %. Das ACLR beträgt −21 dBc im ersten und −33 dBc im zweiten Nachbarkanal. Die EVM liegt bei 16,4 %.

Mit dem Klasse-F-Verstärker beträgt die PAE 12,2 %, wenn eine Ausgangsleistung von 29,9 dBm eingestellt wird. Es ergibt sich ein ACLR von −31 dBc im ersten und −39 dBc im zweiten Nachbarkanal bei einer EVM von 5,1 %.

Eine ausführliche Diskussion der Ergebnisse bei der dynamischen Messung erfolgt in Abschnitt 6.1.8, wo die untersuchten Modulatorkonzepte verglichen werden.

Mit einem Linearmodulator kann prinzipbedingt keine Effizienzsteigerung erzielt werden, weshalb sich fast keine Veröffentlichungen hierzu finden. Daher wird auf einen Literaturvergleich verzichtet. Nach dem Kenntnisstand des Verfassers handelt es sich jedoch um das einzige VSM-System mit Linearmodulator, das bei einer Bandbreite von 20 MHz mehr als 10 W erreicht.

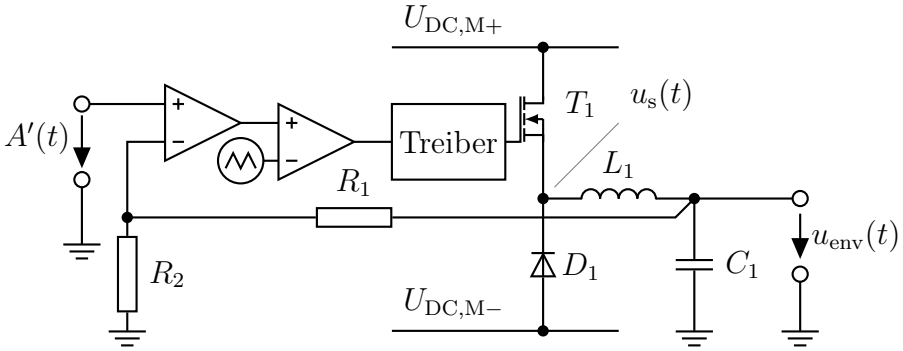


Abbildung 6.7: Aufbau eines Buck-Modulators.

6.1.3 Buck-Modulator

6.1.3.1 Grundprinzip

Wie im vorigen Abschnitt erläutert, lässt sich die Effizienz des Gesamtsystems mit einem Linearmodulator nicht steigern. Alternative Modulatorkonzepte mit höherer Effizienz lassen sich mit Schaltungen realisieren, die auf aus der Leistungselektronik bekannten Gleichstromstellern basieren. Der im Folgenden betrachtete Buck-Modulator stellt eine Erweiterung des Tiefsetzstellers dar. Sein prinzipieller Aufbau ist in Abbildung 6.7 dargestellt.

Kernelement ist die Leistungsendstufe bestehend aus der Freilaufdiode D_1 und dem Schalttransistor T_1, der über den Gateanschluss pulsförmig angesteuert wird. Für ein hohes Potential am Gate von T_1 leitet der Transistor und verbindet die obere Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M+}}$ des Modulators mit dem Ausgangsknoten der Schaltstufe, dessen Potential u_{s} damit ebenfalls $U_{\mathrm{DC,M+}}$ beträgt. Ist die Gate-Source-Spannung des Schalttransistors Null, so sperrt dieser und über die Diode liegt die niedrige Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M-}}$ am Ausgang der Schaltstufe. In leistungselektronischen Anwendungen gilt meist $U_{\mathrm{DC,M-}} = 0\,\mathrm{V}$. Da u_{env} in der vorliegenden Anwendung jedoch nach unten hin beschränkt ist, kann bei Buck-Modulatoren auch ein höherer Wert gewählt werden [54]. Dadurch verringern sich zum einen die Schaltverluste, zum anderen sinken die Anforderungen an die eingesetzten Bauelemente hinsichtlich der maximalen Sperrspannung, was den Einsatz kleinerer und damit schnellerer Transistoren und Dioden erlaubt.

Insgesamt ergibt sich damit am Ausgang der Schaltstufe ein pulsförmiger Spannungsverlauf $u_{\mathrm{s}}(t)$, der durch das Leitverhältnis D und die Schaltfrequenz f_{s} charakterisiert ist.

Innerhalb des Grundintervalls gilt der Zusammenhang

$$u_{\mathrm{s}}(t) = \begin{cases} U_{\mathrm{DC,M+}} & \text{für} \quad |t| \leq \frac{D}{2 \cdot f_{\mathrm{s}}} \\ U_{\mathrm{DC,M-}} & \text{für} \quad |t| > \frac{D}{2 \cdot f_{\mathrm{s}}} \end{cases} . \tag{6.6}$$

Mit Hilfe der Fourierreihe lässt sich u_{s} auch schreiben als

$$u_{\mathrm{s}}(t) = D \cdot U_{\mathrm{DC,M+}} + (1-D) \cdot U_{\mathrm{DC,M-}} + \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2 \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}})}{\nu \cdot \pi} \cdot \sin(\nu D \pi) \cdot \cos(2\nu\pi f_{\mathrm{s}} t). \tag{6.7}$$

Der nachfolgende Tiefpass, der in Abbildung 6.7 beispielhaft durch ein Filter zweiten Grades bestehend aus L_1 und C_1 dargestellt ist, weist eine Grenzfrequenz unterhalb von f_{s} auf. Damit ergibt sich am Modulatorausgang näherungsweise die Spannung

$$u_{\mathrm{env}}(t) = D \cdot U_{\mathrm{DC,M+}} + (1 - D) \cdot U_{\mathrm{DC,M-}}. \tag{6.8}$$

Durch die Anpassung des Leitverhältnisses kann jede beliebige Spannung zwischen $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M-}}$ eingestellt werden. Dabei ist darauf zu achten, dass die maximale Bandbreite von u_{env} deutlich kleiner als die Schaltfrequenz ist, so dass die Harmonischen der Schaltvorgänge aus dem Signal gefiltert werden können.

Das Steuersignal für den Schalttransistor wird durch eine Schaltung zur Pulsweitenmodulation (PWM) generiert. Sie besteht aus einem Komparator, der ein analoges Eingangssignal mit einer dreieckförmigen Spannung der Frequenz f_{s} vergleicht. Ist das Eingangssignal größer als die Dreieck-Spannung, so wird der Transistor eingeschaltet, ansonsten sperrt er. Zur Erhöhung der Signaltreue am Modulatorausgang wird u_{env} auf den invertierenden Eingang eines weiteren Operationsverstärkers zurückgeführt, an dessen nicht-invertierendem Eingang die Einhüllende $A'(t)$ anliegt, was einen Proportionalregler darstellt. Durch einen Spannungsteiler im Rückkoppelpfad wird zusätzlich eine Verstärkung des Eingangssignals erreicht.

6.1.3.2 Schaltungsdimensionierung

Der Buck-Modulator weist mit der Charakteristik des Ausgangsfilters und der Schaltfrequenz zwei Größen auf, die für einen optimalen Betrieb ausgelegt werden müssen.

Um die Verluste zu minimieren, wird die Anzahl der Filterelemente und damit auch die Filterordnung gering gehalten und liegt üblicherweise zwischen zwei und vier. Hier wird ein Filter zweiten Grades gemäß Abbildung 6.7 angenommen. Die Übertragungsfunktion

des Filters bestimmt sich zu

$$\underline{F}(\mathrm{j}\cdot\omega) = \frac{R_{\mathrm{env}}}{(\mathrm{j}\cdot\omega)^2\cdot L_1\cdot C_1\cdot R_{\mathrm{env}} + \mathrm{j}\cdot\omega\cdot L_1 + R_{\mathrm{env}}}. \tag{6.9}$$

Mit der Definition der Grenzfrequenz

$$\omega_{\mathrm{g}} = \frac{1}{L_1\cdot C_1} \tag{6.10}$$

lässt sich dieses Ergebnis auch in normierter Darstellung schreiben als

$$\underline{F}(\mathrm{j}\cdot\omega) = \frac{1}{\left(\mathrm{j}\cdot\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{g}}}\right)^2 + \frac{1}{R_{\mathrm{env}}\cdot C_1}\cdot\mathrm{j}\cdot\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{g}}} + 1}. \tag{6.11}$$

Zur Minimierung der Verzerrungen soll das Filter einen maximal flachen Verlauf aufweisen [55], um eine möglichst konstante Gruppenlaufzeit über der Frequenz sicherzustellen. Dies entspricht einem Butterworth-Tiefpass, der nach [56] die Übertragungsfunktion

$$\underline{F}(\mathrm{j}\cdot\omega) = \frac{1}{\left(\mathrm{j}\cdot\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{g}}}\right)^2 + \sqrt{2}\cdot\mathrm{j}\cdot\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{g}}} + 1} \tag{6.12}$$

besitzt. Damit ergeben sich die Bauelemente zu

$$C_1 = \frac{1}{\sqrt{2}\cdot\omega_{\mathrm{g}}\cdot R_{\mathrm{env}}} \tag{6.13}$$

$$L_1 = \frac{\sqrt{2}\cdot R_{\mathrm{env}}}{\omega_{\mathrm{g}}}. \tag{6.14}$$

Die Grenzfrequenz des Filters ist so zu wählen, dass einerseits die Schaltfrequenz und deren Harmonische möglichst stark gedämpft werden, andererseits aber das Modulatorausgangssignal u_{env} innerhalb seiner Bandbreite nicht verzerrt wird. Dies ist umso einfacher zu realisieren, je höher die Schaltfrequenz f_{s} im Vergleich zur Signalbandbreite gewählt wird. Als Faustformel gilt, dass f_{s} mindestens um den Faktor sechs bis sieben über der Bandbreite der Modulatorausgangsspannung liegen sollte [55], [57]. Dies wird in Anhang E näher betrachtet. Die dort hergeleiteten Formeln machen auch deutlich, dass sich durch die Anhebung der unteren Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M-}}$ auch der Durchgriff der PWM-Pulsfolge auf das Ausgangssignal reduzieren lässt.

6.1.3.3 Verlustmechanismen

Werden der Transistor und die Diode als ideale Schalter betrachtet, so treten keine Verluste auf und der Buck-Modulator besitzt eine Effizienz von 100 %. In der Realität ist diese Annahme aufgrund von parasitären Effekten der Bauelemente nicht gültig. Deren Einflüsse werden in diesem Abschnitt abgeschätzt. Wie in Anhang F.1 hergeleitet, lässt sich die Gesamteffizienz des Modulators für kleine Verluste durch das Produkt der durch jeden einzelnen Verlustmechanismus verursachten Effizienzminderungen annähern. Dies stellt zugleich eine Abschätzung der Effizienz nach unten hin dar.

Bei der Bestimmung der Verluste wird vereinfachend angenommen, dass sich das Verhalten des HF-Verstärkers durch einen konstanten Widerstand R_{env} beschreiben lässt. Dies ist näherungsweise gültig, solange der Verstärker in Kompression betrieben wird. Darüber hinaus gehen die Herleitungen von einem konstanten Ausgangsstrom der Schaltstufe aus, was zulässig ist, wenn die Induktivität L_1 des Ausgangsfilters hinreichend groß gewählt wird. Der Strom entspricht in diesem Fall dem Modulatorausgangsstrom i_{env}. Ausgehend von diesen Voraussetzungen werden in den Anhängen F.2 bis F.5 die Effizienzminderungen hergeleitet.

Über der Diode des Buck-Modulators fällt im leitenden Zustand stets eine konstante Kniespannung $U_{\mathrm{K,D}}$ ab. Diese bewirkt die Effizienzminderung

$$\eta_{\mathrm{K,D}} = \frac{1}{1 + \frac{U_{\mathrm{K,D}}}{u_{\mathrm{env}}} \cdot \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - u_{\mathrm{env}}}{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}} + U_{\mathrm{K,D}}}}. \tag{6.15}$$

Die Effizienz sinkt für steigende Kniespannungen $U_{\mathrm{K,D}}$ ab. Darüber hinaus weist $\eta_{\mathrm{K,D}}$ eine Abhängigkeit von der Modulatorausgangsspannung u_{env} auf. Wie sich durch die Betrachtung der Ableitung von $\eta_{\mathrm{K,D}}$ nach u_{env} zeigen lässt, ist die Effizienz für kleine Modulatorausgangsspannungen am geringsten und steigt für größere Werte von u_{env} streng monoton an.

Der Leistungstransistor weist im leitenden Zustand einen Durchlasswiderstand R_{on} auf, der die Effizienzminderung

$$\eta_{\mathrm{R}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\mathrm{on}} \cdot (u_{\mathrm{env}} - U_{\mathrm{DC,M-}})}{R_{\mathrm{env}} \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}) - R_{\mathrm{on}} \cdot u_{\mathrm{env}}}} \tag{6.16}$$

zur Folge hat. Auch hier hängt η_{R} zum einen von der parasitären Größe R_{on} und zum anderen von der Ausgangsspannung u_{env} ab. Mit steigendem Durchlasswiderstand verringert sich erwartungsgemäß die Effizienz der Schaltung, gleiches gilt auch für steigende

Modulatorausgangsspannungen.
Die bis hier betrachteten Verlustmechanismen hängen ausschließlich von den parasitären Eigenschaften der Bauelemente, dem Ausgangsspannungsbereich des Modulators und dem Lastwiderstand ab, welchen der HF-Verstärker für den Modulator darstellt. Die im Folgenden betrachteten Schaltverluste werden dagegen zusätzlich von der Schaltfrequenz f_s beeinflusst.
Die Effizienzminderung aufgrund von parasitären Induktivitäten beträgt

$$\eta_\mathrm{L} = \frac{1}{1 + \frac{f_\mathrm{s} \cdot L_\mathrm{p}}{R_\mathrm{env}}}, \tag{6.17}$$

wobei L_p die Summe der parasitären Induktivitäten des Transistors und der Diode bezeichnet. Sie hängt ausschließlich von der Schaltfrequenz und der parasitären Induktivität ab und steigt für größere Werte dieser Parameter. Hier wird ersichtlich, dass für eine Optimierung der Effizienz die Schaltfrequenz nicht höher als erforderlich gewählt werden sollte.
Dies folgt auch aus der Effizienzminderung aufgrund von parasitären Kapazitäten, die sich zu

$$\eta_\mathrm{C} = \frac{1}{1 + \left(\frac{U_\mathrm{DC,M+} - U_\mathrm{DC,M-}}{u_\mathrm{env}}\right)^2 \cdot f_\mathrm{s} \cdot C_\mathrm{p} \cdot R_\mathrm{env}} \tag{6.18}$$

berechnet. C_p bezeichnet dabei die Summe der Drain-Source-Kapazität des Transistors und der Diodenkapazität. Darüber hinaus hängt η_C auch von der Differenz der Versorgungsspannungen $U_\mathrm{DC,M+}$ und $U_\mathrm{DC,M-}$ ab. Die Effizienz ist umso höher, je geringer die Versorgungsspannungsdifferenz ist. Dies ist einer der Gründe, aus dem die Diode der Schaltstufe nicht mit Masse verbunden ist, sondern durch eine größere Spannung versorgt wird. Da die Verluste aufgrund der parasitären Kapazitäten unabhängig von der Ausgangsspannung sind, steigt die Effizienz für höhere Ausgangsleistungen, die bei großen Modulatorausgangsspannungen auftreten. Dadurch ergibt sich eine zusätzliche Abhängigkeit von u_env.

6.1.3.4 Beispiel

Zunächst wird nur die Endstufe des Buck-Modulators betrachtet. Abbildung 6.8 zeigt den Schaltplan der in [58] für diese Arbeit entworfenen Schaltung. Die Schaltfrequenz liegt bei 8 MHz und die Grenzfrequenz des Filters, dessen Dimensionierung aufgrund von Optimierungen während der Simulation leicht von den Regeln aus Abschnitt 6.1.3.2 abweicht, beträgt 2 MHz.

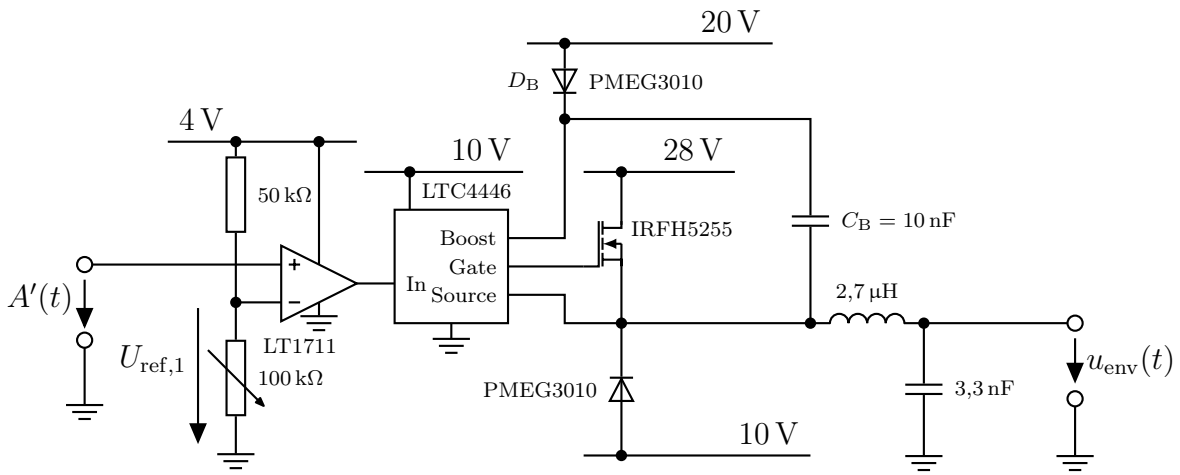


Abbildung 6.8: Schaltplan der realisierten Endstufe für einen Buck-Modulator.

Für den Transistor ist aufgrund des schnelleren Schaltverhaltens ein n-Kanal-MOSFET gewählt. Dieser wird durch die Gate-Source-Spannung angesteuert. In der vorliegenden Schaltung ist der Source-Anschluss mit dem Ausgangsknoten der Schaltstufe verbunden und weist damit kein konstantes Potential auf. Daher kommt ein Treiberbaustein mit einer Bootstrap-Schaltung zum Einsatz.

Liegt am Eingang des Treibers ein Low-Signal, so werden der an das Gate angeschlossene Ausgang und die Rückführung des Source-Potentials verbunden. Damit wird die Gate-Source-Spannung zu Null gesetzt und der Transistor sperrt. Der Ausgangsknoten der Schaltstufe liegt in diesem Fall auf einem Potential von ungefähr 10 V. Die obere Platte des Kondensators C_B wird über die Diode D_B auf ein Potential von etwa 20 V aufgeladen. Der Spannungsabfall über C_B beträgt damit ungefähr 10 V.

Wechselt das Eingangssignal des Treibers in den High-Zustand, so wird der Boost-Eingang mit dem Gate verbunden und der Transistor beginnt zu leiten. Dadurch steigt das Potential am Ausgang der Schaltstufe auf 28 V an. Da der Spannungsabfall über dem Kondensator C_B keinen Sprung aufweisen kann, steigt das Potential am Boost-Eingang des Treibers auf 38 V. Die Diode D_B wird in diesem Fall in Sperrrichtung betrieben und entkoppelt den Knoten von der Versorgungsspannung 20 V.

Die Bootstrap-Schaltung stellt sicher, dass die Gate-Source-Spannung des Transistors im High-Zustand unabhängig vom Source-Potential stets 10 V beträgt. Dabei ist zu beachten, dass der Transistor nicht dauerhaft im leitenden Zustand verweilen kann, da C_B in diesem Fall aufgrund von Leckströmen langsam entladen wird. Dadurch sinkt die Gate-Source-Spannung ab, bis der MOSFET trotz des High-Signals am Eingang sperrt.

Zur Evaluation wird der Treiber durch eine Pulsfolge mit konstantem Leitverhältnis ange-

steuert. Da der Signalgenerator nicht den erforderlichen Pegel zur Verfügung stellen kann, ist ein Komparator mit einer Referenzspannung vorgeschaltet. Das Eingangssignal $A'(t)$ weist einen rechteckförmigen Verlauf mit dem Leitverhältnis D auf.

Zunächst wird der Modulator bei verschiedenen Leitverhältnissen mit einem konstanten Lastwiderstand vermessen. Dabei wird D zwischen 0,1 und 0,7 gewählt. Größere Leitverhältnisse werden nicht eingestellt, da die Bootstrap-Schaltung, wie oben erläutert, kein dauerhaftes Leiten des Schalttransistors erlaubt. Die Effizienzen liegen durchweg über 85 %. Bei kleinen Modulatorausgangsspannungen tritt jedoch das Problem auf, dass nur ein sehr geringer Strom in die Last fließt. Da die Induktivität diesen näherungsweise konstant hält, ändert sich i_{env} auch im High-Zustand kaum. Dadurch wird der auf 28 V aufgeladene Ausgangsknoten der Schaltstufe nur wenig belastet und das Potential u_{s} sinkt nicht auf 10 V zurück. Dies hat zur Folge, dass $u_{\mathrm{s}}(t)$ nicht den gewünschten rechteckförmigen Verlauf aufweist und kein direkter Zusammenhang zwischen dem Leitverhältnis und der Ausgangsspannung u_{env} besteht.

Dieser Effekt ist ausführlich in [51] beschrieben und stellt insbesondere dann eine Herausforderung dar, wenn der Modulator mit einem HF-Verstärker verbunden ist und das System durch ein Signal mit hohem PAPR angesteuert wird. In diesem Fall tritt der ungünstige Zustand eines fast unbelasteten Buck-Modulators besonders häufig auf. Zwar ist es prinzipiell möglich, dieses unerwünschte Verhalten durch die Vergrößerung von L_1 zu unterbinden, doch dies führt zugleich zu einer Verschiebung der Grenzfrequenz und einer Änderung der Charakteristik des Ausgangsfilters. Da die Schaltfrequenz mit 8 MHz nahe an der Signalbandbreite von 1,4 MHz liegt, ist die Filterdimensionierung in der betrachteten Schaltung jedoch von großer Bedeutung. Eine Vergrößerung von L_1 wirkt sich damit ebenfalls negativ auf das Ausgangssignal aus. Daher ist der Buck-Modulator für breitbandige Kommunikationssysteme mit hohem PAPR nur eingeschränkt geeignet. Angesichts dessen wird im Rahmen dieser Arbeit darauf verzichtet, die Modulatorschaltung um einen Pulsweitenmodulator und einen Regelkreis zur Einstellung der Ausgangsspannung zu erweitern.

Der Vollständigkeit halber wird der Modulator mit dem Klasse-AB-Leistungsverstärker in einer statischen Messung betrieben. Die Effizienz ist in Abbildung 6.9 über der Ausgangsleistung aufgetragen. Die angegebenen Modulatorausgangsspannungen entsprechen dem Mittelwert von u_{env}, der bei maximalem Ausgangsstrom gemessen ist. Verfolgt man die Trajektorie maximaler Effizienz bei verschiedenen Leitverhältnissen des Buck-Modulators, so erkennt man eine Effizienzsteigerung von bis zu 14 % bei einer Ausgangsleistung von 35 dBm. Bei einer Ausgangsleistung von 29 dBm, was der mittleren Ausgangsleistung eines

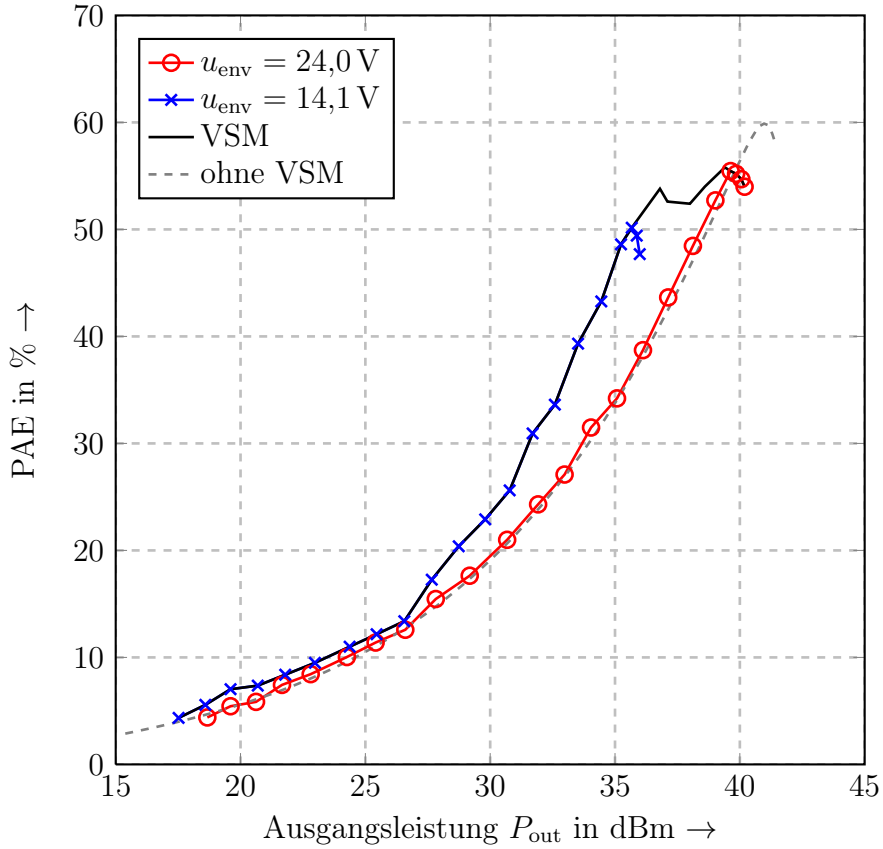


Abbildung 6.9: Gemessene statische Gesamteffizienz des VSM-Systems mit Buck-Modulator und Klasse-AB-Verstärker.

LTE-Signals entspricht, beträgt die Effizienzsteigerung noch 5 %.

In Tabelle 6.2 sind die Ergebnisse nochmals zusammengefasst und anderen VSM-Systemen mit Buck-Modulatoren und Ausgangsleistungen über 2 W gegenübergestellt. Die in dieser Arbeit realisierte Schaltung weist mit 8 MHz die mit Abstand höchste Schaltfrequenz auf. Über die Bandbreite des Buck-Modulators kann keine eindeutige Aussage getroffen werden. Das Ausgangsfilter lässt zwar Signalfrequenzen bis zu 1,4 MHz passieren, jedoch ist die Schaltung wie oben ausgeführt nur bei einer ausreichenden Belastung funktionsfähig. Die Bandbreite ist somit nicht über dem vollen Aussteuerbereich gegeben. Betrachtet man die Bandbreiten der Vergleichssysteme in Tabelle 6.2, so fällt auf, dass diese mit deutlich langsameren Signalen betrieben werden. Dies legt nahe, dass die Ansteuerung eines Buck-Modulators mit LTE-Signalen mit Standardkomponenten, die für den Einsatz in leistungselektronischen Anwendungen ausgelegt sind, ein zu ambitioniertes Ziel ist. Integriert man die Modulatorschaltungen dagegen in einem speziellen HF-Prozess für Leistungsanwendungen wie beispielsweise LDMOS oder GaAs auf einen Chip, so lassen

Tabelle 6.2: VSM-Systeme mit Ausgangsleistungen über 2 W unter Verwendung von Buck-Modulatoren aus der Literatur.

Referenz	[61]	[62]	[63]	Diese Arbeit [58]
Jahr	1998	2009	2007	2012
Modulator:				
Schaltfrequenz	3,3 MHz	1 MHz	1 MHz	8 MHz
Bandbreite	150 kHz	15 kHz	50 kHz	< 1,4 MHz
Spannungsbereich	0 . . . 10 V	5 . . . 28 V	12 . . . 28 V	10 . . . 28 V
HF-Verstärker:				
Klasse	B	AB	AB	AB
Technologie	GaAs	LDMOS*	k.A.	GaN
Frequenz	1,4 GHz	400 MHz	360 MHz	2,75 GHz
max. Ausgangsleistung	43 dBm	53 dBm	43 dBm	41 dBm
max. Effizienz	57 %	k.A.	k.A.	60 %
Gesamtsystem:				
Testsignal	2-Ton	TEDS**	TETRA2***	CW
PAPR	18 dB	9,6 dB	10,9 dB	11,7 dB Backoff
Effizienz ohne VSM	7 %	23 %	9 %	18 %
Effizienz mit VSM	35 %	44 %	16 %	23 %
Linearisierung	nein	ja	nein	nein

* *lateral double-diffused metal-oxide-semiconductor*, laterale zweifach diffundierte Metall-Oxid-Halbleiter-Struktur
** *Terrestrial Trunked Radio Enhanced Data Service*, Standard für digitalen Bündelfunk
*** *Terrestrial Trunked Radio*, Standard für digitalen Bündelfunk

sich Schaltfrequenzen über 100 MHz [59] bis zu 1 GHz [60] erreichen.

6.1.4 Mehrstufiger Buck-Modulator

6.1.4.1 Grundprinzip

Aufgrund der großen Bandbreiten und der damit verbundenen hohen Schaltfrequenzen der Buck-Modulatoren sind hauptsächlich die kapazitiven Verluste für deren Effizienzminderung verantwortlich. Aus Gleichung (6.18) ist ersichtlich, dass die Verluste neben f_s außerdem vom Quadrat der Spannungsdifferenz $U_\mathrm{DC,M+} - U_\mathrm{DC,M-}$ abhängen, die durch den Modulator geschaltet wird. Somit stellt die Reduzierung der Spannungsänderung am Ausgang der Schaltstufe eine Möglichkeit zur Erhöhung der Modulatoreffizienz dar. Um dennoch den Aussteuerbereich von u_env nicht zu reduzieren, wird eine zusätzliche Versor-

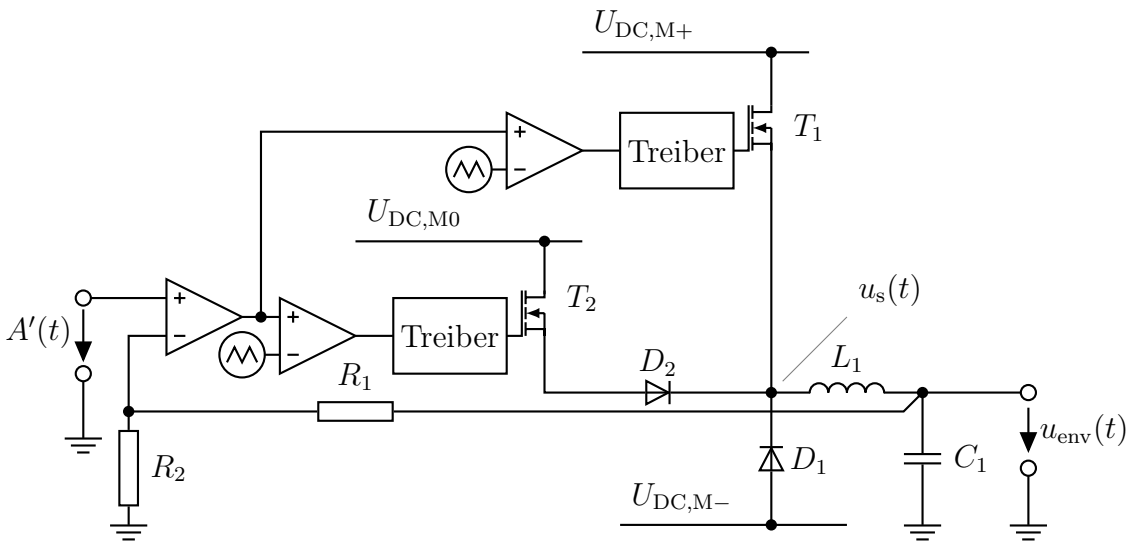


Abbildung 6.10: Aufbau eines dreistufigen Buck-Modulators.

gungsspannung $U_{\mathrm{DC,M0}}$ eingeführt, die zwischen $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M-}}$ liegt. Für niedrige Modulatorausgangsspannungen wird der Ausgang zwischen $U_{\mathrm{DC,M0}}$ und $U_{\mathrm{DC,M-}}$ und für hohe Werte für u_{env} zwischen $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M0}}$ umgeschaltet.

Aufgrund der zusätzlich eingeführten Spannungsstufe $U_{\mathrm{DC,M0}}$ nennt man die schaltungstechnische Umsetzung dieses Prinzips einen dreistufigen Buck-Modulator. Die Grundidee wird in [64] vorgeschlagen, in [65] erfolgt erstmalig die Anwendung als Modulator in der VSM. Eine Erweiterung auf vier und mehr Stufen ist ebenfalls möglich.

Abbildung 6.10 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines dreistufigen Buck-Modulators. Dabei handelt es sich um die Schaltung in Abbildung 6.7, die um einen Zweig für die Spannung $U_{\mathrm{DC,M0}}$ erweitert ist. Die Ansteuerung erfolgt wie in der zweistufigen Variante durch den Vergleich des Signals mit dreieckförmigen Spannungsverläufen. Dabei ist die Dreieckspannung in der Ansteuerung für den Transistor T_1 so weit nach oben verschoben, dass ihr Minimum gerade dem Maximum der Dreieckspannung in der Ansteuerung des Transistors T_2 entspricht. Für kleine u_{env} ist T_1 dadurch stets sperrend, während für große Modulatorausgangsspannungen T_2 dauerhaft leitet und T_1 geschaltet wird. Um zu verhindern, dass in letzterem Fall $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M0}}$ über die Transistoren kurzgeschlossen sind, ist die Diode D_2 vorgesehen, die für $u_{\mathrm{s}}(t) > U_{\mathrm{DC,M0}}$ in Sperrrichtung betrieben wird.

Bei der Dimensionierung des Ausgangsfilters und der Schaltfrequenz sind die Gleichungen aus Abschnitt 6.1.3.2 und Anhang E gültig, wobei die Schaltspannung $U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}$ nun durch $U_{\mathrm{DC,M0}} - U_{\mathrm{DC,M-}}$ beziehungsweise $U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M0}}$ zu ersetzen ist. Dadurch reduziert sich bei gleicher Schaltfrequenz nach Gleichung (6.7) die Restwelligkeit des Mo-

dulatorausgangssignals. Alternativ kann für eine gewünschte Restwelligkeit f_s geringer als beim zweistufigen Buck-Modulator gewählt werden, wodurch sich geringere Schaltverluste und damit eine höhere Effizienz ergeben.
Die Verluste berechnen sich analog zum in Anhang F betrachteten zweistufigen Buck-Modulator, wenn in Abhängigkeit vom Schaltzustand entweder $U_{\mathrm{DC,M+}}$ oder $U_{\mathrm{DC,M-}}$ durch $U_{\mathrm{DC,M0}}$ ersetzt wird. Insbesondere die kapazitiven Verluste lassen sich durch die zusätzliche Schaltstufe reduzieren. Zwar erhöht sich hierbei durch den zusätzlichen Transistor die parasitäre Kapazität, die während eines Schaltvorgangs umgeladen wird. Da diese jedoch nur linear und die geschaltete Spannung quadratisch in die Verluste eingeht, lässt sich die Effizienz dennoch steigern.

6.1.4.2 Beispiel

Abbildung 6.11 zeigt den Schaltplan der Endstufe eines dreistufigen Buck-Modulators, der im Rahmen dieser Arbeit aufgebaut wird. Es handelt sich dabei um die Schaltung des zweistufigen Buck-Modulators aus Abschnitt 6.1.3.4, die um einen dritten Zweig erweitert ist. Die zugehörige Spannung wird willkürlich zu $U_{\mathrm{DC,M0}} = 20\,\mathrm{V}$ gewählt, was ungefähr dem arithmetischen Mittelwert von $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M-}}$ entspricht. Die Ansteuerung der Transistoren erfolgt jeweils mit einem Treiber und einer Bootstrap-Schaltung. Eine detaillierte Beschreibung des Entwurfs findet sich in [58].
Die in Abschnitt 6.1.3.4 geschilderten Probleme des zweistufigen Buck-Modulators treten bei der dreistufigen Variante ebenfalls auf. Auch hier wird der Ausgangsknoten der Schaltstufe bei kleinen Strömen nicht entladen, wodurch keine definierte Ausgangsspannung eingestellt werden kann. Darüber hinaus ist die Ansteuerung komplizierter. Aus diesen Gründen wird wie schon bei der zweistufigen Variante auf den Aufbau der kompletten Schaltung mit Pulsweitenmodulator und Regelschleife verzichtet.
Die Untersuchungen beschränken sich somit auf die Endstufe im statischen Betrieb. Dabei wird bei einem festen Tastverhältnis mit der Schaltfrequenz 8 MHz entweder zwischen der unteren und der mittleren Versorgungsspannung oder der mittleren und der oberen Versorgungsspannung umgeschaltet. Die Effizienz liegt beim Betrieb an einem konstanten Lastwiderstand stets über 85 %. Dies ist annähernd identisch zum zweistufigen Buck-Modulator.
Abschließend wird der dreistufige Buck-Modulator zusammen mit dem Klasse-AB-Verstärker aus Abschnitt 4.1.3 statisch betrieben. Die Effizienz über der Ausgangsleistung ist für das minimale und maximale Tastverhältnis des Modulators in Abbildung 6.12 aufgetragen. Die Effizienzsteigerung ist minimal höher als beim zweistufigen Modulator

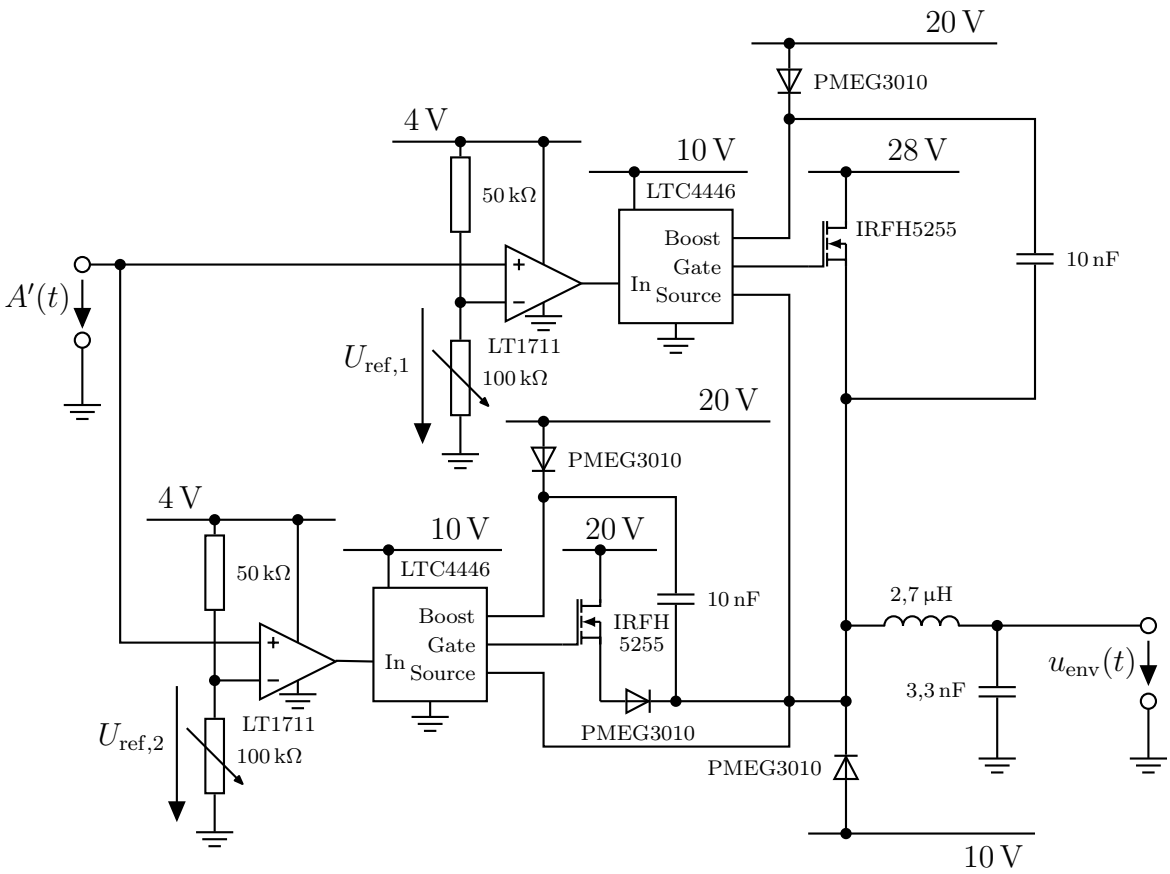


Abbildung 6.11: Schaltplan der realisierten Endstufe für einen dreistufigen Buck-Modulator.

und beträgt 18 % bei einer Ausgangsleistung von 35 dBm. Bei einer Ausgangsleistung von 29 dBm wird ein Wert von 24 % erreicht.

Tabelle 6.3 fasst die Ergebnisse des dreistufigen Buck-Modulators zusammen und gibt einen Vergleich zu Beispielen aus der Literatur. Der in dieser Arbeit vorgestellte Modulator arbeitet bei deutlich höheren Schaltfrequenzen als die vergleichbaren Schaltungen. Betrachtet man die Systeme aus der Literatur, so erreichen diese lediglich Bandbreiten von ungefähr 100 kHz. Für die hier realisierte Schaltung lässt sich darüber keine Aussage treffen, da sie nur statisch charakterisiert ist. Aus Tabelle 6.3 wird jedoch ersichtlich, dass sich wie beim zweistufigen Buck-Modulator kein VSM-System mit Ausgangsleistungen über 2 W und Bandbreiten im Megahertz-Bereich realisieren lässt.

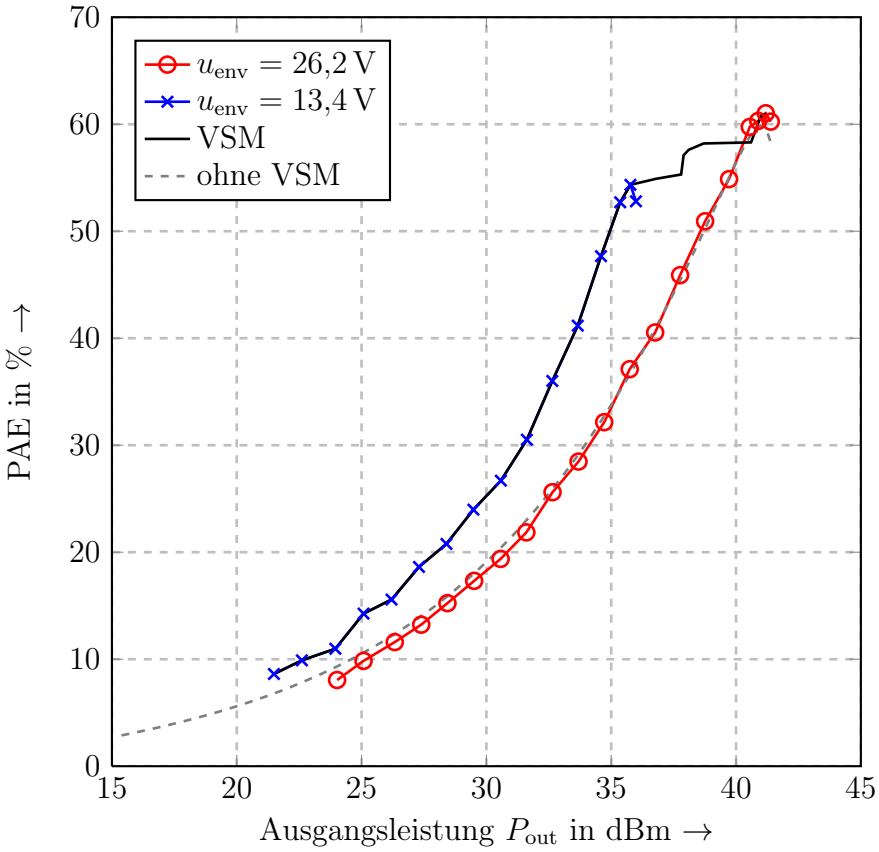


Abbildung 6.12: Gemessene statische Gesamteffizienz des VSM-Systems mit dreistufigem Buck-Modulator und Klasse-AB-Verstärker.

Tabelle 6.3: VSM-Systeme mit Ausgangsleistungen über 2 W unter Verwendung von mehrstufigen Buck-Modulatoren aus der Literatur.

Referenz	[66]	[67]	[67]	Diese Arbeit [58]
Jahr	2010	2010	2010	2012
Modulator:				
Anzahl der Stufen	3	3	3	
Schaltfrequenz	4,6 MHz	1,6 MHz	1,6 MHz	8 MHz
Bandbreite	100 kHz	95 kHz	95 kHz	k.A.
Spannungsbereich	4 . . . 12 V	4 . . . 12 V	4 . . . 12 V	10 . . . 28 V
HF-Verstärker:				
Klasse	B	B	A	AB
Technologie	k.A.	k.A.	k.A.	GaN
Frequenz	27 MHz	27 MHz	27 MHz	2,75 GHz
max. Ausgangsleistung	50 dBm	53 dBm	55 dBm	41 dBm
max. Effizienz	k.A.	k.A.	k.A.	60 %
Gesamtsystem:				
Testsignal	AM	EDGE*	EDGE	CW
PAPR	4,3 dB	k.A.	k.A.	11,7 dB Backoff
Effizienz ohne VSM	35 %	13 %	13 %	18 %
Effizienz mit VSM	57 %	27 %	22 %	24 %
Linearisierung	nein	nein	nein	nein

* *Enhanced Data Rates for GSM Evolution*, Technik zur Erhöhung der Datenrate bei GSM

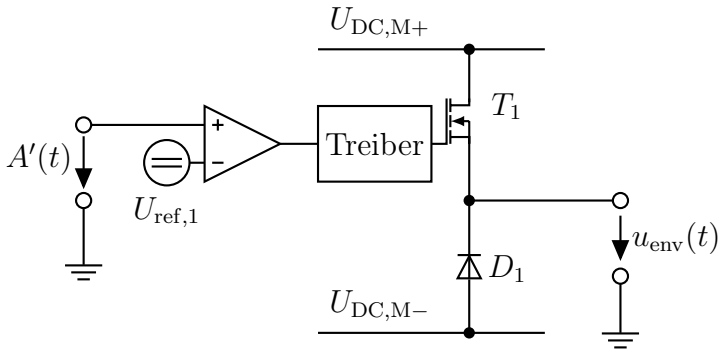


Abbildung 6.13: Aufbau eines Klasse-G-Modulators.

6.1.5 Klasse-G-Modulator

6.1.5.1 Grundprinzip

Die in den vorangehenden Abschnitten vorgestellten Buck-Modulatoren basieren auf dem Prinzip der Überabtastung. Dies erfordert bei breitbandigen Übertragungsverfahren sehr hohe Schaltfrequenzen. Bei der im LTE-Standard definierten maximalen Bandbreite von 20 MHz muss f_{s} beispielsweise über 100 MHz liegen. Dies hat enorme Schaltverluste zur Folge und ist insbesondere bei hohen Leistungen eine große Herausforderung an die schaltungstechnische Realisierbarkeit.

Eine Alternative zu Buck-Modulatoren stellt der Klasse-G-Modulator dar. Er wird erstmals in [68] für Audioanwendungen vorgeschlagen. In [69] erfolgt eine Übertragung des Konzepts auf HF-Verstärker. Der Modulator eignet sich für einen Klasse-G-Verstärker, dessen Grundidee in Abschnitt 5.1.2 eingeführt wird, und muss somit abhängig vom Pegel des Ausgangssignals eine von zwei diskreten Ausgangsspannungen zur Verfügung stellen.

Das Prinzipschaltbild des Klasse-G-Modulators in Abbildung 6.13 ist im Wesentlichen identisch zum Buck-Modulator, lediglich das Ausgangsfilter ist weggelassen. Dadurch nimmt die Modulatorausgangsspannung u_{env} nur die Werte $U_{\mathrm{DC,M+}}$ oder $U_{\mathrm{DC,M-}}$ an. Eingangsseitig ist der PWM-Modulator zur Erzeugung des Steuersignals der Endstufe durch einen einfachen Komparator ersetzt, der die Einhüllende $A'(t)$ mit einer Referenzspannung $U_{\mathrm{ref,1}}$ vergleicht.

Da der Klasse-G-Modulator im Gegensatz zu den Buck-Modulatoren keine Überabtastung des Ausgangssignals erfordert, muss der Modulator lediglich auf Schaltfrequenzen in der Größenordnung der Signalbandbreite ausgelegt werden. Dadurch halten sich die Schaltverluste in Grenzen, womit sich die niedrigere Effizienz des HF-Verstärkers aufgrund der nicht in jedem Moment optimal eingestellten Versorgungsspannung kompensieren lässt.

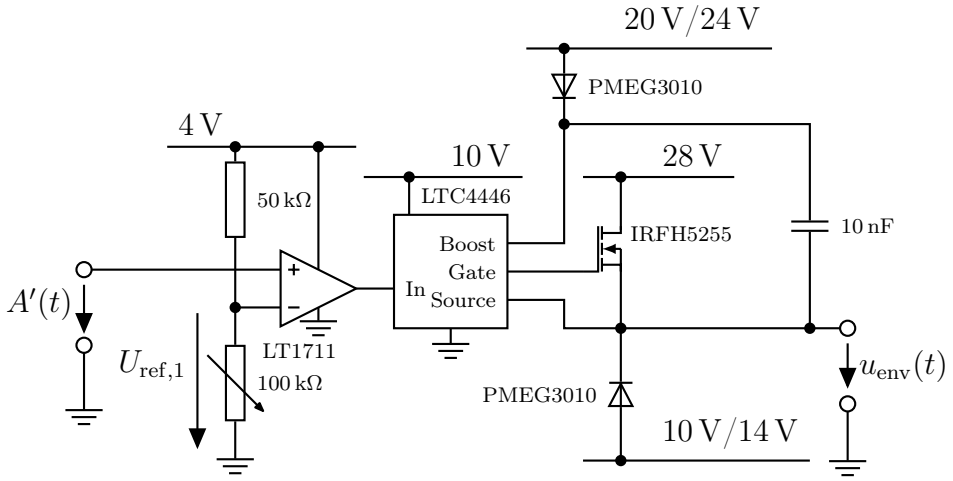


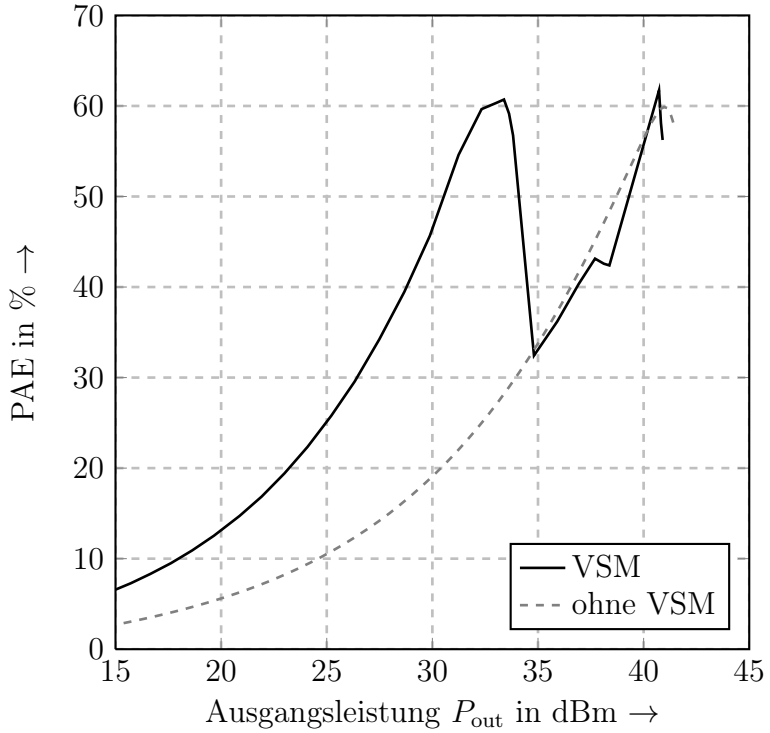
Abbildung 6.14: Schaltplan des realisierten Klasse-G-Modulators.

Die Verluste berechnen sich prinzipiell analog zum Buck-Modulator. Eine analytische Herleitung ist jedoch nicht möglich, da zum einen kein direkter Zusammenhang zwischen u_{env} und i_{env} besteht und zum anderen die Schaltfrequenz f_{s} nicht fest ist, sondern vom Verlauf der Einhüllenden $A'(t)$ sowie der Wahl der Referenzspannung abhängt.

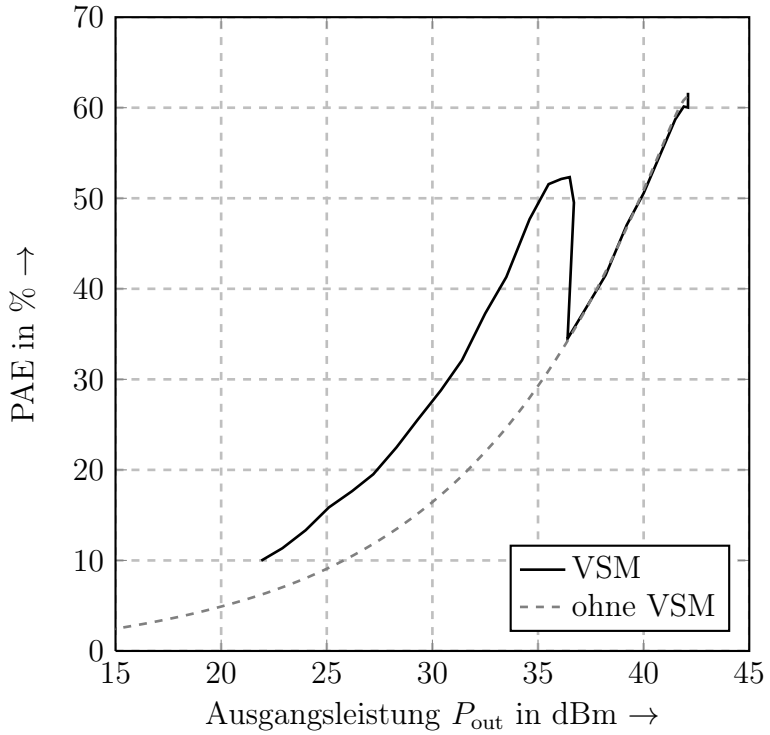
6.1.5.2 Beispiel

Der Schaltplan des in [58] aufgebauten und in [70] veröffentlichten Klasse-G-Modulators ist in Abbildung 6.14 zu sehen. Die obere Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M+}}$ der Endstufe beträgt 28 V, $U_{\mathrm{DC,M-}}$ wird auf 10 V eingestellt, wenn der Modulator mit dem Klasse-AB-Verstärker verbunden wird. Beim Betrieb mit dem Klasse-F-Verstärker wird die untere Versorgungsspannung zu $U_{\mathrm{DC,M-}} = 14\,\mathrm{V}$ gewählt. Zur Ansteuerung des Leistungstransistors kommt wie bei den Buck-Modulatoren eine Bootstrap-Schaltung zum Einsatz. Das Schaltsignal wird durch einen Komparator zur Verfügung gestellt, dessen Referenzspannung durch einen einstellbaren Spannungsteiler erzeugt wird.

Die statische Messung der Modulatoreffizienz an einem konstanten Lastwiderstand ist für einen Klasse-G-Modulator nicht sinnvoll, da in diesem Fall lediglich zwei Spannungen eingestellt werden können. Aus diesem Grund werden direkt die statischen Messungen beim Betrieb mit den HF-Verstärkern betrachtet. Die Effizienzverläufe sind in Abbildung 6.15 dargestellt. Bei hohen Ausgangsleistungen wird der Leistungsverstärker mit einer konstanten Spannung von 28 V versorgt. Dies ist identisch zum Fall mit konstanter Versorgungsspannung, weshalb die Effizienzen in beiden Fällen denselben Verlauf aufweisen. Das Umschalten auf die niedrige Versorgungsspannung führt zu einem sprunghaften



(a)



(b)

Abbildung 6.15: Gemessene statische Gesamteffizienz des VSM-Systems mit Klasse-G-Modulator und (a) Klasse-AB-Verstärker und (b) Klasse-F-Verstärker.

Anstieg der Effizienz bei kleinen Ausgangsleistungen.
In der Praxis werden zunächst die Effizienzkurven für beide Versorgungsspannungen aufgetragen. Der Hochpunkt der PAE bei $U_{\mathrm{DC,M-}}$ ist ungefähr identisch zum 1 dB-Kompressionspunkt bei dieser Versorgungsspannung und wird als Schwelle zum Umschalten auf die hohe Versorgungsspannung gewählt. Die Leistung muss nun noch in eine Referenzspannung umgerechnet werden, die über das Potentiometer einzustellen ist. Dies geschieht über den Zusammenhang

$$U_{\mathrm{ref,1}} = \sqrt{\frac{\max\left\{P_{\mathrm{out}}\right\}\big|_{u_{\mathrm{env}}=U_{\mathrm{DC,M-}}}}{\max\left\{P_{\mathrm{out}}\right\}\big|_{u_{\mathrm{env}}=U_{\mathrm{DC,M+}}}}} \cdot A_{\max}. \tag{6.19}$$

Die vom Generator gelieferte Einhüllende ist stets derart normiert, dass $A_{\max} = 1\,\mathrm{V}$ gilt. Damit ergibt sich beim Klasse-AB-Verstärker eine Referenzspannung von 0,43 V, beim Klasse-F-Verstärker gilt $U_{\mathrm{ref,1}} = 0{,}54\,\mathrm{V}$.
Mit diesen Einstellungen werden die dynamischen Messungen durchgeführt. Mit dem Klasse-AB-Verstärker ergibt sich bei einer Ausgangsleistung von 29,7 dBm eine PAE von 38,1 %, was eine Effizienzsteigerung von 16 % bedeutet. Das ACLR beträgt −16 dBc im ersten und −25 dBc im zweiten Nachbarkanal. Die EVM liegt bei 31,6 %.
Die Effizienz des Klasse-F-Verstärkers beträgt 32,2 %, wenn er mit einem LTE-Signal bei der mittleren Ausgangsleistung von 30,3 dBm betrieben wird. Das ACLR des ersten Nachbarkanals liegt in diesem Fall bei −25 dBc, im zweiten Nachbarkanal werden −36 dBc erreicht. Die EVM beträgt 11,5 %.
Tabelle 6.4 fasst die wesentlichen Eigenschaften der beiden Aufbauten zusammen und vergleicht die Ergebnisse mit Klasse-G-Systemen aus der Literatur. Das hier vorgestellte System erreicht nach dem Kenntnisstand des Verfassers die höchste Bandbreite im betrachteten Leistungsbereich. Die Effizienzsteigerung ist vergleichbar mit [71] und [72], die durch Signale mit ähnlicher PAPR angesteuert werden.

Tabelle 6.4: VSM-Systeme mit Ausgangsleistungen über 2 W unter Verwendung von Klasse-G-Modulatoren aus der Literatur.

Referenz	[71]	[72]	[73]	Diese Arbeit [58],[70]	
Jahr	2008	2010	2011	2012	2012
Modulator:					
Bandbreite	2 MHz	6 MHz	10 MHz	20 MHz	
obere Spannung	26 V	40 V	19 V	28 V	
untere Spannung	19 V	20 V	15 V	10 V	14 V
HF-Verstärker:					
Klasse	AB	k.A.	J	AB	F
Technologie	LDMOS	LDMOS	GaN	GaN	GaN
Frequenz	859 MHz	k.A.	2,6 GHz	2,75 GHz	2,65 GHz
max. Ausgangsleistung	41 dBm	56 dBm	43 dBm	41 dBm	42 dBm
max. Effizienz	k.A.	56 %	k.A.	60 %	61 %
Gesamtsystem:					
Testsignal	W-CDMA*	OFDM	LTE	LTE	LTE
PAPR	10,3 dB	10 dB	6,5 dB	11,6 dB	11,6 dB
Effizienz ohne VSM	27 %	19 %	k.A.	22 %	20 %
Effizienz mit VSM	36 %	34 %	56 %	38 %	32 %
Linearisierung	nein	nein	nein	nein	nein

* *Wideband Code-Division Multiple Access*, breitbandiges Code-Multiplex-Zugriffsverfahren

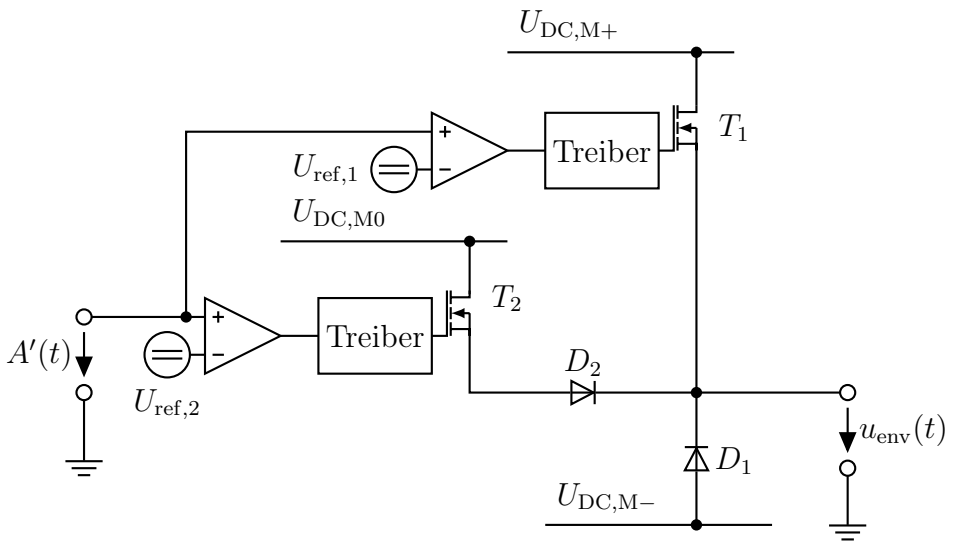


Abbildung 6.16: Aufbau eines dreistufigen Klasse-G-Modulators.

6.1.6 Mehrstufiger Klasse-G-Modulator

6.1.6.1 Grundprinzip

Wie bei den Buck-Modulatoren kann auch der Klasse-G-Modulator um weitere Schaltstufen ergänzt werden. Abbildung 6.16 zeigt beispielhaft das Prinzipschaltbild eines um eine dritte Spannung $U_{\mathrm{DC,M0}}$ erweiterten Klasse-G-Modulators. Die Einhüllende $A'(t)$ des HF-Signals wird nun mit zwei verschiedenen Referenzspannungen verglichen. Liegt $A'(t)$ über der hohen Referenzspannung, so leiten beide Transistoren T_1 und T_2. Die Diode D_2 verhindert in diesem Fall einen Kurzschluss zwischen den Spannungsquellen $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M0}}$.

Der mehrstufige Klasse-G-Modulator erlaubt aus zwei Gründen eine Effizienzsteigerung im Vergleich zur zweistufigen Variante. Zum einen reduzieren sich analog zum Buck-Modulator die Schaltverluste durch die Verringerung der Schaltspannungen bei niedrigen Werten der Einhüllenden. Zudem wird der Strom nun nicht mehr der Spannungsquelle $U_{\mathrm{DC,M+}}$ entnommen, sondern der kleineren Spannung $U_{\mathrm{DC,M0}}$. Da der vom HF-Verstärker aufgenommene Strom unabhängig von der Versorgungsspannung ist, sinkt damit bei gleichbleibender Ausgangsleistung die aufgenommene Gleichleistung, was ebenfalls einen Anstieg der Effizienz zur Folge hat.

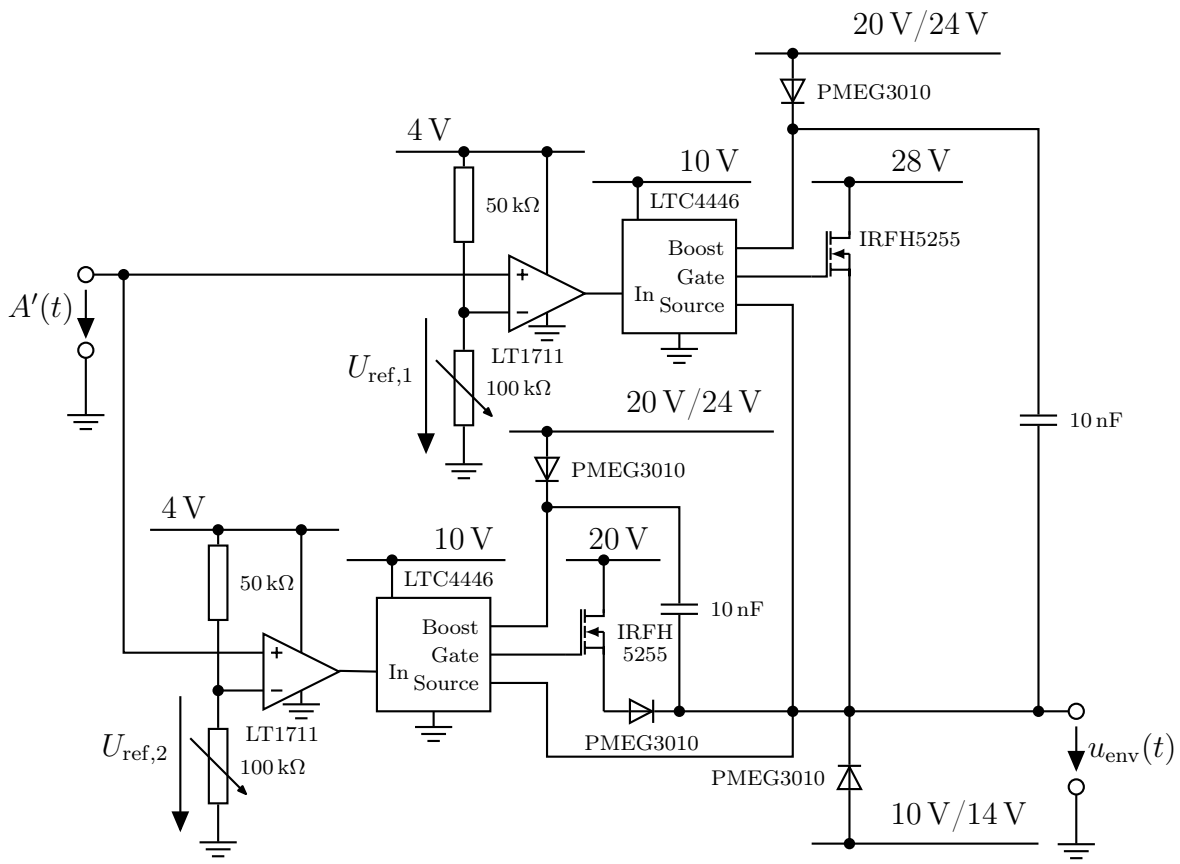


Abbildung 6.17: Schaltplan des realisierten dreistufigen Klasse-G-Modulators.

6.1.6.2 Beispiel

Abbildung 6.17 zeigt den Schaltplan des im Rahmen dieser Arbeit entworfenen mehrstufigen Klasse-G-Modulators, der die Einstellung von drei diskreten Spannungsstufen erlaubt. Dabei handelt es sich um eine Erweiterung des zweistufigen Klasse-G-Modulators, auf den in Abschnitt 6.1.5.2 eingegangen wird. Dessen Schaltung in Abbildung 6.14 ist um einen Zweig für eine weitere Versorgungsspannung ergänzt. Eine detaillierte Beschreibung des Entwurfs erfolgt in [58].

Im Folgenden ist $U_{\mathrm{DC,M+}} = 28\,\mathrm{V}$. Diese Spannung ist durch den Nennwert im Datenblatt des HF-Transistors bestimmt. Die Wahl der niedrigen Spannungsstufe hängt davon ab, welcher HF-Verstärker von dem Modulator versorgt wird und ergibt sich aus der minimalen Drainvorspannung nach Abschnitt 5.1.2. Handelt es sich um den Klasse-AB-Verstärker aus Abschnitt 4.1.3, so wird $U_{\mathrm{DC,M-}} = 10\,\mathrm{V}$ eingestellt. Die Bootstrap-Schaltung wird in diesem Fall mit 20 V versorgt. Beim Betrieb mit dem Klasse-F-Verstärker gilt dagegen $U_{\mathrm{DC,M-}} = 14\,\mathrm{V}$ und die Versorgungsspannung der Bootstrap-Schaltung erhöht sich auf

24 V. Die mittlere Versorgungsspannung beträgt $U_{\mathrm{DC,M0}} = 20\,\mathrm{V}$. Dieser Wert ist willkürlich gewählt und entspricht näherungsweise dem arithmetischen Mittel von $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M-}}$.

Wie beim zweistufigen Klasse-G-Modulator ist die Charakterisierung der Schaltung an einem konstanten Lastwiderstand nicht sinnvoll. Daher werden direkt die Ergebnisse der statischen Messung betrachtet, bei denen der HF-Verstärker mit CW-Signalen verschiedener Eingangsleistung angesteuert wird, während ihn der Modulator mit einer konstanten Versorgungsspannung versorgt. Die Eingangsleistung wird so lange erhöht, bis die PAE ihr Maximum erreicht. In diesem Fall wird u_{env} auf die nächste Stufe angehoben und die Messung fortgesetzt. Die gemessenen Verläufe der PAE sind in Abbildung 6.18 aufgetragen. Aufgrund der drei Spannungsstufen weisen die Effizienzen drei Maxima auf. Die zugehörigen Leistungen werden zur Berechnung der Schaltschwellen herangezogen, die analog zu Gleichung (6.19) erfolgt:

$$U_{\mathrm{ref,1}} = \sqrt{\frac{\max\left\{P_{\mathrm{out}}\right\}\big|_{u_{\mathrm{env}}=U_{\mathrm{DC,M0}}}}{\max\left\{P_{\mathrm{out}}\right\}\big|_{u_{\mathrm{env}}=U_{\mathrm{DC,M+}}}} \cdot A_{\mathrm{max}}} \tag{6.20}$$

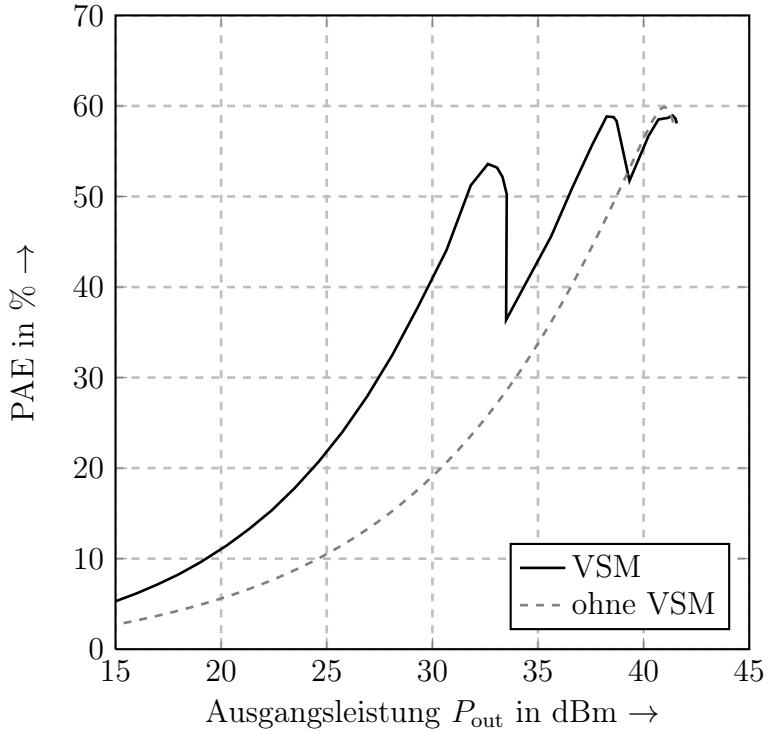
$$U_{\mathrm{ref,2}} = \sqrt{\frac{\max\left\{P_{\mathrm{out}}\right\}\big|_{u_{\mathrm{env}}=U_{\mathrm{DC,M-}}}}{\max\left\{P_{\mathrm{out}}\right\}\big|_{u_{\mathrm{env}}=U_{\mathrm{DC,M+}}}} \cdot A_{\mathrm{max}}} \tag{6.21}$$

Beim Betrieb mit dem Klasse-AB-Verstärker ergeben sich die Schaltschwellen bei $U_{\mathrm{ref,1}} = 0{,}75\,\mathrm{V}$ und $U_{\mathrm{ref,2}} = 0{,}43\,\mathrm{V}$. Steuert man das Klasse-G-System mit einem LTE-Signal der Bandbreite 20 MHz an, so erhält man bei einer Ausgangsleistung von 29,6 dBm eine mittlere PAE von 35,8 %. Zur Bestimmung der Linearität wird das ACLR betrachtet. Im ersten Nachbarkanal beträgt es −18 dBc, im zweiten Nachbarkanal ergeben sich −26 dBc. Die EVM erreicht Werte bis zu 29,3 %. Die Resultate sind in [74] veröffentlicht.

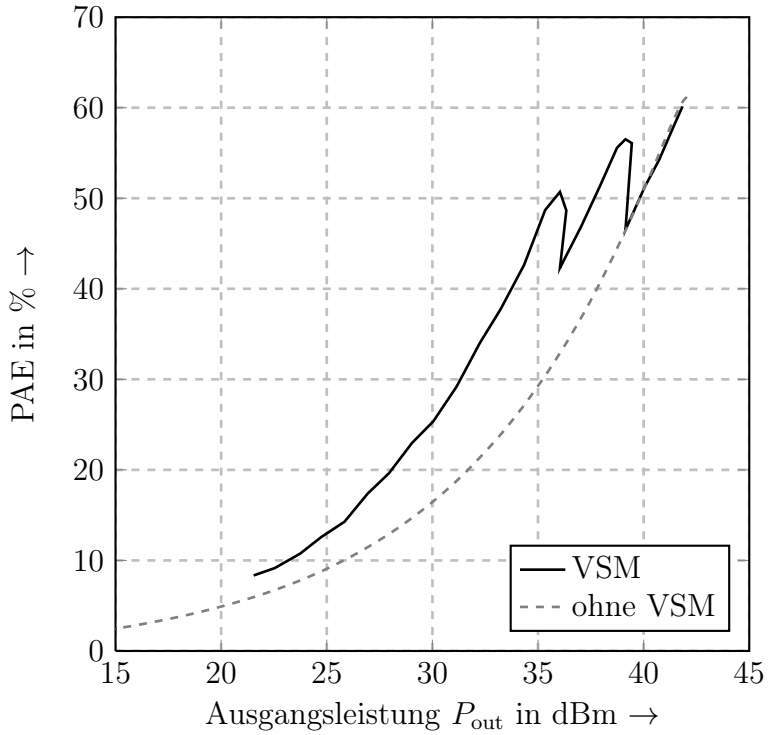
Wird der Klasse-G-Modulator mit dem Klasse-F-Verstärker verbunden, so erhält man $U_{\mathrm{ref,1}} = 0{,}75\,\mathrm{V}$ und $U_{\mathrm{ref,2}} = 0{,}53\,\mathrm{V}$. Bei einer Ausgangsleistung von 30,4 dBm beträgt die PAE 31,8 %. Die Verhältnisse der Nachbarkanalleistungen liegen bei $ACLR_1 = -29\,\mathrm{dBc}$ und $ACLR_2 = -39\,\mathrm{dBc}$. Die maximale EVM beträgt 8,2 %.

Weiteres Potential zur Steigerung der Effizienz und Linearität ergibt sich durch die Wahl der mittleren Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M0}}$. Abhängig von der Signalstatistik ist deren optimale Lage nicht zwangsläufig der hier gewählte arithmetische Mittelwert von $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M-}}$. Durch weitergehende Systemsimulationen, die aus Zeitgründen in der vorliegenden Arbeit nicht durchgeführt werden können, ist eine Optimierung möglich.

Tabelle 6.5 vergleicht die Ergebnisse des Klasse-G-Modulators mit veröffentlichten Syste-



(a)



(b)

Abbildung 6.18: Gemessene statische Gesamteffizienz des VSM-Systems mit dreistufigem Klasse-G-Modulator und (a) Klasse-AB-Verstärker und (b) Klasse-F-Verstärker.

Tabelle 6.5: VSM-Systeme mit Ausgangsleistungen über 2 W unter Verwendung von mehrstufigen Klasse-G-Modulatoren aus der Literatur.

Referenz	[75]	[76]	Diese Arbeit [58],[74]	
Jahr	2012	2012	2012	2012
Modulator:				
Anzahl der Stufen	3*	k.A.*	3	
Bandbreite	2 MHz	k.A.	20 MHz	
obere Spannung	24 V	4,4 V	28 V	
mittlere Spannung	18 V	k.A.	20 V	
untere Spannung	12 V	1,6 V	10 V	14 V
HF-Verstärker:				
Klasse	E	k.A.	AB	F
Technologie	LDMOS	GaAs	GaN	GaN
Frequenz	125 MHz	1,95 GHz	2,75 GHz	2,65 GHz
max. Ausgangsleistung	51 dBm	33 dBm	41 dBm	42 dBm
max. Effizienz	85 %	k.A.	60 %	61 %
Gesamtsystem:				
Testsignal	64-QAM	HSDPA**	LTE	LTE
PAPR	8,6 dB	5,4 dB	11,6 dB	11,6 dB
Effizienz ohne VSM	k.A.	42 %	22 %	20 %
Effizienz mit VSM	44 %	47 %	36 %	32 %
Linearisierung	ja	nein	nein	nein

* mit nachgeschaltetem Linearmodulator
** *High Speed Downlink Packet Access*, Technik zur Erhöhung der Datenrate bei UMTS

men, die auf mehrstufigen Klasse-G-Modulatoren basieren. Da in den Publikationen keine VSM linearer HF-Verstärker erfolgt, sondern EER-Systeme realisiert werden, die einen wertekontinuierlichen Verlauf von u_{env} erfordern, kommt ein abgewandeltes Konzept zum Einsatz, das in [77] vorgestellt wird. Dabei werden die diskreten Versorgungsspannungen nicht direkt dem HF-Verstärker zugeführt, sondern versorgen einen zwischengeschalteten Linearmodulator, dessen Effizienz dadurch deutlich gesteigert werden kann.

Aufgrund der Abwandlung des Konzeptes lassen sich die Ergebnisse aus den Veröffentlichungen nicht direkt mit dem im Rahmen dieser Arbeit entworfenen System vergleichen. Es lässt sich jedoch feststellen, dass der hier vorgestellte Modulator eine deutlich höhere Bandbreite als die Schaltung in [75] erreicht. In [76] ist keine Bandbreite angegeben.

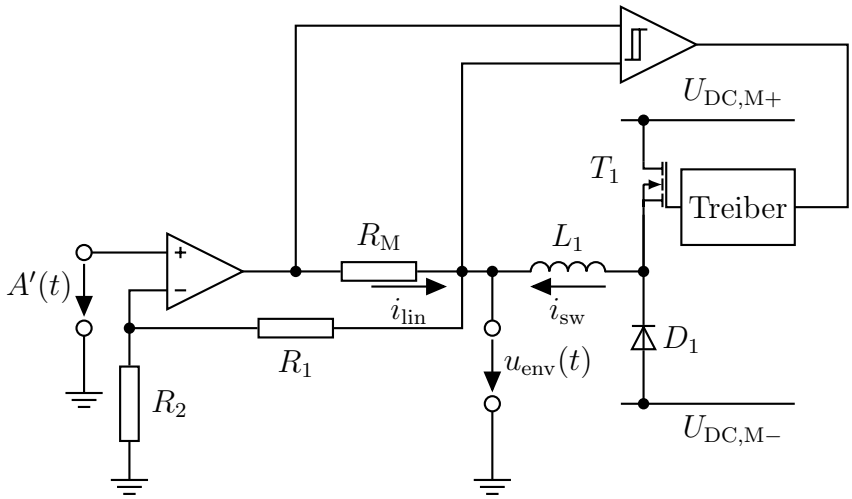


Abbildung 6.19: Aufbau eines SMALM.

6.1.7 Schaltunterstützter Linearmodulator

6.1.7.1 Grundprinzip

Die bis hier betrachteten Modulatorkonzepte eignen sich nur bedingt für die Übertragung breitbandiger Signale. Die in Abschnitt 6.1.3 und Abschnitt 6.1.4 vorgestellten Buck-Modulatoren arbeiten bei niedrigen Schaltfrequenzen sehr effizient. Da sie aber auf dem Prinzip der Überabtastung basieren, sind sie für hohe Bandbreiten nur schwer zu realisieren. Die Überabtastung kann durch die Wahl einer Klasse-G-Architektur umgangen werden, jedoch treten hier höhere Verluste im HF-Verstärker auf, da die Versorgungsspannung meist größer als erforderlich ist. Der in Abschnitt 6.1.2 vorgestellte Linearmodulator erreicht prinzipiell die höchsten Bandbreiten, aufgrund der hohen Verluste lässt sich jedoch die Gesamteffizienz durch ihn nicht steigern und es ergeben sich hohe Anforderungen an die maximal zulässige Verlustleistung des Spannungsmodulators.

Bei dem nachfolgend vorgestellten SMALM, dessen prinzipieller Aufbau in Abbildung 6.19 zu sehen ist, werden ein Buck- und ein Linearmodulator parallel geschaltet. Bei der Linearstufe handelt es sich um eine nicht-invertierende Operationsverstärkerschaltung. Aufgrund der Rückkopplung des Ausgangsknotens auf den invertierenden Eingang weist u_{env} stets den verstärkten Verlauf des Eingangssignals auf. Im Gegensatz zum Linearmodulator muss die Linearstufe hier jedoch nicht den kompletten Strom i_{env} liefern, sondern wird von der parallel geschalteten effizienten Schaltstufe unterstützt, die bei richtiger Auslegung der Schaltung den größten Anteil des Ausgangsstroms zur Verfügung stellt.

Die Ansteuerung der Schaltstufe erfolgt durch einen Zweipunkt-Regler, der den Betrag des Ausgangsstroms i_{lin} der Linearstufe minimiert. Das Funktionsprinzip wird anhand

einer konstanten Ausgangsspannung u_{env} veranschaulicht. Dabei muss die Bedingung

$$U_{\mathrm{DC,M+}} > u_{\mathrm{env}} > U_{\mathrm{DC,M-}} \tag{6.22}$$

erfüllt sein. Die Linearstufe stellt sicher, dass u_{env} zu jedem Zeitpunkt den gewünschten Wert annimmt. Unter der Annahme einer ohmschen Last wird dadurch der Ausgangsstrom

$$i_{\mathrm{env}} = \frac{u_{\mathrm{env}}}{R_{\mathrm{env}}} \tag{6.23}$$

eingeprägt. Der Beitrag i_{lin} der Linearstufe zum Ausgangsstrom wird über den Messwiderstand R_{M} in eine Spannung umgewandelt, die zur weiteren Verarbeitung einem Komparator mit Hysterese zugeführt wird. Der Widerstand R_{M} ist zur Minimierung der Verluste möglichst klein zu wählen.

Ist der Strom der Linearstufe größer als ein durch die Hysterese vorgegebener positiver Schwellwert I_{h}, so schaltet der Komparator den Transistor T_1 in den leitenden Zustand und die Diode D_1 sperrt. Da die Ausgangsspannung u_{env} des Modulators eingeprägt wird und gemäß obiger Annahme kleiner als $U_{\mathrm{DC,M+}}$ ist, weist der Ausgangsstrom i_{sw} der Schaltstufe die konstante Steigung

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{sw}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L_1} \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - u_{\mathrm{env}}) > 0 \tag{6.24}$$

auf und steigt linear an. Aufgrund des konstanten Modulatorausgangsstroms i_{env} folgt daraus unter Berücksichtigung der Knotenregel

$$i_{\mathrm{env}} = i_{\mathrm{lin}} + i_{\mathrm{sw}} \tag{6.25}$$

ein linearer Abfall von i_{lin}. Dieser dauert so lange an, bis i_{lin} den negativen Schwellwert $-I_{\mathrm{h}}$ der Komparator-Hysterese erreicht. Zu diesem Zeitpunkt wird der Transistor in den sperrenden Zustand gebracht und die Diode D_1 leitet. Damit ergibt sich die Steigung

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{sw}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L_1} \cdot (U_{\mathrm{DC,M-}} - u_{\mathrm{env}}) < 0 \tag{6.26}$$

des Spulenstroms. Sie ist negativ, da stets $u_{\mathrm{env}} > U_{\mathrm{DC,M-}}$ gilt. Gemäß Gleichung (6.25) hat dies zur Folge, dass i_{lin} linear ansteigt, bis wieder der obere Schwellwert der Hysterese erreicht wird. Dadurch wirkt der SMALM als selbstschwingendes System. Für eine kleine Hysterese I_{h} des Komparators liefert die effiziente Schaltstufe den Hauptanteil des

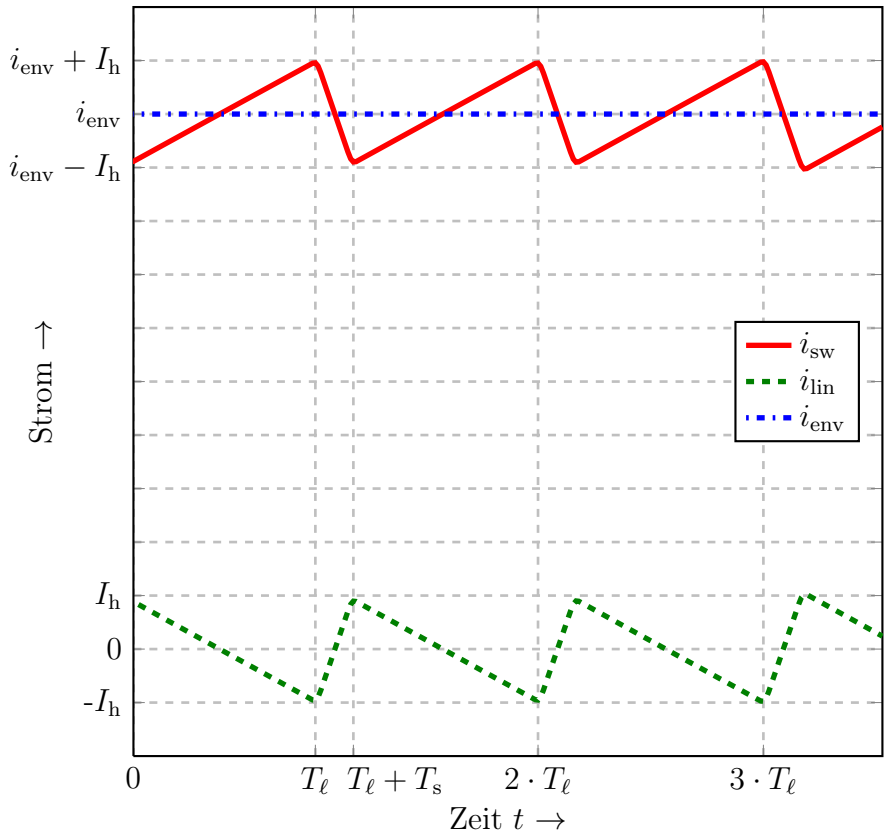


Abbildung 6.20: Stromverläufe eines SMALM bei einer konstanten Eingangsspannung.

Ausgangsstroms, was in einer hohen Gesamteffizienz des Modulators resultiert. Die sich ergebenden Stromverläufe sind in Abbildung 6.20 veranschaulicht.

6.1.7.2 Schaltfrequenz

Zur Bestimmung der Schaltfrequenz f_{s} wird zunächst die Zeit T_ℓ berechnet, während der T_1 leitet. Sie ist identisch mit der Dauer, während der der Ausgangsstrom i_{lin} der Linearstufe von der positiven Schwelle der Hysterese I_{h} zur negativen Schwelle $-I_{\mathrm{h}}$ absinkt. Mit Gleichung (6.24) ergibt sich der Ansatz

$$2 \cdot I_{\mathrm{h}} = \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{sw}}}{\mathrm{d}t} \cdot T_\ell = \frac{T_\ell}{L_1} \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - u_{\mathrm{env}}), \tag{6.27}$$

der sich zu

$$T_\ell = 2 \cdot I_{\mathrm{h}} \cdot L_1 \cdot \frac{1}{U_{\mathrm{DC,M+}} - u_{\mathrm{env}}} \tag{6.28}$$

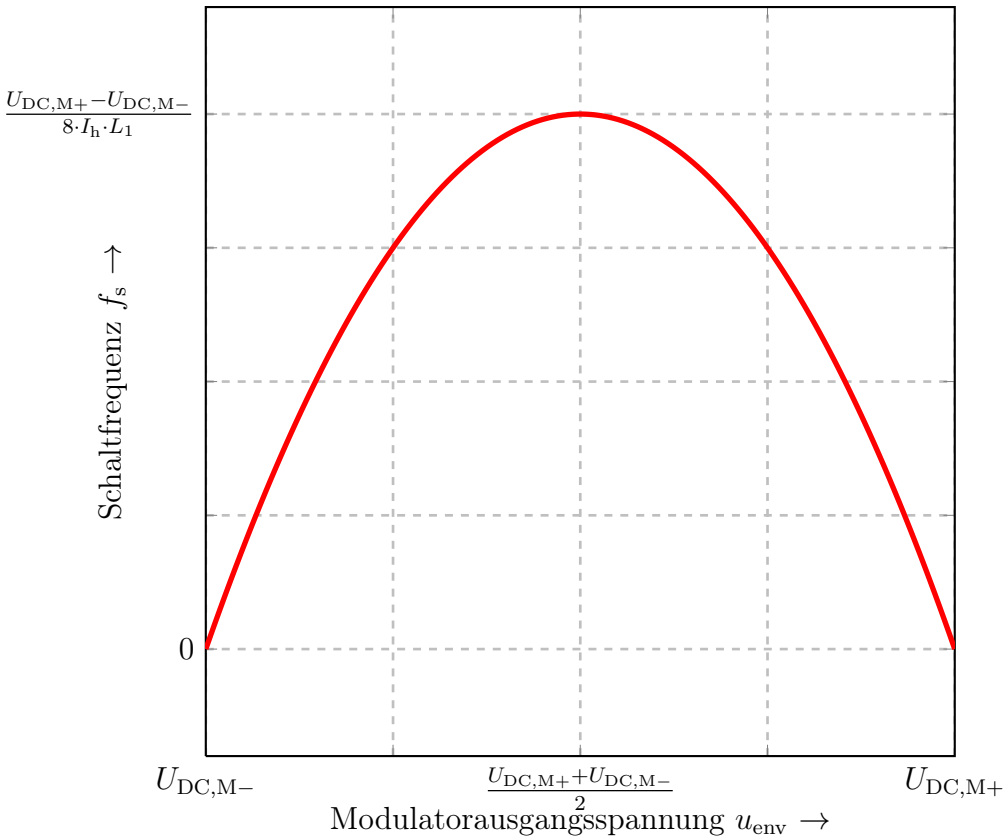


Abbildung 6.21: Verlauf der Schaltfrequenz eines SMALM über der Ausgangsspannung.

umformen lässt. Analog dazu lässt sich die Zeit T_{s} bestimmen, während der i_{lin} von $-I_{\mathrm{h}}$ auf I_{h} ansteigt. Sie berechnet sich zu

$$T_{\mathrm{s}} = 2 \cdot I_{\mathrm{h}} \cdot L_1 \cdot \frac{1}{u_{\mathrm{env}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}. \tag{6.29}$$

Die Schaltfrequenz beträgt damit

$$f_{\mathrm{s}} = \frac{1}{T_\ell + T_{\mathrm{s}}} = \frac{1}{2 \cdot I_{\mathrm{h}} \cdot L_1} \cdot \frac{-u_{\mathrm{env}}^2 + u_{\mathrm{env}} \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} + U_{\mathrm{DC,M-}}) - U_{\mathrm{DC,M+}} \cdot U_{\mathrm{DC,M-}}}{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}. \tag{6.30}$$

Dies lässt sich umschreiben zu

$$f_{\mathrm{s}} = \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{2 \cdot I_{\mathrm{h}} \cdot L_1} \cdot \left(1 - \frac{u_{\mathrm{env}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}\right) \cdot \frac{u_{\mathrm{env}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}. \tag{6.31}$$

Abbildung 6.21 zeigt den Verlauf der Schaltfrequenz über der Modulatorausgangsspannung. Sie wird maximal, wenn die Ausgangsspannung exakt in der Mitte zwischen $U_{\mathrm{DC,M+}}$

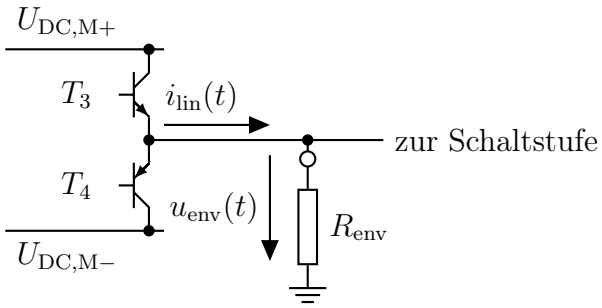


Abbildung 6.22: Ersatzschaltbild der Ausgangsstufe eines Operationsverstärkers zur Berechnung der Verluste eines SMALM.

und $U_{\mathrm{DC,M-}}$ liegt und nimmt hier den Wert

$$\max\{f_{\mathrm{s}}\} = \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{8 \cdot I_{\mathrm{h}} \cdot L_1} \tag{6.32}$$

an. Die Schaltfrequenz ist sowohl zur Hysterese $2 \cdot I_{\mathrm{h}}$ als auch zur Induktivität L_1 umgekehrt proportional. Man erkennt weiterhin, dass wie beim Buck-Modulator die Schaltfrequenz und damit die Schaltverluste geringer werden, wenn für eine vorgegebene Hysterese und Induktivität die untere Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M-}}$ erhöht wird. Sie ist daher in der praktischen Realisierung so groß wie möglich zu wählen.

6.1.7.3 Effizienz

Zur Bestimmung der Effizienz eines idealen SMALM wird angenommen, dass die Schaltstufe verlustlos ist und der Messwiderstand R_{M} hinreichend klein gewählt wird, so dass er vernachlässigt werden kann. In diesem Fall treten ausschließlich in der Linearstufe Verluste auf.

Zu deren Berechnung wird für den Operationsverstärker der Linearstufe eine Ausgangsstufe nach Abbildung 6.22 angenommen. Für $i_{\mathrm{lin}} > 0$ fließt der Strom aus der Quelle der oberen Versorgungsspannung durch den Endstufen-Transistor T_3 zum Ausgang des Operationsverstärkers. Der Spannungsabfall über dem Transistor ist konstant und beträgt $U_{\mathrm{DC,M+}} - u_{\mathrm{env}}$. Ist der Ausgangsstrom der Linearstufe negativ, so wird dieser über den Endstufen-Transistor T_4 zur unteren Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M-}}$ abgeleitet. Wie in Abbildung 6.20 dargestellt, oszilliert der Strom i_{lin} dabei dreieckförmig zwischen $-I_{\mathrm{h}}$ und I_{h}, wobei die Steigung $\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{lin}}}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{sw}}}{\mathrm{d}t}$ beträgt. Damit lässt sich die Verlustleistung der

Linearstufe berechnen zu

$$
\begin{aligned}
P_\mathrm{V} =& \frac{1}{T_\ell + T_\mathrm{s}} \cdot \Bigg[\int_{-\frac{T_\ell}{2}}^{0} (U_\mathrm{DC,M+} - u_\mathrm{env}) \cdot \left(-\frac{U_\mathrm{DC,M+} - u_\mathrm{env}}{L_1} \cdot t \right) \mathrm{d}t \\
&+ \int_{0}^{\frac{T_\ell}{2}} (u_\mathrm{env} - U_\mathrm{DC,M-}) \cdot \left(\frac{U_\mathrm{DC,M+} - u_\mathrm{env}}{L_1} \cdot t \right) \mathrm{d}t \\
&+ \int_{-\frac{T_\mathrm{s}}{2}}^{0} (u_\mathrm{env} - U_\mathrm{DC,M-}) \cdot \left(-\frac{u_\mathrm{env} - U_\mathrm{DC,M-}}{L_1} \cdot t \right) \mathrm{d}t \\
&+ \int_{0}^{\frac{T_\mathrm{s}}{2}} (U_\mathrm{DC,M+} - u_\mathrm{env}) \cdot \left(\frac{u_\mathrm{env} - U_\mathrm{DC,M-}}{L_1} \cdot t \right) \mathrm{d}t \Bigg] .
\end{aligned}
\tag{6.33}
$$

Löst man die Integrale, so erhält man

$$
P_\mathrm{V} = \frac{1}{4} \cdot I_\mathrm{h} \cdot (U_\mathrm{DC,M+} - U_\mathrm{DC,M-}). \tag{6.34}
$$

Die Verluste sind somit unabhängig von der Ausgangsspannung u_env und werden ausschließlich durch die Hysterese I_h und die Differenz der Versorgungsspannungen bestimmt. Unter Berücksichtigung der Ausgangsleistung

$$
P_\mathrm{env} = \frac{u_\mathrm{env}^2}{R_\mathrm{env}} \tag{6.35}
$$

folgt damit die Effizienz eines idealen SMALM zu

$$
\eta_\mathrm{M} = \frac{1}{1 + \frac{P_\mathrm{V}}{P_\mathrm{env}}} = \frac{1}{1 + \frac{R_\mathrm{env} \cdot I_\mathrm{h} \cdot (U_\mathrm{DC,M+} - U_\mathrm{DC,M-})}{4 \cdot u_\mathrm{env}^2}} . \tag{6.36}
$$

In der Realität kann die Schaltstufe nicht als verlustlos angenommen werden. Die auftretenden Verlustmechanismen sind identisch zum Buck-Modulator und berechnen sich wie in Anhang F hergeleitet. Insbesondere bei hohen Schaltfrequenzen werden die Umladeverluste der parasitären Kapazitäten dominant.

6.1.7.4 Bandbreite

In den vorangehenden Abschnitten wird von einer konstanten Modulatorausgangsspannung u_env ausgegangen. Im Folgenden wird das Verhalten eines SMALM bei einem zeitlich veränderlichen Ausgangssignal untersucht. Zunächst erfolgt die Bestimmung der Schalt-

frequenz f_s. Ausgangspunkt der Betrachtungen ist die Knotenregel

$$i_\mathrm{lin}(t) = i_\mathrm{env}(t) - i_\mathrm{sw}(t). \tag{6.37}$$

Differenziert man diese, so ergibt sich

$$\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{lin}}{\mathrm{d}t}(t) = \frac{\mathrm{d}i_\mathrm{env}}{\mathrm{d}t}(t) - \frac{\mathrm{d}i_\mathrm{sw}}{\mathrm{d}t}(t). \tag{6.38}$$

Leitet der Transistor T_1, dann gilt aufgrund der Eigenschaften einer Induktivität

$$\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{sw}}{\mathrm{d}t}(t) = \frac{U_\mathrm{DC,M+} - u_\mathrm{env}(t)}{L_1}. \tag{6.39}$$

Bei sperrendem Transistor ergibt sich analog dazu

$$\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{sw}}{\mathrm{d}t}(t) = \frac{U_\mathrm{DC,M-} - u_\mathrm{env}(t)}{L_1}. \tag{6.40}$$

Bezeichnet man die Dauer, während der T_1 leitet, wie im statischen Fall als T_ℓ, und die Sperrdauer des Transistors als T_s, so erhält man unter der Annahme, dass $i_\mathrm{lin}(t)$ näherungsweise linear verläuft, die Zusammenhänge

$$\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{lin}}{\mathrm{d}t}(t) \cdot T_\ell = \left(\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{env}}{\mathrm{d}t}(t) - \frac{U_\mathrm{DC,M+} - u_\mathrm{env}(t)}{L_1}\right) \cdot T_\ell \tag{6.41}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{lin}}{\mathrm{d}t}(t) \cdot T_\mathrm{s} = \left(\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{env}}{\mathrm{d}t}(t) - \frac{U_\mathrm{DC,M-} - u_\mathrm{env}(t)}{L_1}\right) \cdot T_\mathrm{s}. \tag{6.42}$$

Der Komparator schaltet um, sobald sich i_lin um $2 \cdot I_\mathrm{h}$ beziehungsweise $-2 \cdot I_\mathrm{h}$ geändert hat. Damit lassen sich die Gleichungen

$$\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{lin}}{\mathrm{d}t}(t) \cdot T_\ell = -\,2 \cdot I_\mathrm{h} \tag{6.43}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{lin}}{\mathrm{d}t}(t) \cdot T_\mathrm{s} = 2 \cdot I_\mathrm{h} \tag{6.44}$$

aufstellen. Aufgelöst nach T_ℓ und T_s ergibt sich

$$T_\ell = -\,\frac{2 \cdot I_\mathrm{h} \cdot L_1}{L_1 \cdot \frac{\mathrm{d}i_\mathrm{env}}{\mathrm{d}t}(t) - U_\mathrm{DC,M+} + u_\mathrm{env}(t)} \tag{6.45}$$

$$T_\mathrm{s} = \frac{2 \cdot I_\mathrm{h} \cdot L_1}{L_1 \cdot \frac{\mathrm{d}i_\mathrm{env}}{\mathrm{d}t}(t) - U_\mathrm{DC,M-} + u_\mathrm{env}(t)}. \tag{6.46}$$

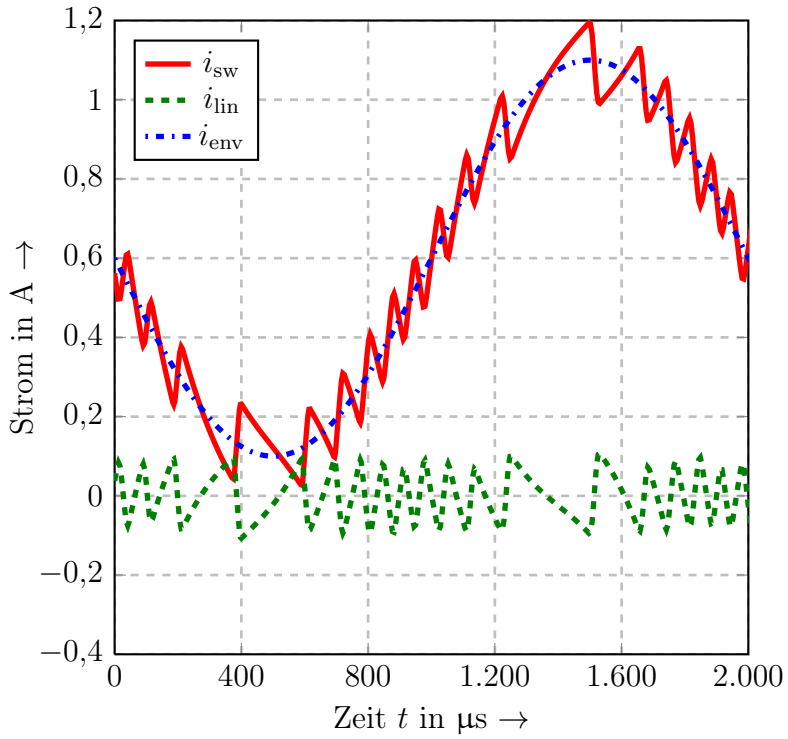
Damit folgt die Schaltfrequenz des SMALM für eine zeitlich veränderliche Ausgangsspannung unter der oben getroffenen Annahme, dass $i_{\mathrm{lin}}(t)$ linear verläuft, näherungsweise zu

$$f_{\mathrm{s}} \approx \frac{1}{T_\ell + T_{\mathrm{s}}} = \frac{\left(\frac{L_1}{R_{\mathrm{env}}} \cdot \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{env}}}{\mathrm{d}t}(t) + u_{\mathrm{env}}(t) - U_{\mathrm{DC,M-}}\right) \cdot \left(U_{\mathrm{DC,M+}} - u_{\mathrm{env}}(t) - \frac{L_1}{R_{\mathrm{env}}} \cdot \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{env}}}{\mathrm{d}t}(t)\right)}{2 \cdot I_{\mathrm{h}} \cdot L_1 \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}})}. \tag{6.47}$$

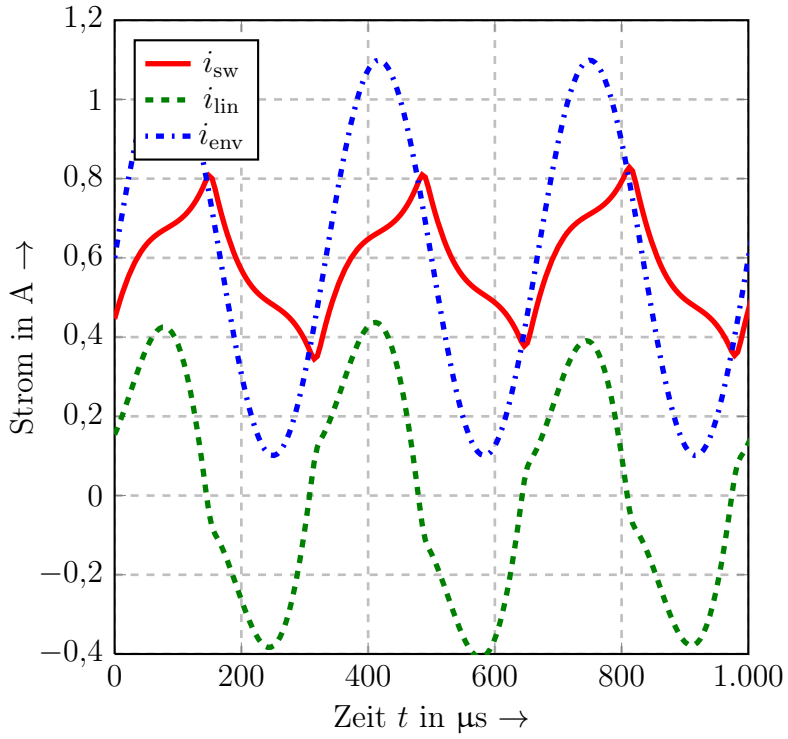
Bei Modulatorausgangssignalen geringer Bandbreite kann die Schaltstufe dem Signalverlauf folgen und zeigt das gewünschte Verhalten nach Abbildung 6.23 (a). Für hohe Bandbreiten steigt $\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{env}}}{\mathrm{d}t}$ an und bewirkt, dass f_{s} nach Gleichung (6.47) negativ wird. In diesem Fall ist die Induktivität L_1 so groß, dass die Schaltstufe dem Ausgangssignal nicht mehr folgen kann, und die Linearstufe liefert den fehlenden Strom an die Last. Dies ist in Abbildung 6.23 (b) dargestellt.

Für einen Verlauf der Ströme nach Abbildung 6.23 (b) geht die Effizienz des Modulators stark zurück, da die Linearstufe einen größeren Anteil am Gesamtstrom liefert und damit ihre im Vergleich zur Schaltstufe geringe Effizienz stärker ins Gewicht fällt. In Anhang G wird nach dem Kenntnisstand des Verfassers erstmals analytisch hergeleitet, dass bei breitbandigen Übertragungssystemen nur ein geringer Anteil der Leistung der Einhüllenden $A(t)$ bei hohen Frequenzen liegt, während die meiste Leistung bei niedrigen Frequenzen anzutreffen ist. So liegen bei der Einhüllenden eines LTE-Signals typischerweise fast 80 % der Gesamtleistung beim Gleichanteil. Wird die Einhüllende mit dem Begrenzungsfaktor $a_{\mathrm{lim}} = 0{,}3$ nach unten hin beschränkt, so erhöht sich der Anteil der Gleichleistung auf mehr als 98 %. Dies bedeutet, dass es im Hinblick auf die Gesamteffizienz vorteilhaft ist, die Schaltstufe bei einer Schaltfrequenz deutlich unterhalb der Signalbandbreite zu betreiben und die schnellen Änderungen des Ausgangsstroms i_{env} vollständig der Linearstufe zu überlassen. Zwar weist die Linearstufe nur eine geringe Effizienz auf, aber da die hochfrequenten Anteile wenig zur gesamten Modulatorausgangsleistung beitragen, fällt die Effizienzsteigerung bei langsamen Signalanteilen, die sich durch die aufgrund der niedrigeren Schaltfrequenz reduzierten kapazitiven und induktiven Verluste der Schaltstufe ergibt, stärker ins Gewicht als die höheren Verluste der Linearstufe bei schnellen Signalanteilen.

Eine weitere Steigerung der Effizienz lässt sich dadurch erreichen, dass nicht nur eine, sondern mehrere Schaltstufen parallel betrieben werden. Diese sind auf verschiedene Schaltfrequenzen ausgelegt, wobei die schnellere Schaltstufe aufgrund der Leistungsverteilung der Einhüllenden gemäß Anhang G einen kleineren Strom liefern muss als die langsamere. Dadurch kann sie kleiner dimensioniert werden, was in kleineren parasitären Elementen



(a)



(b)

Abbildung 6.23: Simulierte Stromverläufe eines SMALM bei einer Wechselspannung mit (a) niedriger und (b) hoher Frequenz am Eingang.

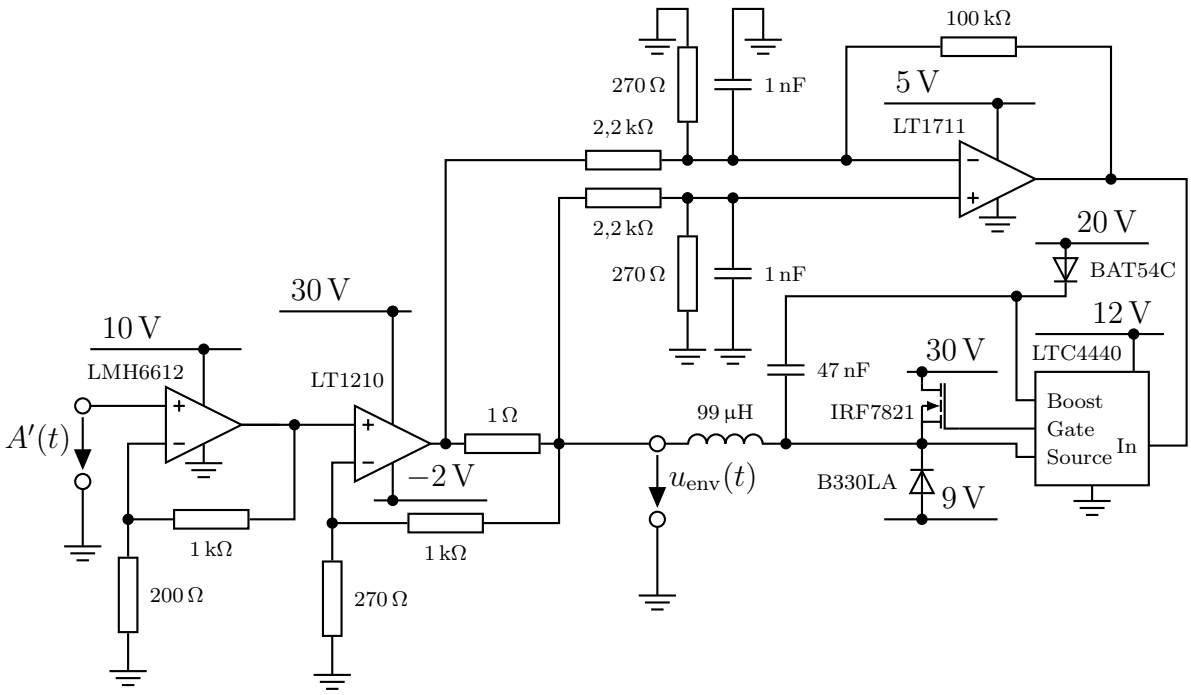


Abbildung 6.24: Schaltplan des realisierten SMALM.

und geringeren Schaltverlusten resultiert. Dieser Ansatz findet in [78] erstmals Erwähnung, wird aber im Rahmen dieser Arbeit aus Zeitgründen nicht untersucht.
Eine andere, ebenfalls hier nicht weiter verfolgte Möglichkeit zur Erhöhung der Effizienz ist die Reduzierung der oberen Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC,M+}}$ der Schaltstufe, die in [79] Anwendung findet. Die Einhüllende weist in der Praxis nur sehr selten und kurzzeitig ihr Maximum auf und befindet sich meist darunter. Daher werden die Spannungsspitzen ausschließlich von der Linearstufe zur Verfügung gestellt, so dass auch nur diese die maximale Versorgungsspannung benötigt. Der Nachteil dieses Ansatzes ist, dass die Schaltung nicht dauerhaft hohe Spannungen erzeugen kann.

6.1.7.5 Beispiel

Abbildung 6.24 zeigt den Schaltplan des in [53] entworfenen SMALM. Die Linearstufe ist identisch mit dem Linearmodulator aus Abschnitt 6.1.2.2 und weist damit eine Spannungsverstärkung von 28,2 auf. Die Schaltstufe ist im Gegensatz zu den Buck- und Klasse-G-Modulatoren auf deutlich geringere Schaltfrequenzen zwischen 100 kHz und 500 kHz ausgelegt, da sie, wie in Abschnitt 6.1.7.4 erläutert, lediglich den niederfrequenten Anteil des Modulatorausgangsstroms zur Verfügung stellen soll. Zur Ansteuerung des Schalttransistors kommt die in Abschnitt 6.1.3.4 beschriebene Bootstrap-Schaltung zum Einsatz. Der

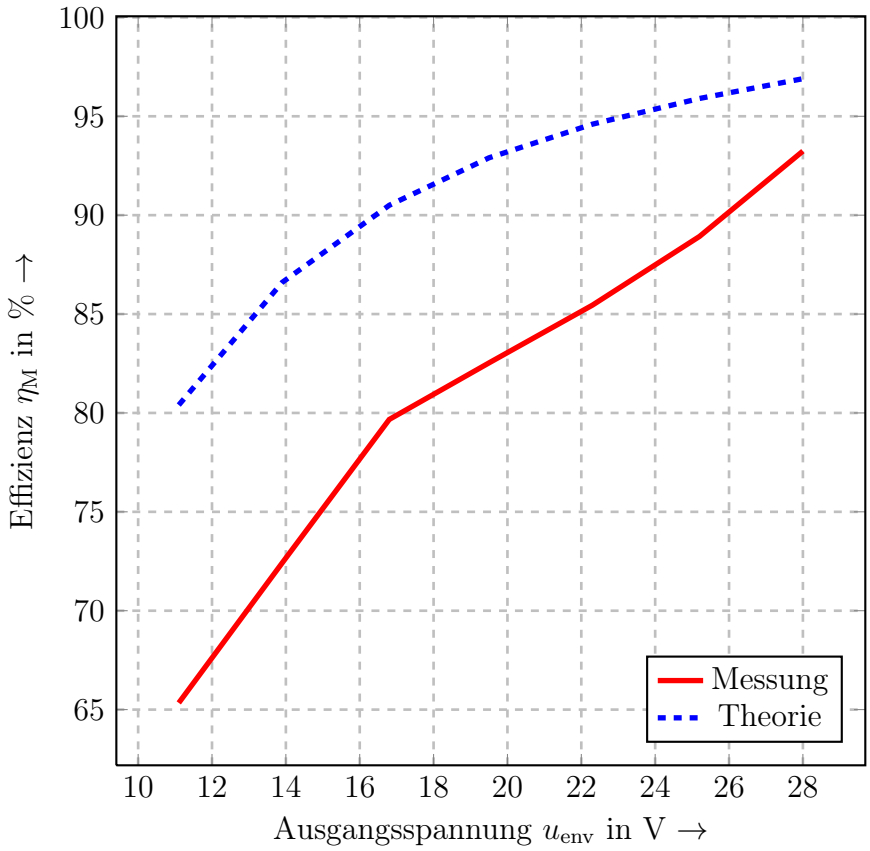


Abbildung 6.25: Effizienz des realisierten SMALM über der Ausgangsspannung bei Betrieb mit einem Lastwiderstand $R_{env} = 27\,\Omega$.

Komparator wird mit Hilfe eines als Schmitt-Trigger beschalteten Operationsverstärkers realisiert. Da dieser eine Versorgungsspannung von 5 V aufweist, werden die am Messwiderstand abgegriffenen Eingangsspannungen des Komparators durch Spannungsteiler abgesenkt. Mit Hilfe der 1 nF-Kondensatoren erhält der Spannungsteiler darüber hinaus eine Tiefpasscharakteristik, wodurch der Komparator und damit auch die Schaltstufe wie gewünscht lediglich auf langsame Signalanteile reagieren. Schnelle Änderungen von i_{env} werden dagegen vollständig von der Linearstufe zur Verfügung gestellt. Nach dem Kenntnisstand des Autors stellt dies den ersten SMALM dar, bei dem die Bandbreite der Schaltstufe gezielt durch schaltungstechnische Maßnahmen reduziert wird, um die Schaltverluste zu minimieren.

Die Effizienz des SMALM bei Belastung durch einen konstanten Widerstand $R_{env} = 27\,\Omega$ ist in Abbildung 6.25 aufgetragen. Bei der maximalen Ausgangsspannung von 28 V erreicht sie 93,2 % und nimmt zu niedrigeren Werten von u_{env} hin ab. Bei einer Modulatorausgangsspannung von 11 V beträgt die Effizienz 65,3 %. Außerdem zeigt das Schaubild die

Tabelle 6.6: Gemessene Effizienzen des realisierten SMALM für LTE-Signale verschiedener Bandbreiten mit und ohne Bandbegrenzung der Schaltstufe.

Bandbreite	ohne Bandbegrenzung	mit Bandbegrenzung
1,4 MHz	58,3 %	54,9 %
3 MHz	53,5 %	51,0 %
5 MHz	49,1 %	50,5 %
10 MHz	43,1 %	51,0 %
15 MHz	38,1 %	44,8 %
20 MHz	39,0 %	48,8 %

berechnete Effizienz unter Verwendung der Gleichungen in Abschnitt 6.1.7.3. Dabei sind $I_\mathrm{h} = 100\,\mathrm{mA}$, $U_\mathrm{K} = 0{,}5\,\mathrm{V}$, $R_\mathrm{on} = 9{,}1\,\mathrm{m\Omega}$, $C_\mathrm{DS} = 360\,\mathrm{pF}$ und $f_\mathrm{s} = 500\,\mathrm{kHz}$ zugrunde gelegt. Die Hysterese und die Schaltfrequenz ergeben sich aus den Entwurfsanforderungen, die übrigen Werte sind den Datenblättern der Bauelemente entnommen. Insbesondere bei niedrigen Modulatorausgangsspannungen kommt es zu starken Abweichungen zwischen der Theorie und den Messergebnissen, da die bei den Herleitungen in Abschnitt 6.1.7.3 angenommenen Idealisierungen in der realisierten Schaltung zum Teil nicht gültig sind. So sind die positive und negative Schaltschwelle des Komparators nicht symmetrisch. Hinzu kommt, dass in der Theorie lediglich die Einflüsse der Endstufen berücksichtigt werden, Verluste im Komparator, in den Vorverstärkern und im Treiber bleiben außer Acht.

Zur Untersuchung, ob die Begrenzung der Schaltfrequenz tatsächlich die gewünschte Effizienzsteigerung mit sich bringt, wird der Modulator bei Betrieb an der ohmschen Last außerdem mit LTE-Signalen verschiedener Bandbreiten angesteuert und vermessen. Dabei wird einmal die Schaltung nach Abbildung 6.24 verwendet, bei einer zweiten Messung sind die 1 nF-Kondensatoren zur Bandbegrenzung der Schaltstufe entfernt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 6.6 gegenübergestellt. Aufgrund der unterschiedlichen Signalsequenzen unterscheiden sich die PAPRs und damit die mittleren Effizienzen zwischen den verschiedenen Bandbreiten deutlich. Entscheidend ist der Vergleich der Effizienzen bei gleicher Bandbreite. Für langsame Signale bis zu einer Bandbreite von 3 MHz ist die Schaltfrequenz auch ohne Bandbegrenzung noch so niedrig, dass die Schaltstufe mit hoher Effizienz arbeitet. Bei höheren Signalbandbreiten steigt f_s jedoch weiter an, so dass die Effizienz aufgrund der Schaltverluste zurückgeht. Durch die Begrenzung der Schaltfrequenz wird verhindert, dass die Schaltstufe den schnellen Signalanteilen zu folgen versucht, und sie liefert nur den niederfrequenten Anteil des Ausgangsstroms. Aufgrund des Rückgangs von f_s sinken die Schaltverluste und die Effizienz vergrößert sich. Die Effizienzsteigerung durch

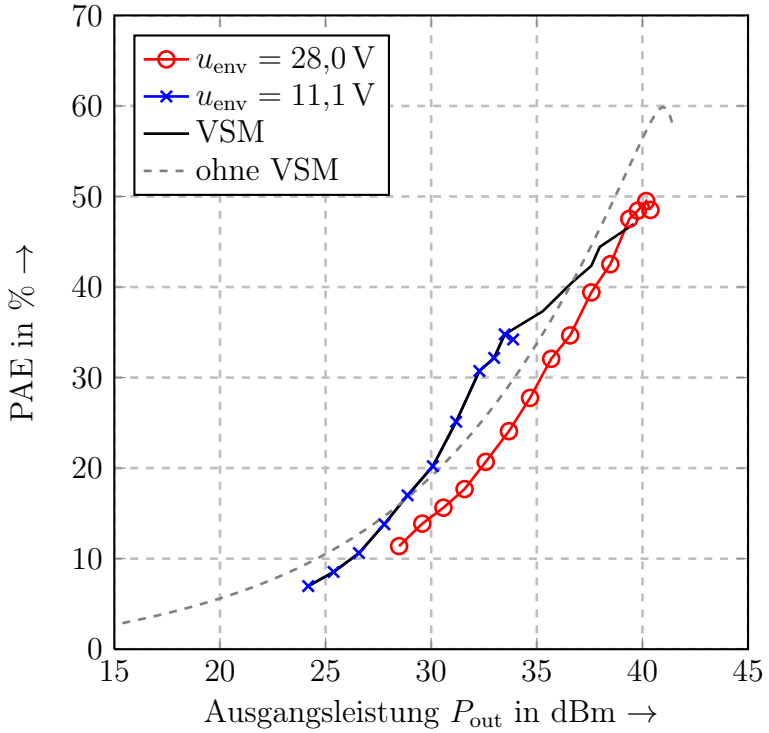
die Bandbegrenzung wird umso größer, je höher die Signalbandbreite ist, und beträgt bei einem LTE-Signal der Bandbreite 20 MHz fast 10 %.

Nach den Messungen mit ohmscher Last wird der SMALM zusammen mit den HF-Verstärkern betrieben. In Abbildung 6.26 sind die Effizienzverläufe aufgetragen, die sich in der statischen Messung ergeben. Neben den Effizienzkurven für die maximale und minimale Modulatorausgangsspannung ist auch die Trajektorie eingezeichnet, welche die Punkte maximaler Effizienz für jede Modulatorausgangsspannung verbindet. Auf dieser Kennlinie bewegt man sich idealerweise beim Betrieb in einem VSM-System. Für kleine Ausgangsleistungen geht die Trajektorie in die Effizienzkurve bei der niedrigsten Modulatorausgangsspannung über. Darüber hinaus zeigen die Schaubilder gestrichelt die Effizienz des HF-Verstärkers mit der konstanten Versorgungsspannung $U_{\mathrm{DC}} = 28\,\mathrm{V}$.

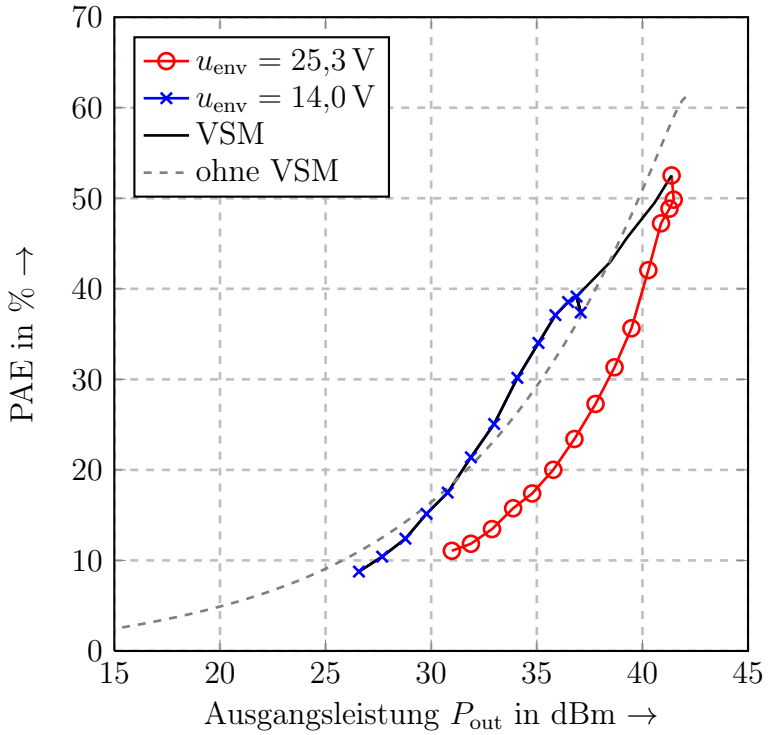
Durch die Verwendung des SMALM lässt sich die Effizienz für mittlere Ausgangsleistungen steigern. Beim Betrieb mit dem Klasse-AB-Verstärker ergibt sich die höchste Effizienzsteigerung bei einer Ausgangsleistung von 32 dBm, die PAE steigt hier von 24 % auf 30 %. Beim Klasse-F-Verstärker lässt sich die PAE bei $P_{\mathrm{out}} = 35\,\mathrm{dBm}$ von 29 % auf 34 % erhöhen. Nahe der Vollaussteuerung weisen die HF-Verstärker bei konstanter Versorgungsspannung ihre maximale Effizienz auf, die in einem VSM-System durch die endliche Modulatoreffizienz reduziert wird. Bei kleinen Ausgangsleistungen kann u_{env} aufgrund des Rückgangs der Verstärkung nicht beliebig reduziert werden, so dass die Gesamteffizienz ebenfalls unter den Wert ohne VSM fällt.

Schließlich werden die beiden VSM-Systeme mit LTE-Signalen der Bandbreite von 20 MHz angesteuert. Das System mit dem Klasse-AB-Verstärker erreicht bei einer mittleren Ausgangsleistung von 29,3 dBm eine PAE von 19,6 %. Das ACLR beträgt −21 dBc im ersten und −33 dBc im zweiten Nachbarkanal. Die EVM liegt bei 17,0 %. Mit dem Klasse-F-Verstärker ergibt sich eine PAE von 16, 8 % für $P_{\mathrm{out}} = 30{,}4\,\mathrm{dBm}$. Im ersten Nachbarkanal wird ein ACLR von −31 dBc gemessen, im zweiten Nachbarkanal erhält man −40 dBc. Die EVM beträgt 6,9 %.

Es fällt auf, dass die Effizienz des VSM-Systems geringer ist als beim Betrieb des Verstärkers mit konstanter Versorgungsspannung. Dies ist auf zwei Ursachen zurückzuführen. Zum einen ist die Effizienz des SMALM bei niedrigen Ausgangsspannungen stark abgefallen, wie in Abbildung 6.25 zu sehen ist. Zum anderen ist die mittlere Ausgangsleistung des HF-Verstärkers beim Betrieb mit LTE-Signalen mit ungefähr 30 dBm so klein, dass man selbst bei der kleinsten zulässigen Versorgungsspannung von 10 V beim Klasse-AB-Verstärker und 14 V beim Klasse-F-Verstärker weit von der Vollaussteuerung und damit dem Punkt maximaler Effizienz entfernt ist. Dies wird in Abbildung 5.2 deutlich. In Kom-



(a)



(b)

Abbildung 6.26: Gemessene Gesamteffizienz des VSM-Systems mit SMALM und (a) Klasse-AB-Verstärker und (b) Klasse-F-Verstärker.

Tabelle 6.7: VSM-Systeme mit Ausgangsleistungen über 2 W unter Verwendung von SMALMs aus der Literatur.

Referenz	[80]	[81]	[82]	Diese Arbeit [53]	
Jahr	2006	2009	2010	2012	2012
Modulator:					
Schaltfrequenz	1,3 MHz	1,6 MHz	k.A.	500 kHz	
Bandbreite	3,84 MHz	50 MHz	3,84 MHz	20 MHz	
Spannungsbereich	3 . . . 30 V	0 . . . 29 V	5 . . . 32 V	10 . . . 28 V	
HF-Verstärker:					
Klasse	J	k. A.	F^{-1}	AB	F
Technologie	GaN	GaAs	k.A.	GaN	GaN
Frequenz	2,14 GHz	2,14 GHz	2,14 GHz	2,75 GHz	2,65 GHz
max. Ausgangsleistung	52 dBm	52 dBm	46 dBm	41 dBm	42 dBm
max. Effizienz	65 %	77 %	k.A.	60 %	61 %
Gesamtsystem:					
Testsignal	W-CDMA	W-CDMA	W-CDMA	LTE	LTE
PAPR	7,7 dB	7 dB	8,5 dB	11,6 dB	11,6 dB
Effizienz ohne VSM	25 %	35 %	30 %	22 %	20 %
Effizienz mit VSM	51 %	58 %	53 %	20 %	17 %
Linearisierung	ja	ja	ja	nein	nein

bination ergibt sich damit eine geringere Gesamteffizienz des VSM-Systems als für einen Verstärker mit konstanter Versorgungsspannung. Dies wird auch bei den Ergebnissen der statischen Messung in Abbildung 6.26 deutlich.

Die Ergebnisse der Linearitätsmessungen werden ausführlicher in Abschnitt 6.1.8 diskutiert, wo auch ein Vergleich mit den anderen Modulatoren zu finden ist. Tabelle 6.7 gibt einen Überblick über veröffentlichte VSM-Systeme, die einen SMALM verwenden, und stellt diesen die in der vorliegenden Arbeit erzielten Ergebnisse gegenüber. Aufgrund der oben beschriebenen Schwierigkeiten ist die Effizienz deutlich geringer als bei den publizierten Aufbauten. Die Ergebnisse in Tabelle 6.6 geben jedoch Grund zu der Annahme, dass bei Verwendung eines auf die VSM optimierten HF-Verstärkers durch den hier vorgestellten Ansatz einer bandbegrenzten Schaltstufe die Effizienz der Systeme weiter gesteigert werden kann.

Tabelle 6.8: Gemessene PAE der VSM-Systeme mit LTE-Signalen der Bandbreite 20 MHz gemäß Testmodell 1.1 und der Ausgangsleistung 29 dBm.

Modulator	Klasse-AB-Verstärker	Klasse-F-Verstärker
ohne VSM	22,4 %	19,6 %
Linearmodulator	15,3 %	12,2 %
Klasse-G-Modulator	38,1 %	32,2 %
Mehrstufiger Klasse-G-Modulator	35,8 %	31,8 %
SMALM	19,6 %	16,8 %

6.1.8 Zusammenfassung Drainspannungsmodulatoren

Zur Bewertung der verschiedenen Modulatorkonzepte werden die Ergebnisse aus den vorangehenden Abschnitten verglichen. Die Betrachtungen beschränken sich auf die Modulatoren, die für LTE-Signale mit einer Bandbreite von 20 MHz geeignet sind. Dies sind der Linearmodulator, die beiden Klasse-G-Modulatoren und der SMALM. Zum Vergleich sind auch die Resultate der HF-Verstärker mit einer konstanten Versorgungsspannung von 28 V angegeben.

Die erzielten Effizienzen sind in Tabelle 6.8 gegenübergestellt. Die höchste PAE erhält man mit dem zweistufigen Klasse-G-Modulator. Sie beträgt 38,1 % beim Betrieb mit dem Klasse-AB-Verstärker und 32,2 %, wenn der Klasse-F-Verstärker zum Einsatz kommt. Der Grund für die große Effizienzsteigerung liegt in der Tatsache, dass die Modulatoren aufgrund der Statistik des LTE-Signals und des zulässigen Versorgungsspannungsbereichs die meiste Zeit über die konstante Ausgangsspannung $u_{\mathrm{env}} = U_{\mathrm{DC,M-}}$ zur Verfügung stellen. Dies geschieht beim Klasse-G-Modulator hocheffizient über die Diode D_1, zu Schaltverlusten kommt es lediglich beim Übergang zu hohen Ausgangsleistungen, was sehr selten auftritt.

Die Effizienz des Systems mit dem dreistufigen Klasse-G-Modulator ist etwas geringer. Prinzipbedingt sollte der dreistufige Ansatz zwar effizienter arbeiten, doch im vorliegenden Fall sind die Verluste durch den erhöhten Schaltungsaufwand in der Ansteuerung größer als die Effizienzsteigerung durch das Einfügen einer dritten Spannungsstufe. Es ist zu untersuchen, ob die PAE durch eine Optimierung der Lage von $U_{\mathrm{DC,M0}}$ erhöht werden kann.

Die Effizienz der VSM-Systeme basierend auf dem entworfenen SMALM ist mit 19,6 % beim Klasse-AB-Verstärker und 16,8 % beim Klasse-F-Verstärker deutlich geringer als bei den Klasse-G-Modulatoren und liegt noch unter der PAE mit konstanter Versorgungsspan-

Tabelle 6.9: Gemessenes ACLR der VSM-Systeme mit LTE-Signalen der Bandbreite 20 MHz gemäß Testmodell 1.1 und 1.2 und der Ausgangsleistung 29 dBm.

Modulator	Klasse-AB-Verstärker		Klasse-F-Verstärker	
	$ACLR_1$	$ACLR_2$	$ACLR_1$	$ACLR_2$
ohne VSM	−28 dBc	−45 dBc	−36 dBc	−47 dBc
Linearmodulator	−21 dBc	−33 dBc	−31 dBc	−39 dBc
Klasse-G-Modulator	−16 dBc	−25 dBc	−25 dBc	−36 dBc
Mehrstufiger Klasse-G-Modulator	−18 dBc	−26 dBc	−29 dBc	−39 dBc
SMALM	−21 dBc	−33 dBc	−31 dBc	−40 dBc

nung. Wie in Abschnitt 6.1.7.5 erläutert, hat dies zweierlei Gründe. Zum einen nimmt die Effizienz des SMALM mit sinkenden Ausgangsspannungen ab, da er eine selbstschwingende Schaltung ist und es aufgrund der dadurch auftretenden Schaltverluste sowie der Ausgleichsströme der Linearstufe auch für eine konstante Ausgangsspannung stets zu Verlusten kommt. Dadurch ist η_M bei der niedrigsten Ausgangsspannung, die am häufigsten auftritt, am geringsten. Zum anderen arbeitet der HF-Verstärker bei der betrachteten Ausgangsleistung des HF-Verstärkers von 29 dBm beziehungsweise 30 dBm selbst bei der niedrigsten zulässigen Versorgungsspannung nicht mehr in Kompression und dessen Effizienz η_D sinkt ebenfalls stark ab. Das Potential des SMALM zur Effizienzsteigerung insbesondere bei mittleren Ausgangsleistungen wird in Abbildung 6.26 ersichtlich.

Die geringste Effizienz weist der Linearmodulator auf. Da dieser prinzipbedingt allenfalls die gleiche Effizienz wie der HF-Verstärker mit konstanter Versorgungsspannung aufweisen kann, deckt sich dieses Ergebnis mit den Erwartungen. Hier ist vielmehr interessant, wie der Modulator die Linearität des VSM-Systems beeinflusst. Unter der Annahme, dass der Linearmodulator den Verlauf des Eingangssignals $A'(t)$ ideal am Ausgang nachbilden kann, stellt er einen Referenz-Modulator dar, anhand dessen die Linearität der übrigen Drainspannungsmodulatoren bewertet werden kann. Das ACLR verschlechtert sich bei einem VSM-System basierend auf dem Linearmodulator um 5 dB bis 10 dB, lediglich beim $ACLR_2$ des Klasse-AB-Verstärkers beträgt die Abnahme 12 dB. Die einzelnen Ergebnisse sind in Tabelle 6.9 aufgelistet.

Die schlechtere Linearität lässt sich durch die Abhängigkeit der Verstärkung eines HF-Verstärkers von der Versorgungsspannung erklären, die in Abbildung 5.4 dargestellt ist. Die Variation von u_env wirkt sich wie eine zusätzliche Amplitudenmodulation aus.

Vergleicht man das ACLR der Messung mit Linearmodulator und der Messung mit dem SMALM, so sind die Resultate praktisch identisch. Dies lässt den Schluss zu, dass die Un-

Tabelle 6.10: Gemessene EVM der VSM-Systeme mit LTE-Signalen der Bandbreite 20 MHz gemäß Testmodell 3.1 und der Ausgangsleistung 27 dBm.

Modulator	Klasse-AB-Verstärker	Klasse-F-Verstärker
ohne VSM	8,8 %	3,8 %
Linearmodulator	16,4 %	5,1 %
Klasse-G-Modulator	31,6 %	11,5 %
Mehrstufiger Klasse-G-Modulator	29,3 %	8,2 %
SMALM	17,0 %	6,9 %

terstützung des Linearmodulators mit einer Schaltstufe die Linearität des Gesamtsystems nicht beeinflusst.

Dagegen führt die Verwendung von Klasse-G-Modulatoren zu einer weiteren Verringerung des ACLR um 2 dB bis 8 dB, wobei der Rückgang der Linearität beim dreistufigen Klasse-G-Modulator etwas geringer ausfällt. Dieses Verhalten lässt sich ebenfalls mit der in Abbildung 5.4 dargestellten Abhängigkeit der Verstärkung von der Versorgungsspannung erklären. Während sich G_T beim Linearmodulator und beim SMALM kontinuierlich mit u_env ändert, weist die Verstärkung durch die sprunghafte Änderung der Ausgangsspannung bei Klasse-G-Modulatoren Unstetigkeiten auf, die in weiteren Verzerrungen resultieren. Da beim dreistufigen Modulator aufgrund der Signalstatistik u_env in den meisten Fällen nur auf $U_\mathrm{DC,M0}$ und nicht $U_\mathrm{DC,M+}$ erhöht wird, schwankt auch die Verstärkung weniger stark und die Linearität ist etwas besser als beim zweistufigen Klasse-G-Modulator.

Ähnlich sind die Einflüsse der verschiedenen Modulatorkonzepte auf die EVM des Systems. Die Ergebnisse sind Tabelle 6.10 zu entnehmen. Bei allen Modulatoren kommt es im Vergleich zum Betrieb des HF-Verstärkers mit einer konstanten Versorgungsspannung zu einem Anstieg der EVM. Dieser fällt beim Linearmodulator am geringsten aus, beim Betrieb mit dem Klasse-AB-Verstärker verdoppelt sich die EVM ungefähr, während sie sich beim Klasse-F-Verstärker lediglich um 30 % erhöht. Auch beim SMALM bleibt die Erhöhung unter dem Faktor Zwei. Dagegen steigt bei den Klasse-G-Modulatoren die EVM teilweise auf mehr als den dreifachen Wert des Verstärkers ohne VSM an. Die Ursache liegt wie beim ACLR in den Unstetigkeiten der Verstärkung aufgrund des Umschaltens zwischen den diskreten Versorgungsspannungen.

Insgesamt lässt sich feststellen, dass alle VSM-Systeme zu einer Verschlechterung der Linearität führen. Aus diesem Grund wird im folgenden Abschnitt untersucht, inwiefern sich durch die AAE die Linearität verbessern lässt.

6.2 Gatespannungsmodulator

Nach der Betrachtung der VSM als Mittel zur Steigerung der Effizienz wird im Folgenden untersucht, ob durch eine AAE die Linearität der Gesamtschaltung verbessert werden kann. Die Einstellung von U_{G} erfolgt über einen Gatespannungsmodulator. Die Anforderungen an diese Schaltung werden zunächst in Abschnitt 6.2.1 hergeleitet. In Abschnitt 6.2.2 folgt eine Erläuterung des prinzipiellen Schaltungsaufbaus. Abschnitt 6.2.3 stellt schließlich ein Beispiel für eine praktische Realisierung der Gatespannungsmodulation in Verbindung mit der VSM vor.

Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Frage, ob die AAE prinzipiell die Linearität eines HF-Verstärkers mit VSM verbessern kann. Dies wird beispielhaft anhand des Klasse-AB-Verstärkers aus Abschnitt 4.1.3 untersucht. Dessen Gatevorspannung wird hierzu linear mit der Einhüllenden $A(t)$ variiert. Auf eine Optimierung der Abbildungsfunktion zwischen $A(t)$ und U_{G} wird im Rahmen dieser Arbeit verzichtet.

6.2.1 Anforderungen

Wie schon für die Versorgungsspannungsmodulatoren werden auch für den Gatespannungsmodulator zunächst die Anforderungen aus den Eigenschaften des HF-Verstärkers abgeleitet. Die wichtigste Kenngröße ist der Ausgangsspannungsbereich. Bei einer Versorgungsspannung von 10 V weist die Verstärkung für $U_{\mathrm{G}} = -3\,\mathrm{V}$ den linearsten Verlauf auf. Dabei beträgt G_{T} ungefähr 11 dB. Für höhere Versorgungsspannungen wird die Gatevorspannung soweit reduziert, bis die Verstärkung im Punkt maximaler Effizienz möglichst nahe an die Kleinsignalverstärkung bei $U_{\mathrm{DC}} = 10\,\mathrm{V}$ herankommt. Für $U_{\mathrm{DC}} = 28\,\mathrm{V}$ ist dies bei einer Gatevorspannung von $-3{,}8\,\mathrm{V}$ der Fall. Somit soll der Modulator den Spannungsbereich zwischen $-3{,}0\,\mathrm{V}$ und $-3{,}8\,\mathrm{V}$ abdecken.

Darüber hinaus muss der Gatespannungsmodulator ausreichend schnell sein, um der Einhüllenden $A(t)$ zu folgen. Daraus resultiert, dass die Bandbreite der Schaltung mindestens 20 MHz betragen muss, was gerade der Bandbreite eines LTE-Signals entspricht.

Der Ausgangsstrom des Modulators ist von untergeordneter Bedeutung, da dessen Ausgangsknoten mit dem hochohmigen Gate-Anschluss des Transistors verbunden wird. Somit sind die Modulatorausgangsströme vernachlässigbar. Auf eine Maximierung der Effizienz wird an dieser Stelle ebenfalls nicht geachtet, da das prinzipielle Potential der AAE zur Linearitätssteigerung im Vordergrund der Untersuchungen steht.

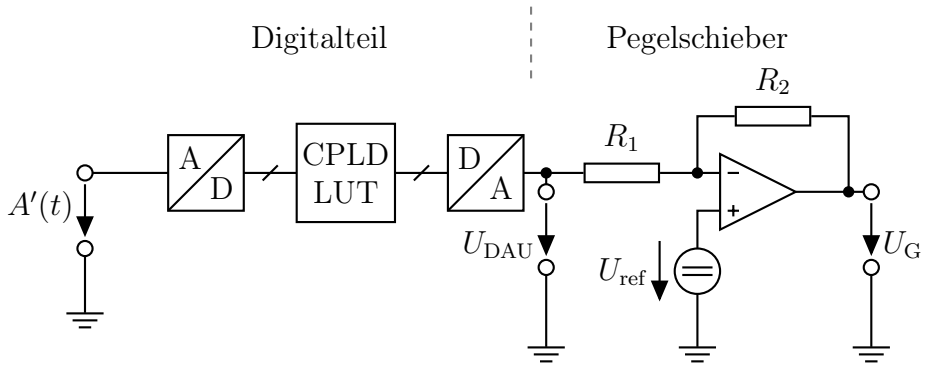


Abbildung 6.27: Prinzipschaltbild des Gatespannungsmodulators.

6.2.2 Grundprinzip

Eine Möglichkeit zur Realisierung eines Gatespannungsmodulators ist in Abbildung 6.27 schematisch dargestellt. Wie auch bei den Versorgungsspannungsmodulatoren liegt am Eingang die begrenzte Einhüllende $A'(t)$ an. In Abhängigkeit von dieser soll am Ausgang die optimale Gatespannung U_{G} eingestellt werden. Um eine beliebige, bei Bedarf auch nichtlineare Zuordnung zwischen A' und U_{G} realisieren zu können, erfolgt diese digital auf einem komplexen programmierbaren Logik-Baustein (*complex programmable logic device*, CPLD) in Form einer Wertetabelle (*look-up table*, LUT). In dieser wird jedem digitalen Eingangswert ein digitaler Ausgangswert zugeordnet.

Da das Eingangssignal des Gate-Modulators analog vorliegt, muss es zunächst durch einen Analog-Digital-Wandler in ein digitales Codewort umgewandelt werden, das dem CPLD zur Verfügung gestellt wird. Dieser stellt das zugehörige Ausgangswort ein, das anschließend mittels eines Digital-Analog-Wandlers wieder in ein wertekontinuierliches Signal umgewandelt wird.

Der Spannungsbereich sowohl des CPLD als auch der Wandler liegt üblicherweise bei positiven Spannungen, während die Gatevorspannung von GaN-Transistoren negativ ist. Aus diesem Grund ist zusätzlich ein Pegelschieber erforderlich, der die Ausgangsspannung U_{DAU} des Digital-Analog-Wandlers in den negativen Bereich verschiebt. Hierzu kommt die Operationsverstärkerschaltung nach Abbildung 6.27 zum Einsatz. Deren Ausgangsspannung berechnet sich zu

$$U_{\mathrm{G}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{\mathrm{ref}} - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{\mathrm{DAU}}. \tag{6.48}$$

Damit ist es möglich, das Eingangssignal einerseits zu skalieren, indem die Widerstände R_1 und R_2 richtig dimensioniert werden, und andererseits durch eine geeignete Wahl der

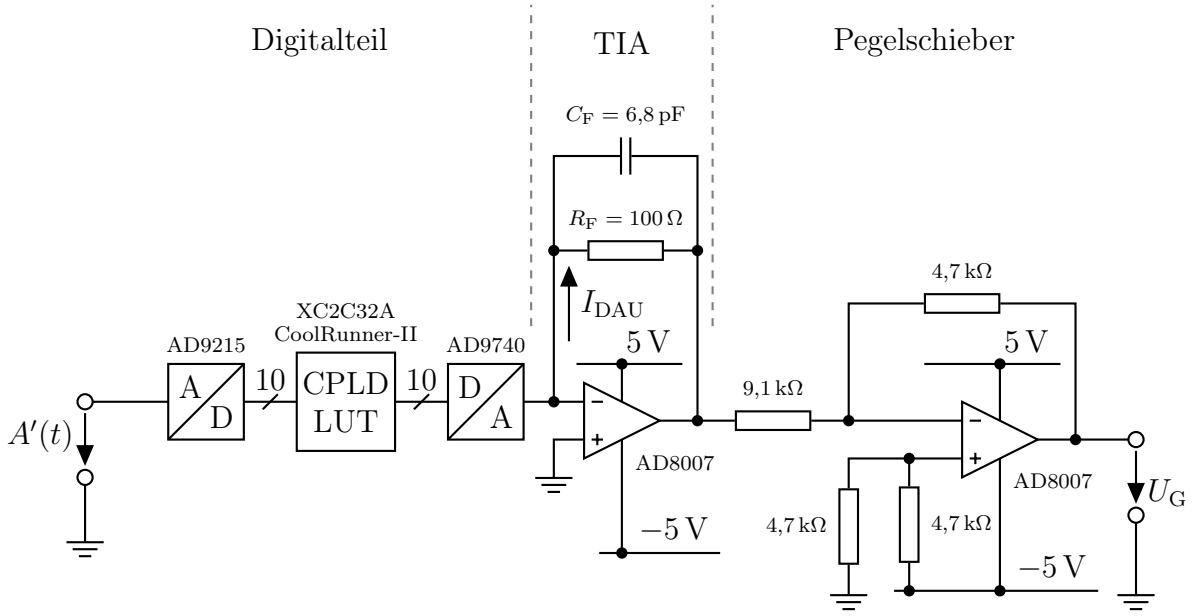


Abbildung 6.28: Schaltplan des realisierten Gatespannungsmodulators.

Referenzspannung U_{ref} in den negativen Bereich zu schieben. Es ist zu beachten, dass das Eingangssignal U_{DAU} aufgrund des negativen Vorzeichens invertiert wird. Dies stellt jedoch keine Einschränkung dar, da dieses Verhalten in der LUT berücksichtigt werden kann.

6.2.3 Beispiel

Abbildung 6.28 zeigt den Schaltplan des im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Gatespannungsmodulators, auf den detailliert in [83] eingegangen wird. Der Digitalteil ist in der Abbildung stark vereinfacht dargestellt, die Bauelemente zur Versorgung, Programmierung und Konfiguration der Komponenten sind der Übersichtlichkeit halber nicht eingezeichnet. Sowohl der CPLD als auch die beiden Wandler werden mit einer Spannung von 3,3 V versorgt. Während der Analog-Digital- und der Digital-Analog-Wandler mit einer Taktfrequenz von 200 MHz betrieben werden, ist die auf dem CPLD implementierte LUT rein kombinatorisch ausgeführt. Die digitalen Codewörter sind 10 bit breit, jedoch verarbeitet der CPLD in dem hier vorgestellten Demonstrator lediglich die sechs höchstwertigen Bits. Da der Digital-Analog-Wandler keine Ausgangsspannung, sondern einen Ausgangsstrom liefert, wird das Prinzipschaltbild in Abbildung 6.27 um einen Transimpedanzverstärker (*transimpedance amplifier*, TIA) erweitert, der einen Strom in eine proportionale Spannung umwandelt. Das Funktionsprinzip lässt sich unter der Annahme eines idealen Ope-

rationsverstärkers erläutern. Der Ausgangsstrom I_{DAU} des Digital-Analog-Wandlers fließt vollständig durch den Rückkoppelwiderstand R_{F}, der in Abbildung 6.28 zu $100\,\Omega$ gewählt ist. Dadurch ergibt sich nach dem ohmschen Gesetz ein Spannungsabfall von $R_{\mathrm{F}} \cdot I_{\mathrm{DAU}}$ vom Eingang zum Ausgang des TIA. Aufgrund der Rückkopplung auf den invertierenden Eingang wird die Eingangsspannungsdifferenz des Operationsverstärkers stets Null. Damit weist der Ausgangsknoten des Digital-Analog-Wandlers das Potential 0 V auf. Die Ausgangsspannung des TIA beträgt somit $-R_{\mathrm{F}} \cdot I_{\mathrm{DAU}}$ und ist proportional zum Ausgangsstrom des Digital-Analog-Wandlers. Der Kondensator C_{F} parallel zum Rückkoppelwiderstand dient zur Stabilisierung der Schaltung [84].

Der Pegelschieber ist wie in Abschnitt 6.2.2 erläutert aufgebaut. Die Verstärkung der Eingangsspannung beträgt $-0{,}52$. Die Referenzspannung von 2,5 V wird über einen Spannungsteiler aus der negativen Versorgungsspannung des Operationsverstärkers abgeleitet.

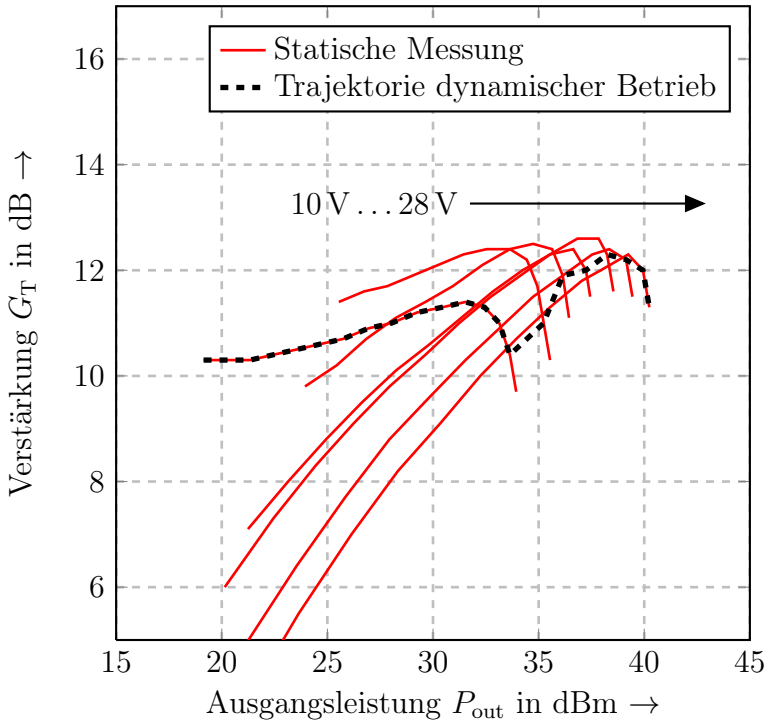
Das Übertragungsverhalten der Gesamtschaltung wird durch die LUT festgelegt. Im vorliegenden Fall ist ein linearer Zusammenhang zwischen dem Eingangssignal A' und der Gatevorspannung U_{G} programmiert, der sich durch die Gleichung

$$U_{\mathrm{G}} = -\frac{4}{3}\,\mathrm{V} \cdot \frac{A'}{A_{\max}} - \frac{37}{15}\,\mathrm{V} \tag{6.49}$$

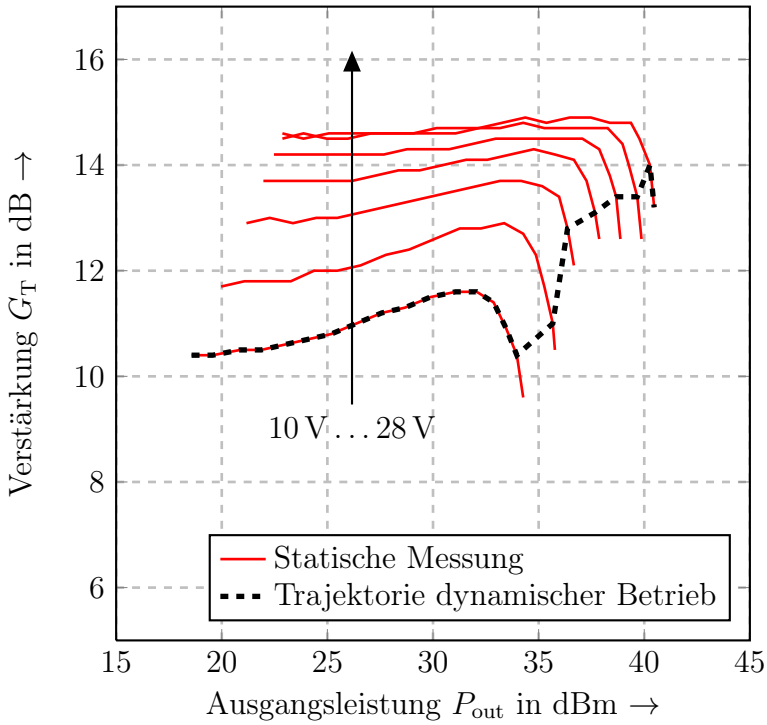
beschreiben lässt. Liegt die Eingangsspannung des Gatespannungsmodulators außerhalb des zu erwartenden Wertebereichs $[0{,}4 \cdot A_{\max}; A_{\max}]$, so wird die Gatespannung unter die Schwellspannung des Transistors verringert. Damit sperrt der Transistor und kann nicht zerstört werden.

Der Einfluss der AAE auf das Verhalten eines VSM-Systems wird anhand des in Abschnitt 4.1.3 vorgestellten Klasse-AB-Verstärkers untersucht. Dessen Versorgungsspannung wird von dem Linearmodulator aus Abschnitt 6.1.2.2 erzeugt. Dabei sind die Eingangssignale des Gate- und Drainspannungsmodulators identisch.

Zunächst erfolgen statische Messungen, bei denen für das Eingangssignal der Modulatoren und damit auch für die Gate- und Drainvorspannung verschiedene konstante Werte eingestellt werden. Die sich ergebende Verstärkung über der Ausgangsleistung ist für mehrere u_{env} in Abbildung 6.29 (a) aufgetragen. Für niedrige Versorgungsspannungen zeigt der Verstärker eine näherungsweise konstante Verstärkung von ungefähr 10 dB im Kleinsignalbereich. Für steigende Werte von u_{env} wird die Gatevorspannung gesenkt und der HF-Verstärker arbeitet zunehmend im C-Betrieb. Dadurch verringert sich zum einen die Verstärkung, was wie gewünscht deren Anstieg bei höheren Versorgungsspannungen entgegenwirkt. Andererseits sperrt der Transistor für kleine Eingangsleistungen, was sich in



(a)



(b)

Abbildung 6.29: Gemessene Verstärkung des VSM-Systems mit Linearmodulator und Klasse-AB-Verstärker (a) mit AAE und (b) für $U_G = -3{,}31\,\mathrm{V}$.

Tabelle 6.11: Gemessene Linearität und Effizienz des VSM-Systems mit Linearmodulator bei Ansteuerung mit 1,4 MHz-LTE-Signalen mit und ohne AAE.

	ACLR1	ACLR2	maximale EVM	minimale EVM	PAE
mit AAE	−24 dB	−33 dB	17,3 %	10,5 %	18 %
ohne AAE	−23 dB	−33 dB	14,6 %	11,8 %	19 %

einem starken Abfall von G_T widerspiegelt. Dies ist für den Betrieb mit dynamischen Signalen jedoch unerheblich, da in diesem Fall die niedrige Gatespannung nur bei hohen Ausgangsleistungen eingestellt wird. Zur Abschätzung der Verstärkung bei dynamischen Signalen ist in Abbildung 6.29 (a) auch die Trajektorie eingetragen, auf der sich G_T bewegt. Sie verbindet die Punkte der Verstärkung, die sich für jede Drainvorspannung bei maximaler PAE ergibt.

In Abbildung 6.29 (b) sind zum Vergleich die Messergebnisse dargestellt, die sich bei konstanter Gatevorspannung ergeben. Hier arbeitet der HF-Verstärker stets im Klasse-AB-Betrieb, was in dem konstanten Verlauf von G_T im Kleinsignalbetrieb äußert. Jedoch schwankt die Verstärkung deutlich stärker als mit AAE, die Trajektorie überstreicht eine Verstärkung von 4 dB. Bei adaptiver Gatevorspannung beträgt die Schwankung von G_T lediglich 2 dB. Dies verdeutlicht das Potential der AAE. Dabei ist zu beachten, dass die Zuordnung zwischen der Gatevorspannung und der Einhüllenden des HF-Signals gemäß dem rein linearen Zusammenhang nach Gleichung (6.48) erfolgt. Durch Optimierungen der LUT sind weitere Verbesserungen zu erwarten.

Bei den dynamischen Messungen wird das VSM-System mit LTE-Signalen einer Bandbreite von 1,4 MHz angesteuert und bei einer Ausgangsleistung von 31 dBm betrieben. Die Ergebnisse sind in Tabelle 6.11 aufgelistet, die zum Vergleich auch die Resultate bei konstanter Gatevorspannung enthält. Durch die AAE lässt sich die Linearität leicht verbessern. Das ACLR im ersten Nachbarkanal wird um 1 dB verbessert, im zweiten Nachbarkanal bleibt der Wert unverändert. Die Änderung der EVM schwankt in Abhängigkeit des betrachteten Symbols. Während die maximale EVM um 3 % anwächst, sinkt die minimale EVM um mehr als 1 %. Die PAE geht ebenfalls um 1 % zurück, was darauf zurückzuführen ist, dass die mittlere Gatevorspannung etwas höher ist als ohne AAE und der Verstärker damit etwas näher an den Klasse-A-Betrieb heranrückt.

Bei größeren Signalbandbreiten lässt sich mit dem verwendeten Aufbau keine Verbesserung der Linearität erzielen. Da sich am eingesetzten Signalgenerator nur ein Basisbandsignal abgreifen lässt, verlaufen die Ausgangsspannungen des Gate- und Drainspannungs-

modulators aufgrund von Laufzeitunterschieden auf den Zuleitungen und Platinen nicht synchron und bewirken zusätzliche Verzerrungen. Dieser Effekt lässt sich durch ein analoges Verzögerungsglied kompensieren, das aus Zeitgründen jedoch nicht im Rahmen der vorliegenden Arbeit realisiert wird.
Es ist bereits in der Literatur demonstriert, dass sich die Linearität durch die Modulation der Gatevorspannung erhöhen lässt [85],[86],[87]. In [88] wird eine gleichzeitige Anpassung der Gate- und Drainvorspannung vorgenommen, wobei für beide wie bei der Klasse-G-Architektur zwischen diskreten Werten umgeschaltet werden. Nach dem Kenntnisstand des Verfassers wird in dieser Arbeit erstmals eine gleichzeitige wertekontinuierliche Anpassung der Gate- und Drainvorspannung an den momentanen Ausgangspegel durchgeführt.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Dieses Kapitel fasst die wesentlichen Ergebnisse dieser Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick, welche Untersuchungen in möglichen Folgearbeiten angestellt werden sollten.
Aufgrund des fortwährenden Anstiegs der Mobilkommunikation wächst der Energiebedarf für drahtlose Nachrichtenübertragung immer weiter an. Es wird gezeigt, dass sowohl aus ökonomischen als auch ökologischen Aspekten eine höhere Effizienz in den Mobilfunknetzen erforderlich ist. Dabei ist es sinnvoll, beim HF-Leistungsverstärker anzusetzen, da in diesem die größten Verluste einer Basisstation anfallen.
Zunächst werden in der vorliegenden Arbeit die wesentlichen Kenngrößen von HF-Verstärkern definiert und Zusammenhänge zwischen diesen hergleitet. Anschließend erfolgt eine Auflistung der Anforderungen, die der LTE-Standard an die Verstärkerschaltungen stellt.
Der erste Schritt beim Entwurf eines Verstärkers ist die Auswahl eines geeigneten Transistors. Nach einem Vergleich verschiedener Technologien fällt die Entscheidung auf einen kommerziellen GaN-HEMT des Herstellers Cree. Neben den Vorzügen, die sich durch das Halbleitermaterial ergeben, ist für diesen Transistor auch das Modell des Gehäuses bekannt, so dass dessen Einflüsse beim Schaltungsentwurf berücksichtigt und die Simulationsergebnisse direkt an der inneren Stromquelle des HEMT ermittelt werden können.
Mit diesem Transistor werden zwei HF-Verstärker entworfen und aufgebaut. Dabei handelt es sich um einen Klasse-AB-Verstärker und einen Klasse-F-Verstärker. Zunächst stellt diese Arbeit die theoretischen Grundlagen der Verstärkerklassen dar und geht insbesondere darauf ein, weshalb die Effizienz für kleinere Ausgangsleistungen absinkt. Dieses Verhalten ist dafür verantwortlich, dass der Wirkungsgrad von Mobilfunksendern insbesondere bei modernen Übertragungsverfahren sehr gering ist. Anschließend werden die Entwürfe der Schaltungen dargestellt. Dabei liegt der Schwerpunkt darauf, dass die Lastimpedanzen an der inneren Stromquelle des Transistors möglichst gut mit den theoretischen Werten übereinstimmen. Der Klasse-AB-Verstärker erreicht im CW-Betrieb bei einer Betriebsfrequenz von 2,75 GHz und einer Ausgangsleistung von 41 dBm eine PAE von 60 %. Wird die Schaltung mit einem LTE-Signal der Bandbreite 20 MHz und einem PAPR von 11,6 dB angesteuert, so ergibt sich eine mittlere Effizienz von 22 %. Der Klasse-F-Verstärker ar-

beitet bei einer Frequenz von 2,65 GHz und weist eine Ausgangsleistung von 42 dBm und eine PAE von 61 % auf. Beim Betrieb mit dem LTE-Signal sinkt seine mittlere PAE auf 20 %.

Als eine Möglichkeit zur Steigerung der PAE bei reduzierter Ausgangsleistung wird die VSM vorgestellt. Anhand der beiden Verstärkerschaltungen wird gezeigt, wie sich die Effizienz bei kleinen Werten von P_{out} erhöhen lässt, indem man die Drainvorspannung reduziert. Zugleich wird eine starke Abhängigkeit der Verstärkung von der Versorgungsspannung ersichtlich, die sich negativ auf die Linearität eines VSM-Systems auswirkt. Zudem kann die Drainvorspannung nicht beliebig reduziert werden, wenn eine minimale Verstärkung garantiert werden soll. Dadurch schränken sich der Einstellbereich von U_{DC} und als Folge davon auch der Leistungsbereich ein, in dem mit der VSM eine Effizienzsteigerung erzielt werden kann.

Dies legt nahe, dass die entworfenen Verstärkerklassen nur bedingt für die VSM geeignet sind. In weiteren Forschungen sollte untersucht werden, ob durch eine Optimierung der realisierten Lastimpedanzen des Transistors eine geringere Spannungsabhängigkeit der Verstärkung erreicht werden kann. Es ist zu erwarten, dass ein derartiger Verstärker keiner eindeutigen Betriebsklasse zugeordnet werden kann, sondern eine Mischform darstellt. Da die Modelle von HF-Transistoren meist nur im Bereich der Nennspannung modelliert sind, kann eine solche Optimierung nicht in Simulationen durchgeführt werden. Vielmehr müssen geeignete Lastimpedanzen messtechnisch in einem Load-Pull-Aufbau bestimmt werden. Inwiefern eine Optimierung auf eine konstante Verstärkung bei verschiedenen Werten von u_{env} zulasten der Effizienz geht, bleibt ebenfalls der Gegenstand weiterer Untersuchungen.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf dem Vergleich verschiedener Konzepte zur schnellen und effizienten Einstellung der Drainvorspannung eines HF-Verstärkers. Hierzu werden insgesamt sechs Spannungsmodulatoren theoretisch untersucht, aufgebaut und vermessen.

Der Linearmodulator basiert auf einem Emitterfolger und erlaubt prinzipbedingt keine Effizienzsteigerung. Da er jedoch die geringsten Verzerrungen aufweist, dient er in dieser Arbeit als Referenz zur Bewertung, welchen Einfluss die übrigen Modulatoren auf die Linearität haben. Bei Ansteuerung mit einem LTE-Signal sinkt die Effizienz des VSM-Systems erwartungsgemäß auf 15 % beim Klasse-AB-Verstärker und auf 12 % beim Klasse-F-Verstärker. Die Linearität geht im Vergleich zum Betrieb mit konstanter Versorgungsspannung ebenfalls zurück, das ACLR sinkt um Werte zwischen 5 dB bis 10 dB, die EVM erhöht sich von rund 9 % auf 16 % beim Klasse-AB-Verstärker und von 4 % auf 5 % beim Klasse-F-Verstärker.

Die auf den Tiefsetzsteller zurückgehenden Buck-Modulatoren erlauben theoretisch die höchsten Effizienzen. In dieser Arbeit werden Buck-Modulatoren mit zwei und drei Spannungsstufen vorgestellt. Da beide die Einhüllende des HF-Signals überabtasten müssen, sind bei breitbandigen Übertragungssystemen wie LTE hohe Schaltfrequenzen und damit große Schaltverluste verbunden. Hinzu kommt, dass die Modulatoren nur dann wie gewünscht funktionieren, wenn ein minimal zulässiger Laststrom nicht unterschritten wird. Diese Forderung ist insbesondere bei Signalen mit hohem PAPR nicht einzuhalten. Angesichts dieser Herausforderungen gelingt es in dieser Arbeit nicht, Buck-Modulatoren für den Betrieb mit LTE-Signalen zu realisieren. Daher werden lediglich die Endstufen aufgebaut und mit Pulsfolgen konstanten Leitverhältnisses angesteuert. Die Schaltungen weisen deutlich höhere Schaltfrequenzen auf als vergleichbare Aufbauten aus der Literatur. Statische Messungen mit den HF-Verstärkern zeigen eine deutliche Effizienzsteigerung, jedoch sind Buck-Modulatoren aufgrund der oben genannten Begrenzungen nur für schmalbandige Anwendungen oder Signale mit niedrigem PAPR geeignet.

Bei den Klasse-G-Modulatoren wird der Ansatz verfolgt, zwischen zwei oder mehreren diskreten Versorgungsspannungen umzuschalten. Der HF-Verstärker arbeitet damit nicht immer in seinem effizientesten Betriebspunkt, doch aufgrund der einfachen und effizienten Modulatorarchitektur insbesondere bei niedrigen Ausgangsleistungen ist dennoch eine deutliche Steigerung der Gesamteffizienz des VSM-Systems möglich. In dieser Arbeit werden Klasse-G-Modulatoren mit zwei und drei Spannungsstufen aufgebaut. Nach dem Kenntnisstand des Autors handelt es sich dabei zu diesem Zeitpunkt um die schnellsten Klasse-G-Modulatoren. Von den untersuchten Drainmodulatorschaltungen erreichen sie die höchste PAE von über 30 % beim Klasse-F-Verstärker und mehr als 35 % beim Klasse-AB-Verstärker. Die zweistufige Variante ist dabei marginal effizienter als die dreistufige. Jedoch geht die Linearität deutlich zurück. Das ACLR sinkt um weitere 5 dB bis 8 dB und die EVM wächst auf bis zu 30 % an. Die Ursache liegt in der oben erwähnten Abhängigkeit der Verstärkung des HF-Verstärkers von der Versorgungsspannung. Beim Klasse-G-Modulator werden prinzipbedingt in den meisten Fällen deutlich größere Werte von u_{env} eingestellt als erforderlich. Dadurch ergibt sich im Mittel eine größere Schwankung von G_{T} als beim Linearmodulator, was in einer niedrigeren Linearität resultiert.

In weiteren Arbeiten kann untersucht werden, ob durch eine geeignete Wahl der Spannungsstufen beim mehrstufigen Klasse-G-Modulator die Effizienz gesteigert werden kann. Unter Berücksichtigung der Signalstatistik und der Effizienz des HF-Verstärkers ist die Zahl und Lage der Spannungsstufen für die betrachtete Anwendung zu optimieren. Außerdem kann die Ansteuerung der Schalttransistoren digital erfolgen, wodurch das unnö-

tige Einschalten mehrerer Transistoren zum gleichen Zeitpunkt verhindert wird und die Schaltschwellen flexibler realsiert werden können.

Beim SMALM arbeiten eine hocheffiziente, aber langsame Schaltstufe und eine schnelle, ineffiziente Linearstufe parallel. Bei richtiger Dimensionierung liefert die Schaltstufe den Hauptanteil des Stroms, wodurch eine hohe Gesamteffizienz erreicht wird. Die Linearstufe gleicht lediglich die Verzerrungen in der Ausgangsspannung aus und wird dadurch nur wenig belastet. In dieser Arbeit wird nach dem Kenntnisstand des Verfassers erstmals analytisch nachgewiesen, dass bei der Einhüllenden in modernen Übertragungssystemen der größte Anteil der Leistung bei niedrigen Frequenzen liegt. Dadurch kann die Schaltstufe zur Reduzierung der Umladeverluste deutlich langsamer betrieben werden. Dazu wird erstmals ein Tiefpassfilter zur Bandbegrenzung eingefügt und demonstriert, dass dadurch für Bandbreiten ab ungefähr 5 MHz die Effizienz des Modulators gesteigert werden kann. Beim Betrieb mit den HF-Verstärkern wird dennoch keine Effizienzsteigerung erreicht. Dies ist vor allem auf den begrenzten Wertebereich der Drainvorspannung zurückzuführen, der sich aus dem Abfall von G_T für sinkende u_env ergibt. Dadurch befindet sich der HF-Verstärker bei Ansteuerung mit einem LTE-Signal trotz VSM die meiste Zeit im Bereich reduzierter Ausgangsleistung und damit geringer Effizienz. Das Potential des SMALM für den Einsatz in einem VSM-System wird bei den Messungen im CW-Betrieb deutlich. Hier wird bei einer Ausgangsleistung von 32 dBm für den Klasse-AB-Verstärker die PAE um 6 % gesteigert, der Klasse-F-Verstärker erreicht bei $P_\mathrm{out} = 35\,\mathrm{dBm}$ eine Effizienzsteigerung um 5 %. Hervorzuheben ist auch die Linearität, die mit dem SMALM erreicht wird. Diese ist bei Ansteuerung mit LTE-Signalen ähnlich zum Linearmodulator, was bedeutet, dass die Schaltung das Signal nicht zusätzlich verzerrt.

Die Modulatoreffizienz insbesondere bei niedrigen Ausgangsspannungen lässt sich in Folgearbeiten dadurch verbessern, dass die Linearstufe nicht konstant mit 30 V versorgt wird, sondern dass ein Klasse-G-Modulator deren Versorgungsspannung zur Verfügung stellt. Darüber hinaus gibt es Ansätze, mehrere Schaltstufen unterschiedlicher Schaltfrequenz parallel zu betreiben [78].

Zusammenfassend weisen für breitbandige Übertragungssysteme wie LTE insbesondere die Klasse-G-Modulatoren und der SMALM ein hohes Potential auf, das weitere Optimierungen an diesen Schaltungen vielversprechend erscheinen lässt. Die Buck-Modulatoren sind dagegen nur für schmalbandige Anwendungen sinnvoll. Der Linearmodulator kann prinzipbedingt keine Effizienzsteigerung bewirken und ist daher für weitere Untersuchungen uninteressant.

Keines der untersuchten Systeme erfüllt die Linearitätsanforderungen des LTE-Standards.

Diese Arbeit untersucht, inwiefern durch eine zusätzliche dynamische Anpassung der Gatevorspannung die Verzerrungen verringert werden können. Hierzu wird ein Gatemodulator aufgebaut und mit einem System bestehend aus dem Klasse-AB-Verstärker und dem Linearmodulator betrieben. Die Zuordnung zwischen Drain- und Gatespannung erfolgt rein linear. In der Messung wird dadurch eine leichte Verbesserung der Linearität erreicht. Das ACLR reduziert sich um 1 dB, und der beste EVM-Wert sinkt um 1,3 %. Dass der maximale EVM-Wert um knapp 3 % ansteigt, zeigt, dass das System noch nicht ideal ausgelegt ist. Dies kann aus Zeitgründen nicht im Rahmen der vorliegenden Arbeit erfolgen, sollte jedoch in zukünftigen Untersuchungen näher betrachtet werden. Auf jeden Fall ist die Abbildungsfunktion zwischen Drain- und Gatevorspannung zu optimieren.
Daneben wird auch die Betrachtung einer digitalen Vorverzerrung angeregt, die in dieser Arbeit komplett außer Acht gelassen ist. Dieses Verfahren zur Linearisierung entspricht bei Verstärkern mit konstanter Versorgungsspannung dem Stand der Technik. In einem VSM-System gibt es dagegen mit dem Steuersignal für den Drainspannungsmodulator und optional auch dem Eingangssignal eines Gatemodulators zusätzliche Freiheitsgrade, deren Einflüsse auf die Gesamtlinearität zu untersuchen sind.

A Definition der Eingangsanpassung durch Leistungen

Betrachtet wird die Schaltung in Abbildung A.1. Die Quelle mit Innenwiderstand R_i speist eine – wahlweise infinitesimal kurze – Leitung mit Wellenwiderstand Z_0. Dabei liegt Anpassung vor und es gilt

$$R_\mathrm{i} = Z_0. \tag{A.1}$$

Am Ausgang der Leitung ist eine beliebige Lastimpedanz $\underline{Z}_\mathrm{L}$ angeschlossen. Im Allgemeinen treten auf der Leitung eine hinlaufende Spannungswelle mit der Amplitude U_h und der Leistung P_h sowie eine rücklaufende Spannungswelle mit der Amplitude U_r und der Leistung P_r auf. Die Leistungen der hin- und rücklaufenden Welle hängen über den Eingangsreflexionsfaktor $\underline{S}_{11}$ zusammen [89]:

$$|\underline{S}_{11}|^2 = \frac{P_\mathrm{r}}{P_\mathrm{h}}. \tag{A.2}$$

Mit der Leistungserhaltung

$$P_\mathrm{in} = P_\mathrm{h} - P_\mathrm{r} \tag{A.3}$$

folgt damit

$$P_\mathrm{in} = P_\mathrm{h} \cdot \left(1 - |S_{11}|^2\right). \tag{A.4}$$

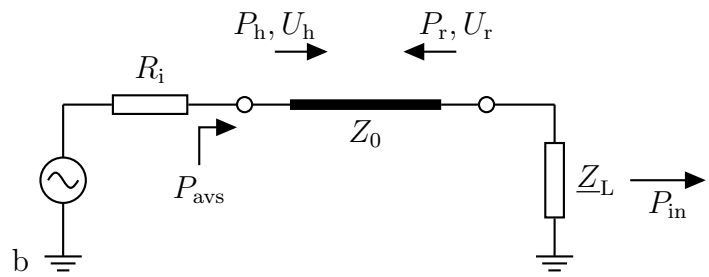


Abbildung A.1: Leitung mit Quelle und Lastimpedanz.

Die Leistung der hinlaufenden Welle entspricht gerade der verfügbaren Wirkleistung der Quelle:

$$P_{\mathrm{h}} = P_{\mathrm{avs}} \tag{A.5}$$

Damit lässt sich Gleichung (A.4) umformen zu

$$|\underline{S}_{11}| = \sqrt{\frac{P_{\mathrm{avs}} - P_{\mathrm{in}}}{P_{\mathrm{avs}}}}. \tag{A.6}$$

B Herleitungen zum idealen linearen Verstärker

In diesem Anhang sind die Herleitungen zum idealen linearen Verstärker zusammengestellt. Zunächst wird in Anhang B.1 der Fall der Vollaussteuerung betrachtet. Anhang B.2 geht auf den Fall reduzierter Ausgangsleistung ein.

B.1 Vollaussteuerung

Die Herleitungen in diesem Abschnitt orientieren sich an [5] und [14].
Mit der Definition des Leitwinkels gemäß Abschnitt 4.1.1 lässt sich der Drainstrom nach Gleichung (4.1) im Grundintervall $[-\pi;\pi]$ auch schreiben als

$$i_{\mathrm{DS}}(\theta) = \begin{cases} I_{\mathrm{q}} + I_{\mathrm{p,max}} \cdot \cos(\theta) & , |\theta| < \frac{\alpha}{2} \\ 0 & , \text{sonst} \end{cases} . \tag{B.1}$$

Dabei gelten definitionsgemäß die Zusammenhänge

$$I_{\mathrm{q}} + I_{\mathrm{p,max}} = I_{\mathrm{max}} \tag{B.2}$$

$$I_{\mathrm{q}} + I_{\mathrm{p,max}} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) = 0. \tag{B.3}$$

Für den Fall der Vollaussteuerung folgt damit

$$I_{\mathrm{q}} = -\frac{I_{\mathrm{max}}}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \tag{B.4}$$

$$I_{\mathrm{p,max}} = \frac{I_{\mathrm{max}}}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{B.5}$$

Der Gleichanteil des Drainstroms berechnet sich zu

$$I_{\mathrm{DC}}(\alpha) = \frac{1}{2\cdot\pi} \cdot \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \left(I_{\mathrm{q}} + I_{\mathrm{p,max}} \cdot \cos(\theta)\right)\ \mathrm{d}\theta = \frac{I_{\mathrm{max}}}{2\cdot\pi} \cdot \frac{2\cdot\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha\cdot\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{B.6}$$

Die Gleichstromeingangsleistung P_{DC} ergibt sich aus dem Produkt von I_{DC} mit der Versorgungsspannung U_{DC}:

$$P_{\mathrm{DC}}(\alpha) = U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\mathrm{DC}}(\alpha) = \frac{U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\mathrm{max}}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \tag{B.7}$$

Der Parallelresonator am Ausgang des Verstärkers schließt alle Oberwellen des Drainstroms kurz, so dass ausschließlich dessen Grundwelle durch den Lastwiderstand R_{L} fließt. Die Amplitude der ersten Harmonischen I_1 des Drainstroms beträgt

$$I_1(\alpha) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \left(I_{\mathrm{q}} + I_{\mathrm{p,max}} \cdot \cos(\theta)\right) \cdot \cos(\theta)\ \mathrm{d}\theta = \frac{I_{\mathrm{max}}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{B.8}$$

Die Ausgangsspannung ergibt sich mit dem ohmschen Gesetz zu

$$u_{\mathrm{out}}(\theta) = -R_{\mathrm{L}} \cdot I_1 \cdot \cos(\theta) = -R_{\mathrm{L}} \cdot \frac{I_{\mathrm{max}}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos(\theta). \tag{B.9}$$

Die Drainspannung des Transistors berechnet sich mit dem Überlagerungssatz als Summe der Versorgungsspannung U_{DC} und der Ausgangsspannung $u_{\mathrm{out}}(\theta)$ zu

$$u_{\mathrm{DS}}(\theta) = U_{\mathrm{DC}} + u_{\mathrm{out}}(\theta) = U_{\mathrm{DC}} - R_{\mathrm{L}} \cdot \frac{I_{\mathrm{max}}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos(\theta). \tag{B.10}$$

Über dem Transistor darf keine negative Drainspannung abfallen. Deren Minimalwert tritt bei $\theta = 0$ auf. Damit folgt die Bedingung

$$u_{\mathrm{DS}}(0) = U_{\mathrm{DC}} - R_{\mathrm{L}} \cdot \frac{I_{\mathrm{max}}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \stackrel{!}{=} 0. \tag{B.11}$$

Löst man diese Gleichung nach R_{L} auf, so erhält man die Dimensionierungsregel für den optimalen Lastwiderstand

$$R_{\mathrm{L,opt}} = \frac{U_{\mathrm{DC}}}{I_{\mathrm{max}}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\alpha - \sin(\alpha)}. \tag{B.12}$$

Mit Gleichung (B.12) vereinfacht sich Gleichung (B.10) zu

$$u_{\mathrm{DS}}(\theta) = U_{\mathrm{DC}} \cdot \left(1 - \cos(\theta)\right). \tag{B.13}$$

Die Drainspannung darf zu keinem Zeitpunkt den Maximalwert U_{max} überschreiten. Setzt

man diese Bedingung in Gleichung (B.13) ein, so ergibt sich als Dimensionierungsregel für die Versorgungsspannung der Zusammenhang

$$U_{\mathrm{DC}} = \frac{U_{\max}}{2}. \tag{B.14}$$

Die Ausgangsleistung bei Vollaussteuerung des Verstärkers berechnet sich zu

$$P_{\mathrm{out,max}}(\alpha) = \frac{1}{2} \cdot U_{\mathrm{DC}} \cdot I_1 = \frac{U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\max}}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{B.15}$$

Damit folgt die Draineffizienz bei Vollaussteuerung zu

$$\eta_{\mathrm{D,max}}(\alpha) = \frac{P_{\mathrm{out,max}}(\alpha)}{P_{\mathrm{DC}}(\alpha)} = \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{4 \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - 2 \cdot \alpha \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{B.16}$$

Neben der Effizienz ist auch die Betriebsleistungsverstärkung G_{T} von Interesse. Die Amplitude von u_{GS} beträgt bei Vollaussteuerung in Abhängigkeit vom Leitwinkel

$$\hat{U}_{\mathrm{GS}} = \frac{U_{\mathrm{GS,max}} - U_{\mathrm{th}}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \tag{B.17}$$

Unter der Annahme einer Leistungsanpassung am Eingang des Verstärkers ergibt sich daraus eine verfügbare Wirkleistung der Signalquelle von

$$P_{\mathrm{avs}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{GS}}^2}{R_{\mathrm{i}}} = \frac{1}{2 \cdot R_{\mathrm{i}}} \cdot \frac{(U_{\mathrm{GS,max}} - U_{\mathrm{th}})^2}{\left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right)^2} \tag{B.18}$$

Mit der Ausgangsleistung nach Gleichung (4.4) ergibt sich damit eine Betriebsleistungsverstärkung von

$$G_{\mathrm{T}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\max} \cdot R_{\mathrm{i}}}{(U_{\mathrm{GS,max}} - U_{\mathrm{th}})^2} \cdot (\alpha - \sin(\alpha)) \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right). \tag{B.19}$$

B.2 Reduzierte Ausgangsleistung

In diesem Anhang erfolgt die Herleitung der Draineffizienz und der Betriebsleistungsverstärkung des idealen linearen Verstärkers bei reduzierter Ausgangsleistung. Sie ist [90] entnommen.

Analog zum Fall der Vollaussteuerung werden der Gleichanteil sowie die Amplitude der Grundwelle von $i_{\mathrm{DS}}(\theta)$ durch Auswertung der Fourier-Integrale ermittelt. Die Integrati-

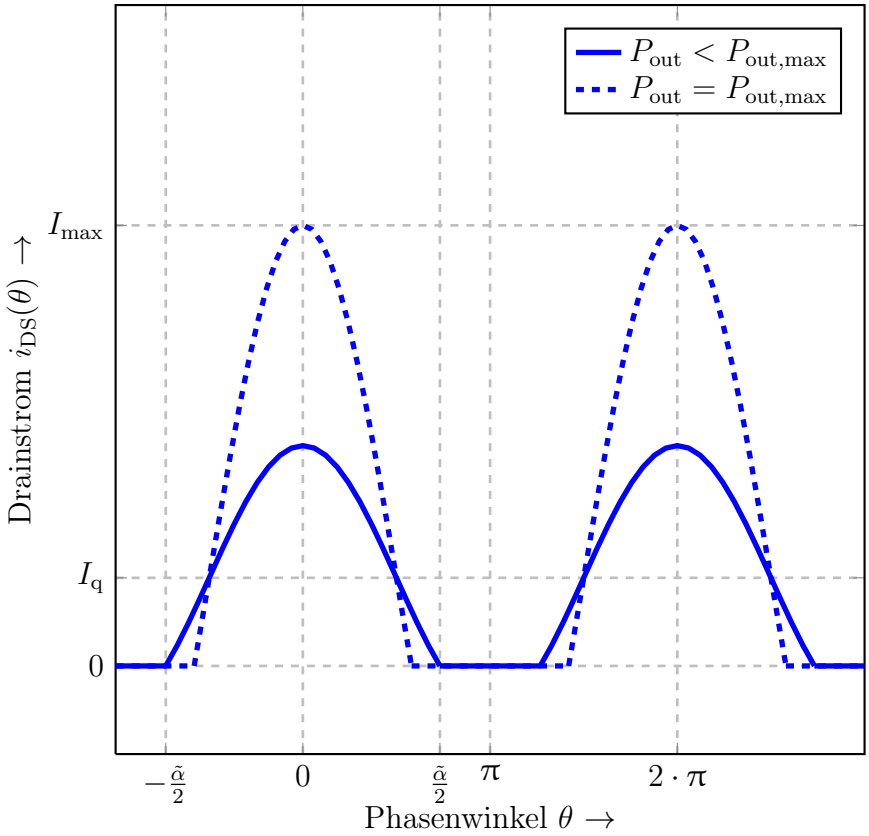


Abbildung B.1: Verlauf des Drainstroms im Klasse-AB-Betrieb bei schwach reduzierter Ausgangsleistung und im Klasse-B-Betrieb.

onsgrenzen hängen dabei vom tatsächlichen Leitwinkel $\tilde{\alpha}$ ab. Dabei sind drei Fälle zu unterscheiden:

- **Fall 1:** Im Klasse-AB- und Klasse-C-Betrieb bei schwach reduzierter Ausgangsleistung sowie im Klasse-B-Betrieb liegt der tatsächliche Leitwinkel im Bereich zwischen 0 und $2 \cdot \pi$. Der entsprechende Stromverlauf ist in Abbildung B.1 dargestellt. In diesem Fall gilt

$$I_{\text{q}} + \beta \cdot I_{\text{p,max}} \cdot \cos\left(\frac{\tilde{\alpha}}{2}\right) \stackrel{!}{=} 0. \tag{B.20}$$

  Diese Gleichung ist genau dann lösbar, wenn $\beta > \left|\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right|$ ist. In diesem Fall gilt

$$\tilde{\alpha} = 2 \cdot \arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right). \tag{B.21}$$

- **Fall 2:** Im Klasse-AB-Betrieb bei stark verringerter Ausgangsleistung sowie im Klasse-A-Betrieb ist der Drainstrom stets von Null verschieden. Dies ist der Fall,

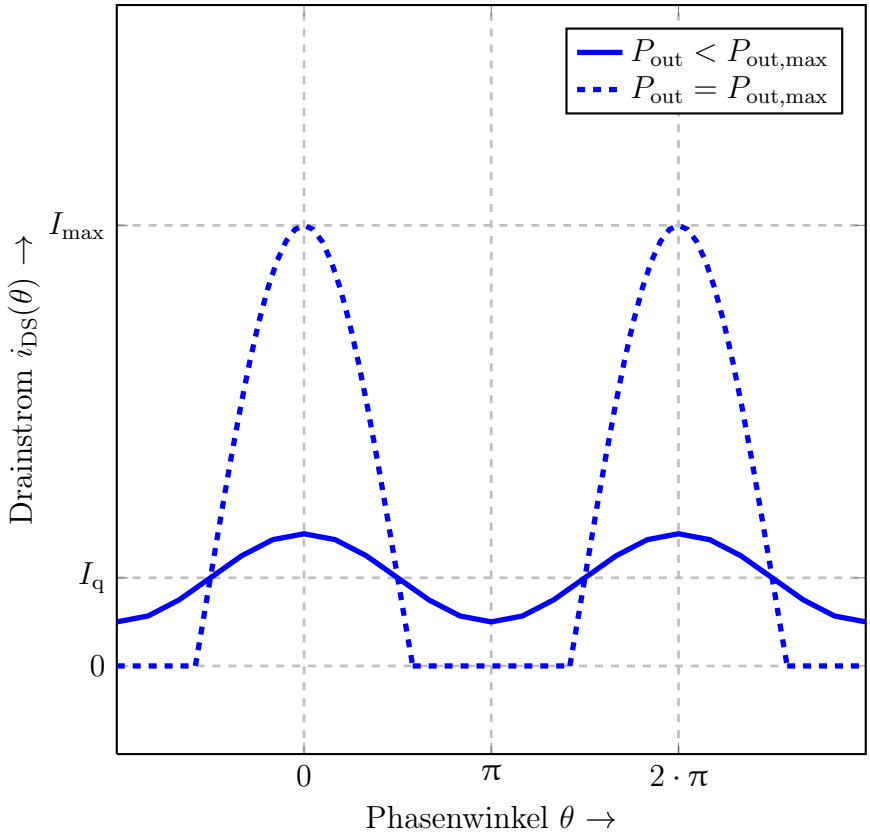


Abbildung B.2: Verlauf des Drainstroms im Klasse-AB-Betrieb bei stark reduzierter Ausgangsleistung und im Klasse-A-Betrieb.

wenn $\beta < \left|\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right|$ und $\alpha > \pi$ gilt. Der Stromverlauf ist Abbildung B.2 zu entnehmen. Dann ergibt sich

$$\tilde{\alpha} = 2 \cdot \pi. \tag{B.22}$$

- **Fall 3:** Im Klasse-C-Betrieb bei stark reduzierter Ausgangsleistung ist der Drainstrom stets Null. Dies ist der Fall für $\beta < \left|\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right|$ und $\alpha < \pi$. Es gilt

$$\tilde{\alpha} = 0. \tag{B.23}$$

Der Gleichanteil

$$I_{\text{DC}}(\alpha, \beta) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\frac{\tilde{\alpha}}{2}}^{\frac{\tilde{\alpha}}{2}} \left(I_{\text{q}} + I_{\text{p}} \cdot \cos(\theta)\right) \, \mathrm{d}\theta \tag{B.24}$$

des Drainstroms berechnet sich damit zu

$$I_{\mathrm{DC}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{I_{\max}}{\pi} \cdot \frac{\beta\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 1} \\ -\frac{I_{\max}}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{B.25}$$

Die Gleichstromeingangsleistung bestimmt sich zu

$$P_{\mathrm{DC}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{U_{\mathrm{DC}}\cdot I_{\max}}{\pi} \cdot \frac{\beta\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 1} \\ -\frac{U_{\mathrm{DC}}\cdot I_{\max}}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{B.26}$$

Die Amplitude

$$I_1(\alpha,\beta) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\tilde{\alpha}}{2}}^{\frac{\tilde{\alpha}}{2}} \left(I_{\mathrm{q}} + I_{\mathrm{p}} \cdot \cos(\theta)\right) \cdot \cos(\theta)\ \mathrm{d}\theta \tag{B.27}$$

der Grundwelle von $i_{\mathrm{DS}}(\theta)$ ergibt sich zu

$$I_1(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{I_{\max}}{\pi} \cdot \frac{\beta\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 1} \\ \beta \cdot \frac{I_{\max}}{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{B.28}$$

Verwendet man den Lastwiderstand aus Gleichung (4.2), so berechnet sich die Ausgangsleistung mit dem Zusammenhang

$$P_{\mathrm{out}}(\alpha,\beta) = \frac{1}{2} \cdot I_1^2(\alpha,\beta) \cdot R_{\mathrm{L,opt}} \tag{B.29}$$

zu

$$P_{\mathrm{out}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{U_{\mathrm{DC}}\cdot I_{\max}}{\pi} \cdot \frac{\left[\beta\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}\right]^2}{\left(1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right)\cdot(\alpha-\sin(\alpha))} & \text{, Fall 1} \\ U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\max} \frac{\beta^2\cdot\pi}{\left(1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right)\cdot(\alpha-\sin(\alpha))} & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{B.30}$$

Damit erhält man für die Draineffizienz

$$\eta_{\mathrm{D}}(\alpha,\beta) = \frac{P_{\mathrm{out}}(\alpha,\beta)}{P_{\mathrm{DC}}(\alpha,\beta)} = \begin{cases} \frac{1}{\alpha-\sin(\alpha)} \cdot \frac{\left[\beta\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}\right]^2}{\beta\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)} & \text{, Fall 1} \\ \frac{\beta^2\cdot\pi}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot[\sin(\alpha)-\alpha]} & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{B.31}$$

Die Betriebsleistungsverstärkung

$$G_{\mathrm{T}}(\alpha,\beta) = \frac{P_{\mathrm{out}}(\alpha,\beta)}{P_{\mathrm{avs}}(\alpha,\beta)} \tag{B.32}$$

berechnet sich schließlich mit den Gleichungen (B.30) und (B.18) zu

$$G_{\mathrm{T}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{U_{\mathrm{DC}}\cdot I_{\max}\cdot R_{\mathrm{i}}}{(U_{\mathrm{GS,max}}-U_{\mathrm{th}})^2} \cdot \frac{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\alpha-\sin(\alpha)} \cdot \frac{2\cdot\left[\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}\cdot\frac{1}{\beta}\right]^2}{\pi} & \text{, Fall 1} \\ 2\cdot\pi\cdot\frac{U_{\mathrm{DC}}\cdot I_{\max}\cdot R_{\mathrm{i}}}{(U_{\mathrm{GS,max}}-U_{\mathrm{th}})^2} \cdot \frac{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\alpha-\sin(\alpha)} & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{B.33}$$

Für den Fall der Vollaussteuerung gilt $\beta = 1$ und die obigen Resultate vereinfachen sich zu den Ergebnissen aus Abschnitt 4.1.1.1.

C Herleitungen zum idealen Klasse-F-Verstärker

Dieser Anhang stellt in Anlehnung an [14] die Herleitungen zum idealen Klasse-F-Verstärker unter Berücksichtigung der ersten drei Harmonischen zusammen. In Anhang C.1 wird der Spannungsverlauf für die maximale Effizienz hergeleitet. Die Bestimmung der optimalen Abschlussimpedanzen erfolgt in Anhang C.2. Analoge Betrachtungen bei Berücksichtigung unendlich vieler Harmonischer finden sich in [91].

C.1 Optimaler Verlauf der Drain-Source-Spannung

Wie in Abschnitt 4.2.1 erläutert, wird für die Drain-Source-Spannung der Verlauf

$$u_{\mathrm{DS}}(\theta) = U_{\mathrm{DC}} + U_1 \cdot \cos(\theta) + U_3 \cdot \cos(3 \cdot \theta) \tag{C.1}$$

angesetzt. Dabei muss u_{DS} wie beim linearen Verstärker stets zwischen 0 V und U_{max} liegen. Da nur ungerade Harmonische auftreten, ist der Spannungsverlauf halbwellensymmetrisch um U_{DC}. Für eine optimale Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Spannungshubes wird die Drainvorspannung genau in die Mitte des zulässigen Wertebereichs gelegt:

$$U_{\mathrm{DC}} = \frac{U_{\mathrm{max}}}{2} \tag{C.2}$$

Damit ist U_{DC} beim Klasse-F-Verstärker und beim linearen Verstärker identisch. Da sich der Verlauf des Drainstroms nicht von dem eines Klasse-B-Verstärkers unterscheidet, folgt mit Gleichung (B.6)

$$I_{\mathrm{DC}} = \frac{I_{\mathrm{max}}}{\pi} \tag{C.3}$$

und mit Gleichung (B.8)

$$I_1 = \frac{I_{\mathrm{max}}}{2}. \tag{C.4}$$

Die aufgenommene Gleichleistung berechnet sich damit zu

$$P_{\mathrm{DC}} = U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\mathrm{DC}} = \frac{U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\max}}{\pi} \tag{C.5}$$

und ist ebenfalls identisch zum Klasse-B-Verstärker. Die HF-Ausgangsleistung kann bestimmt werden zu

$$P_{\mathrm{out}} = \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot I_1 = \frac{U_1 \cdot I_{\max}}{4}. \tag{C.6}$$

Die Ausgangsleistung und damit die Effizienz werden demnach maximal, wenn U_1 sein Maximum annimmt. Dabei muss stets $u_{\mathrm{DS}}(\theta) \leq U_{\max}$ gelten, wobei im optimalen Betriebspunkt das Maximum der Drain-Source-Spannung gerade den Wert $U_{\max}$ annimmt. Zur Analyse wird daher zunächst die Lage des Maximums bestimmt. Da $u_{\mathrm{DS}}(\theta)$ gerade und halbwellensymmetrisch ist, genügt die Betrachtung im Intervall $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$. Dazu wird die Ableitung von u_{DS} zu Null gesetzt:

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{DS}}(\theta)}{\mathrm{d}\theta} &= -U_1 \cdot \sin(\theta) - 3 \cdot U_3 \cdot \sin(3 \cdot \theta) \\ &= -\sin(\theta) \cdot \left(U_1 + 9 \cdot U_3 - 12 \cdot U_3 \cdot \sin^2(\theta)\right) \stackrel{!}{=} 0 \end{aligned} \tag{C.7}$$

An dieser Stelle ist eine Fallunterscheidung erforderlich:

- **Fall 1:** $U_3 > -\frac{1}{9} \cdot U_1$

  In diesem Fall ist der Klammerausdruck in Gleichung (C.7) stets positiv und man erhält die Lösung, indem der Sinus zu Null gesetzt wird:

  $$\theta = 0 \tag{C.8}$$

  In diesem Punkt weist Gleichung (C.7) stets einen Vorzeichenwechsel auf, was notwendig und hinreichend für die Existenz eines Extremums ist. Die Richtung des Vorzeichenwechsels hängt dabei von dem Klammerausdruck ab. Im hier betrachteten Fall handelt es sich um ein Maximum mit dem Wert

  $$u_{\mathrm{DS}}(0) = U_{\mathrm{DC}} + U_1 + U_3. \tag{C.9}$$

- **Fall 2:** $U_3 \leq -\frac{1}{9} \cdot U_1$

  Wie in Fall 1 nimmt die Ableitung von u_{DS} bei $\theta = 0$ den Wert Null an. Jedoch wird der Klammerausdruck an dieser Stelle negativ und es tritt ein Vorzeichenwechsel von Minus nach Plus auf, weshalb es sich nun um ein Minimum handelt.

Darüber hinaus kann jetzt auch der Klammerausdruck in Gleichung (C.7) Null werden. In diesem Fall lautet die Lösung der Gleichung

$$\theta = \arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1 + 9 \cdot U_3}{12 \cdot U_3}}\right). \tag{C.10}$$

Da die Ableitung von u_{DS} dort einen Vorzeichenwechsel vom Positiven zum Negativen aufweist, handelt es sich um ein Maximum mit dem Wert

$$\begin{aligned} u_{\mathrm{DS}}\left(\arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1 + 9 \cdot U_3}{12 \cdot U_3}}\right)\right) &= U_{\mathrm{DC}} + U_1 \cdot \cos\left(\arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1 + 9 \cdot U_3}{12 \cdot U_3}}\right)\right) \\ &\quad + U_3 \cdot \cos\left(3 \cdot \arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1 + 9 \cdot U_3}{12 \cdot U_3}}\right)\right). \end{aligned} \tag{C.11}$$

Der optimale Verlauf von u_{DS} des Klasse-F-Verstärkers liegt vor, wenn das Maximum der Drain-Source-Spannung für ein festes U_1 durch geeignete Wahl von U_3 minimal wird. Hierzu werden weiterhin zwei Fälle unterschieden.

- **Fall 1:** $U_3 > -\frac{1}{9} \cdot U_1$

  Der kleinstmögliche Wert des Maximums ergibt sich mit Gleichung (C.9) unter Berücksichtigung des zulässigen Bereichs für U_3 in diesem Fall mit $U_3 = -\frac{1}{9} \cdot U_1$ zu

$$u_{\mathrm{DS}}(0) = U_{\mathrm{DC}} + \frac{8}{9} \cdot U_1. \tag{C.12}$$

- **Fall 2:** $U_3 \leq -\frac{1}{9} \cdot U_1$

  Hierzu wird zunächst Gleichung (C.11) unter Verwendung der Tatsache, dass im betrachteten Intervall $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$

$$\begin{aligned} \cos\left(\arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1 + 9 \cdot U_3}{12 \cdot U_3}}\right)\right) &= \sqrt{1 - \sin^2\left(\arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1 + 9 \cdot U_3}{12 \cdot U_3}}\right)\right)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{U_1}{12 \cdot U_3}} \end{aligned} \tag{C.13}$$

gilt, umgeformt zu

$$\begin{aligned} u_{\mathrm{DS}}\left(\arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1+9\cdot U_3}{12\cdot U_3}}\right)\right) = U_{\mathrm{DC}} + U_1\cdot\sqrt{\frac{1}{4}-\frac{U_1}{12\cdot U_3}} \\ + 4\cdot U_3\cdot\left(\sqrt{\frac{1}{4}-\frac{U_1}{12\cdot U_3}}\right)^3 \\ - 3\cdot U_3\cdot\sqrt{\frac{1}{4}-\frac{U_1}{12\cdot U_3}}. \end{aligned} \tag{C.14}$$

Zur Bestimmung des Minimums muss die Ableitung dieses Ausdrucks nach U_3 zu Null gesetzt werden. Zur Vereinfachung der Rechnung empfiehlt es sich, den Wurzelausdruck durch die Substitutionsvariable

$$y = \sqrt{\frac{1}{4}-\frac{U_1}{12\cdot U_3}} \tag{C.15}$$

zu ersetzen und dann U_3 als

$$U_3 = \frac{U_1}{3-12\cdot y^2} \tag{C.16}$$

auszudrücken. Gleichung (C.14) lässt sich damit schreiben als

$$u_{\mathrm{DS}}\left(\arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1+9\cdot U_3}{12\cdot U_3}}\right)\right) = U_{\mathrm{DC}} + \frac{8\cdot y^3}{12\cdot y^2-3}. \tag{C.17}$$

Der Ausdruck wird minimal für

$$y = \frac{\sqrt{3}}{2}, \tag{C.18}$$

woraus durch Rücksubstitution die Bedingung

$$U_3 = -\frac{1}{6}\cdot U_1 \tag{C.19}$$

für die Amplitude der dritten Harmonischen im optimalen Klasse-F-Betrieb folgt. Das Maximum von u_{DS} lautet in diesem Fall

$$u_{\mathrm{DS}}\left(\arcsin\left(\sqrt{\frac{U_1+9\cdot U_3}{12\cdot U_3}}\right)\right) = U_{\mathrm{DC}} + \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot U_1. \tag{C.20}$$

Da der Wert in Gleichung (C.20) kleiner ist als das Ergebnis in Gleichung (C.12), liefert Fall 2 für ein festes U_1 das insgesamt kleinstmögliche Maximum einer Drain-Source-

Spannung unter Berücksichtigung der ersten drei Harmonischen. Dieses ist im Idealfall gerade identisch mit $U_{\max}$:

$$U_{\max} = U_{\mathrm{DC}} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_1. \tag{C.21}$$

Mit Gleichung (C.2) folgt damit für die erste Harmonische

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{\max}. \tag{C.22}$$

Eingesetzt in Gleichung (C.6) ergibt sich eine Ausgangsleistung von

$$P_{\mathrm{out}} = \frac{U_{\mathrm{DC}} \cdot I_{\max}}{2 \cdot \sqrt{3}}. \tag{C.23}$$

Für die Draineffizienz des idealen Klasse-F-Verstärkers folgt damit

$$\eta_{\mathrm{D,F}} = \frac{P_{\mathrm{out}}}{P_{\mathrm{DC}}} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} \approx 90{,}69\,\%. \tag{C.24}$$

C.2 Optimale Abschlussimpedanzen

Um den optimalen Verlauf der Drain-Source-Spannung zu erhalten, muss der Lastwiderstand R_{L} des Verstärkers geeignet gewählt werden. Da die Spannung Anteile bei höheren Harmonischen aufweist, ist der optimale Lastwiderstand $R_{\mathrm{L,opt}}$ beim Klasse-F-Verstärker frequenzabhängig. Bei der Grundfrequenz f_0 berechnet er sich aus dem Quotienten von U_1 zu I_1:

$$R_{\mathrm{L,opt}}(f_0) = \frac{U_{\mathrm{DC}}}{I_{\max}} \cdot \frac{4}{\sqrt{3}} \tag{C.25}$$

Die geradzahligen Harmonischen des Drainstroms dürfen keine Anteile in der Drain-Source-Spannung hervorrufen. Daher muss i_{DS} bei der Frequenz $2 \cdot f_0$ kurzgeschlossen werden und es folgt

$$R_{\mathrm{L,opt}}(2 \cdot f_0) = 0. \tag{C.26}$$

Im Gegensatz dazu weist bei der dritten Harmonischen u_{DS} eine von Null verschiedene Amplitude auf, während der Anteil des Drainstroms verschwindet. Die Abschlussimpedanz muss demnach einen Leerlauf darstellen:

$$R_{\mathrm{L,opt}}(3 \cdot f_0) = \infty \tag{C.27}$$

Wie in [92] hergeleitet, ergibt sich in diesem Fall gerade die dritte Harmonische gemäß Gleichung (C.19).

D Herleitungen zur Versorgungsspannungsmodulation

In Abschnitt 5.1.1 wird anhand von Messergebnissen an den im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Verstärkern demonstriert, dass durch die Anpassung der Drainvorspannung an den momentanen Pegel des Ausgangssignals eine deutliche Effizienzsteigerung möglich ist. In diesem Anhang wird das Verhalten linearer Verstärker bei variabler Drainvorspannung theoretisch untersucht. In Anhang D.1 wird zunächst die Annahme getroffen, dass die Versorgungsspannung bis auf 0 V reduziert werden kann. Anhang D.2 untersucht anschließend den für die Praxis relevanten Fall, dass der einstellbare Spannungsbereich nach unten begrenzt ist. Die Herleitungen orientieren sich an [5] und [90]. Die in den Berechnungen vorkommenden Fallunterscheidungen sind identisch zu Anhang B.2, die Definitionen der einzelnen Fälle finden sich ab Seite 133.

D.1 Versorgungsspannungsmodulation bei vollem Modulationsbereich

Da der Drainstrom des Transistors ausschließlich von der Gatespannung abhängt, ist dessen Verlauf identisch zum idealen linearen Verstärker. Damit ergibt sich ein Eingangsstrom i_{env} des Verstärkers nach Gleichung (B.25) und eine Amplitude der Grundwelle von i_{DS} gemäß Gleichung (B.28).

Die Versorgungsspannung u_{env} ist idealerweise gleich der Amplitude der Ausgangsspannung. Diese berechnet sich mit dem ohmschen Gesetz zu

$$u_{\mathrm{env}}(\alpha, \beta) = R_{\mathrm{L}} \cdot I_1(\alpha, \beta). \tag{D.1}$$

Verwendet man den optimalen Lastwiderstand gemäß Gleichung (4.2), so ergibt sich für

die Versorgungsspannung der Zusammenhang

$$u_{\mathrm{env}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} U_{\max} \cdot \frac{\beta \cdot \arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sqrt{1 - \frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}}{\alpha - \sin(\alpha)} & \text{, Fall 1} \\ U_{\max} \cdot \frac{\beta \cdot \pi}{\alpha - \sin(\alpha)} & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{D.2}$$

Die maximale Versorgungsspannung $U_{\mathrm{env,max}}$ tritt im Falle der Vollaussteuerung auf. Sie beträgt gemäß Gleichung (4.3)

$$U_{\mathrm{env,max}} = \frac{U_{\max}}{2}. \tag{D.3}$$

Die Gleichstromeingangsleistung des Verstärkers berechnet sich über die Formel

$$P_{\mathrm{env}} = u_{\mathrm{env}} \cdot i_{\mathrm{env}}. \tag{D.4}$$

Damit ergibt sich

$$P_{\mathrm{env}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{u_{\mathrm{env}} \cdot I_{\max}}{\pi} \cdot \frac{\beta \cdot \sqrt{1 - \frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}} - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 1} \\ -\frac{u_{\mathrm{env}} \cdot I_{\max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{D.5}$$

Die Ausgangsleistung des Verstärkers ist identisch zu Gleichung (B.30). Jedoch ist es hier zweckmäßig, P_{out} zu schreiben als

$$P_{\mathrm{out}}(\alpha,\beta) = \frac{1}{2} \cdot u_{\mathrm{env}} \cdot I_1. \tag{D.6}$$

Damit ergibt sich

$$P_{\mathrm{out}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{u_{\mathrm{env}} \cdot I_{\max}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\beta \cdot \arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sqrt{1 - \frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 1} \\ \frac{\beta}{2} \cdot \frac{u_{\mathrm{env}} \cdot I_{\max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{D.7}$$

Die Effizienz berechnet sich schließlich zu

$$\eta_{\mathrm{D}}(\alpha,\beta) = \frac{P_{\mathrm{out}}(\alpha,\beta)}{P_{\mathrm{env}}(\alpha,\beta)} = \begin{cases} \frac{1}{2}\cdot\frac{\beta\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}}{\beta\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)} & \text{, Fall 1} \\ -\frac{\beta}{2\cdot\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 2} \\ 1 & \text{, Fall 3} \end{cases}. \tag{D.8}$$

Der Lastwiderstand aus Sicht des Modulators ist definiert als

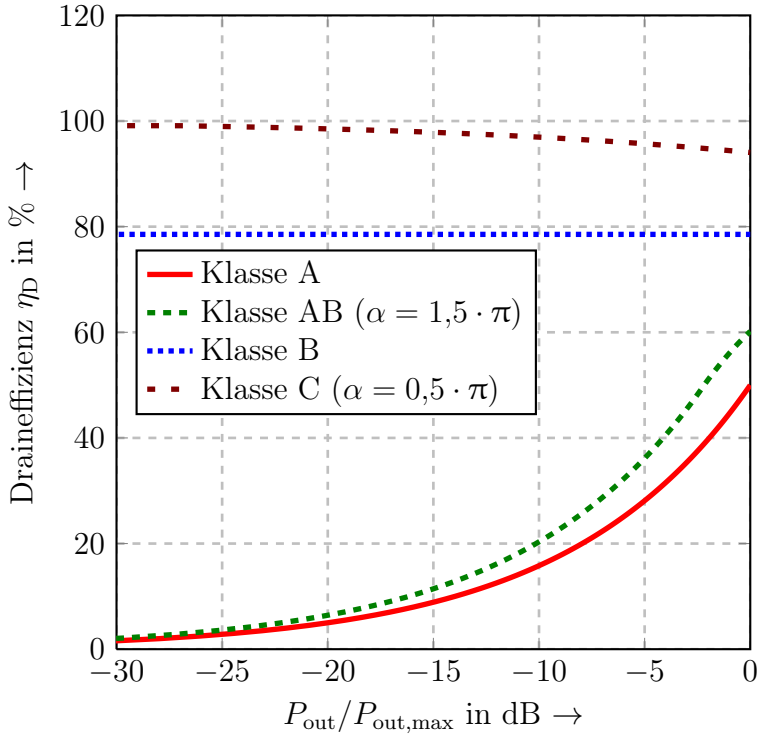
$$R_{\mathrm{env}} = \frac{u_{\mathrm{env}}}{i_{\mathrm{env}}} \overset{\text{(D.1)}}{=} R_{\mathrm{L}}\cdot\frac{I_1}{i_{\mathrm{env}}}. \tag{D.9}$$

Setzt man Gleichung (B.25) und Gleichung (B.28) in diesen Ausdruck ein, so erhält man

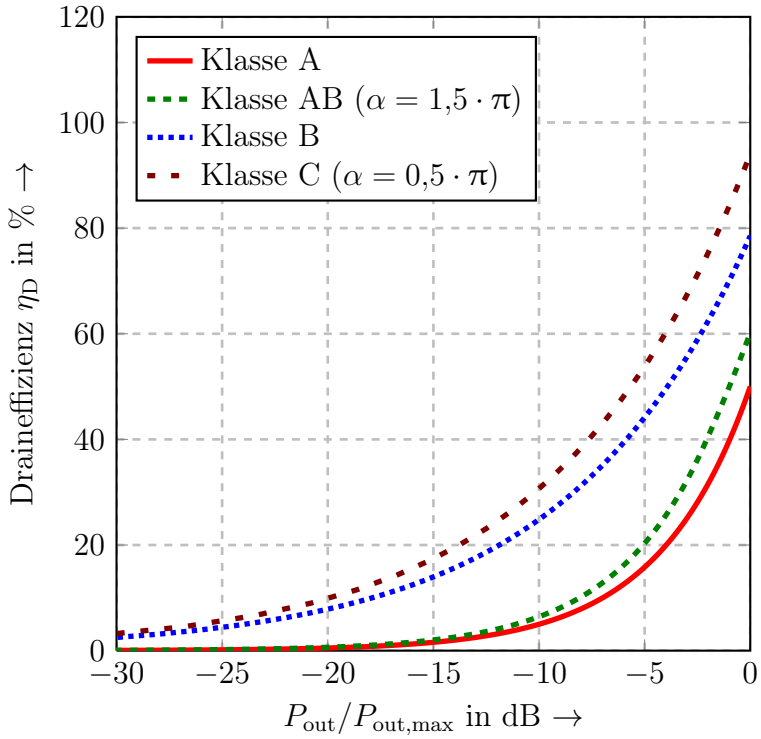
$$R_{\mathrm{env}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} R_{\mathrm{L}}\cdot\frac{\beta\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}}{\beta\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)} & \text{, Fall 1} \\ -R_{\mathrm{L}}\cdot\frac{\beta}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 2} \\ \infty & \text{, Fall 3} \end{cases}. \tag{D.10}$$

Abbildung D.1 (a) stellt die Effizienzen der VSM über der normierten Ausgangsleistung für verschiedene Verstärker-Klassen dar. Zum Vergleich sind in Abbildung D.1 (b) nochmals die Verläufe für den linearen Verstärker mit konstanter Drainvorspannung aufgetragen. Wie erwartet, führt die VSM bei reduzierter Ausgangsleistung zu einer höheren Effizienz, wobei für kleine Leitwinkel α eine deutlichere Erhöhung auftritt. Der Klasse-B-Verstärker besitzt unabhängig von der Aussteuerung eine konstante Effizienz von $\pi/4$. Im Klasse-C-Betrieb strebt die Effizienz für kleine Aussteuerungen gegen 100 %. Da hier jedoch sowohl die Eingangs- als auch die Ausgangsleistung Null werden, ist dieses Ergebnis lediglich von mathematischem Interesse.

In Tabelle D.1 sind die Ausdrücke für die optimale Versorgungsspannung und die Effizienz des Klasse-A- und Klasse-B-Verstärkers mit VSM angegeben, für die sich die hergeleiteten Ausdrücke deutlich vereinfachen. Weiterhin beinhaltet sie den Lastwiderstand, den die Verstärker aus Sicht des Spannungsmodulators darstellen. Der Modulator muss derart dimensioniert werden, dass er die Last R_{env} am Ausgang treiben kann.



(a)



(b)

Abbildung D.1: Effizienzen verschiedener linearer Verstärker in Abhängigkeit von der normierten Ausgangsleistung (a) mit und (b) ohne VSM.

Tabelle D.1: Versorgungsspannung, Effizienz und Lastwiderstand aus Sicht des Modulators bei VSM über den vollen Modulationsbereich.

	u_{env}	η_{D}	R_{env}
Klasse A	$\frac{U_{\max}}{2} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out,max}}}}$	$\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out,max}}}}$	$R_{\text{L}} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out,max}}}}$
Klasse B	$\frac{U_{\max}}{2} \cdot \sqrt{\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out,max}}}}$	$\frac{\pi}{4}$	$R_{\text{L}} \cdot \frac{\pi}{2}$

D.2 Versorgungsspannungsmodulation bei reduziertem Modulationsbereich

Im Folgenden wird untersucht, wie sich die Begrenzung der Drainvorspannung auf einen minimalen Wert $U_{\text{env,min}}$ auf einen Verstärker mit VSM auswirkt. Für $u_{\text{env}}(\alpha, \beta) \geq U_{\text{env,min}}$ ergibt sich das gleiche Verhalten wie bei vollem Modulationsbereich. Aus diesem Grund wird im Folgenden ausschließlich der Fall $u_{\text{env}}(\alpha, \beta) < U_{\text{env,min}}$ betrachtet und es gilt

$$u_{\text{env}}(\alpha, \beta) = U_{\text{env,min}} = const. \tag{D.11}$$

Die Stromverläufe sind identisch zum vorigen Abschnitt. Somit ergibt sich die Gleichstromeingangsleistung des Verstärkers mit Gleichung (D.4) zu

$$P_{\text{env}}(\alpha, \beta) = \begin{cases} \frac{U_{\text{env,min}} \cdot I_{\max}}{\pi} \cdot \frac{\beta \cdot \sqrt{1 - \frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}} - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 1} \\ -\frac{U_{\text{env,min}} \cdot I_{\max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{D.12}$$

Die Ausgangsleistung ist identisch zum linearen Verstärker mit konstanter Versorgungsspannung. Mit Gleichung (4.3) folgt

$$P_{\text{out}}(\alpha, \beta) = \begin{cases} \frac{U_{\max} \cdot I_{\max}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\left[\beta \cdot \arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cdot \sqrt{1 - \frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}\right]^2}{\left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right) \cdot (\alpha - \sin(\alpha))} & \text{, Fall 1} \\ \frac{U_{\max} \cdot I_{\max}}{2} \cdot \frac{\beta^2 \cdot \pi}{\left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right) \cdot (\alpha - \sin(\alpha))} & \text{, Fall 2} \\ 0 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{D.13}$$

Tabelle D.2: Versorgungsspannung, Effizienz und Lastwiderstand aus Sicht des Modulators mit reduziertem Modulationsbereich für $u_{\mathrm{env}}(\alpha,\beta) < U_{\mathrm{env,min}}$.

	u_{env}	η_{D}	R_{env}
Klasse A	$U_{\mathrm{env,min}}$	$\frac{1}{2}\cdot\frac{U_{\mathrm{env,max}}}{U_{\mathrm{env,min}}}\cdot\frac{P_{\mathrm{out}}}{P_{\mathrm{out,max}}}$	$2\cdot\frac{U_{\mathrm{env,min}}}{I_{\mathrm{max}}}$
Klasse B	$U_{\mathrm{env,min}}$	$\frac{\pi}{4}\cdot\frac{U_{\mathrm{env,max}}}{U_{\mathrm{env,min}}}\cdot\sqrt{\frac{P_{\mathrm{out}}}{P_{\mathrm{out,max}}}}$	$\frac{1}{\pi}\cdot\frac{U_{\mathrm{env,min}}}{I_{\mathrm{max}}}\cdot\sqrt{\frac{P_{\mathrm{out}}}{P_{\mathrm{out,max}}}}$

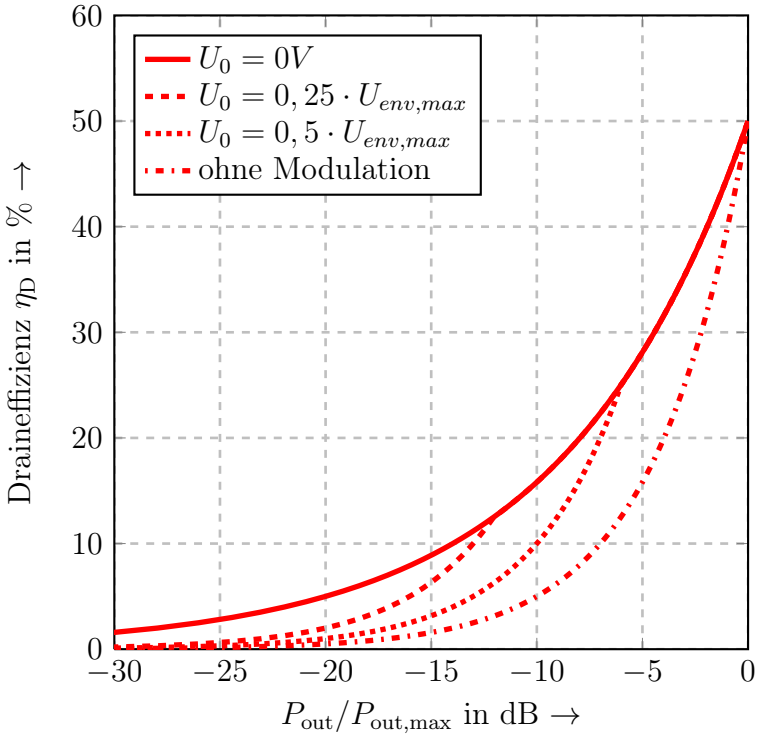
Damit ergibt sich eine Effizienz von

$$\eta_{\mathrm{D}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{U_{\mathrm{max}}}{2\cdot U_{\mathrm{env,min}}}\cdot\frac{1}{\alpha-\sin(\alpha)}\cdot\frac{\left[\beta\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}\right]^2}{\beta\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)} & \text{, Fall 1} \\ -\frac{U_{\mathrm{max}}}{2\cdot U_{\mathrm{env,min}}}\cdot\frac{\beta^2\cdot\pi}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot[\alpha-\sin(\alpha)]} & \text{, Fall 2} \\ 1 & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{D.14}$$

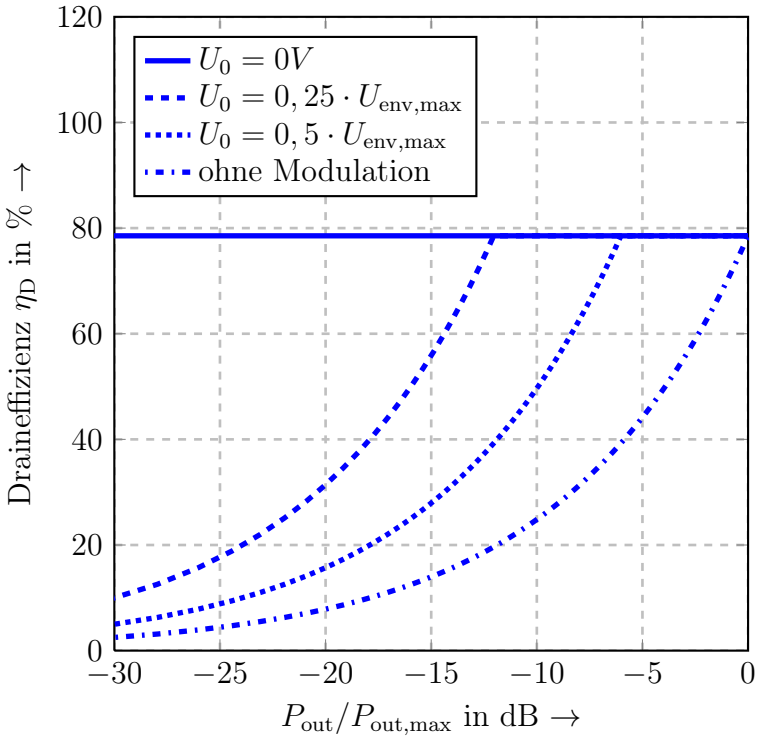
Der Lastwiderstand aus Sicht des Modulators berechnet sich schließlich zu

$$R_{\mathrm{env}}(\alpha,\beta) = \begin{cases} \frac{U_{\mathrm{env,min}}\cdot\pi}{I_{\mathrm{max}}}\cdot\frac{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta\cdot\sqrt{1-\frac{\cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta^2}}-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\cdot\arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\beta}\right)} & \text{, Fall 1} \\ -\frac{U_{\mathrm{env,min}}}{I_{\mathrm{max}}}\cdot\frac{1-\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} & \text{, Fall 2} \\ \infty & \text{, Fall 3} \end{cases} . \tag{D.15}$$

Der Verlauf der Effizienz über der normierten Ausgangsleistung für verschiedene Werte von $U_{\mathrm{env,min}}$ ist in Abbildung D.2 beispielhaft für den Klasse-A- und den Klasse-B-Verstärker aufgetragen. Die Graphen bestätigen, dass sich die Effizienz für $u_{\mathrm{env}} = U_{\mathrm{env,min}}$ analog zum linearen Verstärker mit konstanter Versorgungsspannung verhält, während der Verlauf für $u_{\mathrm{env}} \geq U_{\mathrm{env,min}}$ identisch zur VSM über den vollen Modulationsbereich ist. In Tabelle D.2 sind die Ergebnisse dieses Abschnitts für den Klasse-A- und den Klasse-B-Verstärker zusammengestellt. Vergleicht man die Resultate mit Tabelle D.1, so erkennt man, dass sich in diesen beiden Sonderfällen der Grad, mit dem die Effizienz η_{D} von der normierten Ausgangsleistung abhängt, außerhalb des Modulationsbereichs der VSM um $\frac{1}{2}$ vergrößert.



(a)



(b)

Abbildung D.2: Effizienz (a) des Klasse-A- und (b) -B-Verstärkers in Abhängigkeit von der normierten Ausgangsleistung für verschiedene Werte von $U_{\text{env,min}}$.

E Spektrale Eigenschaften von Buck-Modulatoren

Zur Veranschaulichung der spektralen Eigenschaften der in Abschnitt 6.1.3 und Abschnitt 6.1.4 vorgestellten Buck-Modulatoren werden im Folgenden zwei Fälle betrachtet. Anhang E.1 untersucht das Verhalten, wenn der Modulator ein Gleichspannungssignal liefern soll, Anhang E.2 nimmt einen sinusförmigen Sollwertverlauf für u_{env} an.

E.1 Gleichspannungssignal am Eingang

Gemäß Gleichung (6.7) lässt sich die Ausgangsspannung der Schaltstufe eines zweistufigen Buck-Modulators durch eine Fourierreihe darstellen als

$$u_{\mathrm{s}}(t) = D \cdot U_{\mathrm{DC,M+}} + (1-D) \cdot U_{\mathrm{DC,M-}} + \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2 \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}})}{\nu \cdot \pi} \cdot \sin(\nu D \pi) \cdot \cos(2\nu\pi f_{\mathrm{s}} t). \tag{E.1}$$

Dabei legt das Tastverhältnis D die Modulatorausgangsspannung u_{env} fest, die im vorliegenden Fall möglichst konstant sein soll. Die Harmonischen der Schaltfrequenz lassen sich als hochfrequentes Störsignal auffassen, das durch das Ausgangsfilter beseitigt werden kann. Für Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz ω_{g} lässt sich dessen Betragsgang gemäß Gleichung (6.11) näherungsweise schreiben als

$$|\underline{F}(\mathrm{j}\omega)| = \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_{\mathrm{g}}}\right)^2}. \tag{E.2}$$

Die Übertragungsfunktion fällt somit für Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz mit $40\,\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{Dekade}}$ ab, was zu einer starken Dämpfung der höheren Harmonischen führt. Aus diesem Grund beschränken sich die folgenden Betrachtungen auf die Verzerrungen, die sich durch die erste Harmonische $U_{\mathrm{s},1}$ von $u_{\mathrm{s}}(t)$ ergeben. Diese wird im ungünstigsten Fall eines

Leitverhältnisses von $D = 0{,}5$ maximal und nimmt den Wert

$$U_{\mathrm{s},1} = \frac{2 \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}})}{\pi} \tag{E.3}$$

an. Das Ausgangsfilter dämpft die erste Harmonische, so dass die Variation der Modulatorausgangsspannung näherungsweise

$$\Delta u_{\mathrm{env}} = \frac{2 \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}})}{\pi} \cdot \frac{\omega_{\mathrm{g}}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\mathrm{s}}^2} \tag{E.4}$$

beträgt. Für eine gegebene maximal zulässige Schwankung der Modulatorausgangsspannung lässt sich die erforderliche minimale Schaltfrequenz berechnen zu

$$f_{\mathrm{s}} = \sqrt{\frac{2 \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}})}{\pi \cdot \Delta u_{\mathrm{env}}}} \cdot \frac{\omega_{\mathrm{g}}}{2 \cdot \pi}. \tag{E.5}$$

Analoge Berechnungen gelten für einen mehrstufigen Buck-Modulator, dessen Ausgang abwechselnd mit zwei Versorgungsspannungen verbunden wird. In diesem Fall sind $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M-}}$ durch die Spannungsstufen zu ersetzen, zwischen denen umgeschaltet wird.

E.2 Sinusförmige Spannung am Eingang

Die Bestimmung des Ausgangsspektrums eines Buck-Modulators bei Ansteuerung mit einem zeitlich veränderlichen Eingangssignal stellt eine Herausforderung dar, da die entstehende Pulsfolge im Allgemeinen eine nicht-periodische Funktion ist, auch wenn es sich beim Eingangssignal um einen periodischen Verlauf handelt.

Das im Folgenden vorgestellte Analyseverfahren für periodische Eingangssignale orientiert sich an [93] und wird in [94] geometrisch interpretiert. Dabei werden zunächst zwei unabhängige Zeitachsen für das Eingangssignal und das Dreiecksignal zur Erzeugung der PWM eingeführt und im Frequenzbereich analysiert. Durch eine anschließende Parametrisierung werden die beiden Zeitachsen dann wieder verknüpft und erlauben eine Analyse der spektralen Eigenschaften des PWM-Signals.

Zur Bestimmung des pulsweitenmodulierten Signals wird gemäß Abbildung E.1 ein Koordinatensystem aufgespannt, in dessen x-Richtung der Phasenwinkel ϑ_{A} des periodischen Modulatoreingangssignals $A'(t)$ mit der Grundfrequenz f_{A} aufgetragen ist. In y-Richtung verläuft der Phasenwinkel ϑ_{s} des Dreieckssignals mit der Frequenz f_{s}, wobei es bei $\vartheta_{\mathrm{s}} = 0$ sein Minimum aufweist.

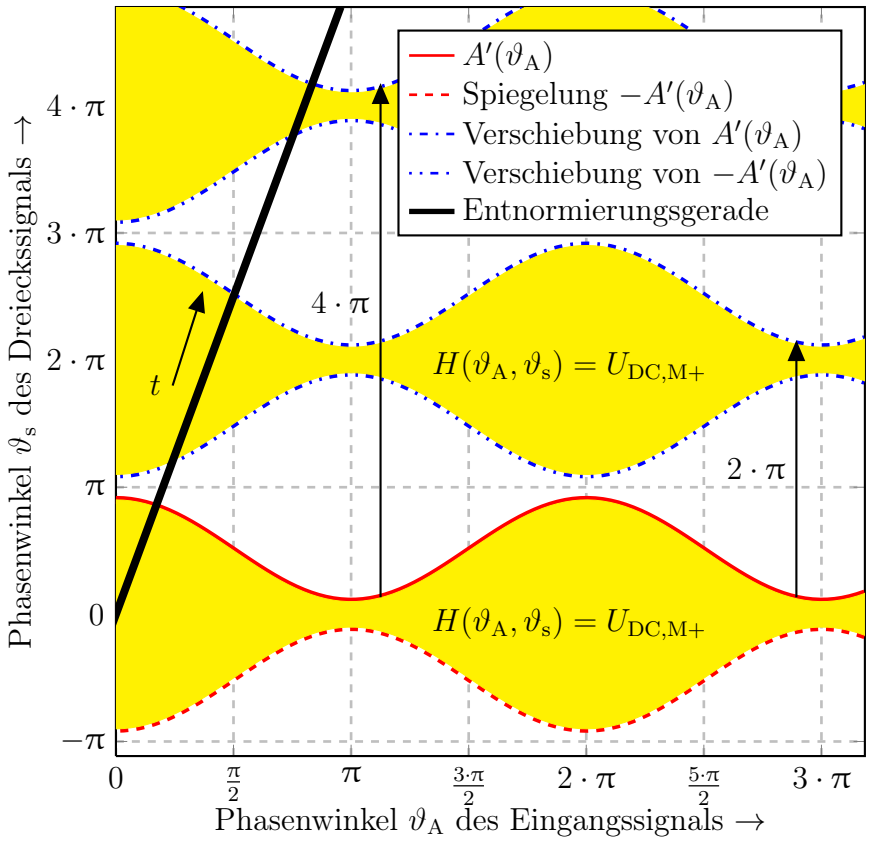


Abbildung E.1: Konstruktion eines PWM-Signals durch den Schnitt des normierten Modulatoreingangssignals mit einer Geraden.

Der Verlauf von A' wird in das Achsenkreuz eingetragen. Dabei ist er derart normiert, dass das Signal bei voller Aussteuerung des Buck-Modulators von $U_{DC,M+}$ bis $U_{DC,M-}$ zwischen π und 0 schwankt. Spiegelt man A' an der ϑ_A-Achse, so entspricht das momentane Leitverhältnis des PWM-Signals dem Abstand der beiden Kurven $A'(\vartheta_A)$ und $-A'(\vartheta_A)$ bezogen auf die Periodendauer $\vartheta_s = 2 \cdot \pi$ des dreieckförmigen Spannungsverlaufs.

Das PWM-Signal für eine zeitveränderliche Eingangsspannung $A'(t)$ lässt sich konstruieren, indem dessen normierter Verlauf sowie dessen gespiegeltes Äquivalent $2 \cdot \pi$-periodisch in ϑ_s-Richtung fortgesetzt und mit der Geraden

$$\begin{pmatrix} \vartheta_A \\ \vartheta_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \cdot \pi \cdot f_A \cdot t \\ 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t \end{pmatrix} = t \cdot \begin{pmatrix} 2 \cdot \pi \cdot f_A \\ 2 \cdot \pi \cdot f_s \end{pmatrix} \tag{E.6}$$

geschnitten wird. Dies entspricht einer Entnormierung, durch welche die zunächst als unabhängig angenommenen Phasenwinkel ϑ_A und ϑ_s über das Verhältnis der Frequenzen f_A und f_s als Funktionen der Zeit t dargestellt werden. Das PWM-Signal nimmt für all

die Zeitpunkte t den Wert $U_{\mathrm{DC,M+}}$ an, für welche die Punkte der Geraden zwischen dem normierten Verlauf $A'(t)$ und dessen Spiegelung liegen. Zu allen anderen Zeitpunkten weist die Pulsfolge den Spannungswert $U_{\mathrm{DC,M-}}$ auf.

Abbildung E.1 zeigt dies beispielhaft für ein sinusförmiges Eingangsignal mit Gleichanteil, dessen normierter Verlauf durch

$$A'(\vartheta_{\mathrm{A}}) = \frac{\pi}{2} \cdot (1 + M \cdot \cos(\vartheta_{\mathrm{A}})) \tag{E.7}$$

beschrieben sei. Dabei ist M der Modulationsindex, der die Aussteuerung des Wechselanteils beschreibt. Die Flächen zwischen der Einhüllenden A' und deren Spiegelung sind eingefärbt. Wenn die ebenfalls aufgetragene Gerade innerhalb dieser Flächen verläuft, befindet sich das PWM-Signal im Zustand der hohen Spannung.

Geometrisch lässt sich dies interpretieren, indem eine Funktion $H(\vartheta_{\mathrm{A}}, \vartheta_{\mathrm{s}})$ eingeführt wird. Diese nimmt für die Punkte zwischen A' und dessen Spiegelung, die in Abbildung E.1 farblich hervorgehoben sind, den Wert $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und für allen anderen Punkte die Spannung $U_{\mathrm{DC,M-}}$ an. Aufgrund der Periodizität in ϑ_{A}- und ϑ_{s}-Richtung lässt sich $H(\vartheta_{\mathrm{A}}, \vartheta_{\mathrm{s}})$ durch eine zweidimensionale Fourierreihe beschreiben. Wertet man diese für $\vartheta_{\mathrm{A}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\mathrm{A}} \cdot t$ und $\vartheta_{\mathrm{s}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\mathrm{s}} \cdot t$ aus, so erhält man das Spektrum des PWM-Signals.

Zunächst leitet Anhang E.2.1 die zweidimensionale Fourierreihe her. Anhang E.2.2 führt anschließend die Berechnung der Spektralkomponenten des in Gleichung (E.7) definierten Modulatoreingangssignals durch.

E.2.1 Die zweidimensionale Fourierreihe

Analog zum eindimensionalen Fall lässt sich die zweidimensionale Fourierreihe in komplexer Darstellung schreiben als

$$H(\vartheta_{\mathrm{A}}, \vartheta_{\mathrm{s}}) = \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \underline{c}_{\mu\nu} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\mu\cdot\vartheta_{\mathrm{A}}} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\vartheta_{\mathrm{s}}}. \tag{E.8}$$

Die Fourierkoeffizienten berechnen sich zu

$$\underline{c}_{\mu\nu} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^{2\cdot\pi} \int_0^{2\cdot\pi} H(\vartheta_{\mathrm{A}}, \vartheta_{\mathrm{s}}) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\mu\cdot\vartheta_{\mathrm{A}}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\vartheta_{\mathrm{s}}} \, \mathrm{d}\vartheta_{\mathrm{s}} \, \mathrm{d}\vartheta_{\mathrm{A}}. \tag{E.9}$$

Zum Beweis dieses Zusammenhangs wird der Ausdruck

$$\int_0^{2\cdot\pi}\int_0^{2\cdot\pi} H(\vartheta_\mathrm{A},\vartheta_\mathrm{s})\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\tilde{\mu}\cdot\vartheta_\mathrm{A}}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\tilde{\nu}\cdot\vartheta_\mathrm{s}}\ \mathrm{d}\vartheta_\mathrm{s}\ \mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A} \tag{E.10}$$

betrachtet. Unter Verwendung von Gleichung (E.8) lässt sich dieser Ausdruck umschreiben zu

$$\begin{aligned}
&\int_0^{2\cdot\pi}\int_0^{2\cdot\pi} H(\vartheta_\mathrm{A},\vartheta_\mathrm{s})\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\tilde{\mu}\cdot\vartheta_\mathrm{A}}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\tilde{\nu}\cdot\vartheta_\mathrm{s}}\ \mathrm{d}\vartheta_\mathrm{s}\ \mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}\\
=&\int_0^{2\cdot\pi}\int_0^{2\cdot\pi} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\tilde{\mu}\cdot\vartheta_\mathrm{A}}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\tilde{\nu}\cdot\vartheta_\mathrm{s}}\cdot \sum_{\mu=-\infty}^{\infty}\sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \underline{c}_{\mu\nu}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\mu\cdot\vartheta_\mathrm{A}}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\vartheta_\mathrm{s}}\ \mathrm{d}\vartheta_\mathrm{s}\ \mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}\\
=&\sum_{\mu=-\infty}^{\infty}\sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \underline{c}_{\mu\nu}\cdot \underbrace{\int_0^{2\cdot\pi} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\mu-\tilde{\mu})\cdot\vartheta_\mathrm{A}}\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}}_{\substack{=0\text{ für }\mu\neq\tilde{\mu}\\ =2\cdot\pi\text{ für }\mu=\tilde{\mu}}}\cdot \underbrace{\int_0^{2\cdot\pi} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\nu-\tilde{\nu})\cdot\vartheta_\mathrm{s}}\ \mathrm{d}\vartheta_\mathrm{s}}_{\substack{=0\text{ für }\nu\neq\tilde{\nu}\\ =2\cdot\pi\text{ für }\nu=\tilde{\nu}}}\\
=&4\cdot\pi^2\cdot \underline{c}_{\tilde{\mu}\tilde{\nu}}.
\end{aligned} \tag{E.11}$$

Ersetzt man $\tilde{\mu}$ durch μ und $\tilde{\nu}$ durch ν, so erhält man den Zusammenhang in Gleichung (E.9).

E.2.2 Berechnung des Ausgangsspektrums

Mithilfe der im vorigen Abschnitt hergeleiteten zweidimensionalen Fourierreihe lässt sich das Spektrum des PWM-Signals für das Eingangssignal nach Gleichung (E.7) berechnen. Die Rechnung vereinfacht sich, wenn $H(\vartheta_\mathrm{A},\vartheta_\mathrm{s})$ um $U_\mathrm{DC,M-}$ nach unten verschoben wird, so dass der Wertebereich 0 und $U_\mathrm{DC,M+}-U_\mathrm{DC,M-}$ umfasst. Da es sich dabei lediglich um die Subtraktion einer Konstanten handelt, wird dadurch ausschließlich der Gleichanteil der Fourierreihe verändert, wobei dieser durch die Addition von $U_\mathrm{DC,M-}$ wieder korrigiert

werden kann. Er bestimmt sich demnach zu

$$\begin{aligned}
\underline{c}_{00} &= \frac{1}{4\cdot\pi^2}\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\int_0^{2\cdot\pi} H(\vartheta_\mathrm{A},\vartheta_\mathrm{s})\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{s}\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}\\
&= \frac{1}{4\cdot\pi^2}\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A}))}^{\frac{\pi}{2}\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A}))}(U_\mathrm{DC,M+}-U_\mathrm{DC,M-})\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{s}\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}+U_\mathrm{DC,M-}\\
&= \frac{U_\mathrm{DC,M+}-U_\mathrm{DC,M-}}{4\cdot\pi^2}\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\pi\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A}))\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}+U_\mathrm{DC,M-}\\
&= \frac{U_\mathrm{DC,M+}-U_\mathrm{DC,M-}}{4\cdot\pi}\cdot\left[\vartheta_\mathrm{A}+M\cdot\sin(\vartheta_\mathrm{A})\right]_0^{2\cdot\pi}+U_\mathrm{DC,M-}\\
&= \frac{U_\mathrm{DC,M+}+U_\mathrm{DC,M-}}{2}.
\end{aligned}\tag{E.12}$$

Für die übrigen Fourierkoeffizienten hat die Reduzierung des Gleichanteils keine Auswirkungen und es gilt

$$\underline{c}_{\mu\nu} = \frac{1}{4\cdot\pi^2}\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A}))}^{\frac{\pi}{2}\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A}))}(U_\mathrm{DC,M+}-U_\mathrm{DC,M-})\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\mu\cdot\vartheta_\mathrm{A}}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\vartheta_\mathrm{s}}\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{s}\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}.\tag{E.13}$$

Für $\nu\neq 0$ folgt dieser Ausdruck zu

$$\begin{aligned}
\underline{c}_{\mu\nu} &= \frac{U_\mathrm{DC,M+}-U_\mathrm{DC,M-}}{4\cdot\pi^2}\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\frac{1}{-\mathrm{j}\cdot\nu}\cdot\left[\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\vartheta_\mathrm{s}}\right]_{-\frac{\pi}{2}\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A}))}^{\frac{\pi}{2}\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A}))}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\mu\cdot\vartheta_\mathrm{A}}\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}\\
&= \frac{U_\mathrm{DC,M+}-U_\mathrm{DC,M-}}{4\cdot\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\pi^2}\\
&\quad\cdot\int_0^{2\cdot\pi}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\frac{\pi}{2}}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\frac{\pi}{2}\cdot M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A})}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\frac{\pi}{2}}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\nu\cdot\frac{\pi}{2}\cdot M\cdot\cos(\vartheta_\mathrm{A})}\right]\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\mu\cdot\vartheta_\mathrm{A}}\,\mathrm{d}\vartheta_\mathrm{A}.
\end{aligned}\tag{E.14}$$

Mit der Jacobi-Anger-Identität [93]

$$\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\cdot\lambda\cdot\cos(x)} = J_0(\lambda)+2\cdot\sum_{k=1}^{\infty}\mathrm{j}^{\pm k}\cdot J_k(\lambda)\cdot\cos(k\cdot x)\tag{E.15}$$

können die Fourierkoeffizienten umgeschrieben werden zu

$$\begin{aligned}\underline{c}_{\mu\nu} =& \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{2 \cdot \nu \cdot \pi^2} \\ & \cdot \int_0^{2\cdot\pi} \left[J_0\left(\nu \frac{\pi}{2} M\right) \cdot \sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left((\nu + k) \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot J_k\left(\nu \frac{\pi}{2} M\right) \cdot \cos\left(k \vartheta_{\mathrm{A}}\right) \right] \\ & \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\mu\vartheta_{\mathrm{A}}} \mathrm{d}\vartheta_{\mathrm{A}}.\end{aligned} \tag{E.16}$$

Dabei bezeichnet J_k die Besselfunktion erster Art. Unter Verwendung der Orthogonalitätsrelationen der komplexen Exponentialfunktion ergibt sich damit schließlich für $\mu \neq 0$

$$\underline{c}_{\mu\nu} = \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{\nu \cdot \pi} \cdot \sin\left((|\mu| + \nu) \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot J_{|\mu|}\left(\nu \cdot \frac{\pi}{2} \cdot M\right). \tag{E.17}$$

Für $\mu = 0$ erhält man

$$\begin{aligned}\underline{c}_{0\nu} =& \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{2 \cdot \nu \cdot \pi^2} \cdot \int_0^{2\cdot\pi} J_0\left(\nu \cdot \frac{\pi}{2} \cdot M\right) \cdot \sin\left(\nu \cdot \frac{\pi}{2}\right) \mathrm{d}\vartheta_{\mathrm{A}} \\ =& \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{\nu \cdot \pi} \cdot J_0\left(\nu \cdot \frac{\pi}{2} \cdot M\right) \cdot \sin\left(\nu \cdot \frac{\pi}{2}\right).\end{aligned} \tag{E.18}$$

Damit bleibt noch der Fall $\nu = 0$ zu untersuchen:

$$\begin{aligned}\underline{c}_{\mu 0} &= \frac{1}{4 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^{2\cdot\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_{\mathrm{A}}))}^{\frac{\pi}{2}\cdot(1+M\cdot\cos(\vartheta_{\mathrm{A}}))} (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\mu\cdot\vartheta_{\mathrm{A}}} \, \mathrm{d}\vartheta_{\mathrm{s}} \, \mathrm{d}\vartheta_{\mathrm{A}} \\ &= \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{4 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^{2\cdot\pi} \pi \cdot (1 + M \cdot \cos(\vartheta_{\mathrm{A}})) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\mu\cdot\vartheta_{\mathrm{A}}} \, \mathrm{d}\vartheta_{\mathrm{s}} \, \mathrm{d}\vartheta_{\mathrm{A}}\end{aligned} \tag{E.19}$$

Mit Ausnahme des Vorfaktors ergibt sich damit das Spektrum des Eingangssignals $A'(t)$:

$$\underline{c}_{\mu 0} = \begin{cases} M \cdot \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{4} & \text{, für } |\mu| = 1 \\ 0 & \text{, für } |\mu| > 1 \end{cases} \tag{E.20}$$

Wie oben erläutert, lässt sich mit diesen Ergebnissen das PWM-Signal als Summe der verschiedenen Spektralanteile darstellen, wenn $\vartheta_{\mathrm{A}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\mathrm{A}} \cdot t$ und $\vartheta_{\mathrm{s}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\mathrm{s}} \cdot t$ gesetzt

werden:

$$
\begin{aligned}
u_\mathrm{s}(t) &= \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \underline{c}_{\mu\nu} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot 2\cdot\pi\cdot\mu\cdot f_\mathrm{A}\cdot t} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot 2\cdot\pi\cdot\nu\cdot f_\mathrm{s}\cdot t} \\
&= \underline{c}_{00} + \sum_{\mu=\pm 1}^{\pm\infty} \left(\underline{c}_{\mu 0} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot 2\cdot\pi\cdot\mu\cdot f_\mathrm{A}\cdot t}\right) + \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm\infty} \left(\underline{c}_{0\nu} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot 2\cdot\pi\cdot\nu\cdot f_\mathrm{s}\cdot t}\right) \\
&\quad + \sum_{\mu=\pm 1}^{\pm\infty} \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm\infty} \left(\underline{c}_{\mu\nu} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot 2\cdot\pi\cdot\mu\cdot f_\mathrm{A}\cdot t} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot 2\cdot\pi\cdot\nu\cdot f_\mathrm{s}\cdot t}\right)
\end{aligned}
\tag{E.21}
$$

Die Besselfunktion ist für einen geradzahligen Index eine gerade Funktion und ungerade für einen ungeradzahligen Index. Nutzt man diese Symmetrieeigenschaften aus, so lässt sich $u_\mathrm{s}(t)$ reell schreiben als

$$
\begin{aligned}
u_\mathrm{s}(t) = &\underbrace{\frac{U_\mathrm{DC,M+} + U_\mathrm{DC,M-}}{2} + M \cdot \frac{U_\mathrm{DC,M+} - U_\mathrm{DC,M-}}{2} \cdot \cos\left(2\cdot\pi\cdot f_\mathrm{A}\cdot t\right)}_{\text{Verlauf von } A'(t)} \\
&+ \underbrace{\sum_{\nu=1}^{\infty} 2 \cdot \frac{U_\mathrm{DC,M+} - U_\mathrm{DC,M-}}{\nu\cdot\pi} \cdot J_0\left(\nu\cdot\frac{\pi}{2}\cdot M\right) \sin\left(\nu\cdot\frac{\pi}{2}\right) \cos(2\cdot\pi\cdot\nu\cdot f_\mathrm{s}\cdot t)}_{\text{Harmonische der Schaltfrequenz}} \\
&+ \sum_{\mu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty} 2 \cdot \frac{U_\mathrm{DC,M+} - U_\mathrm{DC,M-}}{\nu\cdot\pi} \cdot \sin\left((\mu+\nu)\frac{\pi}{2}\right) J_\mu\left(\nu\frac{\pi}{2}M\right) \cos(2\pi(\mu f_\mathrm{A} - \nu f_\mathrm{s})t) \\
&+ \sum_{\mu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty} 2 \cdot \frac{U_\mathrm{DC,M+} - U_\mathrm{DC,M-}}{\nu\cdot\pi} \cdot \sin\left((\mu+\nu)\frac{\pi}{2}\right) J_\mu\left(\nu\frac{\pi}{2}M\right) \cos(2\pi(\mu f_\mathrm{A} + \nu f_\mathrm{s})t).
\end{aligned}
\tag{E.22}
$$

Für einen Modulationsindex $M = 0$, der eine Gleichspannung $(U_\mathrm{DC,M+} + U_\mathrm{DC,M-})/2$ am Ausgang des Buck-Modulators bedeutet, ist der Ausdruck erwartungsgemäß identisch mit dem Verlauf von $u_\mathrm{s}(t)$ in Anhang E.1 mit $D = 0{,}5$.

Der Gleichanteil und die erste Summe des Ergebnisses weisen den gleichen Verlauf wie das Eingangssignal $A'(t)$ auf und bilden damit die gewünschten Komponenten des Ausgangssignals $u_\mathrm{s}(t)$.

Die zweite Summe fasst die Spektralanteile bei der Schaltfrequenz und deren Harmonischen zusammen. Am kritischsten ist hierbei die Komponente bei der Frequenz f_s, da diese am nächsten an der Frequenz des Eingangssignals liegt. Der zugehörige Fourierkoeffizient

in reeller Darstellung lautet

$$U_{\mathrm{s},01} = 2 \cdot \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{\pi} \cdot J_0\left(\frac{\pi}{2} \cdot M\right) \tag{E.23}$$

und lässt sich nach oben hin abschätzen zu

$$U_{\mathrm{s},01} = 2 \cdot \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{\pi}, \tag{E.24}$$

da die Besselfunktion betragsmäßig nicht größer als 1 werden kann. Dies entspricht gerade dem Ausdruck in Gleichung (E.3), weshalb die Abschätzungen aus Anhang E.1 auch für einen sinusförmigen Signalverlauf Gültigkeit haben. Aufgrund des Tiefpassverhaltens des Ausgangsfilters sind die Anteile bei den Oberwellen der Schaltfrequenz vernachlässigbar.

Die letzten beiden Summen repräsentieren die Mischprodukte aus Signal- und Schaltfrequenz. Die Summenfrequenzen liegen deutlich über der Signalbandbreite und werden durch das Ausgangsfilter gedämpft. Kritisch sind die Mischprodukte, die nahe der Signalfrequenz f_{A} liegen. Da die Amplituden $U_{\mathrm{s},\mu\nu}$ sowohl für steigende μ als auch für steigende ν zurückgehen, wird der störende Einfluss des Schaltsignals durch die Spektrallinie abgeschätzt, die sich aus den kleinsten Harmonischen zusammensetzt. Unter der Annahme eines ganzzahligen Überabtastverhältnisses $f_{\mathrm{s}}/f_{\mathrm{A}}$ ergibt sich die erste Frequenz, die auf die Signalfrequenz gemischt wird, durch Lösen der Gleichung

$$f_{\mathrm{A}} \stackrel{!}{=} \mu \cdot f_{\mathrm{A}} - \nu \cdot f_{\mathrm{s}}. \tag{E.25}$$

Dieser Ausdruck lässt sich umformen zu

$$\mu = \frac{\nu \cdot f_{\mathrm{s}}}{f_{\mathrm{A}}} - 1. \tag{E.26}$$

Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass μ und ν ganzzahlig und möglichst klein sein sollen, werden sie zu

$$\nu = 1 \tag{E.27}$$

$$\mu = \frac{f_{\mathrm{s}}}{f_{\mathrm{A}}} - 1 \tag{E.28}$$

gewählt. Da die Sinusfunktion nicht größer als 1 werden kann, lässt sich die Amplitude

des Mischproduktes nach oben hin abschätzen durch

$$U_{\mathrm{s},\mu\nu} = 2 \cdot \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{\pi} \cdot J_{\frac{f_\mathrm{s}}{f_\mathrm{A}}-1}\left(\frac{\pi}{2} \cdot M\right). \tag{E.29}$$

Bereits für ein Überabtastverhältnis von $f_\mathrm{s}/f_\mathrm{A} = 6$ nimmt die Besselfunktion in diesem Ausdruck abhängig vom Modulationsindex maximal den Wert 0,002 an, wodurch die störenden Einflüsse der Mischprodukte vernachlässigbar sind.

F Verluste von Buck-Modulatoren

Buck-Modulatoren weisen theoretisch eine Effizienz von 100 % auf. In der Realität ist η_{M} dagegen geringer. Dieser Anhang leitet die Effizienzminderung her, die sich in einem Buck-Modulator aufgrund von parasitären Eigenschaften ergibt. Die Berechnungen orientieren sich dabei an [95] und [96], in denen ähnliche Untersuchungen für hochfrequente Schaltverstärker durchgeführt werden.

Anhang F.1 leitet zunächst her, wie sich aus den Effizienzminderungen der einzelnen Nichtidealitäten die Gesamteffizienz eines Buck-Modulators abschätzen lässt. In den Anhängen F.2 bis F.5 erfolgt anschließend deren Herleitung für die Diodenkniespannung, den Durchlasswiderstand des Transistors sowie parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten.

Für alle Verlustmechanismen gilt die Voraussetzung, dass der HF-Verstärker für den Modulator als konstanter Lastwiderstand R_{env} wirkt. Darüber hinaus wird die Induktivität L_1 des Ausgangsfilters so groß angenommen, dass der Spulenstrom konstant ist und dem Modulatorausgangsstrom i_{env} entspricht.

F.1 Abschätzung der Gesamteffizienz

Zur Abschätzung der Gesamteffizienz η_{M} eines Buck-Modulators werden die verschiedenen Verlustmechanismen einzeln betrachtet, das heißt, es wird stets nur eine Nichtidealität in der ansonsten idealen Schaltung angenommen. Über die entstehende Verlustleistung $P_{\mathrm{V}\xi}$ kann man die durch den ξ-ten Verlustmechanismus geminderte Effizienz angeben:

$$\eta_{\xi} = \frac{P_{\mathrm{env}}}{P_{\mathrm{env}} + P_{\mathrm{V}\xi}} = \frac{1}{1 + P_{\mathrm{V}\xi}/P_{\mathrm{env}}} \tag{F.1}$$

Unter der Annahme von Ξ verschiedenen Verlustmechanismen ergibt sich die Gesamteffizienz zu

$$\eta_{\mathrm{M}} = \frac{P_{\mathrm{env}}}{P_{\mathrm{env}} + \sum_{\xi=1}^{\Xi} P_{\mathrm{V}\xi}} = \frac{1}{1 + \sum_{\xi=1}^{\Xi} P_{\mathrm{V}\xi}/P_{\mathrm{env}}}. \tag{F.2}$$

Für kleine Verluste kann die Gesamteffizienz durch das Produkt der Einzeleffizienzen approximiert werden. Zunächst gilt der Zusammenhang

$$\prod_{\xi=1}^{\Xi} \eta_\xi = \prod_{\xi=1}^{\Xi} \frac{1}{1 + P_{\mathrm{V}\xi}/P_{\mathrm{env}}}. \tag{F.3}$$

Multipliziert man den Nenner aus, so erhält man

$$\prod_{\xi=1}^{\Xi} \eta_\xi = \frac{1}{1 + \sum_{\xi=1}^{\Xi} P_{\mathrm{V}\xi}/P_{\mathrm{env}} + P_{\mathrm{V1}} \cdot P_{\mathrm{V2}}/P_{\mathrm{env}}^2 + P_{\mathrm{V1}} \cdot P_{\mathrm{V3}}/P_{\mathrm{env}}^2 + \ldots}. \tag{F.4}$$

Für – bezogen auf die Ausgangsleistung – kleine Verluste können die Terme höherer Ordnung vernachlässigt werden:

$$\prod_{\xi=1}^{\Xi} \eta_\xi \approx \frac{1}{1 + \sum_{\xi=1}^{\Xi} P_{\mathrm{V}\xi}/P_{\mathrm{env}}} \tag{F.5}$$

Dies entspricht gemäß Gleichung (F.2) gerade der Gesamteffizienz des Verstärkers. Damit gilt für kleine Verluste

$$\eta \approx \prod_{\xi=1}^{\Xi} \eta_\xi. \tag{F.6}$$

Für große Verluste ist obiger Zusammenhang nicht mehr gültig. Allerdings lässt sich in diesem allgemeinen Fall die Gesamteffizienz zumindest nach unten hin abschätzen.

Da sowohl die Verluste als auch die Ausgangsleistung positiv sind, sind die Terme, die in Gleichung (F.4) vernachlässigt werden, ebenfalls stets positive Größen. Damit gilt

$$\prod_{\xi=1}^{\Xi} \eta_\xi = \frac{1}{1 + \sum_{\xi=1}^{\Xi} P_{\mathrm{V}\xi}/P_{\mathrm{env}} + \ldots} \leq \frac{1}{1 + \sum_{\xi=1}^{\Xi} P_{\mathrm{V}\xi}/P_{\mathrm{env}}} = \eta_{\mathrm{M}}. \tag{F.7}$$

Somit stellt das Produkt der Einzeleffizienzen eine untere Schranke für die Gesamteffizienz des Verstärkers dar:

$$\eta \geq \prod_{\xi=1}^{\Xi} \eta_\xi \tag{F.8}$$

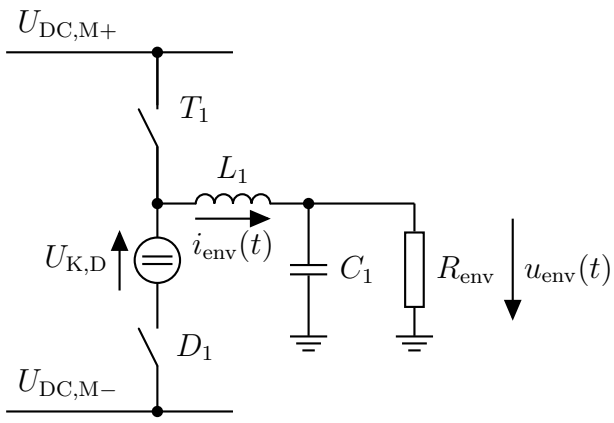


Abbildung F.1: Ersatzschaltbild eines Buck-Modulators mit Kniespannung der Diode.

F.2 Kniespannung der Diode

Um den Einfluss der Diodenkniespannung $U_{\mathrm{K,D}}$ zu bestimmen, wird die Leistungsdiode der Schaltstufe durch einen idealen Schalter in Serie mit einer Gleichspannungsquelle $U_{\mathrm{K,D}}$ ersetzt. Der Transistor verhalte sich ebenfalls wie ein idealer Schalter, der gegenphasig zur Diode angesteuert wird. Das sich ergebende Ersatzschaltbild der Schaltstufe ist in Abbildung F.1 dargestellt.

Aufgrund des Spannungsabfalls von $U_{\mathrm{K,D}}$ liegt der Ausgangsknoten des Buck-Modulators nicht mehr auf den Potentialen $U_{\mathrm{DC,M+}}$ und $U_{\mathrm{DC,M-}}$, sondern weist bei sperrendem Transistor die Spannung $U_{\mathrm{DC,M-}} - U_{\mathrm{K,D}}$ am Ausgang der Schaltstufe auf. Damit ergibt sich die Modulatorausgangsspannung u_{env} abhängig vom Leitverhältnis D zu

$$u_{\mathrm{env}} = D \cdot U_{\mathrm{DC,M+}} + (1 - D) \cdot (U_{\mathrm{DC,M-}} - U_{\mathrm{K,D}}). \tag{F.9}$$

Der Strom i_{env} beträgt nach dem ohmschen Gesetz

$$i_{\mathrm{env}} = \frac{u_{\mathrm{env}}}{R_{\mathrm{env}}} = \frac{D \cdot U_{\mathrm{DC,M+}} + (1 - D) \cdot (U_{\mathrm{DC,M-}} - U_{\mathrm{K,D}})}{R_{\mathrm{env}}}. \tag{F.10}$$

Die Verlustleistung $P_{\mathrm{V,K}}$ tritt auf, während ein Strom durch die Spannungsquelle $U_{\mathrm{K,D}}$ fließt, was genau dann der Fall ist, wenn die Diode leitet. Damit gilt

$$P_{\mathrm{V,K}} = U_{\mathrm{K,D}} \cdot i_{\mathrm{env}} \cdot (1 - D). \tag{F.11}$$

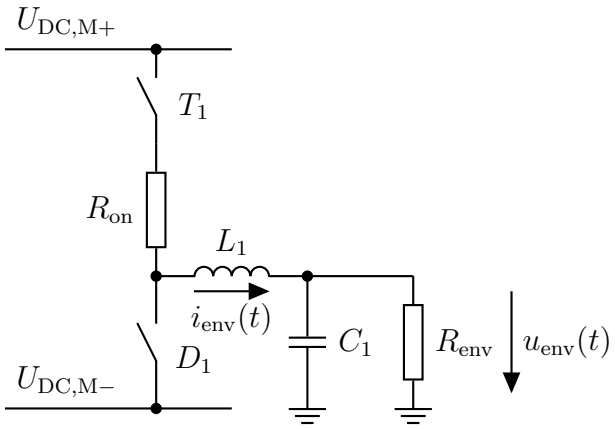


Abbildung F.2: Ersatzschaltbild eines Buck-Modulators mit Durchlasswiderstands des Transistors.

Die Modulatorausgangsleistung folgt zu

$$P_{\mathrm{env}} = i_{\mathrm{env}}^2 \cdot R_{\mathrm{env}}. \tag{F.12}$$

Damit berechnet sich die Effizienzminderung aufgrund der Kniespannung zu

$$\eta_{\mathrm{K}} = \frac{P_{\mathrm{env}}}{P_{\mathrm{env}} + P_{\mathrm{V,K}}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{\mathrm{V,K}}}{P_{\mathrm{env}}}} = \frac{1}{1 + \frac{U_{\mathrm{K,D}} \cdot i_{\mathrm{env}} \cdot (1-D)}{i_{\mathrm{env}}^2 \cdot R_{\mathrm{env}}}} = \frac{1}{1 + \frac{U_{\mathrm{K,D}} \cdot (1-D)}{u_{\mathrm{env}}}}. \tag{F.13}$$

Mithilfe von Gleichung (F.9) lässt sich das Leitverhältnis D durch die Modulatorausgangsspannung ausdrücken:

$$D = \frac{u_{\mathrm{env}} - U_{\mathrm{DC,M-}} + U_{\mathrm{K,D}}}{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}} + U_{\mathrm{K,D}}} \tag{F.14}$$

Damit folgt η_{K} in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung sowie der Versorgungsspannungen schließlich zu

$$\eta_{\mathrm{K}} = \frac{1}{1 + \frac{U_{\mathrm{K,D}}}{u_{\mathrm{env}}} \cdot \frac{U_{\mathrm{DC,M+}} - u_{\mathrm{env}}}{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}} + U_{\mathrm{K,D}}}}. \tag{F.15}$$

F.3 Durchlasswiderstand des Transistors

Der Leistungstransistor eines Buck-Modulators weist im leitenden Zustand einen parasitären Durchlasswiderstand R_{on} auf, der gemäß der Ersatzschaltung in Abbildung F.2 berücksichtigt werden kann.

Der Spannungsabfall über dem Widerstand hängt gemäß dem ohmschen Gesetz vom Ausgangsstrom i_{env} ab. Damit beträgt die Modulatorausgangsspannung in Abhängigkeit vom

Leitverhältnis

$$u_{\mathrm{env}} = D\cdot(U_{\mathrm{DC,M+}} - i_{\mathrm{env}}\cdot R_{\mathrm{on}}) + (1-D)\cdot U_{\mathrm{DC,M-}} = D\cdot(U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}} - u_{\mathrm{env}}\cdot\frac{R_{\mathrm{on}}}{R_{\mathrm{env}}}) + U_{\mathrm{DC,M-}}. \tag{F.16}$$

Die Verlustleistung, die in R_{on} umgesetzt wird, ist

$$P_{\mathrm{V,R}} = i_{\mathrm{env}}^2 \cdot R_{\mathrm{on}} \cdot D, \tag{F.17}$$

wobei die Gewichtung mit dem Leitverhältnis D berücksichtigt, dass der Transistor und damit auch dessen Durchlasswiderstand nur während eines Teils der Periodendauer von einem Strom durchflossen wird. Die Modulatorausgangsleistung berechnet sich zu

$$P_{\mathrm{env}} = i_{\mathrm{env}}^2 \cdot R_{\mathrm{env}}. \tag{F.18}$$

Damit ergibt sich eine Effizienzminderung aufgrund des Durchlasswiderstands von

$$\eta_{\mathrm{R}} = \frac{P_{\mathrm{env}}}{P_{\mathrm{env}} + P_{\mathrm{V,R}}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{\mathrm{env}}}{P_{\mathrm{V,R}}}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\mathrm{on}}\cdot D}{R_{\mathrm{env}}}}. \tag{F.19}$$

Löst man Gleichung (F.16) nach D auf und setzt das Ergebnis in Gleichung (F.19) ein, so erhält man den Ausdruck

$$\eta_{\mathrm{R}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\mathrm{on}}}{R_{\mathrm{env}}} \cdot \frac{u_{\mathrm{env}} - U_{\mathrm{DC,M-}}}{U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}} - u_{\mathrm{env}}\cdot R_{\mathrm{on}}/R_{\mathrm{env}}}}. \tag{F.20}$$

F.4 Parasitäre Induktivitäten

Sowohl der Transistor als auch die Diode können nennenswerte parasitäre Induktivitäten im Signalpfad aufweisen. Zur Herleitung der Verluste wird im Folgenden eine parasitäre Induktivität L_{p} des Transistors nach Abbildung F.3 (a) angenommen. Für eine Dioden-induktivität ist die Rechnung vollkommen analog, so dass zur Bestimmung der gesamten Verlustleistung für L_{p} lediglich die Summe der einzelnen parasitären Induktivitäten eingesetzt werden muss.

Im Folgenden wird zunächst allgemein eine Formel für die induktive Verlustleistung hergeleitet. Eine Induktivität kann als Blindelement nur dann Verluste aufweisen, wenn die energietragende Größe eine Unstetigkeit aufweist. Dies tritt zu den Schaltzeitpunkten auf, bei denen sich der Spulenstrom sprungförmig ändert, was mathematisch mit Hilfe der Einheitssprungfunktion $s(t)$ beschrieben wird. In diesem Fall wird die Leistung für

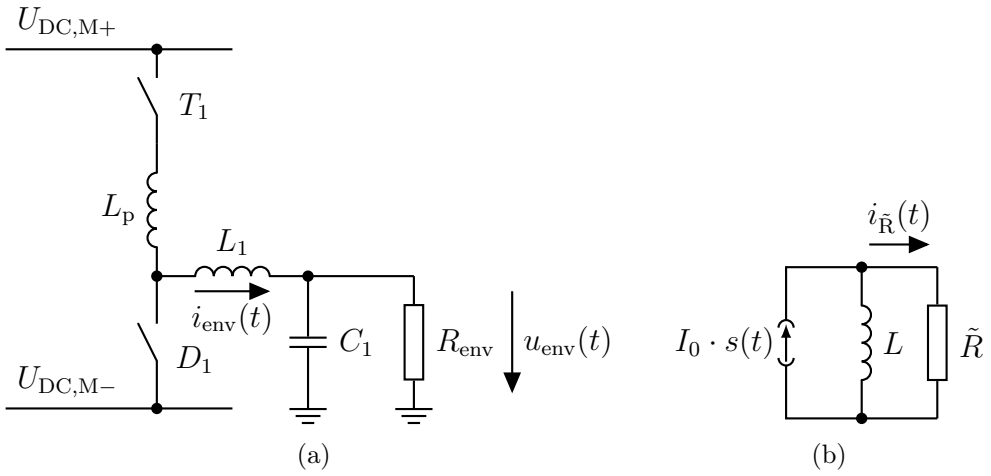


Abbildung F.3: (a) Ersatzschaltbild eines Buck-Modulators mit parasitärer Induktivität des Transistors. (b) Ersatzschaltbild zur Bestimmung induktiver Schaltverluste.

einen infinitesimal kurzen Zeitraum unendlich groß. Um bei der Berechnung der Schaltverluste das Auftreten unendlich großer Werte zu vermeiden, wird zunächst angenommen, dass gemäß Abbildung F.3 (b) parallel zu einer Induktivität L ein ohmscher Widerstand $\tilde{R}$ liege. Schaltet man nun die Stromquelle zum Zeitpunkt $t = 0$ von Null auf I_0, so fließt der Strom zunächst vollständig durch den Hilfswiderstand und geht in einem exponentiellen Einschwingvorgang mit der Zeitkonstanten $\frac{L_{\mathrm{p}}}{\tilde{R}}$ auf die Spule über. Analog dazu fließt der Spulenstrom nach dem Ausschalten der Stromquelle weiter durch den Widerstand, um exponentiell abzuklingen. Der Strom durch den Widerstand weist in beiden Fällen betragsmäßig den gleichen Verlauf auf und berechnet sich zu

$$|i_{\tilde{\mathrm{R}}}(t)| = I_0 \cdot \mathrm{e}^{-t \cdot \frac{\tilde{R}}{L}}. \tag{F.21}$$

Pro Schaltperiode wird der Strom durch die parasitäre Induktivität genau einmal ein- und einmal ausgeschaltet. Damit berechnen sich die Schaltverluste zu

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{V,L}} &= 2 \cdot f_{\mathrm{s}} \cdot \int_0^{\infty} i_{\tilde{\mathrm{R}}}^2(t) \cdot \tilde{R} \, \mathrm{d}t \\ &= 2 \cdot f_{\mathrm{s}} \cdot \int_0^{\infty} I_0^2 \cdot \mathrm{e}^{-2 \cdot t \cdot \frac{\tilde{R}}{L}} \cdot \tilde{R} \, \mathrm{d}t \\ &= 2 \cdot f_{\mathrm{s}} \cdot \left[-I_0^2 \cdot \frac{L}{2 \cdot \tilde{R}} \cdot \mathrm{e}^{-2 \cdot t \cdot \frac{\tilde{R}}{L}} \cdot \tilde{R} \right]_0^{\infty} \\ &= f_{\mathrm{s}} \cdot L \cdot I_0^2. \end{aligned} \tag{F.22}$$

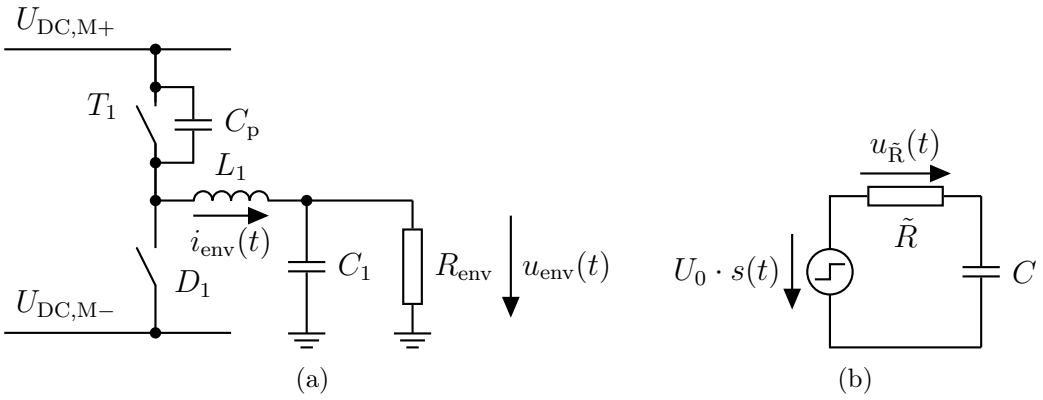


Abbildung F.4: (a) Ersatzschaltbild eines Buck-Modulators mit parasitärer Kapazität des Transistors. (b) Ersatzschaltbild zur Bestimmung kapazitiver Schaltverluste.

Die Verlustleistung $P_{\mathrm{V,L}}$ ist unabhängig von $\tilde{R}$. Somit sind die hergeleiteten Verluste auch für $\tilde{R} \to \infty$ gültig. In diesem Fall wird die Zeitkonstante der Einschwingvorgänge zu Null, was einem unmittelbaren Umschalten des Spulenstroms entspricht.
In der Schaltung des Buck-Modulators gelten $L = L_\mathrm{p}$ und $I_0 = i_\mathrm{env}$. Mit der Ausgangsleistung

$$P_\mathrm{env} = i_\mathrm{env}^2 \cdot R_\mathrm{env} \tag{F.23}$$

des Buck-Modulators folgt damit die Effizienzminderung aufgrund der induktiven Schaltverluste zu

$$\eta_\mathrm{L} = \frac{P_\mathrm{env}}{P_\mathrm{env} + P_\mathrm{V,L}} = \frac{1}{1 + \frac{P_\mathrm{V,L}}{P_\mathrm{env}}} = \frac{1}{1 + \frac{f_\mathrm{s} \cdot L_\mathrm{p}}{R_\mathrm{env}}}. \tag{F.24}$$

F.5 Parasitäre Kapazitäten

Neben den induktiven treten in Buck-Modulatoren auch kapazitive Schaltverluste auf, die sich immer dann ergeben, wenn der Spannungsabfall über einem Kondensator sprungförmig geändert wird. Im Folgenden wird eine parasitäre Drain-Source-Kapazität C_p des Transistors nach Abbildung F.4 (a) angenommen. Für die Kapazität der Diode verläuft die Rechnung analog, so dass sich die gesamten Verluste ergeben, indem für C_p die Summe der einzelnen parasitären Kapazitäten eingesetzt wird.
Wie bei der Induktivität werden auch bei der Kapazität die Verluste im Schaltzeitpunkt unendlich hoch. Analog zu Abschnitt F.4 wird zur Bestimmung der Schaltverluste ein Hilfswiderstand $\tilde{R}$ in Serie zu C nach Abbildung F.4 (b) angenommen. Wird der Spannungsabfall über C und $\tilde{R}$ sprungförmig von Null auf U_0 geändert, so steigt die Kon-

densatorspannung exponentiell mit der Zeitkonstanten $\tilde{R} \cdot C$ an. Beim Ausschalten der Eingangsspannung sinkt die Kondensatorspannung mit derselben Zeitkonstante wieder auf Null ab. In beiden Fällen ergibt sich betragsmäßig der gleiche Verlauf der Spannung $u_{\tilde{\mathrm{R}}}(t)$ über dem Hilfswiderstand:

$$|u_{\tilde{\mathrm{R}}}(t)| = U_0 \cdot \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tilde{R} \cdot C}} \tag{F.25}$$

Innerhalb einer Schaltperiode findet genau ein Einschaltvorgang und ein Ausschaltvorgang statt. Damit ergibt sich die Verlustleistung durch das Umladen der parasitären Kapazität zu

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{V,C}} &= 2 \cdot f_{\mathrm{s}} \cdot \int_0^\infty \frac{u_{\tilde{\mathrm{R}}}^2(t)}{\tilde{R}} \, \mathrm{d}t \\ &= 2 \cdot f_{\mathrm{s}} \cdot \int_0^\infty \frac{U_0^2 \cdot \mathrm{e}^{-\frac{2 \cdot t}{\tilde{R} \cdot C}}}{\tilde{R}} \, \mathrm{d}t \\ &= 2 \cdot f_{\mathrm{s}} \cdot \left[-\frac{U_0^2}{\tilde{R}} \cdot \frac{\tilde{R} \cdot C}{2} \cdot \mathrm{e}^{-\frac{2 \cdot t}{\tilde{R} \cdot C}} \right]_0^\infty \\ &= f_{\mathrm{s}} \cdot C \cdot U_0^2. \end{aligned} \tag{F.26}$$

Auch die kapazitiven Schaltverluste sind damit unabhängig vom Wert des Hilfswiderstands. Wählt man diesen zu $\tilde{R} = 0$, so hat dies lediglich Einfluss auf die Zeitkonstante des Einschwingvorgangs, die Null wird. Die Verlustleistung $P_{\mathrm{V,C}}$ bleibt jedoch unverändert.
Unter Berücksichtigung der Modulatorausgangsleistung

$$P_{\mathrm{env}} = \frac{u_{\mathrm{env}}^2}{R_{\mathrm{env}}} \tag{F.27}$$

ergibt sich mit $C = C_{\mathrm{p}}$ und $U_0 = U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}}$ die Effizienzminderung durch die kapazitiven Schaltverluste eines Buck-Modulators zu

$$\eta_{\mathrm{C}} = \frac{P_{\mathrm{env}}}{P_{\mathrm{env}} + P_{\mathrm{V,C}}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{\mathrm{V,K}}}{P_{\mathrm{env}}}} = \frac{1}{1 + \frac{f_{\mathrm{s}} \cdot C_{\mathrm{p}} \cdot R_{\mathrm{env}} \cdot (U_{\mathrm{DC,M+}} - U_{\mathrm{DC,M-}})^2}{u_{\mathrm{env}}^2}}. \tag{F.28}$$

G Leistungsverteilung der Einhüllenden im Frequenzbereich

In Abschnitt 6.1.7.1 wird für die betrachteten LTE-Signale das Verhältnis der Gleichleistung an der Gesamtleistung der Einhüllenden $A(t)$ sowie der begrenzten Einhüllenden $A_{\text{lim}}(t)$ im Frequenzbereich angegeben. Dieser Anhang leitet dieses Verhalten anhand theoretischer Betrachtungen her. Anhang G.1 geht dabei zunächst auf Einträger-Modulationsverfahren ein, die analytisch untersucht werden können. In Anhang G.2 erfolgt anschließend eine Betrachtung von OFDM-Signalen, für die statistische Methoden herangezogen werden.

G.1 Einträgermodulation

Ausgangspunkt der Betrachtungen sei zunächst ein Einträger-Modulationsverfahren unter Verwendung einer orthogonalen QAM mit dem Maximalwert $\hat{U}_{\text{IQ}}$ der Inphase- und Quadraturkomponente, bei der alle Konstellationspunkte mit der gleichen Wahrscheinlichkeit auftreten. Eine Pulsformung wird nicht berücksichtigt. Zunächst wird die Einhüllende $A(t)$ betrachtet, anschließend erfolgt eine Untersuchung der Auswirkungen, welche die Begrenzung der Einhüllenden mit dem Faktor a_{lim} nach Gleichung (5.4) hat.

G.1.1 Unbegrenzte Einhüllende

Zur Veranschaulichung des Vorgehens wird zunächst eine 9-QAM angenommen. Sie stellt die niederwertigste QAM dar, bei der die Einhüllende nicht für alle Punkte im Konstellationsdiagramm, das in Abbildung G.1 zu sehen ist, denselben Wert annimmt.
Als erstes wird die mittlere Leistung von $A(t)$ unter Verwendung von Gleichung (5.3) bestimmt. Für die vier Symbole in den Ecken des Konstellationsdiagramms nimmt die Einhüllende den Wert $A = \sqrt{2} \cdot \hat{U}_{\text{IQ}}$ an. Bei den vier Symbolen an den Längsseiten des aufgespannten Quadrates gilt $A = \hat{U}_{\text{IQ}}$. Der Konstellationspunkt in der Mitte weist die Einhüllende $A = 0$ auf. Zur Bestimmung der Leistung wird ein beliebiger, aber fester

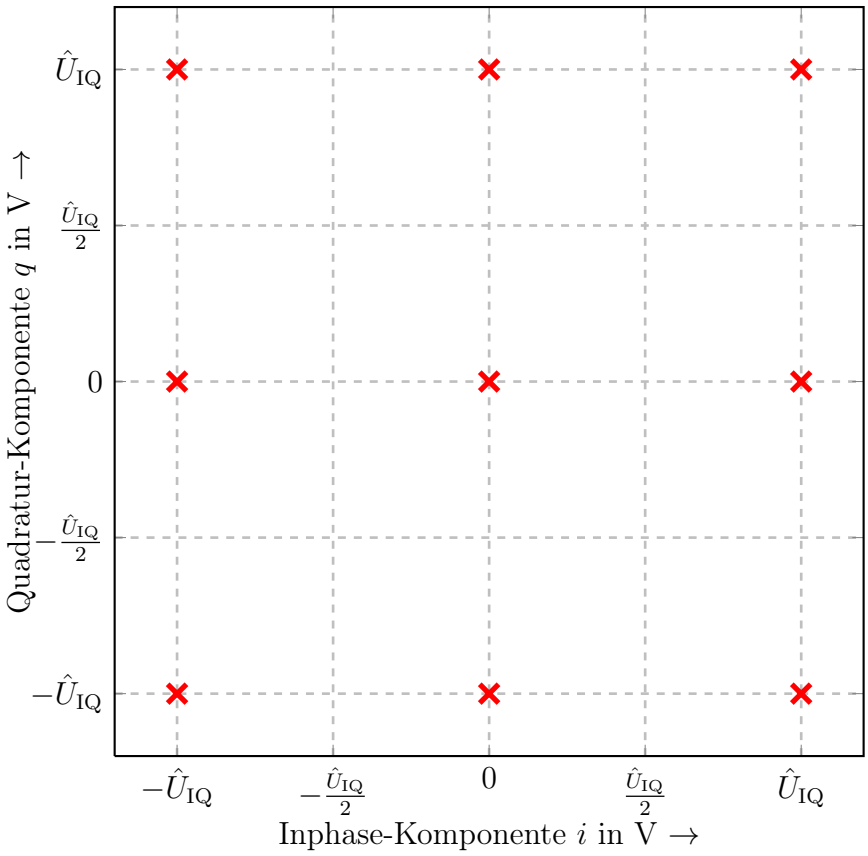


Abbildung G.1: Konstellationsdiagramm einer 9-QAM.

Lastwiderstand R_{L} angenommen. Unter der Annahme, dass alle Symbole mit gleicher Häufigkeit auftreten, folgt die mittlere Leistung der Einhüllenden zu

$$P_{\mathrm{A}} = \frac{4 \cdot \left(\sqrt{2} \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}\right)^2 + 4 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2 + 1 \cdot 0^2}{9 \cdot R_{\mathrm{L}}} = \frac{4}{3} \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \approx 1{,}33 \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}}. \tag{G.1}$$

Der Gleichanteil A_{DC} der Einhüllenden beträgt

$$A_{\mathrm{DC}} = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}} + 4 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}} + 1 \cdot 0}{9} = \frac{4 \cdot \left(1 + \sqrt{2}\right)}{9} \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}. \tag{G.2}$$

Damit ergibt sich die Leistung $P_{\mathrm{A,DC}}$ des Gleichanteils von $A(t)$ an einer Last R_{L} zu

$$P_{\mathrm{A,DC}} = \frac{16 \cdot \left(1 + \sqrt{2}\right)^2}{81} \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \approx 1{,}151 \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}}, \tag{G.3}$$

womit über 86 % der Gesamtleistung von $A(t)$ im Gleichanteil der Einhüllenden liegen.

Analoge Berechnungen lassen sich auch für höherwertige Konstellationen durchführen. Der sich jeweils ergebende Anteil der Leistung $P_{\mathrm{A,DC}}$, die im Gleichanteil der Einhüllenden steckt, an der Gesamtleistung P_{A} ist in Abbildung G.2 (a) für verschiedene Konstellationen aufgetragen. Für eine 4-QAM, die auch als QPSK aufgefasst werden kann, ist $P_{\mathrm{A,DC}}$ identisch mit P_{A} und das Verhältnis der beiden Größen wird Eins. Dies rührt daher, dass die vier Symbole denselben Betrag besitzen, wodurch die Signalleistung konstant bleibt und nur einen Gleichanteil aufweist. Für die 9-QAM wird das Verhältnis minimal und strebt für eine große Anzahl an Konstellationspunkten gegen einen Grenzwert.

Zu dessen Bestimmung seien die Werte, welche die Inphase- und die Quadraturkomponente annehmen können, gleichmäßig im Intervall zwischen $-\hat{U}_{\mathrm{IQ}}$ und $\hat{U}_{\mathrm{IQ}}$ verteilt und weisen den infinitesimal kleinen Abstand $\mathrm{d}i$ beziehungsweise $\mathrm{d}q$ zum benachbarten Wert auf. Die Mächtigkeit des Wertebereichs von $i(t)$ und $q(t)$ berechnet sich damit zu $\frac{2\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}{\mathrm{d}i}+1$ beziehungsweise $\frac{2\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}{\mathrm{d}q}+1$, was sich für kleine $\mathrm{d}i$ und $\mathrm{d}q$ durch $\frac{2\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}{\mathrm{d}i}$ beziehungsweise $\frac{2\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}{\mathrm{d}q}$ annähern lässt. Daraus folgt, dass das Konstellationsdiagramm insgesamt $\frac{4\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{\mathrm{d}i\cdot\mathrm{d}q}$ Punkte aufweist.

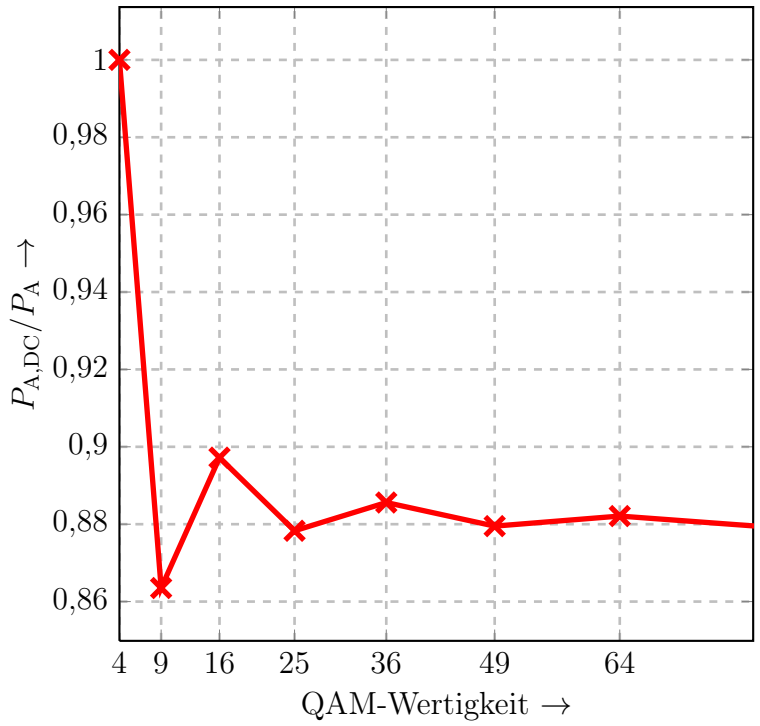
Zunächst wird für diesen Fall die mittlere Gesamtleistung P_{A} des Signals bestimmt. Die Rechnung ist analog zu Gleichung (G.1), wobei die Summation über die einzelnen Konstellationspunkte aufgrund der Grenzwertbetrachtung in ein Integral übergeht:

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{A}} &= \frac{1}{4\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{i=-\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}^{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}\int_{q=-\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}^{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}\sqrt{i^2+q^2}^2\,\mathrm{d}q\,\mathrm{d}i\cdot\frac{1}{R_{\mathrm{L}}} \\ &= \frac{1}{4\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{i=-\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}^{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}\int_{q=-\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}^{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}\left(i^2+q^2\right)\,\mathrm{d}q\,\mathrm{d}i\cdot\frac{1}{R_{\mathrm{L}}} \\ &= \frac{2}{3}\cdot\frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \end{aligned} \tag{G.4}$$

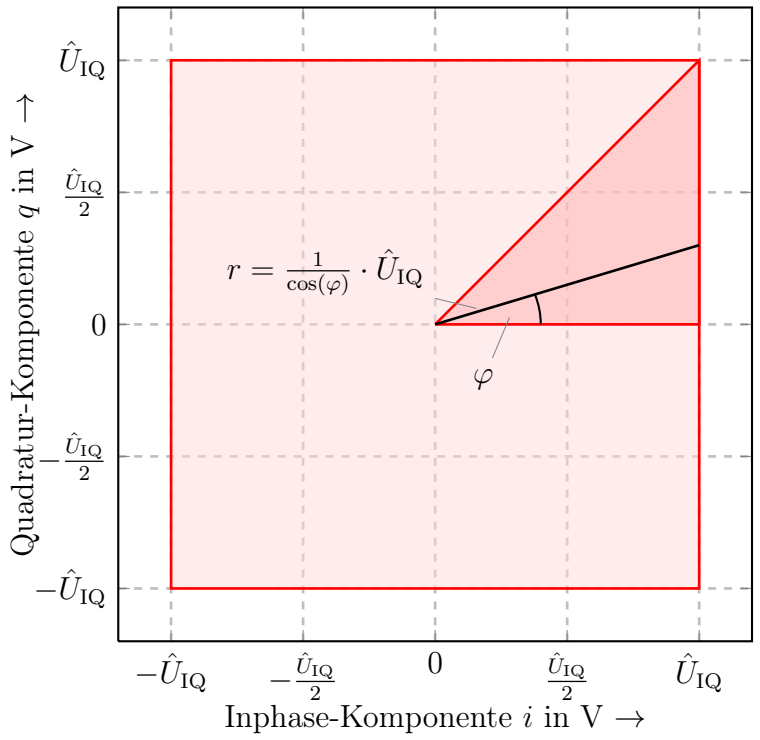
Zur Bestimmung der Leistung des Gleichanteils von $A(t)$ wird zunächst der mittlere Betrag der Symbole im Konstellationsdiagramm ermittelt:

$$A_{\mathrm{DC}} = \frac{1}{4\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{i=-\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}^{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}\int_{q=-\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}^{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}\sqrt{i^2+q^2}\,\mathrm{d}q\,\mathrm{d}i \tag{G.5}$$

Die Rechnung vereinfacht sich, wenn man die Integration in Polarkoordinaten mit dem Betrag r und der Phase φ nach Abbildung G.2 (b) durchführt. Aufgrund der Symmetrie des Konstellationsdiagramms genügt es dabei, über Winkel zwischen 0 und $\pi/4$ zu integrieren und anschließend durch die Fläche des betrachteten Dreiecks zu dividieren. Damit



(a)



(b)

Abbildung G.2: (a) Anteil der Gleich- zur Gesamtleistung der Einhüllenden für verschiedene Wertigkeiten der QAM. (b) Konstellationsdiagramm einer QAM mit unendlich vielen Symbolen.

folgt:

$$\begin{aligned} A_{\mathrm{DC}} &= \frac{1}{\frac{1}{2}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{\varphi=0}^{\frac{\pi}{4}}\int_{r=0}^{\frac{1}{\cos(\varphi)}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}} r\cdot r\,\mathrm{d}r\,\mathrm{d}\varphi \\ &= \frac{2}{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{\varphi=0}^{\frac{\pi}{4}}\int_{r=0}^{\frac{1}{\cos(\varphi)}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}} r^2\,\mathrm{d}r\,\mathrm{d}\varphi \end{aligned} \tag{G.6}$$

Zunächst wird das innere Integral gelöst:

$$\begin{aligned} A_{\mathrm{DC}} &= \frac{2}{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{\varphi=0}^{\frac{\pi}{4}}\left[\frac{1}{3}\cdot r^3\right]_{r=0}^{\frac{1}{\cos(\varphi)}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}\mathrm{d}\varphi \\ &= \frac{2}{3\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{\varphi=0}^{\frac{\pi}{4}}\frac{1}{\cos^3(\varphi)}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^3\,\mathrm{d}\varphi \end{aligned} \tag{G.7}$$

Unter Zuhilfenahme der Integraltafeln in [97] folgt damit

$$\begin{aligned} A_{\mathrm{DC}} &= \frac{2}{3}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}\cdot\left[\frac{\sin(\varphi)}{2\cdot\cos^2(\varphi)}+\frac{1}{2}\cdot\ln\left(\tan\left(\frac{\pi}{4}+\frac{\varphi}{2}\right)\right)\right]_{\varphi=0}^{\frac{\pi}{4}} \\ &= \frac{2}{3}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}\cdot\left[\frac{1}{\sqrt{2}}+\frac{1}{2}\cdot\ln\left(\tan\left(\frac{3\cdot\pi}{8}\right)\right)\right]. \end{aligned} \tag{G.8}$$

Die Leistung des Gleichanteils der Einhüllenden berechnet sich demnach zu

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{A,DC}} &= \frac{4}{9}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2\cdot\left[\frac{1}{\sqrt{2}}+\frac{1}{2}\cdot\ln\left(\tan\left(\frac{3\cdot\pi}{8}\right)\right)\right]^2\cdot\frac{1}{R_{\mathrm{L}}} \\ &\approx 0{,}586\cdot\frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}}. \end{aligned} \tag{G.9}$$

Damit berechnet sich das Verhältnis der Gleichleistung zur Gesamtleistung der Einhüllenden bei einer unendlich großen Konstellation zu

$$\frac{P_{\mathrm{A,DC}}}{P_{\mathrm{A}}} \approx 87{,}8\,\%, \tag{G.10}$$

was mit den Ergebnissen in Abbildung G.2 (a) übereinstimmt und auch für in der Praxis auftretende Konstellationen wie eine 64-QAM eine gute Näherung darstellt.

G.1.2 Begrenzte Einhüllende

Nach der Betrachtung der QAM ohne Begrenzung der Einhüllenden wird nun untersucht, wie sich eine Begrenzung der Einhüllenden mit dem Begrenzungsfaktor a_{lim} auswirkt. Das Konstellationsdiagramm für diesen Fall ist in Abbildung G.3 (a) dargestellt. Der Betrag eines Symbols wird maximal in den Eckpunkten und nimmt dort den Wert $\sqrt{2}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}$ an. Ist der Betrag eines Symbols kleiner als $a_{\mathrm{lim}}\cdot\sqrt{2}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}$, so wird er auf ebendiesen Wert begrenzt. Damit ergibt sich eine kreisförmige Fläche im Zentrum des Konstellationsdiagramms, in dem keine Symbole auftreten.

Für die nachfolgenden Herleitungen wird $a_{\mathrm{lim}} \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ angenommen. Dies stellt in der Praxis keine wesentliche Einschränkung dar, da für die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Systeme $a_{\mathrm{lim}} \approx 0{,}3\ldots0{,}5$ gilt. Die Rechnungen lassen sich auch für größere Begrenzungsfaktoren durchführen, wobei in diesem Fall in den Formeln die Integrationsgrenzen angepasst werden müssen.

Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Symbol begrenzt wird, entspricht dem Anteil der Kreisfläche bezogen auf die Gesamtfläche des Konstellationsdiagramms in Abbildung G.3 und berechnet sich zu

$$p_{\mathrm{lim}} = \frac{\pi\cdot a_{\mathrm{lim}}^2\cdot\sqrt{2}^2\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{4\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2} = a_{\mathrm{lim}}^2\cdot\frac{\pi}{2}. \tag{G.11}$$

In diesem Fall nimmt die Einhüllende den Wert

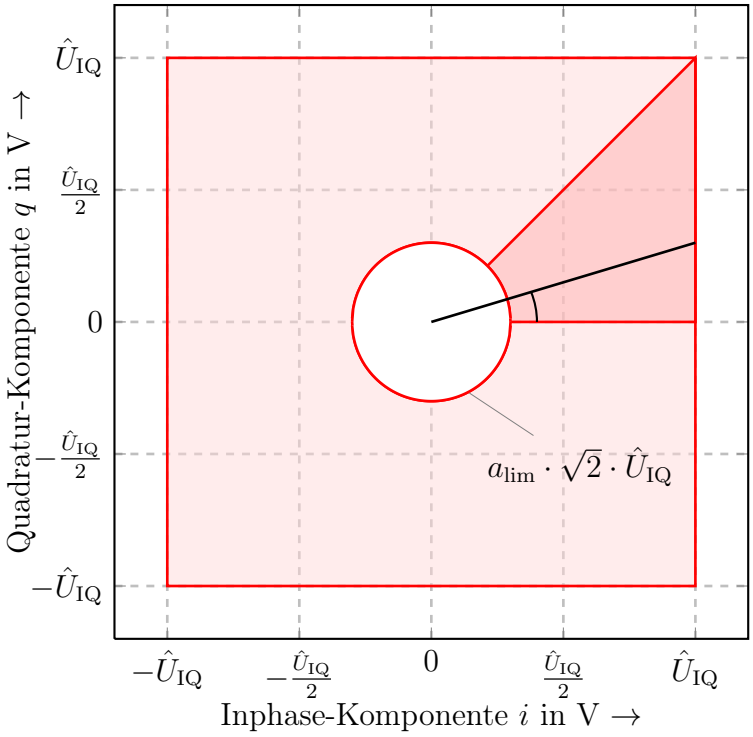
$$A_{\mathrm{lim}}(t) = a_{\mathrm{lim}}\cdot\sqrt{2}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}} \tag{G.12}$$

an. Die mittlere Leistung ist also für alle begrenzten Symbole identisch und beträgt

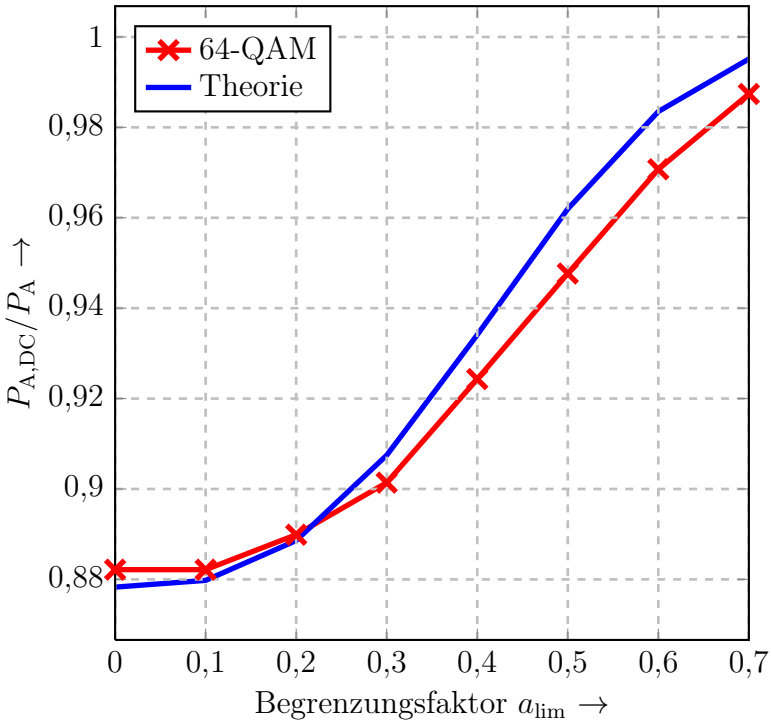
$$P_{\mathrm{A}} = a_{\mathrm{lim}}^2\cdot 2\cdot\frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}}. \tag{G.13}$$

Außerhalb des Kreises wird die mittlere Leistung wie im vorigen Abschnitt durch Integration bestimmt. Die Rechnung vereinfacht sich unter Verwendung der Polarkoordinaten:

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{A}} &= \frac{8}{4\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2 - \pi\cdot a_{\mathrm{lim}}^2\cdot 2\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{\varphi=0}^{\frac{\pi}{4}}\int_{r=a_{\mathrm{lim}}\cdot\sqrt{2}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}}^{\frac{1}{\cos(\varphi)}\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}} r^2\cdot r\,\mathrm{d}r\,\mathrm{d}\varphi\cdot\frac{1}{R_{\mathrm{L}}} \\ &= \frac{8}{4\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2 - \pi\cdot a_{\mathrm{lim}}^2\cdot 2\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}\cdot\int_{\varphi=0}^{\frac{\pi}{4}}\left[\frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^4}{4\cdot\cos^4(\varphi)} - a_{\mathrm{lim}}^4\cdot\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^4\right]\mathrm{d}\varphi\cdot\frac{1}{R_{\mathrm{L}}} \end{aligned} \tag{G.14}$$



(a)



(b)

Abbildung G.3: (a) Konstellationsdiagramm einer QAM mit unendlich vielen Symbolen und begrenzter Einhüllender. (b) Anteil der Gleich- zur Gesamtleistung der Einhüllenden für verschiedene Begrenzungsfaktoren a_{lim}.

Unter Verwendung der Integraltafel in [97] erhält man damit

$$P_{\mathrm{A}} = \frac{8}{4 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2 - \pi \cdot a_{\mathrm{lim}}^2 \cdot 2 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2} \cdot \left[\frac{1}{3} - a_{\mathrm{lim}}^4 \cdot \frac{\pi}{4}\right] \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^4}{R_{\mathrm{L}}}. \tag{G.15}$$

Zur Bestimmung der Gesamtleistung von $A_{\mathrm{lim}}(t)$ werden die mittleren Leistungen in begrenztem und unbegrenztem Bereich jeweils mit der Auftrittswahrscheinlichkeit gewichtet und addiert:

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{A}} &= a_{\mathrm{lim}}^2 \cdot 2 \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \cdot p_{\mathrm{lim}} + \frac{8}{4 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2 - \pi \cdot a_{\mathrm{lim}}^2 \cdot 2 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2} \cdot \left[\frac{1}{3} - a_{\mathrm{lim}}^4 \cdot \frac{\pi}{4}\right] \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^4}{R_{\mathrm{L}}} \cdot (1 - p_{\mathrm{lim}}) \\ &= \left(\frac{2}{3} + a_{\mathrm{lim}}^4 \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}}. \end{aligned} \tag{G.16}$$

Der Gleichanteil der Einhüllenden berechnet sich in gleicher Weise. Der Wert im Falle der Begrenzung ist bereits aus Gleichung (G.12) bekannt. Für Symbole, deren Betrag größer als $a_{\mathrm{lim}} \cdot \sqrt{2} \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}$ ist, berechnet sich der Mittelwert zu

$$A_{\mathrm{DC}} = \frac{8}{4 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2 - \pi \cdot a_{\mathrm{lim}}^2 \cdot 2 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2} \cdot \int_{\varphi=0}^{\frac{\pi}{4}} \int_{r=a_{\mathrm{lim}} \cdot \sqrt{2} \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}}^{\frac{1}{\cos(\varphi)} \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}} r \cdot r \, \mathrm{d}r \, \mathrm{d}\varphi \cdot \frac{1}{R_{\mathrm{L}}}. \tag{G.17}$$

Die Integrale unterscheiden sich lediglich in den Grenzen von Gleichung (G.6). Das Ergebnis lautet

$$A_{\mathrm{DC}} = \frac{8}{4 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2 - \pi \cdot a_{\mathrm{lim}}^2 \cdot 2 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2} \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^3}{3} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{1}{2} \cdot \ln\left(\tan\left(\frac{3}{8} \cdot \pi\right)\right) - a_{\mathrm{lim}}^3 \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2}}\right]. \tag{G.18}$$

Gewichtet man die Mittelwerte von $A_{\mathrm{lim}}(t)$ im begrenzten und unbegrenzten Fall mit deren Auftrittswahrscheinlichkeiten, so ergibt sich A_{DC} insgesamt zu

$$A_{\mathrm{DC}} = \frac{2}{3} \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{1}{2} \cdot \ln\left(\tan\left(\frac{3}{8} \cdot \pi\right)\right)\right] + a_{\mathrm{lim}}^3 \cdot \hat{U}_{\mathrm{IQ}} \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{2}}. \tag{G.19}$$

Die Leistung des Gleichanteils beträgt

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{A,DC}} &= \frac{A_{\mathrm{DC}}^2}{R_{\mathrm{L}}} \\ &= \left(\frac{2}{3} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{1}{2} \cdot \ln\left(\tan\left(\frac{3}{8} \cdot \pi\right)\right)\right] + a_{\mathrm{lim}}^3 \cdot \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{\hat{U}_{\mathrm{IQ}}^2}{R_{\mathrm{L}}}. \end{aligned} \tag{G.20}$$

Damit lässt sich das Verhältnis der Gleichleistung von A_{lim} bezogen auf die Gesamtleistung über den Begrenzungsfaktor a_{lim} auftragen. Der Verlauf ist in Abbildung G.3 (b) dargestellt. Man erkennt, dass für zunehmende Begrenzungsfaktoren ein immer größerer Anteil der Leistung in den Gleichanteil rückt. Außerdem ist die Kurve für eine 64-QAM aufgetragen. Es ist zu sehen, dass hierfür bereits eine große Übereinstimmung mit den theoretischen Herleitungen vorliegt.

G.2 Mehrträgermodulation

G.2.1 Unbegrenzte Einhüllende

Für OFDM-Signale kann angenommen werden, dass Real- und Imaginärteil des komplexen Basisbandsignals mittelwertfrei und normalverteilt sind, wobei die Standardabweichung jeweils σ beträgt [98],[99]. Damit lässt sich aufgrund der Orthogonalität von Realteil und Imaginärteil die Gesamtleistung des Basisbandsignals auch schreiben als

$$P_{\mathrm{A}} = 2 \cdot \sigma^2 \cdot \frac{1}{R_{\mathrm{L}}}. \tag{G.21}$$

Für ein komplexes Signal, dessen Real- und Imaginärteil normalverteilt sind, weist der Betrag die Rayleigh-Verteilung auf [100]. Der Gleichanteil der Einhüllenden lässt sich statistisch auch als Erwartungswert auffassen und berechnet sich gemäß [100] bei der Rayleigh-Verteilung zu

$$A_{\mathrm{DC}} = \sqrt{\frac{\sigma^2 \cdot \pi}{2}}. \tag{G.22}$$

Mit Gleichung (G.21) folgt

$$A_{\mathrm{DC}} = \sqrt{\frac{P_{\mathrm{A}} \cdot \pi}{4} \cdot R_{\mathrm{L}}}. \tag{G.23}$$

Die Leistung des Gleichanteils beträgt somit

$$P_{\mathrm{DC}} = \frac{P_{\mathrm{A}} \cdot \pi}{4}. \tag{G.24}$$

Damit lässt sich das Verhältnis aus der Leistung des Gleichanteils der Einhüllenden zur Gesamtleistung angeben zu

$$\frac{P_{\mathrm{A,DC}}}{P_{\mathrm{A}}} = \frac{\pi}{4} \approx 78{,}5\,\%. \tag{G.25}$$

Dies deckt sich sehr gut mit den Ergebnissen, die sich aus der Analyse der Testmodelle in Abschnitt 6.1.7.1 ergeben.

G.2.2 Begrenzte Einhüllende

In diesem Abschnitt wird untersucht, welcher Anteil der Gesamtleistung der Einhüllenden $A(t)$ eines OFDM-Signals beim Gleichanteil auftritt, wenn die Einhüllende nach unten hin auf den Wert $a_{\mathrm{lim}} \cdot A_{\mathrm{max}}$ begrenzt wird.
Hierzu wird zunächst A_{max} bestimmt. Im vorangehenden Abschnitt gilt die Annahme, dass die Inphase- und Quadratur-Komponente des Signals Gauß-verteilt sind. Daraus folgt, dass $i(t)$ und $q(t)$ und damit auch die Einhüllende $A(t)$ in seltenen Fällen beliebig hohe Werte annehmen können. In realen Systemen ist $A(t)$ dagegen auf den Maximalwert A_{max} begrenzt. Die Bestimmung von A_{max} erfolgt über das PAPR. Dieses kann als das Verhältnis der maximalen Leistung der Einhüllenden, die auftritt, wenn $A(t) = A_{\mathrm{max}}$ ist, zum Erwartungswert der Leistung aufgefasst werden:

$$PAPR = 10 \cdot \log \left(\frac{A_{\mathrm{max}}^2}{E\left(A^2(t)\right)} \right). \tag{G.26}$$

Die Gesamtleistung des OFDM-Signals ist χ^2-verteilt mit zwei Freiheitsgraden [100]. Der Erwartungswert beträgt in diesem Fall

$$E\left(A^2(t)\right) = 2 \cdot \sigma^2. \tag{G.27}$$

Damit lässt sich das Maximum der Einhüllenden bestimmen zu

$$A_{\mathrm{max}} = \sqrt{2 \cdot 10^{0{,}1 \cdot PAPR}} \cdot \sigma. \tag{G.28}$$

Diese Rechnung ist nur zulässig für Signale mit einem PAPR von mindestens 8 dB. Für kleinere Werte folgt unter der Annahme einer Rayleigh-Verteilung für die Einhüllende, dass $A(t)$ in einer nicht zu vernachlässigenden Zahl von Fällen über dem berechneten Wert von A_{max} liegt. Dies stellt einen Widerspruch dar. Daher kann in diesem Fall nicht von einer Rayleigh-Verteilung ausgegangen werden. Da das PAPR von OFDM-Signalen jedoch in der Regel über 8 dB liegt [101], stellt dies für die hier betrachteten Verläufe

keine Einschränkung dar.
Als nächstes wird die Wahrscheinlichkeit p_{lim} für eine Begrenzung des Signals berechnet. Sie entspricht der Wahrscheinlichkeit, dass die Einhüllende $A(t)$ kleiner als $a_{\text{lim}} \cdot A_{\text{max}}$ ist. Unter Verwendung der Tatsache, dass $A(t)$ Rayleigh-verteilt ist, folgt mit [100]

$$\begin{aligned} p_{\text{lim}} &= \int_0^{a_{\text{lim}} \cdot A_{\text{max}}} \frac{A \cdot \mathrm{e}^{-\frac{A^2}{2 \cdot \sigma^2}}}{\sigma^2} \, \mathrm{d}A \\ &= 1 - \mathrm{e}^{-a_{\text{lim}}^2 \cdot 10^{0,1 \cdot PAPR}}. \end{aligned} \tag{G.29}$$

Wird die Einhüllende nach unten hin begrenzt, so ergibt sich die mittlere Gesamtleistung von $A(t)$ zu

$$\begin{aligned} P_{\text{A}} &= p_{\text{lim}} \cdot a_{\text{lim}}^2 \cdot \frac{A_{\text{max}}^2}{R_{\text{L}}} + \int_{a_{\text{lim}}^2 \cdot A_{\text{max}}^2}^{A_{\text{max}}^2} A^2 \cdot \frac{e^{-\frac{A^2}{2 \cdot \sigma^2}}}{2 \cdot \sigma^2} \, \mathrm{d}(A^2) \cdot \frac{1}{R_{\text{L}}} \\ &= p_{\text{lim}} \cdot a_{\text{lim}}^2 \cdot \frac{A_{\text{max}}^2}{R_{\text{L}}} + \\ &\quad \frac{2 \cdot \sigma^2}{R_{\text{L}}} \cdot \left[\mathrm{e}^{-\frac{A_{\text{max}}^2}{2 \cdot \sigma^2}} \cdot \left(-\frac{A_{\text{max}}^2}{2 \cdot \sigma^2} - 1 \right) - \mathrm{e}^{-\frac{a_{\text{lim}}^2 \cdot A_{\text{max}}^2}{2 \cdot \sigma^2}} \cdot \left(-\frac{a_{\text{lim}}^2 \cdot A_{\text{max}}^2}{2 \cdot \sigma^2} - 1 \right) \right], \end{aligned} \tag{G.30}$$

wobei sich das Integral aus der Dichtefunktion der χ^2-Verteilung ergibt [100].
Der Gleichanteil der Einhüllenden kann analog bestimmt werden:

$$A_{\text{DC}} = p_{\text{lim}} \cdot a_{\text{lim}} \cdot A_{\text{max}} + \int_{a_{\text{lim}} \cdot A_{\text{max}}}^{A_{\text{max}}} A \cdot \frac{A \cdot \mathrm{e}^{-\frac{A^2}{2 \cdot \sigma^2}}}{\sigma^2} \, \mathrm{d}A. \tag{G.31}$$

Da das Integral nicht analytisch gelöst werden kann, muss die Berechnung im Folgenden nummerisch fortgesetzt werden. Aus dem Gleichanteil lässt sich dann die Gleichleistung bestimmen:

$$P_{\text{DC}} = \frac{A_{\text{DC}}^2}{R_{\text{L}}} \tag{G.32}$$

Das sich ergebende Verhältnis für verschiedene Werte von a_{lim} und PAPRs ist in Abbildung G.4 aufgetragen. Man erkennt, dass sich sowohl für ein steigendes PAPR als auch für einen größeren Begrenzungsfaktor die Leistung immer mehr zum Gleichanteil hin verlagert.
Abbildung G.5 zeigt den Verlauf des theoretisch berechneten Leistungsverhältnisses für verschiedene Werte von a_{lim} im Vergleich zu den Ergebnissen, die sich bei der Analyse eines realen LTE-Signals mit einer Bandbreite von 20 MHz und einem PAPR von 12,7 dB ergeben. Die hergeleiteten Zusammenhänge zeigen eine exzellente Übereinstimmung mit

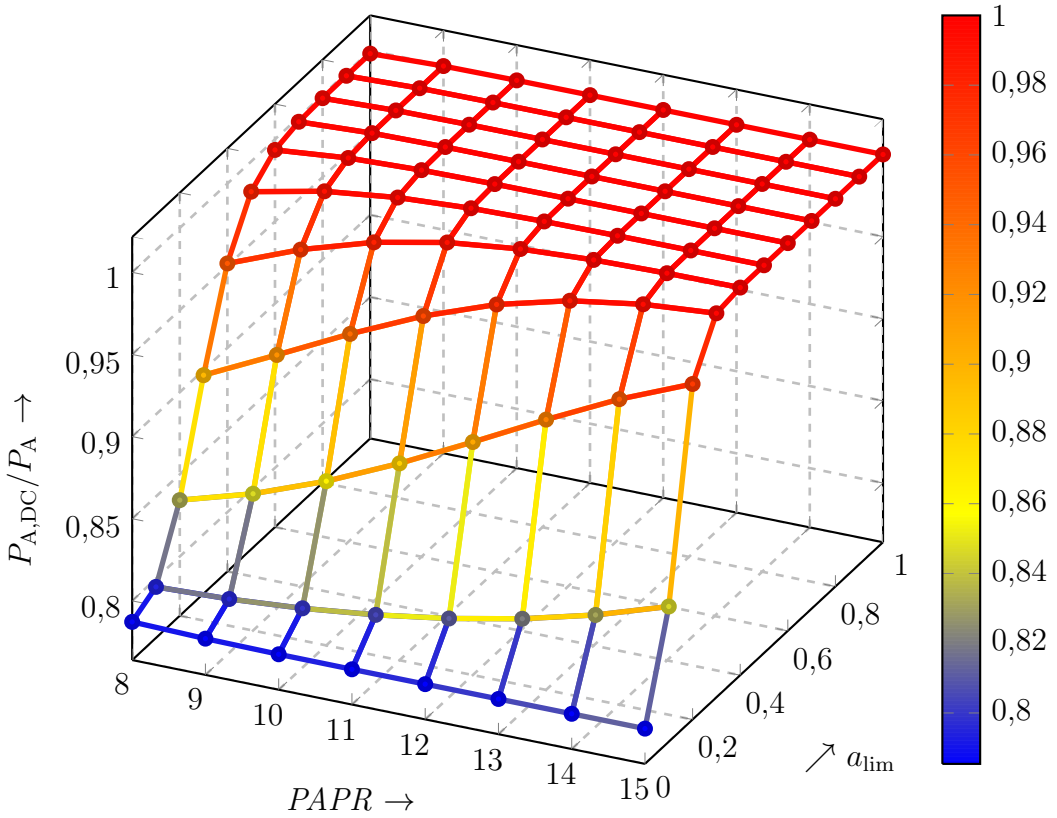


Abbildung G.4: Anteil der Leistung im Gleichanteil zur Gesamtleistung der Einhüllenden für verschiedene Begrenzungsfaktoren a_{lim} und PAPRs.

den realen Signalen.

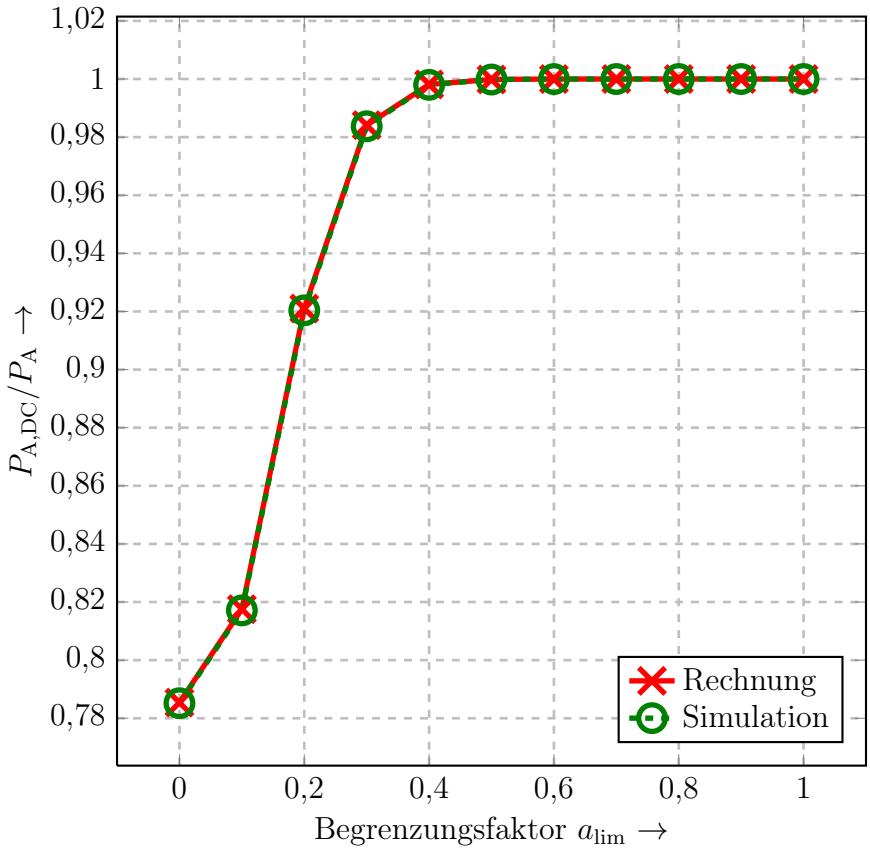


Abbildung G.5: Anteil der Leistung im Gleichanteil zur Gesamtleistung der Einhüllenden eines LTE-Signals für verschiedene Begrenzungsfaktoren a_{lim}.

Literaturverzeichnis

[1] Correia, Luis M.; Zeller, Dietrich; Blume, Oliver; Ferling, Dieter; Jading, Ylva; Gódor, István; Auer, Gunther; van der Perre, Liesbet: *Challenges and Enabling Technologies for Energy Aware Mobile Radio Networks.* In: *IEEE Communications Magazine*, Band 48, Nummer 11, Seiten 66 – 72, November 2010.

[2] Han, Congzheng; Harrold, Tim; Armour, Simon; Krikidis, Ioannis; Videv, Stefan; Grant, Peter M.; Haas, Harald; Thompson, John S.; Ku, Ivan; Wang, Cheng-Xiang; Le, Tuan Anh; Nakhai, M. Reza; Zhang, Jiayi; Hanzo, Lajos: *Green Radio: Radio Techniques to Enable Energy-Efficient Wireless Networks.* In: *IEEE Communications Magazine*, Band 49, Nummer 6, Seiten 46 – 54, Mai 2011.

[3] Fettweis, Gerhard; Zimmermann, Ernesto: *ICT Energy Consumption – Trends and Challenges.* In: *The 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, 2008.

[4] Blume, Oliver; Zeller, Dietrich; Barth, Ulrich: *Approaches to Energy Efficient Wireless Access Networks.* In: *4th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, Limassol, Zypern, März 2010.

[5] Dettmann, Ingo: *Effiziente Leistungsverstärkerarchitekturen für Mobilfunkbasisstationen.* Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, Mai 2009.

[6] Doherty, W. H.: *A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves.* In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Band 24, Nummer 9, Seiten 1163 – 1182, September 1936.

[7] Chireix, H.: *High Power Outphasing Modulation.* In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Band 23, Nummer 11, Seiten 1370 – 1392, November 1935.

[8] Raab, Fredercik H.: *Radio Frequency Pulsewidth Modulation.* In: *IEEE Transactions on Communications*, Band 21, Nummer 8, Seiten 958 – 966, August 1973.

[9] Saleh, Adel A. M.; Cox, Donald C.: *Improving the Power-Added Efficiency of FET Amplifiers Operating with Varying-Envelope Signals.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 31, Nummer 1, Seiten 51 – 56, Januar 1983.

[10] Lazarus, M.: *The Great Spectrum Famine.* In: *IEEE Spectrum*, Band 47, Nummer 10, Seiten 26 – 31, Oktober 2010.

[11] Hendy, Jeremy: *Solving the 4G Portfolio Management headache - High Efficiency, Broadband Multimode PA Platforms.* Nujira Ltd., 2010.

[12] *High Voltage coolteq.h Envelope Tracking Modulator.* Nujira Ltd., November 2011. Datenblatt.

[13] *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 8.4.0 Release 8).* European Telecommunications Standards Institute, Januar 2009.

[14] Cripps, Steve C.: *RF Power Amplifiers for Wireless Communications.* Artech House, 1999.

[15] Wieweg, Lasse: *UMTS/LTE flexible capacity within the harmonised bands.* In: *WRC-07 challenges for the mobile industry, the UMTS/HSPA experience and its Long Term Evolution*, Warschau, 20. Juni 2007.

[16] Bingham, J. A. C.: *Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come.* In: *IEEE Communications Magazine*, Band 28, Nummer 5, Seiten 5 – 14, Mai 1990.

[17] Gessner, Christina: *UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction - Application Note 1MA111.* Rohde & Schwarz, September 2008.

[18] *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) conformance testing (3GPP TS 36.141 version 9.6.0 Release 9).* European Telecommunications Standards Institute, Januar 2011.

[19] Katz, Allen; Franco, Marc: *GaN Comes of Age.* In: *IEEE Microwave Magazine*, Band 11, Nummer 7, Seiten 524 – 534, Dezember 2010.

[20] Dimitrijev, Sima: *Principles of Semiconductor Devices.* Oxford University Press, 2006.

[21] Bahl, Inder J.: *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers.* John Wiley & Sons, 2009.

[22] Colantonio, Paolo; Giannini, Franco; Limiti, Ernesto: *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers.* John Wiley & Sons, 2009.

[23] Powell, Adrian R.; Rowland, Larry B.: *SiC Materials - Progress, Status, and Potential Roadblocks.* In: *Proceedings of the IEEE*, Band 90, Nummer 6, Seiten 942 – 955, Juni 2002.

[24] Trew, R.J.: *SiC and GaN Transistors - Is There One Winner for Microwave Power Applications?* In: *Proceedings of the IEEE*, Band 90, Nummer 6, Seiten 1032 – 1047, Juni 2002.

[25] Yoder, Max N.: *Wide Bandgap Semiconductor Materials and Devices.* In: *IEEE Transactions on Electron Devices*, Band 43, Nummer 10, Seiten 1633 –1636, Oktober 1996.

[26] *10 Watt SiC MESFET Designed for WiMax PA Applications.* High Frequency Electronics, Seite p. 61, August 2005.

[27] *CGH40010 10 W, RF Power GaN HEMT (Rev 3.0).* Cree, Inc., Mai 2010. Datenblatt.

[28] Jutzi, Elena: *Charakterisierung und Modellierung von Aluminium-Galliumnitrid/Galliumnitrid-Heterostrukturfeldeffekttransistoren.* Shaker Verlag, 2007.

[29] Ambacher, O; Smart, J.; Shealy J. R.; Weimann N. G.; Chu K.; Murphy M.; Schaff W. J.; Eastman L. F.; Dimitrov R.; Wittmer L.; Stutzmann M.; Rieger W.; Hilsenbeck J.: *Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGaN/GaN heterostructures.* In: *Journal of Applied Physics*, Band 85, Nummer 6, Seiten 3222 – 3233, März 1999.

[30] Lehner, Günther: *Elektromagnetische Feldtheorie.* Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 7. Auflage, 2010.

[31] Baker, Ryan: *RE: CGH40010F Large Signal Model.* E-Mail, 9. September 2010.

[32] Pengelly, Ray: *Large Signal Modeling of GaN HEMT based Circuits.* Technischer Bericht, Cree Inc., Mai 2009.

[33] Tasker, Paul J.; Benedikt, Johannes: *Waveform Inspired Models and the Harmonic Balance Emulator.* In: *IEEE Microwave Magazine*, Band 12, Nummer 2, Seiten 38 – 54, April 2011.

[34] Cripps, Steve C.: *Advanced Topics in RF Power Amplifier Design.* Artech House, 2002.

[35] Siegert, Florian: *Entwurf und Aufbau eines diskreten Klasse-AB-Verstärkers in GaN-Technologie für LTE-Basisstationen.* Diplomarbeit, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, 2012.

[36] Tyler, V. J.: *A New High-Efficiency High-Power Amplifier.* Marconi Reviews, vol. 2, no. 130:pp. 96 – 109, 1958.

[37] Monprasert, G.; Suebsombut, P.; Pongthavornkamol, T.; Chalermwisutkul, S.: *2.45 GHz GaN HEMT Class-AB RF Power Amplifier Design for Wireless Communication Systems.* In: *International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2010.

[38] Li, Hui; Bathich, Khaled; Bengtsson, Olof; Boeck, Georg: *A Si LDMOS Class AB Power Amplifier for UMTS LTE Base Stations.* In: *German Microwave Conference*, 2010.

[39] Suebsombut, P.; Koch, O.; Chalermwisutkul, S.: *Development of a GaN HEMT Class-AB Power Amplifier for an Envelope Tracking System at 2.45 GHz.* In: *International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, 2010.

[40] **Bräckle, Alexander**; Ott, Michael; Heck, Stefan; Berroth, Manfred: *An 8 W GaAs Class-AB Amplifier for Operation in Envelope Tracking Systems.* In: *German Microwave Conference*, 2011.

[41] Ott, Michael: *Entwurf und Aufbau eines Klasse-F-Verstärkers in GaN-Technologie für den Betrieb mit Versorgungsspannungsmodulation.* Diplomarbeit, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, 2012.

[42] Jeong, Hae-Chang; Oh, Hyun-Seok; Yeom, Kyung-Whan: *A Miniaturized WiMAX Band 4-W Class-F GaN HEMT Power Amplifier Module.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 59, Nummer 12, Seiten 3184 – 3194, Dezember 2011.

[43] Kuroda, Kenta; Ishikawa, Ryo; Honjo, Kazuhiko: *Parasitic Compensation Design Technique for a C-Band GaN HEMT Class-F Amplifier.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 58, Nummer 11, Seiten 2741 – 2750, November 2010.

[44] Kim, Joon Hyung; Jo, Gweon Do; Oh, Jung Hoon; Kim, Young Hoon; Lee, Kwang Chun; Jung, Jae Ho: *Modeling and Design Methodology of High-Efficiency Class-F and Class-F^{-1} Power Amplifiers.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 59, Nummer 1, Seiten 153 – 165, Januar 2011.

[45] Sheik, Aamir; Roff, Chris; Benedikt, J.; Tasker, P. J.; Noori, B.; Aaen, P.; Wood, J.: *Systematic Waveform Engineering Enabling High Efficiency Modes of Operation in Si LDMOS at both L-band and S-band Frequencies.* In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Seiten 1143 – 1146, Juni 2008.

[46] Kahn, Leonard R.: *Single Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration.* In: *Proceedings of the IRE*, Band 40, Nummer 7, Seiten 803 – 806, Juli 1952.

[47] Reynaert, Patrick: *Polar Modulation.* In: *IEEE Microwave Magazine*, Band 12, Nummer 1, Seiten 46 – 51, Februar 2011.

[48] Yang, Kyounghoon; East, Jack R.; Haddad, George I.: *Automatic Control of Efficiency and Linearity in Power Amplifiers for Low-Power Communications.* In: *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, Seiten 113 – 118, 1998.

[49] Yang, Kyounghoon; Haddad, George I.; East, Jack R.: *High-Efficiency Class-A Power Amplifiers with a Dual-Bias-Control Scheme.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 47, Nummer 8, Seiten 1426 – 1432, August 1999.

[50] Gupta, Ramesh K.; Goud, Paul A.; Englefield, Colin G.: *Improvement of Intermodulation Distortion in Microwave M.E.S.F.E.T. Amplifiers Using Gate-Bias Compensation.* In: *Electronics Letters*, Band 15, Nummer 23, Seiten 741 – 742, November 1979.

[51] Tietze, Ulrich; Schenk, Christoph: *Halbleiter-Schaltungstechnik.* Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 12. Auflage, 2002.

[52] Yousefzadeh, V.; Alarcón, E.; Maksimovic, D.: *Efficiency Optimization in Linear-Assisted Switching Power Converters for Envelope Tracking in RF Power Amplifiers.* In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Seiten 1302 – 1305, Mai 2005.

[53] Gürr, Alexander: *Entwurf und Aufbau eines schaltunterstützten Linearmodulators für die Versorgungsspannungsmodulation von Galliumnitrid-Verstärkern.* Diplomarbeit, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, 2012.

[54] Sebastián, Javier; Villegas, Pedro J.; Nuño, Fernando; Hernando, Marta M.: *High-Efficiency and Wide-Bandwidth Performance Obtainable from a Two-Input Buck Converter.* In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Band 13, Nummer 4, Seiten 706 – 717, Juli 1998.

[55] Bathily, Malal; Allard, Bruno; Hasbani, Frédéric; Pinon, Vincent; Verdier, Jacques: *Design Flow for High Switching Frequency and Large-Bandwidth Analog DC/DC Step-Down Converters for a Polar Transmitter.* In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Band 27, Nummer 2, Seiten 838 – 847, Februar 2012.

[56] Matthaei, George L.; Young, Leo; Jones, E. M. T.: *Microwave Filter, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures.* Artech House, 1980.

[57] Raab, Frederick H.: *Split-Band Modulator for Kahn-Technique Transmitters.* In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Seiten 887 – 890, Juni 2004.

[58] Rathgeber, Lotte: *Entwurf und Aufbau von Buck-Modulatoren für die Versorgungsspannungsmodulation von Galliumnitrid-Leistungsverstärkern.* Bachelorarbeit, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, 2012.

[59] Pinon, Vincent; Hasbani, Frédéric; Giry, Alexandre; Pache, Denis; Garnier, Chistophe: *A Single-Chip WCDMA Envelope Reconstruction LDMOS PA with 130MHz Switched-Mode Power Supply.* In: *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, Seiten 564 – 636, Februar 2008.

[60] Busking, Erik; de Hek, Peter; van Vliet, Frank: *1 GHz GaAs Buck Converter for High Power Amplifier Modulation Applications.* In: *Proceedings of the 7th European Microwave Integrated Circuits Conference*, Seiten 353 – 356, Amsterdam, Oktober 2012.

[61] Raab, Frederick H.; Sigmon, Bernard E.; Myers, Ronald G.; Jackson, Robert M.: *L-Band Transmitter Using Kahn EER Technique.* In: *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, Band 46, Nummer 12, Seiten 2220 – 2225, Dezember 1998.

[62] Høyerby, Mikkel C. W.; Andersen, Michael A. E.: *TEDS Base-Station Power Amplifier Using Low-Noise Envelope Tracking Power Supply.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 57, Nummer 7, Seiten 1687 – 1693, Juli 2009.

[63] Høyerby, Mikkel C. W.; Andersen, Michael A. E.: *Self-Oscillating Soft Switching Envelope Tracking Power Supply for Tetra2 Base Station.* In: *29th International Telecommunications Energy Conference*, Seiten 53 – 60, September 2007.

[64] Meynard, T. A.; Foch, H.: *Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters.* In: *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 397 – 403, Toledo, 1992.

[65] Yousefzadeh, Vahid; Alarcón, Eduard; Maksimović, Dragan: *Three-Level Buck Converter for Envelope Tracking Applications.* In: *20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Seiten 549 – 552 1588 – 1594, März 2005.

[66] Rodríguez, Miguel; Férnandez-Miaja, Pablo; Rodríguez, Alberto; Sebastián, Javier: *A Multiple-Input Digitally Controlled Buck Converter for Envelope Tracking Applications in Radiofrequency Power Amplifiers.* In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Band 25, Nummer 2, Seiten 369 – 381, Februar 2010.

[67] Rodríguez, M.; Miaja, P. F.; Rodríguez, J.; Sebastián, J.: *Multiple-Input buck converter optimized for accurate envelope tracking in RF power amplifiers.* In: *25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Seiten 715 – 722, Palm Springs, Februar 2010.

[68] Sampei, Tohru; Ohashi, Shinichi; Ohta, Yoshihiro; Inoue, Shigei: *Highest Efficiency and Super Quality Audio Amplifier Using MOS Power FETs in Class G Operation.* In: *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Band CE-24, Nummer 3, Seiten 300 – 307, August 1978.

[69] Raab, Frederick H.: *Average Efficiency of Class-G Power Amplifiers.* In: *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Band CE-32, Nummer 2, Seiten 145 – 150, Mai 1986.

[70] **Bräckle, Alexander**; Rathgeber, Lotte; Siegert, Florian; Heck, Stefan; Berroth, Manfred: *Power Supply Modulation for RF Applications.* In: *15th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Novi Sad, Serbien, September 2012.

[71] Van, J; Jung, S.; Park, H.; Kim, M.; Cho, H.; Jeong, J.; Kwon, S; Lim, K.; Yang, Y.: *Efficiency enhancement for power amplifiers using dynamic bias switching technique.* In: *IET Electronic Letters*, Band 44, Nummer 5, Seiten 356 – 358, Februar 2008.

[72] Hiura, Shigeru; Sumi, Hitoshi; Takahashi, Hiroaki: *High-Efficiency 400 W Power Amplifier with Dynamic Drain Voltage Control for 6 MHz OFDM Signal.* In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Seiten 936 – 939, Juni 2010.

[73] Kim, Joon Hyung; Lee, Sung Jun; Jung, Jae Ho; Park, Chul Soon: *60 % High Efficiency 3G LTE Power Amplifier with Three-level Delta Sigma Modulation Assisted By Dual Supply Injection.* In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2011.

[74] **Bräckle, Alexander**; Rathgeber, Lotte; Siegert, Florian; Heck, Stefan; Berroth, Manfred: *Versorgungsspannungsmodulation eines Hochfrequenz-Leistungsverstärkers für LTE-Anwendungen durch einen dreistufigen Klasse-G-Modulator.* In: *Kleinheubacher Tagung*, Miltenberg, Deutschland, September 2012.

[75] Vasić, Miroslav; Garcia, Oscar; Oliver, Jesus Angel; Alou, Pedro; Diaz, Daniel; Cobos, Jose Antonio; Gimeno, Alejandro; Pardo, Jose Manuel; Benavente, Cesar; Ortega, Francisco Javier: *Efficient and Linear Power Amplifier Based on Envelope Elimination and Restoration.* In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Band 27, Nummer 1, Seiten 5 – 9, Januar 2012.

[76] Wimpenny, Gerard; Hildersley, Julian; Vlasits, Tamas; Cummins, Shaun; Padfield, Nicholas: *Envelope Tracking GaAs HBT PA performance characterization under high load mismatch conditions.* In: *IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2012.

[77] Vasić, Miroslav; García, Oscar; Oliver, Jesús Ángel; Alou, Pedro; Díaz, Daniel; Cobos, José Antonio: *Multilevel Power Supply for High-Efficiency RF Amplifiers.* In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Band 25, Nummer 4, Seiten 1078 – 1089, April 2010.

[78] Hsia, Chin; Zhu, Anding; Yan, Jonmei J.; Draxler, Paul; Kimball, Donald F.; Lanfranco, Sandro; Asbeck, Peter M.: *Digitally Assisted Dual-Switch High-Efficiency Envelope Amplifier for Envelope-Tracking Base-Station Power Amplifiers.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 59, Nummer 11, Seiten 2943 – 2952, November 2011.

[79] Choi, Jinsung; Kim, Dongsu; Kang, Daehyun; Kim, Bumman: *A New Power Management IC Architecture for Envelope Tracking Power Amplifier.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 59, Nummer 7, Seiten 1796 – 1802, Juli 2011.

[80] Kimball, Donald F.; Jeong, Jinho; Hisa, Chin; Draxler, Paul; Lanfranco, Sandro; Nagy, Walter; Linthicium, Kevin; Larson, Lawrence E.; Asbeck, Peter M.: *High-Efficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 54, Nummer 11, Seiten 3848 – 3856, November 2006.

[81] Jeong, J.; Kimball, D.F.; Kwak, M.; Draxler, P.; Hsia, C.; Steinbeiser, C.; Landon, T.; Krutko, O; Larson, L.; Asbeck, P.: *High-Efficiency WCDMA Envelope Tracking Base-Station Amplifier Implemented With GaAs HVHBTs.* In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Band 44, Nummer 10, Seiten 2629 – 2639, Oktober 2009.

[82] Hoversten, John; Popović, Zoya: *System Considerations for Efficient and Linear Supply Modulated RF Transmitters.* In: *IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, Boulder, Juni 2010.

[83] Papaliovski, Tatjana: *Untersuchung einer gate- und drainseitigen Versorgungsspannungsmodulation von Galliumnitrid-Verstärkern.* Bachelorarbeit, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, 2012.

[84] Wang, Tony; Erhman, Barry: *Compensate Transimpedance Amplifiers Intuitively - Application Report SBOA055A.* Texas Instruments, März 2005.

[85] Medrel, P.; Ramadan, A.; Nebus, J. M.; Bouysse, P.; Lapierre, L.; Villemazet, J. F.: *High efficiency class B GaN power amplifier with dynamic gate biasing for improved linearity.* In: *IET Electronic Letters*, Band 48, Nummer 18, Seiten 1136 – 1137, August 2012.

[86] Conway, Adam M.; Zhao, Yu; Asbeck, Peter M.; Micovic, Miroslav; Moon, Jeong: *Dynamic Gate Bias Technique for Improved Linearity of GaN*

HFET Power Amplifiers. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Juni 2005.

[87] Noh, Y.S.; Park, Chul S.: *An Intelligent Power Amplifier MMIC Using a New Adaptive Bias Control Circuit for W-CDMA Applications.* In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Band 39, Nummer 6, Seiten 967 – 970, Juni 2004.

[88] Forestier, Stéphane; Bouysse, Philippe; Quere, Raymond; Mallet, Alain; Nebus, Jean-Michel; Lapierre, Luc: *Joint Optimization of the Power-Added Efficiency and the Error-Vector Measurement of 20-GHz pHEMT Amplifier Through a New Dynamic Bias-Control Method.* In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 52, Nummer 4, Seiten 1132 – 1141, April 2004.

[89] Pozar, David M.: *Microwave Engineering.* John Wiley & Sons, 2005.

[90] **Bräckle, Alexander**: *Vergleich von Transistortechnologien hinsichtlich ihrer Einsatzfähigkeit für lineare Leistungsverstärker bei der Versorgungsspannungsmodulation.* Diplomarbeit, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, 2008.

[91] Snider, D. M.: *A Theoretical Analysis and Experimental Confirmation of the Optimally Loaded and Overdriven RF Power Amplifier.* In: *IEEE Transactions on Electron Devices*, Band 14, Nummer 12, Seiten 851 – 857, Dezember 1967.

[92] Cripps, S. C.: *Indeterminate Inversion [Microwave Bytes].* In: *IEEE Microwave Magazine*, Band 12, Band 7, Seiten 32 – 129, Dezember 2011.

[93] Holmes, D. G.: *A General Analytical Method for Determining the Theoretical Harmonic Components of Carrier Based PWM Strategies.* In: *Industry Applications Conference*, Seiten 1207 – 1214, Oktober 1998.

[94] Deslauriers, Isabel; Avdiu, Nysret; Ooi, Boon-Teck: *Naturally Sampled Triangle Carrier PWM Bandwidth Limit and Output Spectrum.* In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, Band 20, Nummer 1, Seiten 100 – 106, Januar 2005.

[95] **Bräckle, Alexander**: *Untersuchung eines stromgesteuerten Klasse-D-Verstärkers für Delta-Sigma-modulierte Signale.* Studienarbeit, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, 2007.

[96] **Bräckle, Alexander**, Heck, Stefan; Berroth, Manfred; Dettmann, Ingo: *Efficiency of Current-Mode Class-D Amplifiers with Delta-Sigma Modulated Drive Signals.* In: *German Microwave Conference*, 2009.

[97] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.; Musiol G.; Mühlig H.: *Taschenbuch der Mathematik.* Verlag Harri Deutsch, 5. Auflage, 2001.

[98] Wei, S.; Goeckel, D. L.; Kelly P. A.: *Convergence of the Complex Envelope of Bandlimited OFDM Signals.* In: *IEEE Transactions on Information Theory*, Band 56, Nummer 10, Seiten 4893 – 4904, Oktober 2010.

[99] Kaehs, Bernhard: *Der Crest-Faktor bei DVB-T-(OFDM-) Sendeanlagen und seine Auswirkungen auf die Dimensionierung der Leistungskomponenten - Application Note 7TS02.* Rohde & Schwarz, Januar 2007.

[100] Papoulis, Athanasios: *Probability, Random Variables and Stochastic Processes.* McGraw-Hill Book Company, New York, St. Louis, San Francisco, Toronto, London, Sydney, 1965.

[101] Han, Seung Hee; Lee, Jae Hong: *An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission.* In: *IEEE Wireless Communications*, Band 12, Nummer 2, Seiten 56 – 65, April 2005.

Eigene Veröffentlichungen

Bräckle, Alexander; Heck, Stefan; Berroth, Manfred; Dettmann, Ingo: *Efficiency of Current-Mode Class-D Amplifiers with Delta-Sigma Modulated Drive Signals.* In: *German Microwave Conference*, München, Deutschland, 2009.

Berroth, Manfred; Grözing, Markus; Heck, Stefan; **Bräckle, Alexander**: *Noise Modeling.* In: *Workshop Parameter Extraction Strategies for Compact Transistor Models, International Microwave Symposium*, 2009.

Berroth, Manfred; Schmidt, Martin; Heck, Stefan; **Bräckle, Alexander**; Grözing, Markus: *A 1.6 GHz Switch Mode Power Amplifier with Continuous-Time Bandpass Delta-Sigma Modulator.* In: *Proceedings of IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Seiten 1051 - 1054, Cancun, Mexico, 2009.

Heck, Stefan; **Bräckle, Alexander**, Schmidt, Martin; Schuller, Frieder; Grözing, Markus; Berroth, Manfred; Gustat, Hans; Scheytt, Christoph: *A SiGe H-Bridge Switching Amplifier for Class-S Amplifiers With Clock Frequencies up to 6 GHz.* In: *German Microwave Conference*, Seiten 174 - 177, Berlin, Deutschland, 2010.

Heck, Stefan; Schmidt, Martin; **Bräckle, Alexander**; Schuller, Frieder; Grözing, Markus; Berroth, Manfred; Gustat, Hans; Scheytt, Christoph: *A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25 µm SiGe-BiCMOS.* In: *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Seiten 565 - 568, Mai 2010.

Bräckle, Alexander; Ott, Michael; Heck, Stefan; Berroth, Manfred: *An 8 W GaAs Class-AB Amplifier for Operation in Envelope Tracking Systems.* In: *German Microwave Conference*, Darmstadt, Deutschland, 2011.

Heck, Stefan; Maroldt, Stephan; **Bräckle, Alexander**; Berroth, Manfred; Quay, Rüdiger: *A High-Power Dual-Gate GaN Switching-Amplifier in the GHz-Range.* In: *IEEE 12th Annual Wireless and Microwave Technology Conference*, Clearwater, USA, April 2011.

Heck, Stefan; Maroldt, Stephan; **Bräckle, Alexander**; Berroth, Manfred; Quay, Rüdiger: *Comparison of a Single and a Dual-Gate GaN Switching-Amplifier for Future Communication Systems.* In: *Proceedings of IEEE International Microwave Symposium*, Baltimore, USA, Juni 2011.

Bräckle, Alexander; Egorenkov, Sergej; Ott, Michael; Siegert, Florian; Heck, Stefan; Berroth, Manfred: *An Envelope Tracking System Using a GaAs Class-AB Power Amplifier and a Class-AD Modulator.* In: *German Microwave Conference*, Ilmenau, Deutschland, März 2012.

Heck, Stefan; Maroldt, Stephan; **Bräckle, Alexander**; Berroth, Manfred; Quay, Rüdiger: *A High Gain SiGe-GaN Switching Power Amplifier in the GHz-Range.* In: *IEEE 13th Annual Wireless and Microwave Technology Conference*, Cocoa Beach, USA, April 2012.

Bräckle, Alexander; Rathgeber, Lotte; Siegert, Florian; Heck, Stefan; Berroth, Manfred: *Power Supply Modulation for RF Applications.* In: *15th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Novi Sad, Serbien, September 2012.

Bräckle, Alexander; Rathgeber, Lotte; Siegert, Florian; Heck, Stefan; Berroth, Manfred: *Versorgungsspannungsmodulation eines Hochfrequenz-Leistungsverstärkers für LTE-Anwendungen durch einen dreistufigen Klasse-G-Modulator.* In: *Kleinheubacher Tagung*, Miltenberg, Deutschland, September 2012.

Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik der Universität Stuttgart.
Ich danke Herrn Prof. Berroth für die Möglichkeit, diese Arbeit an seinem Institut anzufertigen, für seine Betreuung und das mir entgegengebrachte Vertrauen.
Herrn Prof. Hesselbarth danke ich für die Übernahme des Mitberichts und die zügige Erstellung des Gutachtens.
Die Gespräche mit meinen Kollegen am Institut haben wertvolle Anregungen zu meiner Forschung beigesteuert und mir neue Blickwinkel eröffnet. Darüber hinaus haben die Unterhaltungen über Themen jenseits der Elektrotechnik und unzählige gemeinsame Jogging-Kilometer für den notwendigen Ausgleich gesorgt. Hierfür danke ich allen meinen Kollegen, insbesondere Thomas Föhn, Stefan Heck, Johannes Reichart und Wolfgang Vogel, mit denen ich mich in vielen fachlichen Diskussionen intensiv austauschte.
Ein großes Dankeschön an Ingo Dettmann, der durch die Betreuung meiner Studienarbeit meine Begeisterung für Hochfrequenz-Leistungsverstärker weckte und mir in all den Jahren stets ein kompetenter und hilfbereiter Ansprechpartner war.
Danken möchte ich auch Boris Hudoffsky und Christian Nemec vom Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, die mir bei Fragen zur Leistungselektronik halfen und mich mit Literatur und Messtechnik unterstützten, sowie Thomas Handte vom Institut für Nachrichtenübertragung für seine Erläuterungen zu OFDM-Systemen.
Außerdem ein großer Dank an alle von mir betreuten Studenten, die mit ihren Untersuchungen, Aubauten und Messungen einen maßgeblichen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben.
Danke auch an Marie-Céline Heck, Boris Hudoffsky, Michael Ott und Lotte Rathgeber für das Korrekturlesen dieser Arbeit sowie Thomas Föhn, Christian Nemec und Thomas Veigel für die Anregungen zu meinem Vortrag.
Mein ganz besonderer Dank gilt meiner Freundin Maria, die mich stets unterstützt hat, obwohl die vorliegende Arbeit einen großen Teil meiner Zeit in Anspruch genommen hat, und meinen Eltern, die immer für mich da waren und ohne die ich nie so weit gekommen wäre.